

**LiTaO<sub>3</sub>基板を用いた疑似弾性表面波デバイスの  
高性能化に関する研究**

2016年1月

千葉大学大学院工学研究科  
人工システム科学専攻 電気電子系コース

川内 治

(千葉大学審査学位論文)

LiTaO<sub>3</sub>基板を用いた疑似弾性表面波デバイスの  
高性能化に関する研究

2016年1月

千葉大学大学院工学研究科  
人工システム科学専攻 電気電子系コース

川内 治

# LiTaO<sub>3</sub>基板を用いた疑似弾性表面波デバイスの 高性能化に関する研究

第1章 緒論 .....	4
1.1 まえがき .....	4
1.2 研究の背景.....	7
1.3 研究の目的.....	14
1.4 本論文の構成と概要 .....	15
参考文献.....	16
第2章 SAW デバイスに用いる LiTaO <sub>3</sub> の最適カット角の検討.....	19
2.1 まえがき .....	19
2.2 疑似弾性表面波の特徴.....	19
2.3 シミュレーションによる最適カット角の検証.....	21
2.3.1 FEMSDA による最適カット角の検証 .....	21
2.3.2 有限要素法シミュレーションによる最適カット角の検証.....	24
2.4 実験による最適カット角の検証 .....	27
2.4.1 共振子による確認.....	27
2.4.2 MHz 帯ラダー型フィルタの実験的検証.....	29
2.4.3 GHz 帯ラダー型フィルタの実験的検証 .....	30
2.5 むすび.....	33
参考文献.....	34
第3章 DMS 設計の低損失、高性能化に関する検討.....	35
3.1 まえがき .....	35
3.2 不連続部での散乱バルク波 .....	35

3.3	ピッチモジュレーションについて.....	36
3.3.1	ピッチモジュレーションの構造.....	36
3.3.1	ピッチモジュレーションの設計.....	37
3.4	シミュレーションによる検証.....	39
3.4.1	シミュレーションによる特性比較.....	39
3.4.2	ピッチモジュレーションにおけるピッチ差の影響.....	44
3.5	実験的検証.....	45
3.6	むすび.....	48
	参考文献.....	50
第4章	直接接合基板のスプリアス低減に関する検討.....	51
4.1	まえがき.....	51
4.2	直接接合基板の特性と課題.....	51
4.2.1	900MHz 帯フィルタへの適用と基板厚の検討.....	51
4.2.2	900MHz 帯フィルタの特性と課題.....	55
4.3	シミュレーションによるスプリアスの解析.....	56
4.3.1	sync を用いたシミュレーションによる解析.....	56
4.3.2	ANSYS を用いたシミュレーションによる解析.....	61
4.3.3	ANSYS を用いたスプリアスモードの基板内変位解析.....	65
4.4	実験的検証.....	73
4.5	むすび.....	76
	参考文献.....	77
第5章	結論.....	79
	謝辞.....	81
	本論文に関する発表論文リスト.....	82
	学術論文.....	82

国際会議.....	82
国内会議.....	84
関連出願特許（筆頭及び連名） .....	85
<国内登録・出願特許> .....	85
<米国登録特許> .....	86

# 第1章 緒論

## 1.1 まえがき

SAW (Surface Acoustic Wave) デバイスは、携帯電話が使われだした 1990 年以降から IF (Intermediate Frequency) フィルタや RF (Radio Frequency) フィルタに広く使われてきており、近年では特に移動体通信用途として小型で高性能な特徴から無くてはならない重要な部品の一つとなっている。携帯電話のマーケットは、1990 年代の半ばから右肩上がりに増加を続けており近年では大きな市場規模に成長してきている。また、サービスエリアの広がり、サービスの多様化にともなって通信トラフィックの改善が重要な問題となっている。

図 1-1 に携帯電話の台数の推移を示す[1-1]。特に W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) のシステムが実用化され始めた 2001 年以降から右肩上がりでの大きな市場の伸び率を示している。2014 年以降においては、音声端末の伸びはほぼフラットながら、非音声端末での通信機器、タブレットやノートパソコンなどの機器での伸びが大きくなると予測されている。このように通信機器の利用が増えるにつれて通信のトラフィックを改善するために周波数の多様化、システムの多様化が進んできている。

図 1-2 にシステムおよび対応バンド数の変遷を示す。デジタル携帯電話の普及し始めた当初は、国内では PDC (Personal Digital Cellular)通信方式が用いられバンド数は、1~2 バンドが用いられていた。欧米では CDMA (Code division Multiple Access) や GSM (Global System for Mobile Communication) が実用化され、1~4 バンドの対応が進んできた。2001 年以降 W-CDMA システムが主流になり、さらに周波数の多様化が進み使われるバンド数が最大で 7 バンドの対応が必要となった。

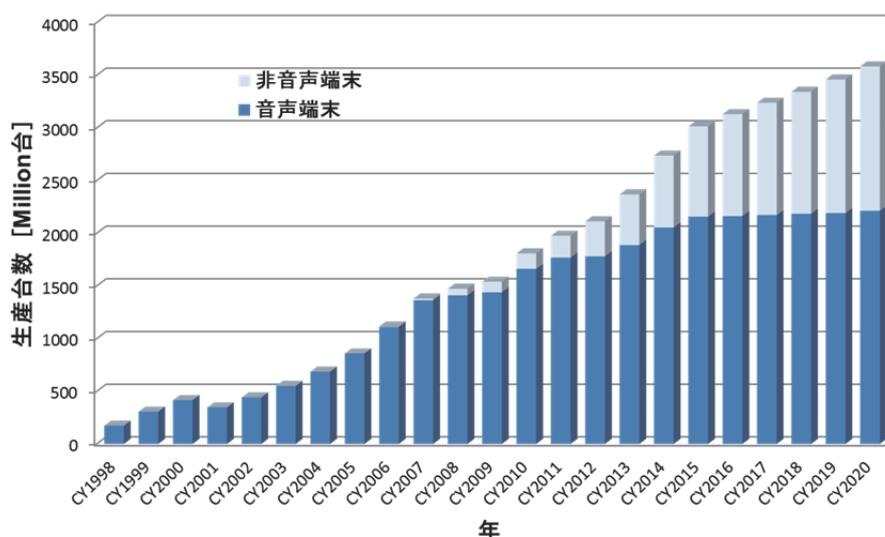


図 1-1 携帯通信端末の生産台数の推移 (出展：Navian Inc.)

さらに、LTE (Long Term Evolution) のシステムが実用化されて使われるバンド数が、FDD (Frequency Division Duplex)の通信方式で最大で 18 バンドにまで多様化した。今後、TD-LTE (Time Division-LTE) の対応も広がりさらに使われるバンド数が増えると見られている。このように、システムの多様化に伴って使用されるバンド数は増えデバイスへの要求は、年々厳しくなってきた。それに合わせて、システムの変化する周期が年々短くなってきている。

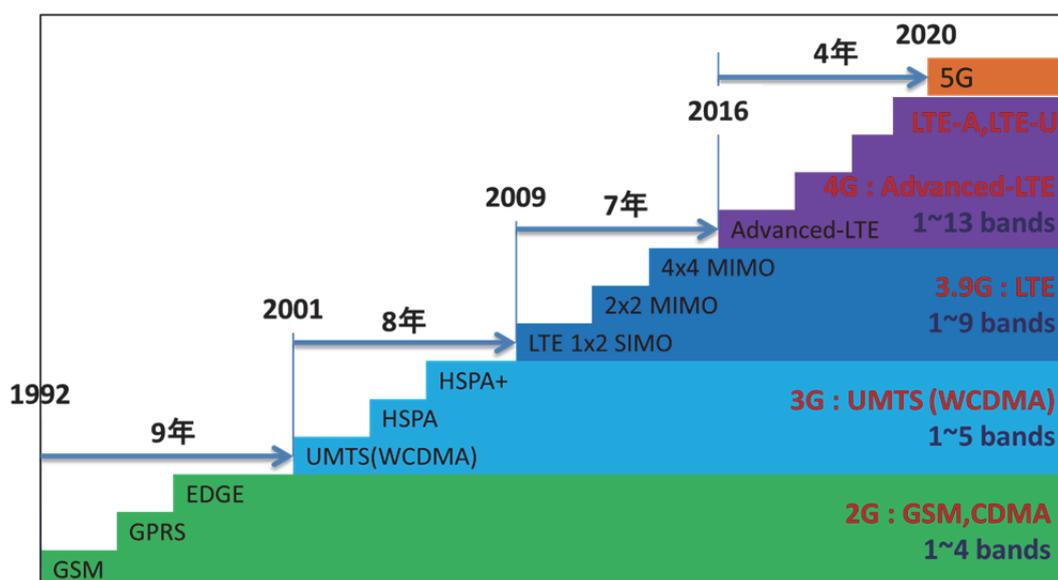


図 1-2 携帯通信端末システムの対応バンド数とシステムの変遷 (出展 : Navian Inc.)

図 1-3 に携帯電話の RF ブロック図の例を示す。これは、FDD (Frequency Division Duplex) 方式の一例で、AMPS (Advanced Mobile Phone Service) 等のシステムで使われている。アンテナトップに使われるデュプレクサにおいて、それまで使われていた誘電体デュプレクサに対して SAW デバイスが、小型かつ低損失、高減衰のデュプレクサを実現するために無くてはならない技術として注目された。このデュプレクサの課題は、小型化、挿入損失、帯域外減衰そして耐電力であり、これらの課題を解決するために 1992 年にラダー型 SAW フィルタの提案[1-2]、位相整合回路を内蔵した小型 SAW デュプレクサが開発[1-3]された。

図 1-4 に欧州を中心に普及した、GSM の RF ブロック図を示す。この通信方式は、FDD-TDMA (Frequency Division Duplex - Time Division Multiple Access)方式を用いており、アンテナ段にデュプレクサを用いずに送信側と受信側の周波数を分けさらに時間を変えて送受信を行っている。送信と受信の切り替えをスイッチで行っているため、デュプレクサを使わない。GSM のシステムは、RF-IC の技術開発が進み受信回路側においてはスーパーヘテロダインの構成からダイレクトコンバージョンに回路構成の変更が進み、

IF フィルタが不要な回路構成となってきた。しかしながら、RF 部においてはノイズを低減するためのバンドパスフィルタが必要とされた。ここで必要とされるバンドパスフィルタの特徴は、ノイズをカットする必要があるため高減衰の特性が要求される。特に受信側の受信感度においては、ノイズをいかに落とすかが重要なファクタとなるため挿入損失よりも帯域外減衰特性が大きな課題とされている。この高減衰の特性を実現するために DMS (Double Mode SAW)の設計手法[1-4]を用いることが一つの大きなカギとなった。また、この DMS の特長は、RF-IC の進化に伴って必要とされたバランス対応の RF-IC の要求にも容易に対応できることにある。[1-5] [1-6]

送信側のフィルタにおいては、携帯電話の電池寿命を抑え消費電力を少なくするためにさらなる低損失の特性が求められた。さらに、送信時の電力に耐えるため耐電力特性にも優れているラダー型設計手法が用いられた。[1-7] このように携帯電話の普及に伴い周波数の多様化、システムの多様化が進むにつれてその都度、デバイスへ要求の厳格化も加速してきた。これらの要求を満足できる特性を実現させるために、SAW デバイスは十分なポテンシャルを持っていると考えている。

SAW デバイスは、携帯電話マーケットのシステムの多様化に対応すべく特性改善を各システムの変遷、要求に合わせて進化させてきた。IIDT (Interdigitated Interdigital Transducer)の設計手法[1-8]に始まり、ラダー型デザインの提案[1-8][1-9]、DMS バランスフィルタの提案[1-5] [1-6][1-10]、接合基板による温度補償技術の開発[1-11]と飽くなき改善を続けてきた。最終的には SAW デバイスの高性能化の限界はどこにあるかということに行きつくが、それはまだまだ未知の世界である。

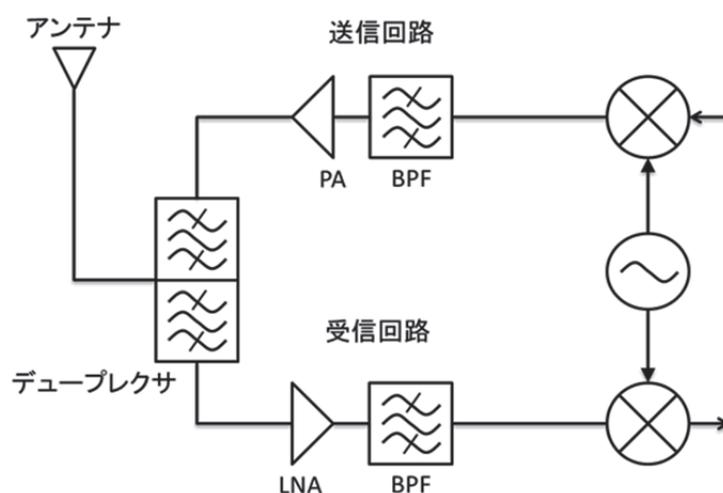


図 1-3 FDD 方式の携帯電話の RF ブロック図

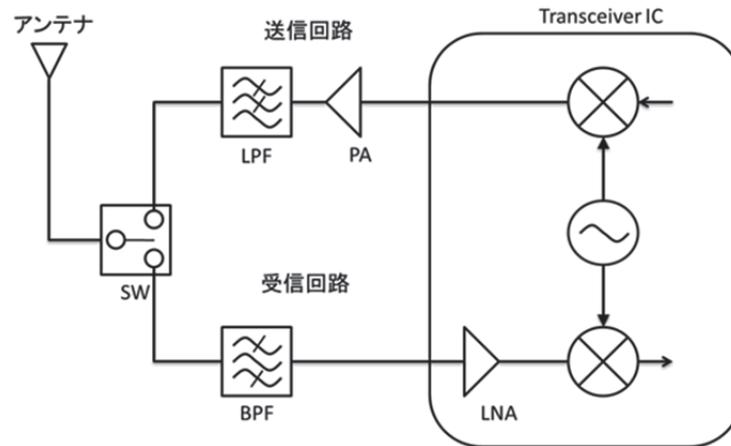


図 1-4 GSM 方式の携帯電話の RF ブロック図

## 1.2 研究の背景

携帯電話の普及に伴い、新しいシステムの実用化・多様化が進み、その個々のシステムに合った厳しい特性がデバイスには要求されてきた。そのシステムの要求を満足させるためにデバイス設計の開発、材料の開発を行う必要がある。SAW デバイスが RF フロントエンドに適用された当初、IIDT 設計が多く用いられた。[1-8] 図 1-5 に IIDT の構成図を示す。これは、SAW を入力電極 (IN) から出力電極 (OUT) へ伝搬させるトランスバーサル型フィルタの応用である。入力電極と出力電極を交互に配置することで IDT (Interdigital Transducer) によって SAW が励振され左右方向へ放射される波を効率よく受ける構造となっている。しかしながら、システムの多様化に伴い低損失化、高耐電力特性が必須となり挿入損失改善、耐電力特性が大きな課題となっていた。

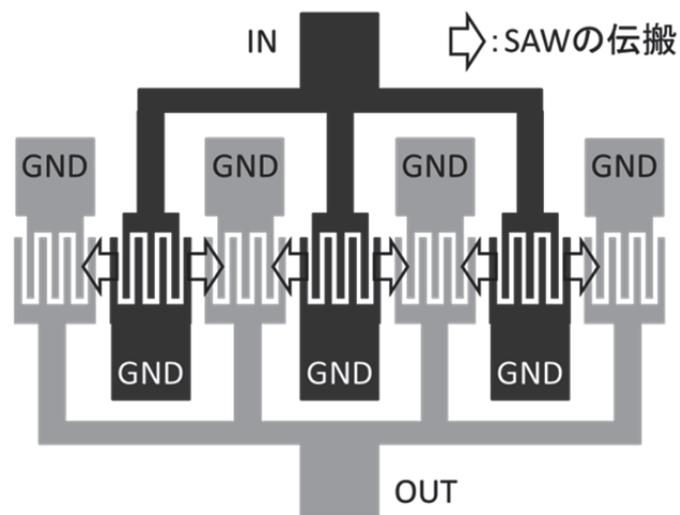


図 1-5 IIDT の構成図

挿入損失の改善と高耐電力特性の改善を目的に新しい設計手法が提案された。それが共振子の特性をベースとしてラダー型の設計手法である。[1-2][1-3][1-9] ここで、簡単にこれらの設計構造を説明しておく。図 1-6 にラダー型フィルタの構成図を示す。ラダー型フィルタは、SAW の共振子を直列と並列に接続したものを一つのセクションとして梯子状（ラダー型）接続してフィルタを形成している。共振子は、図 1-7 に示すように 1 ポート共振子で IDT とそれを挟む反射器で構成されている。SAW の波は、IDT で励振された SAW が、グレーティング反射器で反射され往復することで共振するファブリペロー型共振子として機能している。共振周波数近傍では、その反射器間で反射された SAW が振幅を強め合い、定在波となってエネルギーを蓄積することになる。

この時の共振周波数  $f_r$  は、近似的に

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

式 1-1

で決定される。この時、 $v_g$  は IDT およびグレーティング反射器下の SAW の伝搬速度、 $\lambda$  は IDT の周期である。

SAW 共振子の電気的な動作原理を考えてみる。図 1-8 にその共振子の等価回路を示す。この LCR の等価回路は BVD (Butterworth-Van Dyke) モデルと呼ばれている。図中の  $C_1$ 、 $L_1$  は動キャパシタンス、動インダクタンスと呼ばれており SAW の機械的共振を表現している。 $R_1$  は、動抵抗と呼ばれ SAW やバルク波の伝搬損失や漏れによる損失、電極指の抵抗損などを等価的に表現している。 $C_0$  は、IDT の静電容量で制動容量と呼ばれている。

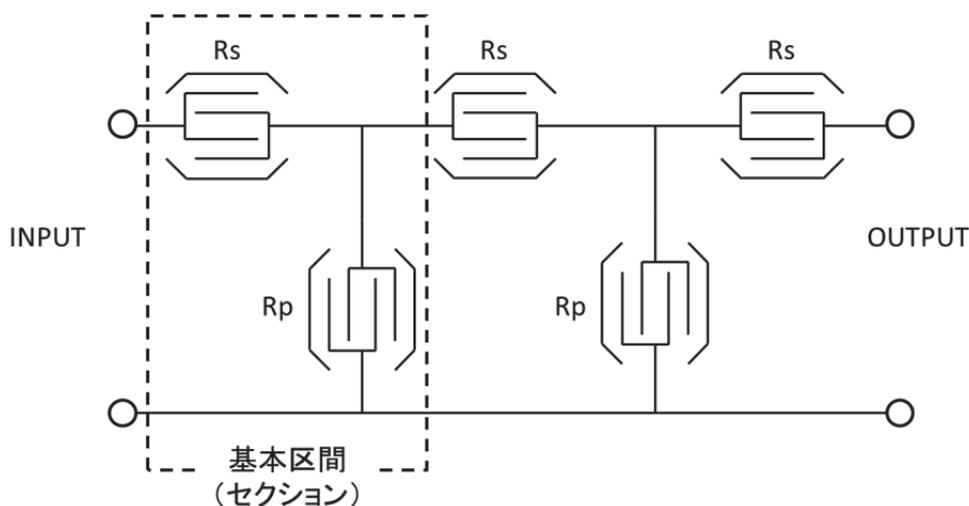


図 1-6 ラダーフィルタの構成図

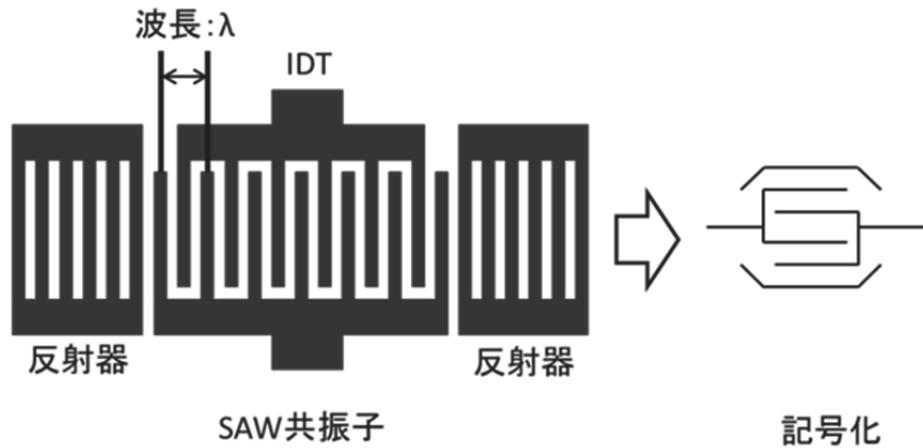


図 1-7 SAW 共振子

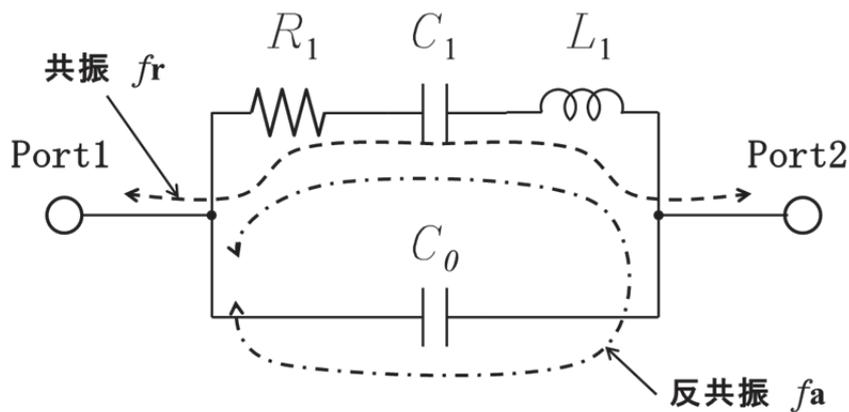


図 1-8 SAW 共振子の等価回路

この回路は2重共振回路の特性を有しており、共振周波数  $f_r$  と反共振周波数  $f_a$  の2つの共振周波数が存在する。ここで、 $R_1$  のない純リアクタンス回路として考えてみる。この時のアドミタンス  $Y$  は、インピーダンスの逆数なので、

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

式 1-2

で表すことができる。この時  $\omega$  は角周波数である。式 1-2 のアドミタンス特性を模式的に描くと、図 1-9 のようになる。

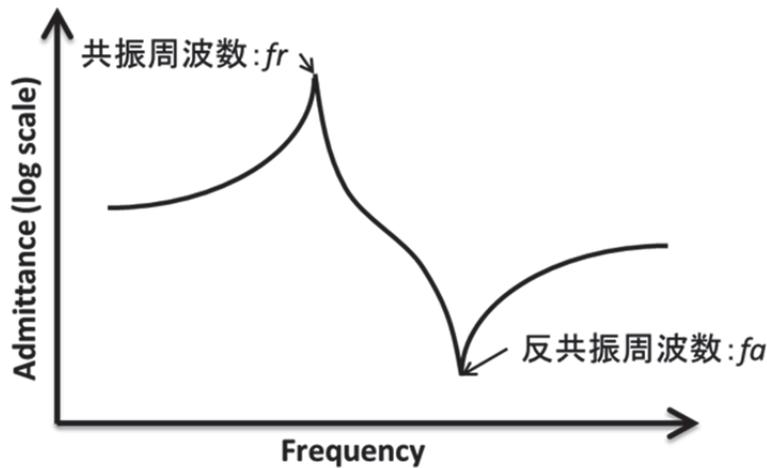


図 1-9 1ポート SAW 共振子のアドミタンス特性

はじめに  $C_1$  と  $L_1$  による共振が存在する。これは Port1 から Port2 でみると共振周波数

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

式 1-3

を持つ直列共振であり、この周波数  $f_r$  で Port1-Port2 間は交流的に  $Y=\infty$  となり導通状態になる。さらに周波数を上げていくと、今度は  $C_1$  と  $L_1$  にさらに  $C_0$  も加わった形での共振が起こる。従って共振周波数は  $C_1$  と  $C_0$  が直列になるので、

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

式 1-4

となり、Port1-Port2 からみると並列共振となる。従って、周波数  $f_a$  では交流的には  $Y=0$  となり高インピーダンスとなる。この周波数は共振周波数  $f_r$  と区別され反共振周波数と呼ばれる。ここで  $\gamma = C_0/C_1$  とし、これを共振子の容量比と呼ぶ。式 1-4 から  $\gamma$  が大きければ  $f_r$  と  $f_a$  の差は小さく、 $\gamma$  が小さければ差は大きいと言える。この値は、主に圧電基板の電気機械結合係数で決定され、フィルタを形成した時の通過帯域幅に影響を与える。こ

のように、ラダー型フィルタの設計では、共振子の特性が重要な設計要素となる。

次にラダー型設計同様、RF フィルタに多用されている DMS 型フィルタ[1-4]の構造図を図 1-10 に示す。2 つ以上の IDT を反射器の間に配置することで複数の波のモードを一つの共振子の中で音響的に結合させ広帯域のフィルタ特性を得ることができる。ラダー型フィルタに必要な直列共振子のモードと並列共振子のモードを一つの共振子構造の中で実現することができる。これにより小型化を容易に実現することが可能となる。

図 1-10 に 3 つの IDT を用いた場合の例を示す。入力 IDT に RF 信号を入力すると、その周波数に応じて伝搬方向に沿って対称モード (0 次モード) と反対称モード (3 次モード) が SAW 定在波として励振される。この定在波の各モードによって形成される周波数特性を図 1-11 に示す。阻止域の特性は基本の特性であるトランスバーサルの特徴の  $\sin(x)/x$  の波形を有し、通過域は、対称モードの周波数  $f_{sm}$  と反対称モードの周波数  $f_{am}$  の両モードが励振され各モードの特性が合成され、 $f_{sm}$  と  $f_{am}$  の周波数間隔が通過帯域となるバンドパスフィルタの特性となる。DMS フィルタの通過帯域幅は、 $f_{sm}$  と  $f_{am}$  の周波数間隔で決まる。この周波数間隔は、DMS の入力 IDT と出力 IDT の距離で制御することが可能である。しかしながら、広げ過ぎると通過帯域の中央が窪んでしまい良好な特性が得られない。この特性は電気機械結合係数  $k^2$  に依存しており、 $k^2$  が大きいほど広帯域な特性を得ることができる。しかしながら、DMS は、SAW のモード結合を使っているため SAW の伝搬損失にも影響を受けやすく損失を小さくするためには、伝搬損失の改善が必要とされる。

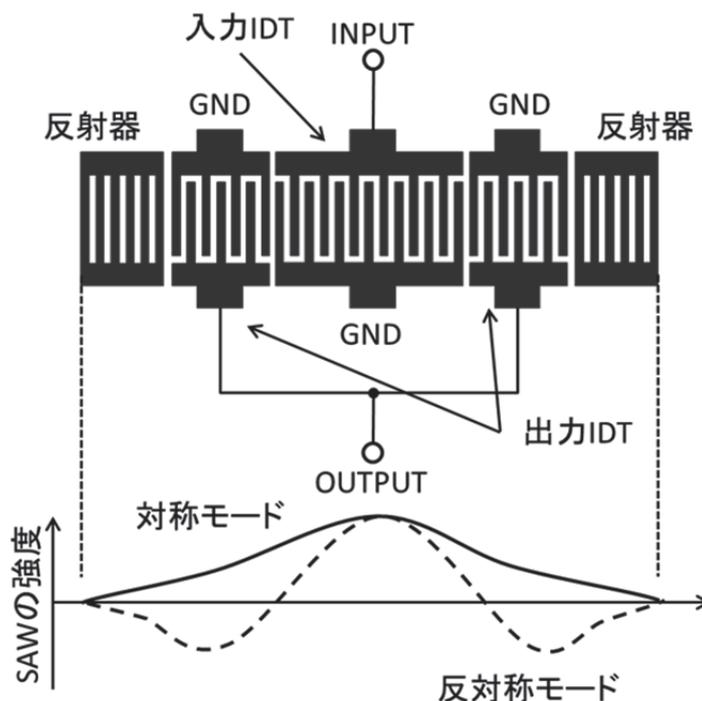


図 1-10 DMS 型フィルタの構造図

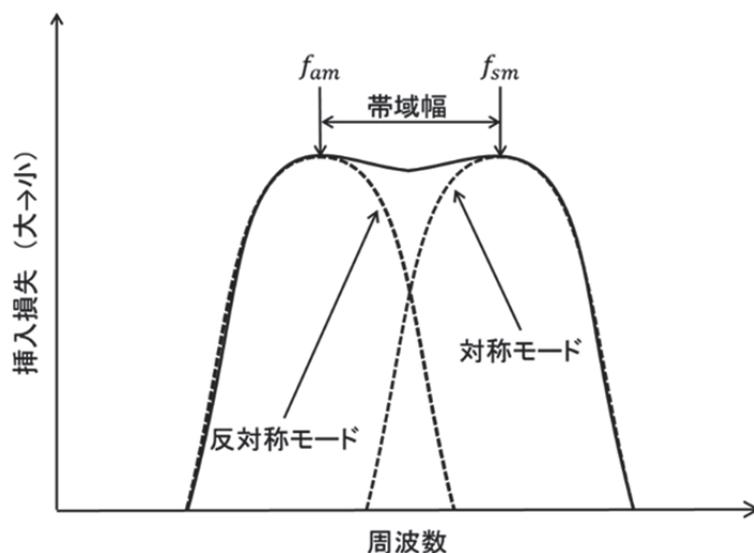


図 1-11 各モードによって形成される通過帯域の周波数特性

SAW フィルタの特性は、それに用いられる圧電基板材料の特性によってほぼ決まる。RF フィルタに適した圧電基板材料としては、フォトリソプロセスの製造性を考慮して IDT 周期（ピッチ） $\lambda$  をできるだけ大きくとれるように、音速  $V$  は速いことが望ましい。また、RF フィルタの通過帯域を確保するために電気機械結合係数もある程度大きくある必要がある。さらに、温度による周波数ドリフトはできるだけ小さくすることが必要なため TCD (Temperature Coefficient of Delay) が小さい材料を選定する必要がある。それに適している材料としては、三方晶系の強誘電体結晶の  $\text{LiTaO}_3$  や  $\text{LiNbO}_3$  が知られている[1-12]。特に  $\text{LiTaO}_3$  は、RF フィルタで広く用いられている。 $36^\circ$  Y-X  $\text{LiTaO}_3$  は中村ら[1-13]や山之内ら[1-14]により見出されたカット角として有名である。電気機械結合係数は中程度であるが TCD が小さいことが特長である。一方、 $64^\circ$  Y-X  $\text{LiNbO}_3$  は、山之内ら[1-15]により見出されたカット角で音速と電気機械結合係数が大きいことが特長である。表 1-1 に各基板の物理定数を示す[1-16]。

表 1-1 圧電基板のパラメータ

	$36^\circ$ Y-X $\text{LiTaO}_3$	$64^\circ$ Y-X $\text{LiNbO}_3$
音速: $v_f$ (自由表面)	4120 m/s	4742 m/s
TCD	32 ppm/ $^\circ\text{C}$	79 ppm/ $^\circ\text{C}$
電気機械結合係数: $K_2$	5 %	11 %

これらの基板での主伝搬波動は、疑似弾性表面波（Leaky-SAW）である。疑似弾性表面波は、圧電基板の表面にエネルギーの大部分を集中させて伝搬しているが、それと同時に基板内部へバルク波を漏洩しながら伝搬している。したがって、漏洩弾性表面波とも呼ばれる。この漏洩バルク波は、SAWの伝搬損失増大の要因であり、無い方が望ましい。ここで使用されるLiTaO<sub>3</sub>のような単結晶基板では、一般的に速度が大きい方が、伝搬損失が少ないことが知られている。疑似弾性表面波は、バルク波との結合により伝搬損失が生じているが、速度が大きいと、バルク波との結合を抑圧できれば、通常非漏洩SAWよりも低損失を実現できる場合がある。また、電気機械結合係数も大きく、さらにTCDもある程度小さいため、高周波化、高角型化が必要なRFフロントエンド用デバイス用基板として多用されている。

ところで、W-CDMAのBand2やBand8のシステムでは、送信周波数と受信周波数が近く急峻な特性かつ温度による周波数変化が少ない特性が要求される。特にBand8では、比帯域幅3.5%、送信帯域と受信帯域の周波数間隔が15MHzと厳しい仕様となっている。この特性を満足するために、周波数温度特性を低減させる様々な手法が提案されて来た。

一つは、ここで取り扱うLiTaO<sub>3</sub>は、負の温度係数を持つため、正の弾性定数を持つ材料、例えばSiO<sub>2</sub>などを基板上に堆積させることにより温度係数を改善する手法である[1-20][1-21]。この手法を用いて温度特性を改善しようとするとう電極の反射係数を十分に得ることができず特性劣化を招く可能性がある。この課題を解決するために、重い電極材料で電極を形成して、その上にSiO<sub>2</sub>を厚く堆積させることで反射係数を大きくして特性改善をする手法[1-22]や、端面反射構造で反射係数を得る手法[1-23]が提案されているがプロセスの安定性に課題がある。その一方で、SAWの特性の劣化を伴わない手法として圧電基板より線膨張係数が小さくて剛性の高い、すなわちヤング率の大きい材料を基板の裏面に接合する構造で温度特性を改善する手法[1-24][1-25][1-26]が報告されている。その一つは、接着層を使って接合する手法で主にエポキシ系の接着剤が使われている。この手法では、接着層を使っているため温度特性の改善レベルが大きくはない[1-27]。これに対して、三浦らによって直接接合基板を用いた温度特性改善の手法[1-11]が提案された。

その一方で、SAWよりもQ値の高い圧電薄膜共振子（Film Bulk Acoustic Resonator ; FBAR）[1-17]を用いてGHz帯のデュプレクサを実現する研究もなされている[1-18]。このFBARは電極膜と圧電膜の薄膜多層構造であり、共振周波数はこれらの膜厚により決定される。したがって、この膜厚制御がシビアであることと、設計自由度が少ないことが課題となっていた。さらに、MHz帯のデバイスには、インピーダンスマッチングの観点から共振器のサイズが大きいため小型化を実現しにくいなどの課題がある。

以上のように、小型化で優位性を発揮できるLiTaO<sub>3</sub>基板上の疑似弾性表面デバイスではあるが、以下の課題が残されていた。

### 1) ラダー型フィルタの低損失化

RF回路のフロントエンドで用いるために徹底的な低損失化が重要な課題であったが、ラダー型設計では挿入損失と帯域外減衰量にトレードオフの関係があり、設計手法での損失改善に限界がある。最終的には SAW の伝搬減衰そのものの改善が必要になっていた。

### 2) DMS 設計の低損失化と特性改善

高減衰、小型化を特長として受信フィルタに主に用いられてきた DMS 設計フィルタだが、ラダー型設計に比べて挿入損失が大きいことと設計の自由度小さいことが課題とされた。

### 3) 直接接合基板のスプリアス低減

直接接合の基板を用いた場合、特性劣化させることなく温度補償が可能であるが、接合界面からのバルク波の反射によるスプリアスが発生していた。このスプリアスは、通過帯域に大きく影響し特性劣化を引き起こす。

## 1.3 研究の目的

本研究では、 $\text{LiTaO}_3$  基板上的 Leaky-SAW を用いた SAW デバイスの特性改善を目的としている。本研究の具体的な内容を以下に示す。

### 1) ラダー型フィルタの低損失化の検討

ラダー型フィルタは従来のトランスバーサル型のフィルタとは異なり、共振子の特性を用いてフィルタ特性を形成している。共振子の特性は IDT 内の定在波特性を用いるため、IDT の内部反射特性を考慮する必要がある。この特性は IDT の膜厚、線幅の影響を大きく受けることからこの膜厚、線幅のパラメータを用いて特性改善を行うことが可能であることを示す。すなわち、従来最適とされてきた圧電基板のカット角  $36^\circ$  では、実使用上最適ではないことを示す。本論文では、電極の厚みと線幅をパラメータとして伝搬損失が最小となるカット角をシミュレーションで求め、さらに、実験的検証を行うことによりそのパラメータの妥当性確認を行い、共振子型フィルタ設計に最適な  $\text{LiTaO}_3$  のカット角を見出す。

### 2) DMS 型フィルタの特性改善

従来、DMS 設計のフィルタの特長は高減衰特性であるが、挿入損失が大きいことと設計の自由度が小さいことが課題であった。DMS 設計もラダー設計同様に共振子特性を用いていることから IDT の内部反射特性の考慮が重要となる。DMS 設計の場合、IDT の中で複数のモードを発生させるため、この影響が損失や、通過特性には重要なアイテムとなる。本論文では DMS 設計の損失要因をシミュレーションで解析し、さらに実験的検証を行うことで効果の妥当性を実証すると共に、特性改善の手法を提案する。

### 3) 直接接合基板のスプリアス低減

Band 8 用デュプレクサでは上述のサファイア基板貼りあわせ技術を利用しているが、バルク波が接合界面で反射して帯域内にスプリアスとして現れていた。この問題に対してシミュレーションによる原因解析および対策の検討を行い、実験的検証でその妥当性を実証すると共に、スプリアスのない優れた特性を提案する。

## 1.4 本論文の構成と概要

本論文は 5 章から構成されている。以下に 2 章から 4 章の概要を示す。

第 2 章では、ラダー型フィルタの低損失化を実現する  $\text{LiTaO}_3$  の最適カット角を示す。1 ポート共振子の特性を評価して最適電極膜厚、最適電極線幅、および最適カット角をシミュレーションにより探索する。その結果を実験的検証で確認し、ラダー型フィルタを実現する際に最適とされる条件を探索し、従来の  $36^\circ$  のカット角より高角度の  $42^\circ$  付近で最適値があることを示す。この結果を商品に適用しその有効性を示す。

第 3 章では、DMS 設計の課題である挿入損失に関して、損失原因を解析し、損失低減を可能とする新しい設計法を提案する。その結果を実験的検証で効果を確認し有効性を示す。

第 4 章では、温度特性を改善するために提案されたサファイア基板を支持基板とした直接接合基板を用いた場合に通過帯域内に発生するスプリアスの改善について検討する。接合基板の波のモードを解析し、カット角を最適化することでスプリアス抑制できることを示し、その有効性を示す。

第 5 章では、これらの結果のまとめを行う。

## 参考文献

- [1-1] Navian Inc. 調査レポート “Front End Module の 10 年展望 2010-2020”
- [1-2] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara and Y. Satoh, “Development of Low-Loss Band-Pass Filters Using SAW Resonators for Portable Telephones”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 111-115.
- [1-3] O. Ikata, Y. Satoh, H. Uchishiba, H. Taniguchi, N. Hirasawa, K. Hashimoto and H. Ohmori, “Development of small Antenna Duplexer Using SAW Filters for handheld phones”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1993, pp.111-114.
- [1-4] T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka and Y. Nakazawa, “Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 95-104.
- [1-5] Y. Taguchi, S. Seki, K. Onishi and K. Eda, “A New Balanced-Unbalanced Type RF-Band SAW Filter”, *IEEE MTT-S Proc.*, 1996, pp.417-420.
- [1-6] G. Endoh, M. Ueda, O. Kawachi, and Y. Fujiwara, “High Performance Balanced Type SAW Filters in the Range of 900MHz and 1.9GHz”, *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, 1997, pp.41-44.
- [1-7] Y. Satoh and O. Ikata, "Ladder type SAW filter and its application to high power SAW devices", *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, vol.10, No.3, pp825-865, World Scientific, (2000)
- [1-8] 佐藤良夫, 伊形理, 松田隆志, 宮下勉, 藤原嘉朗, 「電極つい数重みづけ法による携帯電話用 SAW フィルタの開発」, 電気学会論文誌 C, Vol.111, No.9, pp396-403, (1991).
- [1-9] 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」, 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J76-A, No.2, pp245-252, (1993)
- [1-10] S. Inoue, J. Tsutsumi, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, M. Ueda and O. Ikata, “1.9GHz Range Ultra-Low-Loss and Steep Cut-Off Double Mode SAW Filter for the Rx Band in the PCS Antenna Duplexer”, *Proc, IEEE Ultrason. Symp.*, 2003, pp.382-392.
- [1-11] 三浦道雄, 井上将吾, 堤潤, 松田隆志, 上田政則, 佐藤良夫, 伊形理, 江畑泰男, “LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板を用いた温度特性改善 SAW デバイス”, 電学論 (C), vol.127, no.8, pp.1161-1165, 2007
- [1-12] 橋本研也, “弾性表面波(SAW)デバイスシミュレーション技術入門“, 株式会社リアライズ社, 1997.
- [1-13] K. Nakamura, M. Kazumi and H. Shimizu, "SH-Type and Rayleigh-Type Surface Waves on Rotated Y-Cut LiTaO<sub>3</sub>", *IEEE Proc. of Ultrason. Symp.*, 1977, pp.819-822.

- [1-14] 岩崎浩司, 山之内和彦, 柴山幹夫, “高結合 SiO<sub>2</sub>/ LiTaO<sub>3</sub> 構造疑似弾性表面波の温度特性”, 信学会超音波研究会資料, US77-43, pp.37-42, 1977
- [1-15] K. Yamanouchi and K. Shibayama, "Propagation and amplification of Rayleigh waves in LiNbO<sub>3</sub>", *J. Appl. Phys.*, vol.43, no.3, 9172, pp856-862.
- [1-16] 小野正明, 佐藤良夫, 富永英樹, 藤原嘉朗, 若月昇, “高結合単結晶デバイスの基礎と応用”, 2005
- [1-17] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, A. Chien, “Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications”, *Proc. IEEE, Ultrason. Symp.*, 2001. pp. 813-821.
- [1-18] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara M. Ueda and Y. Satoh, “A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for W-CDMA Application”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2005, pp.93-96.
- [1-19] V. S. Plessky and C. S. Hartmann, “Characteristics of Leaky SAWs on 36° LiTaO<sub>3</sub> on periodic structures of heavy electrodes”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1993, pp.1239-1242.
- [1-20] T. E. Parker and M. B. Schulz “SiO<sub>2</sub> film overlays for temperature-stable surface acoustic wave devices”, *Applied Physics Letters*, Vol. 26, No.3, 1975.
- [1-21] K. Yamanouchi and S. Hayama, “SAW properties of SiO<sub>2</sub>/128° Y-X LiNbO<sub>3</sub> structure fabricated by magnetron sputtering technique,” *IEEE. Trans. Sonics and Ultrason.*, vol. SU-31, 1984, pp.51-57.
- [1-22] M. Kadota, T. Nakao, N. Taniguchi, E. Takata, M. Miura, K. Nishiyama, T. Hada and T. Komura, “Surface Acoustic Wave Duplexer for US Personal Communication Services with Good Temperature Characteristics”, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 44, 6B, 2005, pp.4527-4531.
- [1-23] M. Kadota, T. Kimura, D. Tamasaki, “High Frequency Resonators with Excellent Temperature Characteristic using Edge Reflection” *Proc. Symp. Ultrason. Electron.*, Vol. 27, 2006, pp.115-116.
- [1-24] K. Hashimoto, M. Kadota, T. Nakao, M. Ueda, M. Miura, H. Nakamura, H. Nakanishi and K. Suzuki, “Recent development of temperature compensated SAW devices,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2011, pp.79-86.
- [1-25] K. Yamanouchi, K. Kotani, H. Odagawa and Y. Cho, “Theoretical Analysis of SAW Propagation Characteristics under the Strained Medium and Applications for High Temperature Stable High Coupling SAW Substrates” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1999, pp.239-242.
- [1-26] H. Sato, K. Onishi, T. Shimamura and Y. Tomita, “Temperature Stable SAW Devices Using Directly Bonded LiTaO<sub>3</sub>/Glass Substrates” *Proc. IEEE Ultrason.*

*Symp.*, 1998, pp.335-338.

- [1-27] H. Kobayashi, K. Tohyama, Y. Hori, Y. Iwasaki, and K. Suzuki, "A Study on Temperature-Compensated Hybrid Substrates for Surface Acoustic Wave Filters" *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2010, pp.637-640.

## 第2章 SAW デバイスに用いる LiTaO<sub>3</sub> の最適カット角の検討

### 2.1 まえがき

RF フロントエンドに使われる SAW デバイスに適した圧電基板として、LiTaO<sub>3</sub> [2-1]の疑似弾性表面波 (Leaky-SAW) を用いたデバイスが多く使われてきた。携帯電話に使われた当初、IIDT の設計手法が主流であった。IIDT の設計手法は、トランスバーサル型[2-2]の設計手法と同等の考え方であったため、圧電基板のカット角は、薄い電極膜厚での影響を考慮するだけでよかった。しかしながら、ラダー型設計[2-3]や DMS 設計[2-4]のような共振子特性を基本にした設計手法においては、Surface Skimming Bulk Waves (SSBW) [2-5][2-6]のスプリアスを避けるために厚い電極膜厚が必要となり、IDT の励振、反射を考慮する必要がある。[2-7]

本章では、LiTaO<sub>3</sub> 基板において、グレーティング構造を考慮した場合の最適カット角の検証を行い、シミュレーションで伝搬損失の最適値、結合係数の最適値を求める。この結果をもとに、共振子の特性を比較し、さらに、その最適値をラダー型フィルタに適用して実験的に検証して効果を確認する。

### 2.2 疑似弾性表面波の特徴

ここで使われる Leaky-SAW は、SH (shear-horizontal) モードの SAW であり、縦波 (longitudinal) と SV (shear-vertical) 成分が主体のレイリーSAW (Rayleigh-SAW) [2-9][2-10]と同様にエネルギーの大部分を基板表面付近に集中させて伝搬している。それと同時に、エネルギーを徐々に基板内部に放射しながら伝搬している。この Leaky-SAW は、表面の状態で特性が変化する。電極膜厚、線幅の影響で分散特性が変化することが知られている。[2-8] 実デバイスの設計において共振子は、駆動電極 IDT と反射器から構成されておりそれらはいずれも金属グレーティングとして扱うことができる。ここで、グレーティング上の Leaky-SAW の特性をシミュレーションで確認する。

金属グレーティング上のグレーティング線幅は、SAW の波長と同程度である。そのため、SAW の特性に周波数分散特性が生じる。[2-8] 図 2-1、図 2-2 に位相速度の周波数分散特性と減衰の周波数分散特性が電極膜厚でどのように変化するかシミュレーションで確認する。シミュレーションは、FEMSDA[2-11]を用いて計算する。これは、電極部を有限要素法 (Finite Element Method, FEM) を適用し、基板部分にはスペクトル領域法 (Spectrum Domain Technique, SDA) を用いており、無限周期の金属グレーティング上の SAW の伝搬特性を解析するのに有効なシミュレーションである。

図 2-1 に 36° Y-X LiTaO<sub>3</sub> における SAW の位相速度を示す。横軸は相対周波数  $f \cdot p / v_B$  で、速い横波速度  $v_B = 4226 \text{ m/s}$  で規格化した値である。p はグレーティングピッチで f はその周波数である。 $f \cdot p / v_B$  が 0.46~0.50 で大きな阻止域が見られる。これは Leaky-SAW の阻止域である。その阻止域は、電極膜厚の増大にともなって、幅が広がっている。これは、

凹凸の増大により SAW の反射係数も増加することによる。また、SAW 速度が低下しているが、これは電極の質量負荷効果とともに、後方散乱バルク波が非放射なことに起因するエネルギー蓄積効果による。[2-8] 図 2-2 に減衰の周波数特性を示す。大きなピークは SAW のブラッグ反射による見掛け上の減衰である。また、ブラッグ反射の条件を満たす周波数以上では、散乱バルク波を相殺できず基板内部に漏洩バルク波として放射される。これは、損失として表れる。 $f \cdot p / V_B$  が 0.50 以上から減衰が電極膜厚の増加と共に増大している。このように、グレーティングでの波の散乱は電極膜厚と共に変化する。

このように FEMSDA を用いて IDT の特性を計算することは可能である。

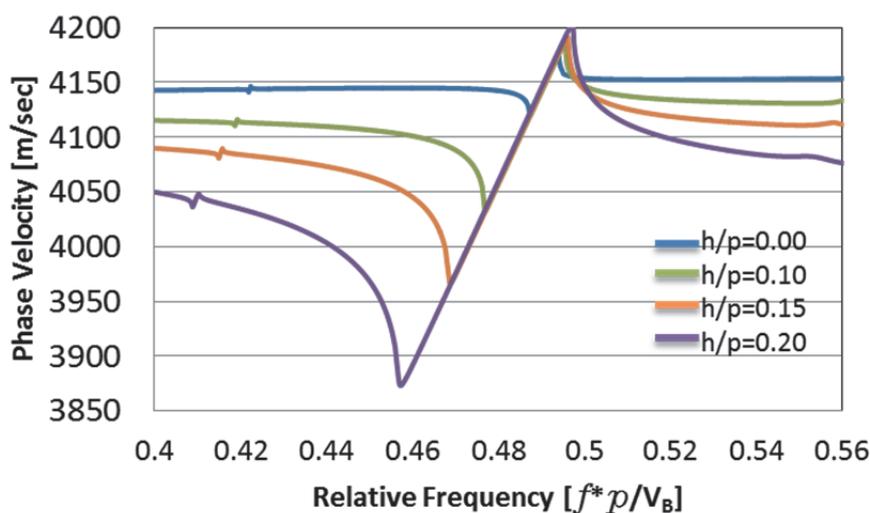


図 2-1 各電極膜厚における位相速度の周波数特性 (ショート IDT)

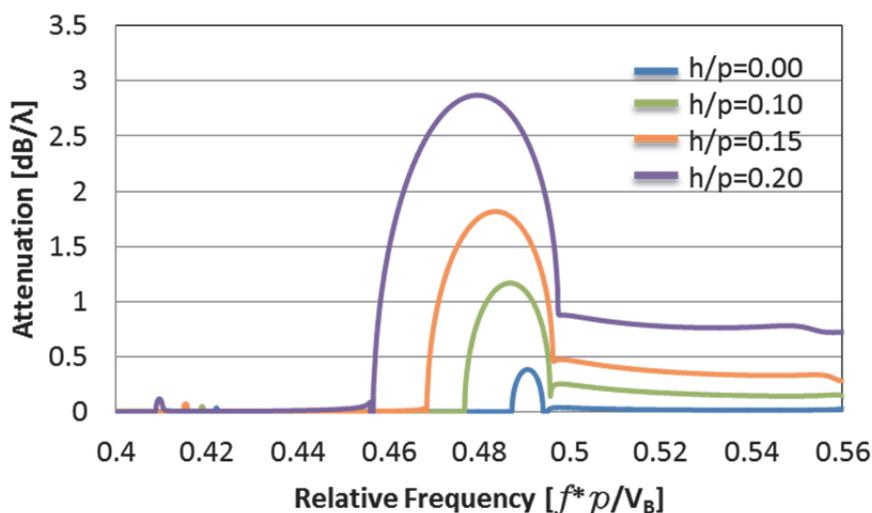


図 2-2 各電極膜厚における減衰特性 (ショート IDT)

## 2.3 シミュレーションによる最適カット角の検証

### 2.3.1 FEMSDA による最適カット角の検証

FEMSDA[2-11]を用いて回転 Y カット X 伝搬  $\text{LiTaO}_3$  の Leaky-SAW の電気機械結合係数および伝搬損失の電極膜厚依存性を検証する。電極材料は、Al 電極として電極膜厚を変化させた。また、FEMSDA では後方散乱バルク放射と Leaky-SAW の漏洩波を区別して取り扱っている。そのため、IDT の内部反射を考慮した検証が可能となっている。ここでは電極の内部反射を考慮しない場合、すなわちベタ膜短絡表面と電極の内部反射を考慮したグレーティング電極の短絡状態の検証を行う。この時の圧電基板材料の物理定数は Kovacs らの値を用いている。[2-12]

図 2-3 にベタ電極短絡表面のカット角を変化させたときの伝搬損失  $\alpha$  の変化を示す。表面の状態を Al 電極でベタ膜短絡表面のときは、電極膜厚、カット角を変化させても伝搬損失が最小のカット角は  $36^\circ \sim 37^\circ$  付近でほぼ変化はない。

図 2-4 に電極をグレーティング電極短絡状態にした場合の伝搬損失の計算結果を示す。電極膜厚が 0 のとき、カット角の変化に対する伝搬損失の変化はベタ膜短絡表面とほぼ同じであるが、電極膜厚を厚くしていくと伝搬損失が最小のカット角が高い方へ大きく変化していく。電極膜厚の増大と共に伝搬損失の最小となるカット角が大きい方へ移動し、電極膜厚  $h=0.1\lambda$  のときに  $41^\circ$  付近で伝搬損失が最小となる。

この結果から、従来  $36^\circ$  を最適カット角として用いられていたが、電極膜厚が厚い条件でのグレーティング構造のデバイスでは、カット角を大きい方へ変更することで伝搬損失を小さくすることが可能となることが予測できる。

このような、圧電基板のカット角と電極膜厚に対するパラボリックな関係は、基本的には Leaky-SAW 固有のものである。図 2-5 に圧電基板の表面状態が電極ベタ膜でカット角を変化させたときの伝搬損失の計算結果と表面電位を示す。この時の電極は Al 電極で膜厚を限りなく 0 として計算している。この計算結果で伝搬損失は表面電位と縦波 (L 波) 成分には依存せず、遅い横波の強度にのみ相関があると言える。伝搬損失の最小値のカット角においては、遅い横波と他の静電界、縦波とは完全に分離されていると言える。このシミュレーションでは伝搬損失がほぼ 0 の値を取るが、実際には材料定数の不確かさや、実際のデバイスのグレーティング構造や表面の状態によって伝搬損失を最小とするカット角は異なってくる。

図 2-6 に  $\text{LiTaO}_3$  基板上の Leaky-SAW の結合係数  $k^2$  のカット角を変化させたときの計算結果を示す。この時、基板表面の状態はグレーティング電極で Al 電極の電極膜厚を変化させて計算している。この計算結果から、カット角を大きくしていても結合係数に大きな変化はないが、電極膜厚を厚くしていくと結合係数が大きく変化していると言える。

これらの結果は、 $\text{LiTaO}_3$  を用いた Leaky-SAW のデバイスは、伝搬損失を最小とする最適化膜厚、最適カット角があることを示す。

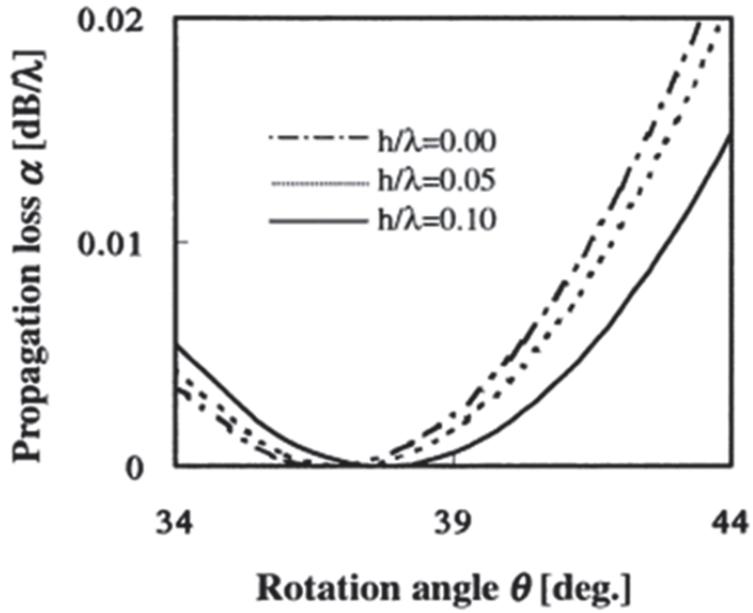


図 2-3 カット角と伝搬損失の関係 (ベータ電極の計算結果)

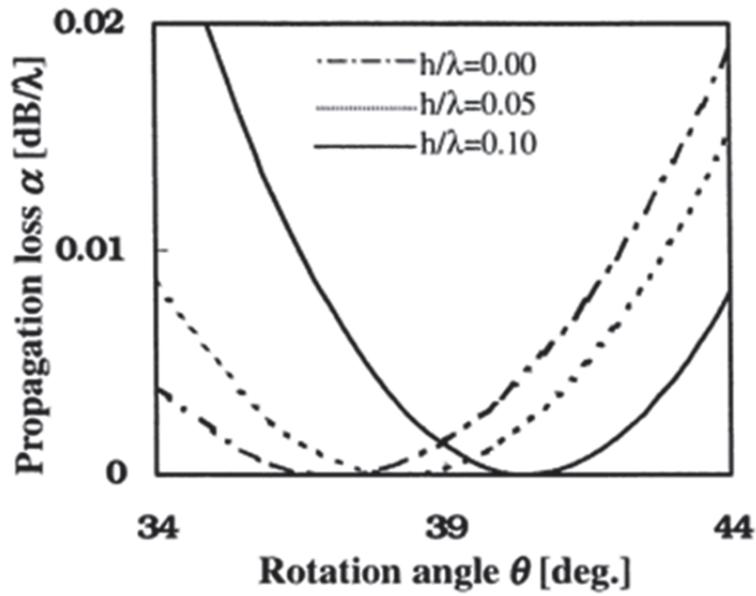


図 2-4 カット角と伝搬損失の関係  
(グレーティング電極の計算結果：ショート電極、Y-X LiTaO<sub>3</sub>)

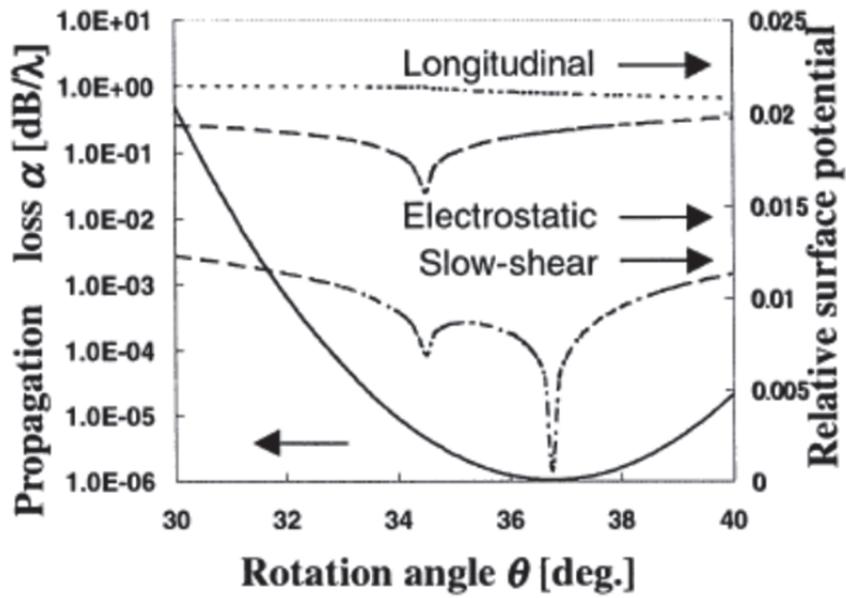


図 2-5 カット角を変化させた時の伝搬損失と縦波、遅い横波、表面電位の関係  
(ベタ電極、膜厚 0)

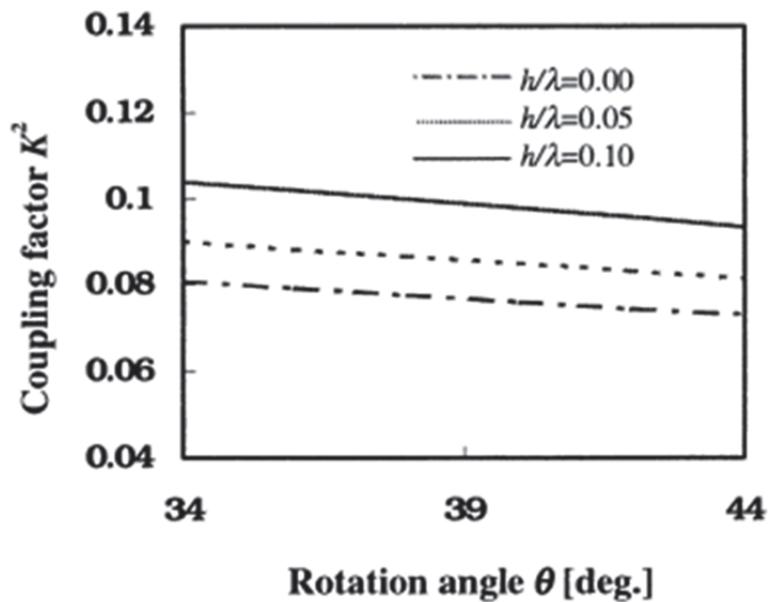


図 2-6 カット角と電気機械結合係数  $K^2$  の関係  
(グレーティング電極：ショート電極、Y-X LiTaO<sub>3</sub>)

### 2.3.2 有限要素法シミュレーションによる最適カット角の検証

前章で得られた伝搬損失の最適カット角に関して、有限要素法 (Finite Element Method : FEM) を用いたシミュレーションである ANSYS[2-13]を用いて圧電基板内の変位がどう変化しているか確認してみる。解析のモデルは、IDT 伝搬方向でのバルク放射に着目するためと、計算時間を短くするために SAW の伝搬方向モデルで伝搬方向に垂直方向 (開口長方向) は  $1/4\lambda$  の周期構造で 2.5 次元モデルとしている。計算モデルは、図 2-7 に示すように IDT : 10 対、反射器 : 10 対、圧電基板厚を  $10\lambda$  として側面、底面を減衰材で反射しないモデルとしている。この時の IDT と波長は等ピッチとしている。また、電極厚みは、膜厚 / 波長比を 10% として計算している。確認した周波数は、共振周波数とした。カット角は、 $34^\circ$  から  $48^\circ$  まで計算している。

図 2-8 に  $36^\circ$  Y-XLiTaO<sub>3</sub> の共振周波数での圧電基板内の変位を示す。X を SAW の伝搬方向、Z を基板の厚み方向としている。SH 成分である Y 方向の変位は表面に集中しており基板内部の変位は小さい。それに比べて SV 成分の Z 方向の基板内部の変位は大きい。これは、SV 成分の漏洩バルク波が大きくなっていると見て取れる。また、変位のスケールは、最大値を 0.0005 とし全変位を同一スケールで表示する。

図 2-9 から図 2-11 までカット角を変化させて共振周波数の基板内の変位を見る。図中、変位のスケールは、バルク放射の変位が表面波の変位に比べて小さいため、全変形量および Y 変形量は、最大スケール値を 0.0005、X 変形量、Z 変形量は、0.00015 としている。SV 成分の変位である Z 方向の変位を見ていくと、 $34^\circ$  から高角度にするにつれて変位が小さくなり、 $42^\circ$  付近で変位が最も小さくなっている。 $42^\circ$  からさらに高角度していくと再び変位が大きくなっている。

これらの結果は、バルク放射の変位から見ても、前節の結果同様に LiTaO<sub>3</sub> を用いた Leaky-SAW のデバイスは、伝搬損失を最小とする最適化膜厚、最適カット角があることを示す。

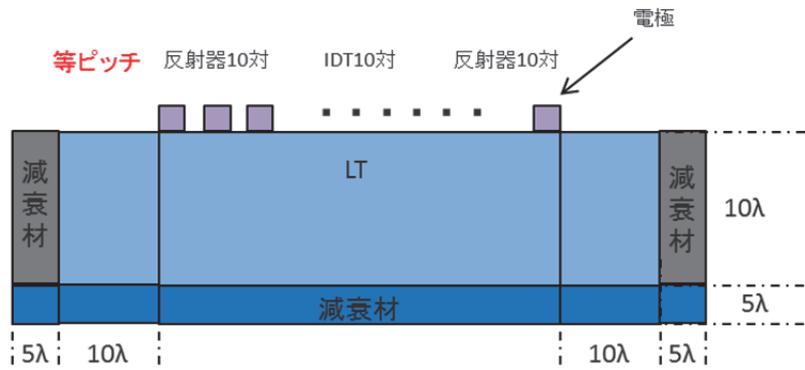


図 2-7 FEM シミュレーションの計算モデル

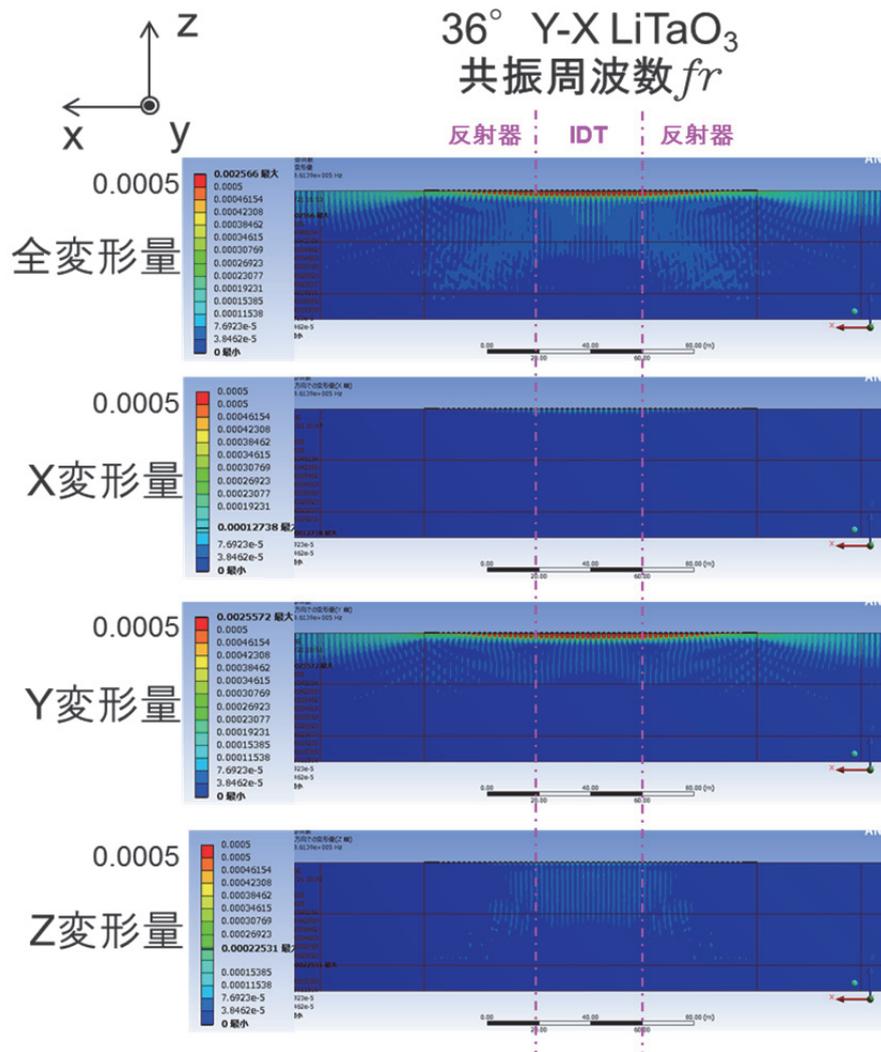


図 2-8 36° Y-X LiTaO3 の FEM シミュレーションによる変位分布計算結果

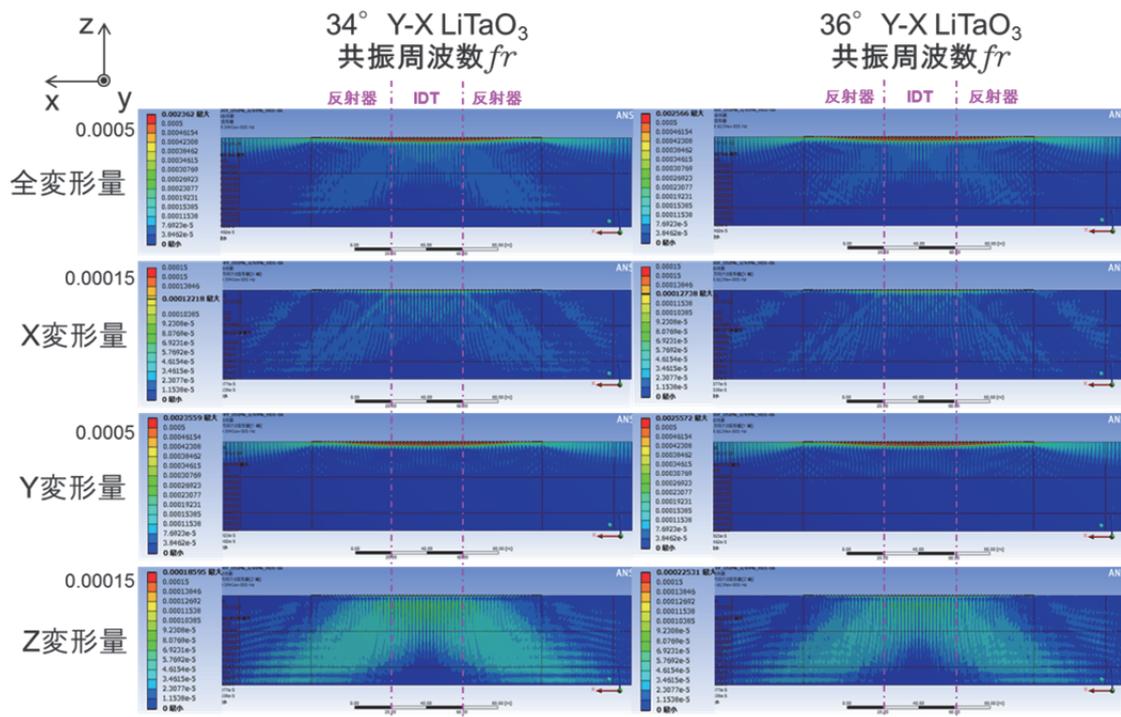


図 2-9 カット角 34°、36° の LiTaO<sub>3</sub> の変位分布

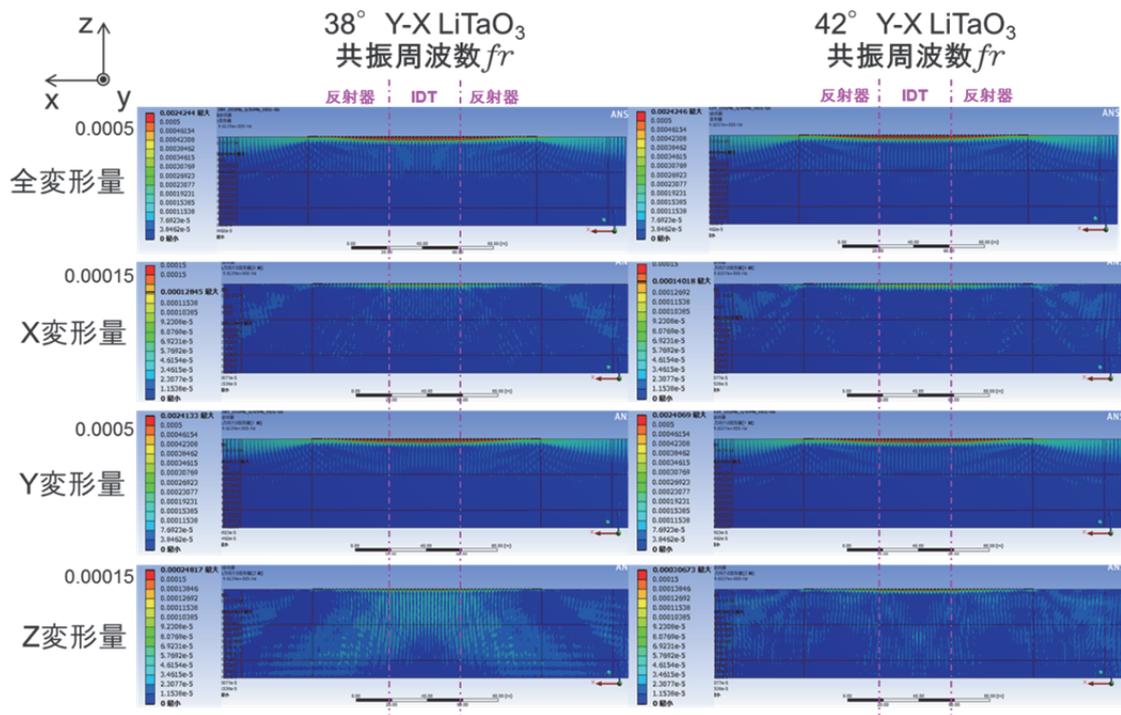


図 2-10 カット角 38°、42° の LiTaO<sub>3</sub> の変位分布

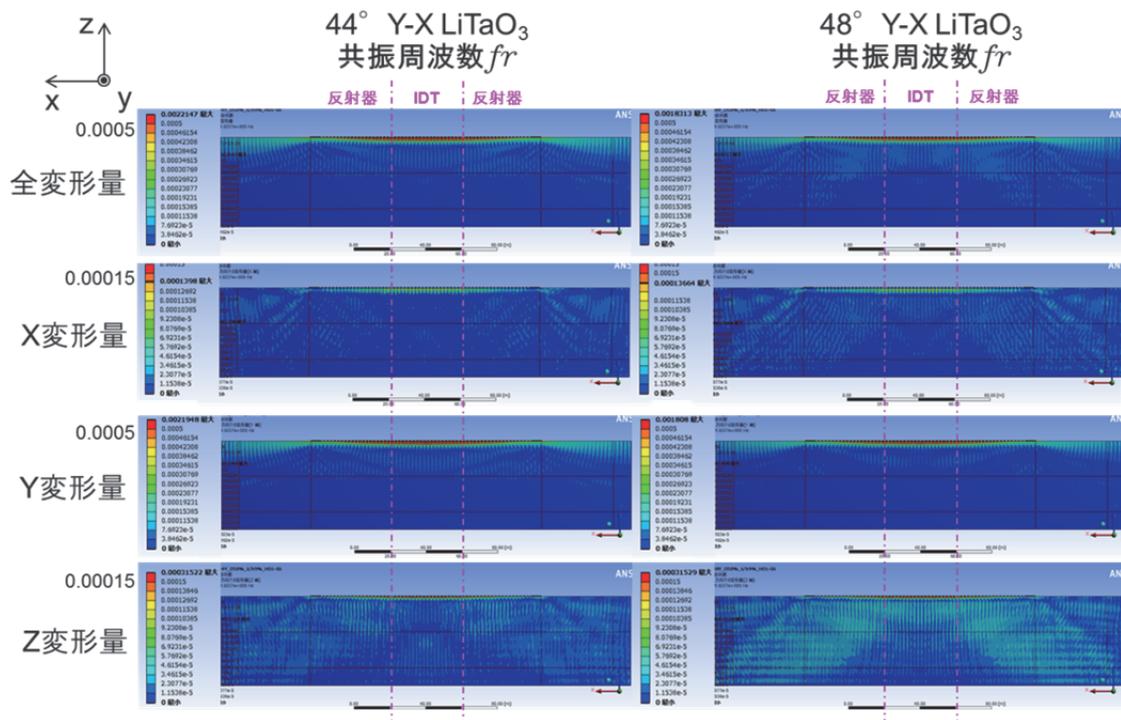


図 2-11 カット角 44°、48° の LiTaO3 の変位分布

## 2.4 実験による最適カット角の検証

### 2.4.1 共振子による確認

はじめに LiTaO<sub>3</sub> を用いた 1 ポート共振子を 36°、38°、40°、42°、44° とカット角を変化させて最小挿入損失の評価を行う。評価に用いた共振子の設計定数を表 2-1 に示す。電極は、Al 電極で電極膜厚  $h/\lambda$  を 10% としている。波長は、800MHz 帯の周波数を想定して 4.53 $\mu\text{m}$  として IDT は等ピッチの周期構造となっている。IDT の対数は 96 対、反射器は短絡グレーティングで 100 本とする。

図 2-12 に実際に作製した共振子の共振  $Q$  の値を示す。この結果より、最適カット角で共振  $Q$  の値が大きく改善していることが容易に読み取れる。カット角 42° のときの共振  $Q$  が最大で 390 という値が得られた。従来最適とされていたカット角 36° では、230 という数値であり 1.7 倍近い大きな改善結果が得られた。この結果は、前章のシミュレーション結果を如実に再現していると言える。

図 2-13 に 1 ポート共振子の 50 $\Omega$  系で測定した時の挿入損失と電極膜厚の関係をカット角 36° と 42° の 2 種類に関して評価した結果を示す。膜厚が厚くなるにつれて損失は単調に小さくなり、カット角 36° では電極膜厚  $h/\lambda$  が 0.06 で最小値を、カット角 42° では  $h/\lambda$  が 0.1 で最小値となる。

この結果から、最小挿入損失を得るカット角 42° においては、電極膜厚  $h/\lambda = 0.1$  で最小挿入損失となり結合係数も大きくなると言える。

表 2-1 共振子の設計パラメータ

Item	Parameter
Piezo Crystal	Y-X LiTaO <sub>3</sub>
Cut-angle	36, 40, 42, 44
Electrode	Al
Lambda	4.53 um
Number of IDT	96 pairs
Aperture	50 um
Number of Reflector	100

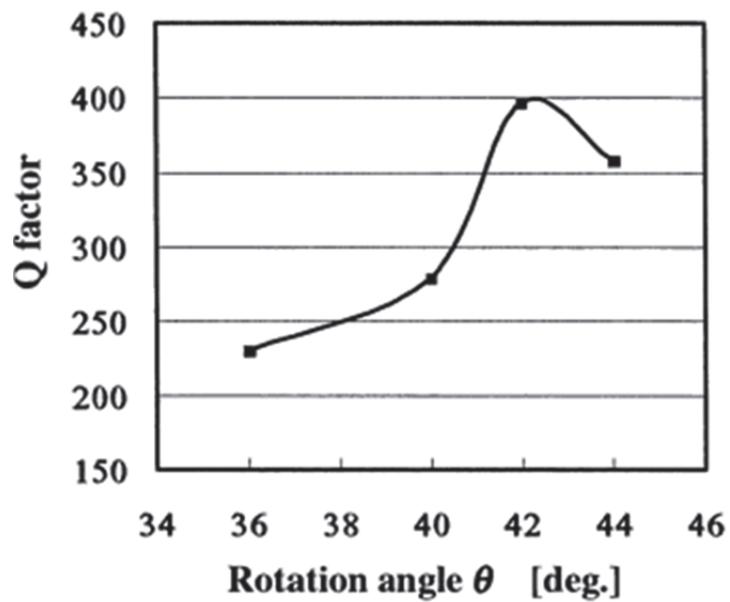


図 2-12 カット角と Q 値の関係 (1 ポート共振子の共振 Q 値、Y-X LiTaO<sub>3</sub>)

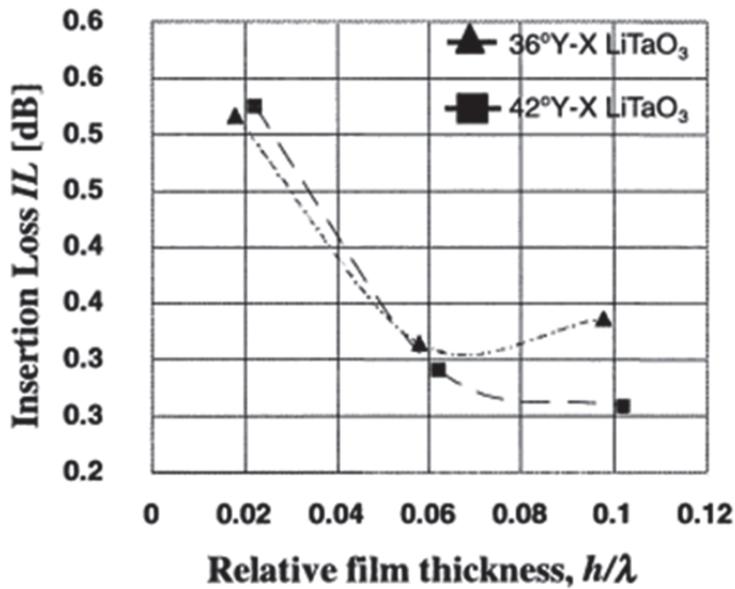


図 2-13 膜厚比  $h/\lambda$  と共振点損失の関係 (1 ポート共振子)

#### 2.4.2 MHz 帯ラダー型フィルタの実験的検証

次に 800MHz 帯のラダー型フィルタを作製して特性の確認を行う。カット角を  $34^\circ \sim 44^\circ$  まで  $2^\circ$  ステップで変化させて調査を行う。この時、電極膜厚  $h/\lambda = 0.1$  として調査を行う。

図 2-14 に最小挿入損失  $IL_{min}$  と shape factor (Sf) のカット角依存の関係を示す。Sf は、挿入損失 (insertion loss : IL) の 1.5dB と 20dB のバンド幅の比で計算する。

$$\text{Shape factor (Sf)} = \text{B.W.}_{-20\text{dB}} / \text{B.W.}_{-1.5\text{dB}}$$

式 2-1

前記、共振子の調査で見られたようにカット角  $42^\circ$  で最小挿入損失であり、IL が 1.28 dB となっている。これは、従来のカット角  $36^\circ$  と比べて 0.54dB と大きな改善が見られる。さらに、Sf においても Q 値の改善により 1.42 という値を実現できている。カット角を大きくした場合わずかながら電気機械結合係数  $K^2$  が小さくなるが、IL 改善の効果の方が大きくほとんど無視できる程度の変化で有ると考える。

図 2-15 にこの時に試作した 800MHz 帯のフィルタの特性図を示す。Y カット-X 伝搬 LiTaO<sub>3</sub> のカット角を  $36^\circ$  と  $42^\circ$  で比較してある。フィルタの特性として挿入損失 IL で 0.7dB の改善、通過帯域幅で 4MHz の改善が見られた。

図 2-16 にカット角をパラメータとしたときの最小挿入損失の温度特性を示す。明確な差

は見られないが、カット角  $36^\circ$  で正の温度係数、すなわち温度が高いと IL が大きい傾向がみられる。一方、 $44^\circ$  では負の温度係数が見られる。それに対して、カット角  $40^\circ$ 、 $42^\circ$  では、温度に関係なく挿入損失 IL がほぼ一定である。これは、伝搬損失が最適カット角付近でパラボリックに変化することに起因すると考えられる。

Y カット-X 伝搬の  $\text{LiTaO}_3$  の Leaky-SAW を用いたラダー型フィルタにおいて、従来のカット角  $36^\circ$  と最適カット角の  $42^\circ$  を比較する。その結果、カット角  $42^\circ$  を使用することで挿入損失  $0.54\text{dB}$ 、バンド幅  $4\text{MHz}$  と大きな改善が見られる。また、挿入損失の温度変化も小さく、仕様温度範囲での変化はほぼフラットの特性が得られる。周波数の温度特性に差はなく共振周波数で  $-44\text{ppm}/^\circ\text{C}$  である。

### 2.4.3 GHz 帯ラダー型フィルタの実験的検証

最適カット角での改善効果を GHz 帯ラダー型フィルタに関して実際にデバイスを試作して効果検証を行う。

図 2-17 に  $1.9\text{GHz}$  帯のフィルタ特性の比較を示す。これは、PCS-Rx フィルタで CDMA のシステムで仕様が厳しいバンドの一つである。必要な通過帯域幅は、 $60\text{MHz}$  ( $1930\text{-}1990\text{MHz}$ ) で Tx 帯域 ( $1850\text{-}1910\text{MHz}$ ) の帯域の減衰を確保する必要がある。カット角  $36^\circ$  と  $42^\circ$  の比較において挿入損失 IL で約  $1\text{dB}$  の改善、Tx の減衰量で約  $10\text{dB}$  の改善が見られる。

図 2-18 に W-LAN のシステムに用いる  $2.4\text{GHz}$  のラダー型フィルタの試作結果を示す。カット角  $42^\circ$  を使うことにより挿入損失 IL で  $0.5\text{dB}$  の改善、バンド幅で  $20\text{MHz}$  の改善が見られる。これによって、 $2.4\text{GHz}$  のシステムの要求を十分に満足する特性を Leaky-SAW デバイスで実現することができる。

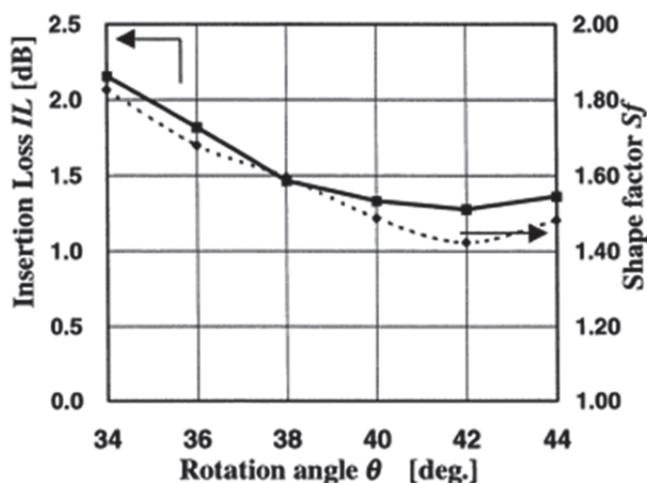


図 2-14 カット角と挿入損失、Sf の関係 (Y-X  $\text{LiTaO}_3$ 、 $800\text{MHz}$  Filter)

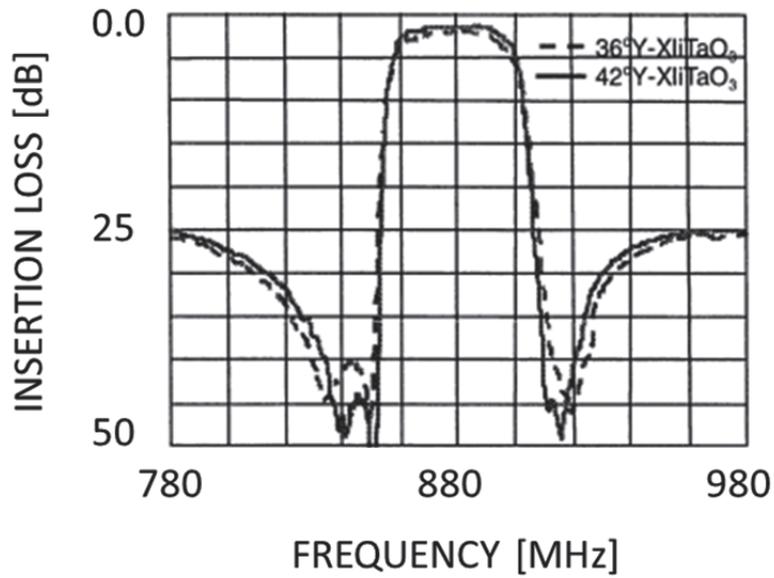


図 2-15 800MHz 帯フィルタの比較特性 (42°Y-X LiTaO<sub>3</sub>, 36°Y-X LiTaO<sub>3</sub>)

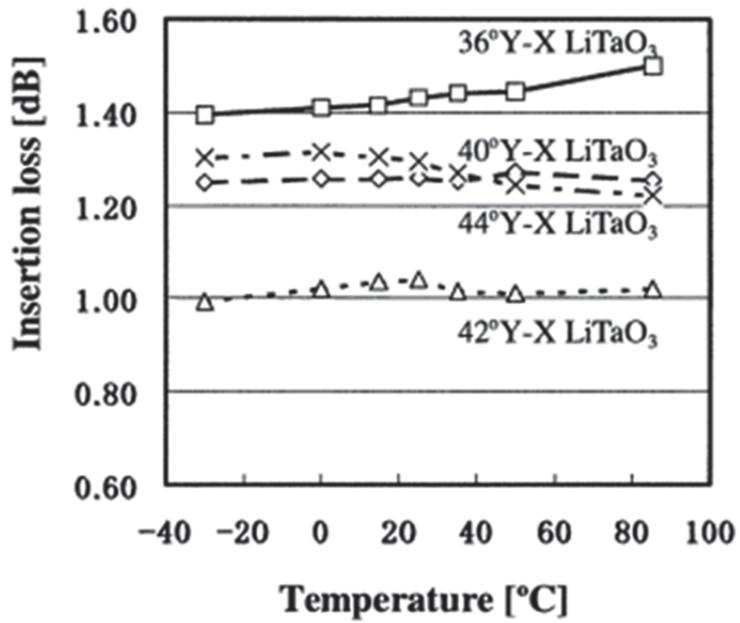


図 2-16 各カット角での挿入損失の温度特性

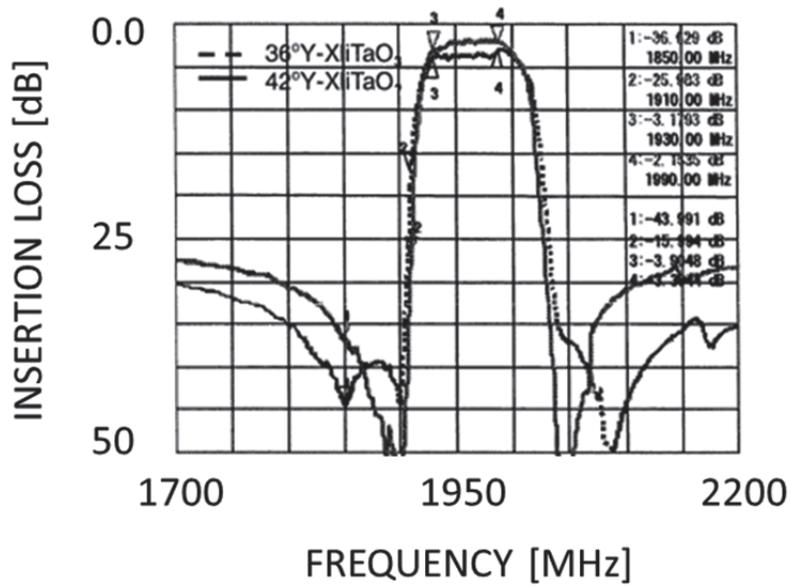


図 2- 17 PCS システム向け 1.9GHz 帯フィルタの特性比較図

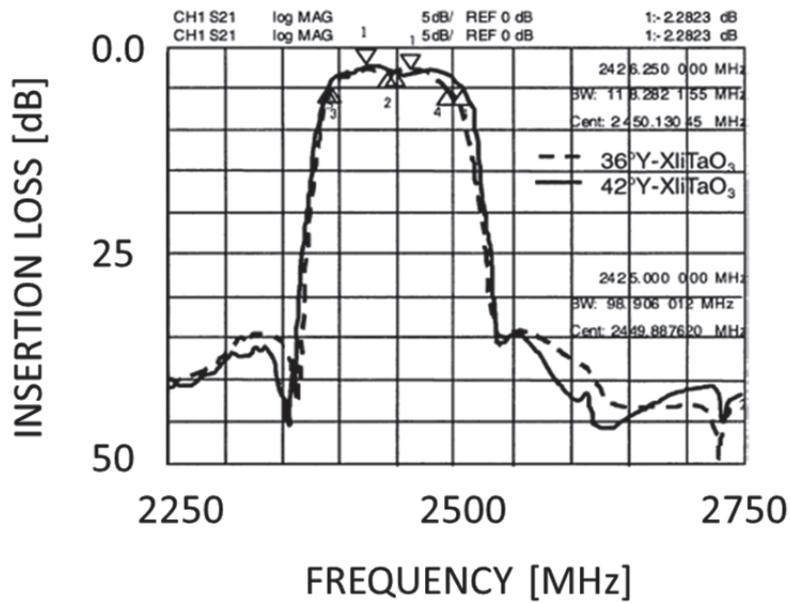


図 2- 18 W-LAN 向け 2.4GHz 帯フィルタの特性比較図

## 2.5 むすび

本章では、はじめに Leaky-SAW における伝搬損失の振る舞いを解析した。Leaky-SAW は、圧電基板の表面の状態によって伝搬損失が変化することがわかった。次に FEMSDA を用いて実デバイスで用いるグレーティング構造でのシミュレーションを行った。この結果、実デバイスで使用する電極膜厚では、漏洩バルク波を最小にするカット方位が従来のカット角  $36^\circ$  からずれることがわかった。電極膜厚が波長の  $0.07\sim 0.1$  の時に伝搬損失が 0 となるカット角は、 $40^\circ \sim 42^\circ$  付近である。この時その他の特性、結合係数、温度特性の劣化はほとんど見られない。

この結果をもとに 1 ポート共振子を作製して実験での確認を行った。この実験でカット角を変化させて特性確認をした結果、結合係数、温度特性の劣化無しに共振 Q の値が最適なカット角を用いることで最小挿入損失を大きく改善することができた。

800MHz 帯のラダー型フィルタを試作し特性確認を行った。従来のカット角  $36^\circ$  から最適カット角である  $42^\circ$  にカット角を変更したとき、挿入損失で 0.54dB、Shape-factor で 0.26 と大きな特性改善を実現した。

さらに、高周波のデバイスにおいても効果確認を行った。一つは、1.9GHz 帯の PCS システムの受信フィルタで、挿入損失で約 1dB、減衰特性で約 10dB と大きな改善を確認した。もう一つは、2.4GHz 帯の W-LAN で、挿入損失で 0.5dB の改善、バンド幅で 20MHz の改善を得た。

## 参考文献

- [2-1] K. Nakamura, M. Kazumi and H. Shimizu, "SH-Type and Rayleigh-Type surface wave on rotated Y cut LiTaO<sub>3</sub>", *IEEE Proc. Ultrason Symp.*, 1977, pp.819-822.
- [2-2] 佐藤良夫、伊形理、松田隆志、宮下勉、藤原嘉朗、「電極つい数重みづけ法による携帯電話用SAWフィルタの開発」、電気学会論文誌 C、Vol.111, No.9, pp396-403, 1991.
- [2-3] 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」、電子情報通信学会論文誌A、Vol.J76-A, No.2, pp245-252, 1993.
- [2-4] T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka and Y. Nakazawa, "Wideband low Loss Double Mode SAW Filters", *Proc. IEEE Ultrason Symp.*, 1992, pp.112-115.
- [2-5] K. Hashimoto, "Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications – Modelling and Simulation", Springer Verlag, Heidelberg, 2000
- [2-6] C. S. Hartmann, P. V. Wright, R. J. Kansy and E. M. Garber, "An analysis of SAW interdigital transducers with internal reflections and the application to the design of single-phase unidirectional transducers," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1982, pp.40-45.
- [2-7] V. S. Plessky and C. S. Hartmann, "Characteristics of Leaky SAWs on 36° LiTaO<sub>3</sub> on periodic structures of heavy electrodes", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1993, pp.1239-1242.
- [2-8] 橋本研也, "弾性表面波 (SAW) デバイスシミュレーション入門", リアライズ社
- [2-9] L. Rayleigh, "On Waves Propagating Along the Plane Surface of an Elastic Solid", *Proc. London Math. Soc.*, 7, 1985, pp.4-11.
- [2-10] T. Tamir and A. A. Oliner, "Guided Complex Wave", *Proc. IEEE*, 110, 2, 1963, pp310-334.
- [2-11] K. Hashimoto and M. Yamaguchi, "SAW Device Simulation Using Boundary Element Method", *Japan. J. Appl. Phys.*, 29, Suppl.29-1, 1990, pp.122-124.
- [2-12] G. Kovacs, M. Anhorn, H. E. Engan, G. Visinti and C. C. W. Ruppel, "Improved Material Constants for LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub>", *Proc. 1990 IEEE Ultrasonics Symp.* p.435
- [2-13] ANSYS, Inc., <http://www.ansys.com>

## 第3章 DMS 設計の低損失、高性能化に関する検討

### 3.1 まえがき

DMS フィルタは、ラダー型フィルタと比較して挿入損失が大きい、設計の自由度が少ないという課題がある。図 3-1 にラダーフィルタと DMS フィルタの特性の比較図を示す。DMS フィルタは、高域近傍の減衰特性以外はラダーフィルタより良好であるが、挿入損失がラダーフィルタより悪く、広帯域化が難しく設計自由度が小さい。また、入出力間が音響的にのみ結合するために音響的な損失が大きく影響している。この音響的な損失を解明することで DMS フィルタの損失改善が可能となる。

本章では、DMS 型フィルタの損失を改善する新たな設計手法としてピッチモジュレーションを提案する。さらに、このピッチモジュレーションを用いて、800MHz 帯フィルタ、1900MHz 帯フィルタを作製して特性改善を確認する。DMS フィルタにおいて大きな挿入損失の改善を実現でき、ラダー型フィルタに劣らない挿入損失を実現できることを示す。

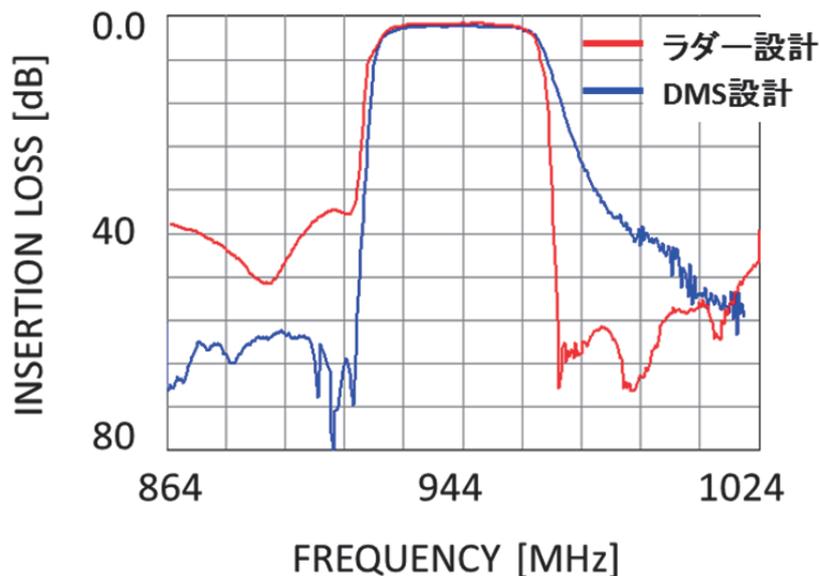


図 3-1 ラダーフィルタと DMS フィルタの比較図

### 3.2 不連続部での散乱バルク波

従来の構造の DMS フィルタの設計では、図 3-2 に示すように入出力 IDT の隣り合った IDT 間の隣接電極指を、間隔を調整するために太い 1 本の電極指として設計される。したがって、入出力 IDT 間でのグレーティングピッチや電極指幅は場所により極端に異なり、不連続部を生むことになる。その不連続部に SAW の波が入射されると、SAW のエネルギー

一の散乱バルク波が圧電基板内に放射される。[3-5] この漏洩バルク波放射は、DMS の損失の要因であり、抑制できれば低損失化を実現することが可能となる。

通常、周期的な無限長グレーティングでは、IDT で発生する散乱バルク波は、周期構造によって励振されたバルク波が相殺され漏洩バルク波として放射されない。実際のデバイスでは、有限長の IDT を用いてデバイスを構成するため、グレーティング端部で散乱バルク波間の干渉、相殺の効果が生じない。この不連続部分では、SAW のブラッグ反射の条件を満たすことができず、エネルギー蓄積効果が消失してしまい、漏洩バルク波として放射され損失の要因となってしまう。

このことから、IDT と反射器の間、DMS の入力 IDT と出力 IDT の間のギャップで不連続をなくす設計を行うことでバルク波放射の低減が可能であると言える。そこで、IDT のピッチモジュレーションを用いて不連続部分をなくす構造で設計の最適化を提案する。

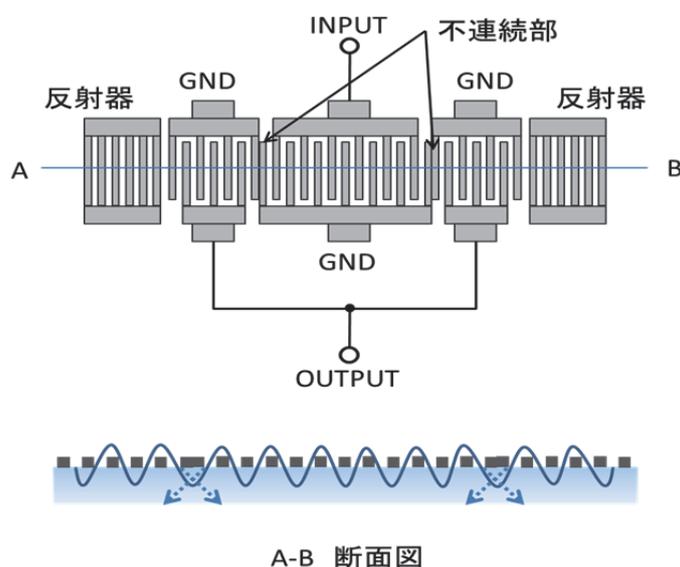


図 3-2 DMS フィルタの不連続部での散乱バルク放射の模式図

### 3.3 ピッチモジュレーションについて

#### 3.3.1 ピッチモジュレーションの構造

図 3-3 にピッチモジュレーションの基本的な構造を示す。この図の中で IDT および反射器のピッチは一定ではなく、IDT 内、反射器内でも個別の値を取っている。すなわち、モジュレーションがかかっている。このモジュレーションは、連続でなくても良くステップ的に変化していても良い。また、それぞれ IDT 内、反射器内で幾つかのブロックに分かれてモジュレーションがかかっているそのブロック内は一樣なピッチであっても十分な効果が得られる。これらのブロックは、IDT 内で音響的にカスケード接続され、電気的にはパ

ラレルに接続されている。モジュレーションするピッチ差には限界があり、準周期的である時、周期構造の不連続部分での散乱バルク波放射は低減される。これにより、損失は低減される。

ピッチモジュレーションの際にピッチ差を持たせる隣り合った IDT の差が大きすぎるとその部分で SAW 励振の不連続が発生し、結果としてバルク波放射が発生してしまう。したがって、このピッチ差を適切に設定することが重要である。

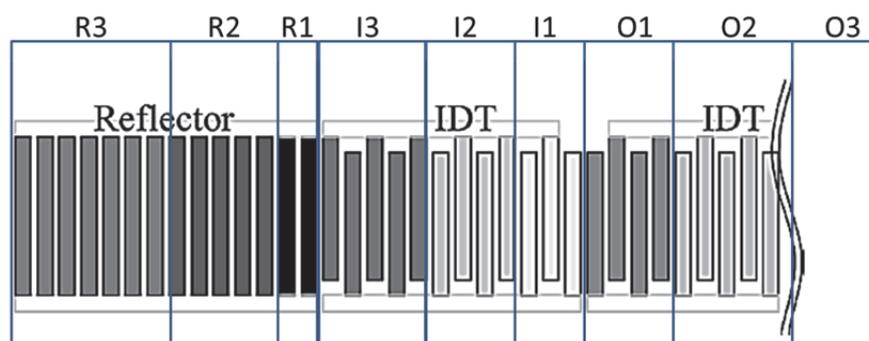


図 3-3 ピッチモジュレーションの構成図

DMS フィルタの設計において通過帯域を形成する際に、3.2 章で述べたように  $Y_{me}$  偶モードの周波数と  $Y_{ma}$  奇モードの周波数を調整する必要がある。これらを制御するために従来では入力 IDT と出力 IDT の間の gap、IDT と反射器の gap を変化させて調整していた。しかしながら、その部分での不連続が特性劣化を招いていた。

ここで示すピッチモジュレーションは、不連続を生む gap を必要とせず、特性の最適化を実現することが可能となる。

### 3.3.1 ピッチモジュレーションの設計

このピッチモジュレーションは、不連続部分のバルク損失を小さくするだけでなく、IDT の実質的な反射係数を調整することができ、対数、IDT 間距離を変化させることなく実効的な共振子長を調整することが可能となる。これにより設計の自由度が大きく向上することとなる。

図 3-4、図 3-5 に基本的な DMS の設計原理を説明する。簡単にするために 2IDT 構造での説明としている。従来の DMS フィルタの設計では 3 つの共振モードを用いて通過帯域を形成している。その内の 2 つのモードは、図 3-4 に示すように両端の反射電極の間で共振しているモードである。これらの共振周波数と個々の共振の位置調整は、IDT の対数で決められる IDT の長さ  $L_I$  と IDT の間の距離  $L_g$  によって行われる。最後の 3 つめのモードは図 3-5 に示すモードで IDT 内の反射によって閉じ込められるモードで周波数の位置は、 $L_I$  と  $L_g$  で決定されるが主に  $L_g$  が支配的である。このことより、共振モードはこれらの共振す

る周波数で決まり、その数は増加できない。

IDT の波長( $\lambda$ )が周波数によって決定した時、その IDT の反射係数は図 3-4 の 2 つモードにとっては、反射係数が大きいと IDT 内で反射をしてしまい問題となる。しかしながら、IDT の反射係数は図 3-5 に示す 3 つ目のモードには、IDT 内で反射させることが重要であり大きな影響を与える。一方、反射器の波長、電極膜厚はこの 3 つのモードを含むフィルタ特性全体のストップバンドを制御する必要がある。

このように従来の DMS フィルタの設計においては、調整できるパラメータが、IDT のピッチ、電極膜厚、反射器のピッチ、IDT 間距離、IDT-反射器距離と限られていた。さらに、個々のパラメータが必要な特性においてトレードオフの関係があり設計の自由度が制約されていた。

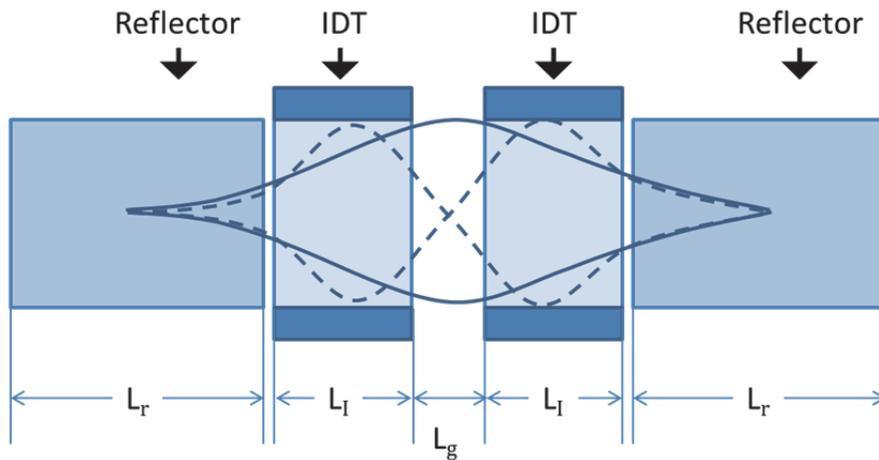


図 3-4 2 ポート共振子の基本モードの共振

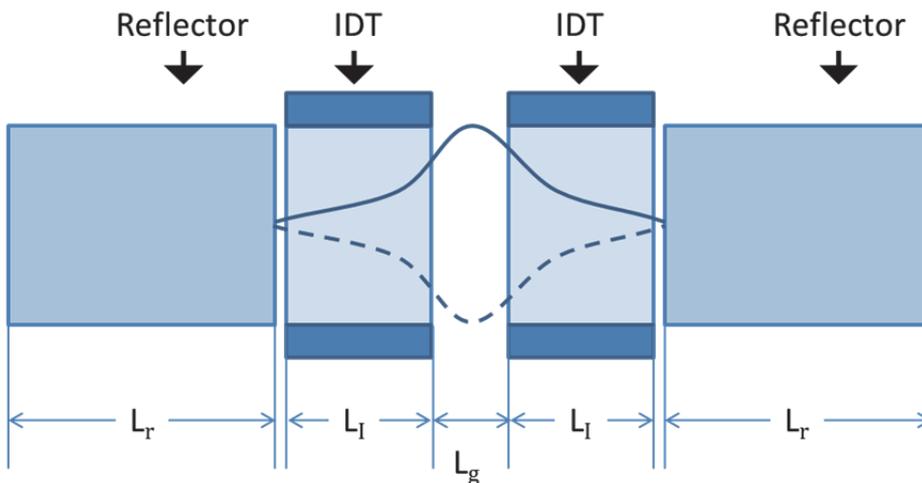


図 3-5 2 ポート共振子の高次モードの共振

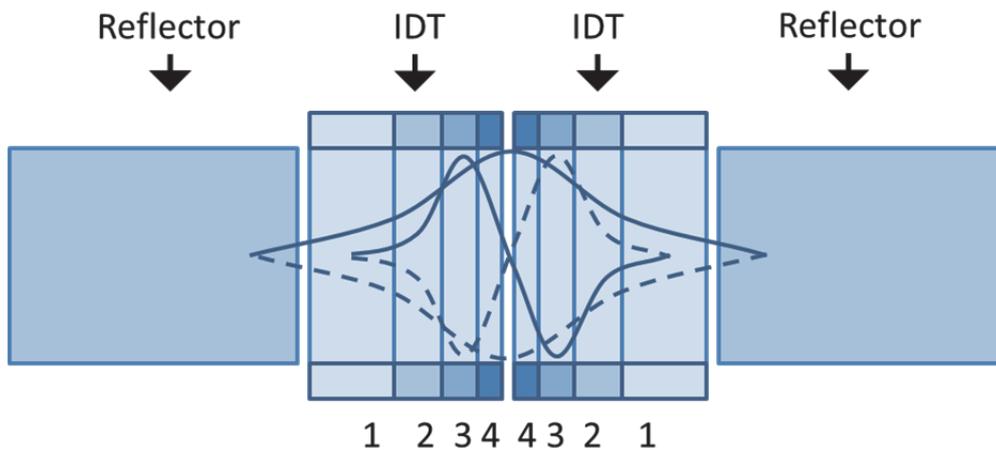


図 3-6 ピッチモジュレーションの構成図

次にピッチモジュレーション動作原理を説明する。図 3-6 にピッチモジュレーションの原理説明図を示す。簡単にするために 2IDT の構造としている。本提案のピッチモジュレーション構造では、IDT 内で IDT ピッチを変化させ、IDT の反射係数を調整することで実行的な共振子長を変化させることができる。図 3-6 に示すように IDT を 4 ブロックに分割し、そのピッチを調整することで反射係数を最適化し、基本モードの共振子長と高次モードの共振子長を調整することが可能となる。さらに、IDT の反射係数を調整するために、電極幅もモジュレーションすることでさらに設計の自由度が上がり特性改善が実現できる。

### 3.4 シミュレーションによる検証

#### 3.4.1 シミュレーションによる特性比較

つぎに、シミュレーションを用いて特性比較を行う。GSM900-Rx フィルタの特性を確認する。この時用いた圧電基板は、2 章で検証した  $42^\circ$  Y-X- $\text{LiTaO}_3$  を用いる。電極は Al 電極である。シミュレーションに用いた電極構成を図 3-7 に示す。DMS フィルタの 3IDT 構造で実際のデバイスは図 3-8 に示すようにこれをカスケード接続している。シミュレーションでは、3IDT 単体での検証を行う。表 3-1 にシミュレーションで検証する設計定数を示す。従来設計の構造では、図 3-9 に示すように入力 IDT と出力 IDT の間の Gap  $Lg1$  を  $-0.2\lambda$  とし、IDT が重なった部分をベタの電極として構成している。これにより、二つのモードの周波数を制御して帯域幅を形成している。

一方、ピッチモジュレーションの設計では図 3-10 に示すように入出力 IDT を 3 ブロックに分割してピッチを変化させている。この時、不連続を極力小さくするために、隣接する電極指のピッチ差は  $0.2\mu\text{m}$  以下と限定して最適化を行う。

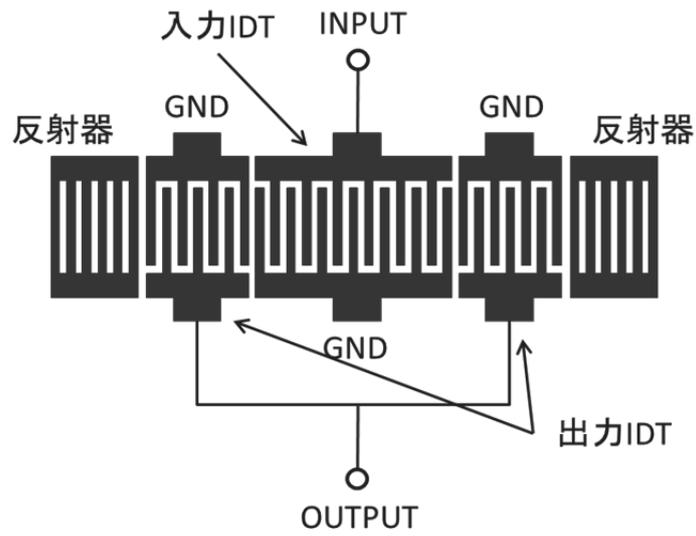


図 3-7 DMS フィルター段の構成図

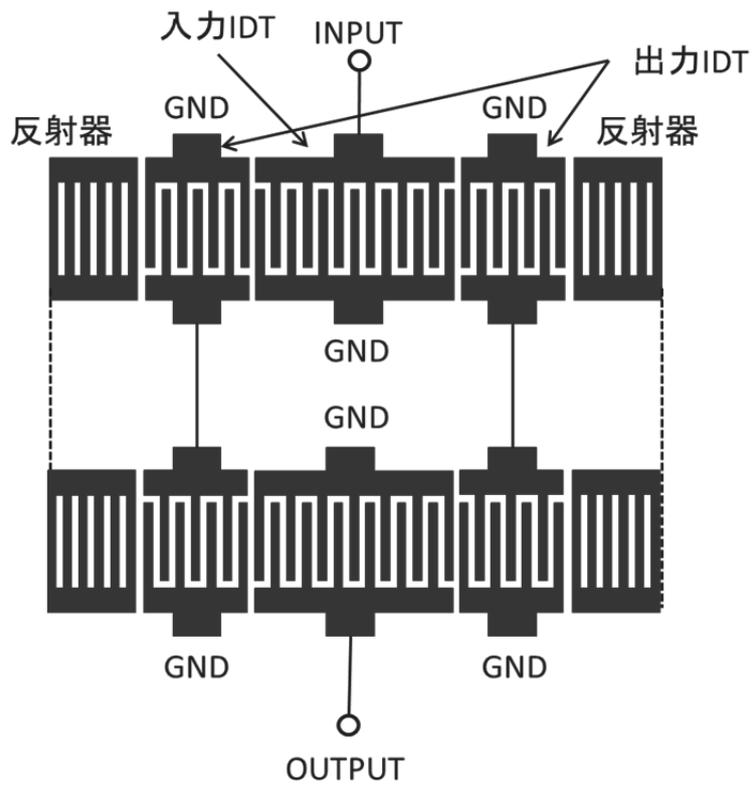


図 3-8 カスケード接続された DMS の構成図

表 3-1 設計定数

Item		Conventional		Pitch Modulation	
		$\lambda$	対数	$\lambda$	対数
IDT1 (left)	A	4.5 $\mu\text{m}$	13対	4.210 $\mu\text{m}$	12対
	B	—	—	4.080 $\mu\text{m}$	1対
	C	—	—	3.785 $\mu\text{m}$	1.5対
Gap		-0.2 $\lambda$	ベタ	0.0 $\lambda$	—
IDT2(center)	D	4.5 $\mu\text{m}$	19対	3.935 $\mu\text{m}$	1.5対
	E	—	—	4.219 $\mu\text{m}$	14対
	D	—	—	3.935 $\mu\text{m}$	1.5対
Gap		-0.2 $\lambda$	ベタ	0.0 $\lambda$	—
IDT3(right)	C	4.5 $\mu\text{m}$	13対	3.785 $\mu\text{m}$	1.5対
	B	—	—	4.080 $\mu\text{m}$	1対
	A	—	—	4.210 $\mu\text{m}$	12対
Gap2		0.0 $\lambda$	—	0.0 $\lambda$	—
Reflector	Left	4.26 $\mu\text{m}$	60対	4.280 $\mu\text{m}$	50対
	Right	4.26 $\mu\text{m}$	40対	4.280 $\mu\text{m}$	50対

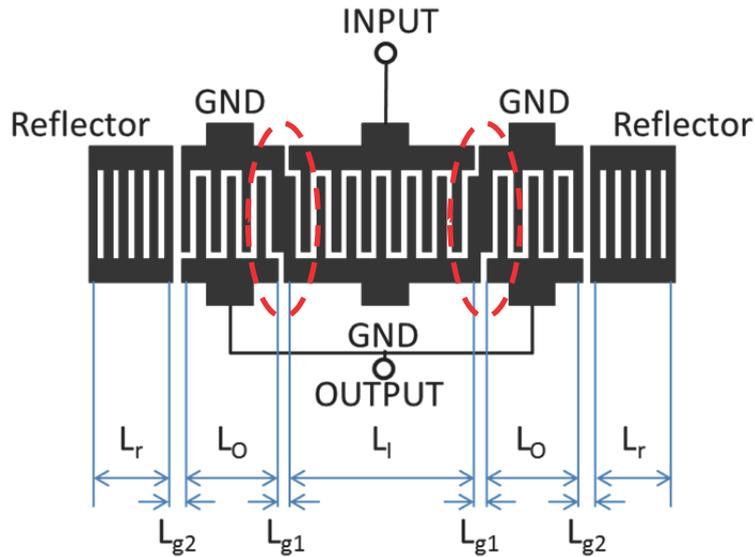


図 3-9 従来の DMS の構成図

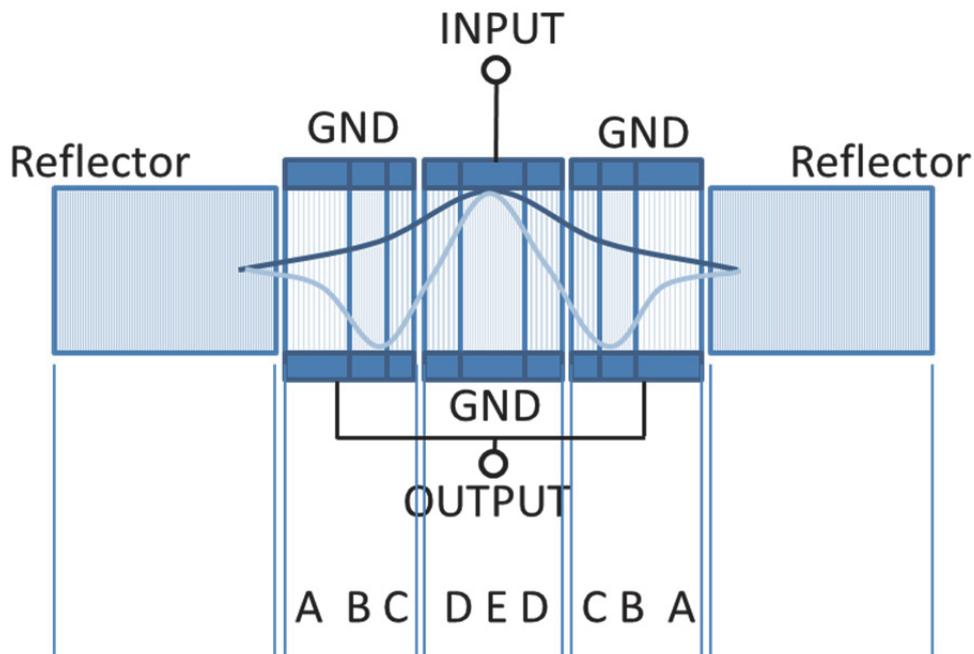


図 3-10 ピッチモジュレーションの構成図

シミュレーションの比較には、2つのシミュレーションツールを用いている。一つは、COM (Coupling-of-modes)法[3-7][3-8]を用いたシミュレーション、もう一つはFEM/BEM法[3-9][3-10][3-11]を用いたシミュレーションである。図3-11に従来設計の設計手法で最適化した特性とピッチモジュレーションを用いて最適化した特性をCOM法で計算した結果の比較を示す。この時、純粋にSAWの特性評価するために電気的なミスマッチを理論上0、すなわち、全周波数において $|S_{11}|=|S_{22}|=0$ として計算している。COM法を用いたシミュレーションではLeaky-SAWが後方散乱バルク波と結合して生じる分散特性に関してはAbbottが提案した、後方散乱バルク波との結合を考慮した近似分散関係式[3-12]を取り入れているが、有限長IDTのグレーティング端の不連続部分での散乱バルク波の伝搬損失への影響は考慮できていない。したがって、ピッチモジュレーションを適用したとしてもバルク波による放射損の改善度合いを確認することはできない。しかしながら、計算時間は短時間で済むため、設計時の最適化ルーチンとして適当な手法である。ピッチモジュレーションの手法を用いてCOM法をベースに最適化した結果、IDT間距離を0のままでも従来の設計手法と同等の帯域幅を得ることができている。なお、COM解析における両設計の挿入損失の差は0.1dB以下で差は小さいといえる。

図3-12にFEM/BEM法を用いたシミュレーションの結果を示す。FEM/BEM法は有限長IDTの散乱バルク波を考慮したシミュレーションである。IDT部にFEM法を適用し圧

電基板部に BEM 法を適用してより精度の高い解析を実現している。しかしながら、FEM/BEM 法で計算を行う場合、計算時間が膨大にかかってしまう。

図 3-12 から判るように、ピッチモジュレーションを用いた設計は、従来の IDT 間 gap で調整する設計に対して低損失を実現できている。挿入損失の改善は、0.2dB 以上で、バルク波放射を大きく抑えることができていると言える。ここで、実線はピッチモジュレーションを適用した特性、破線は従来の IDT 間 gap を調整した特性である。

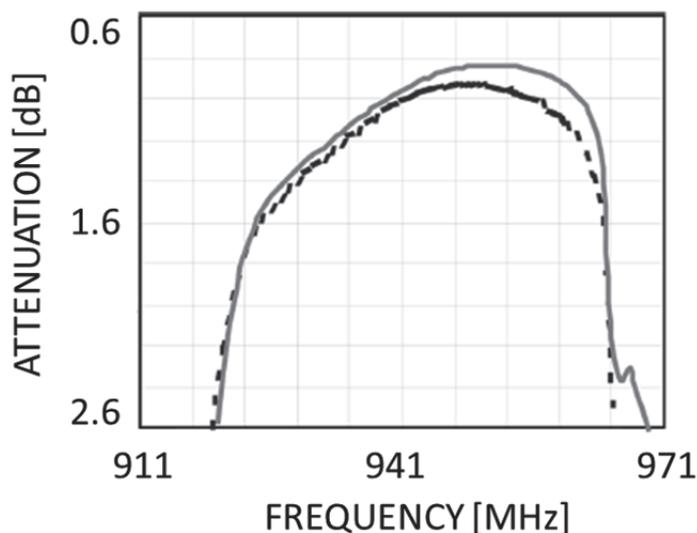


図 3-11 COM 法を用いた DMS フィルタの特性シミュレーション比較図  
(実線：ピッチモジュレーション適用、破線：ピッチモジュレーション非適用)

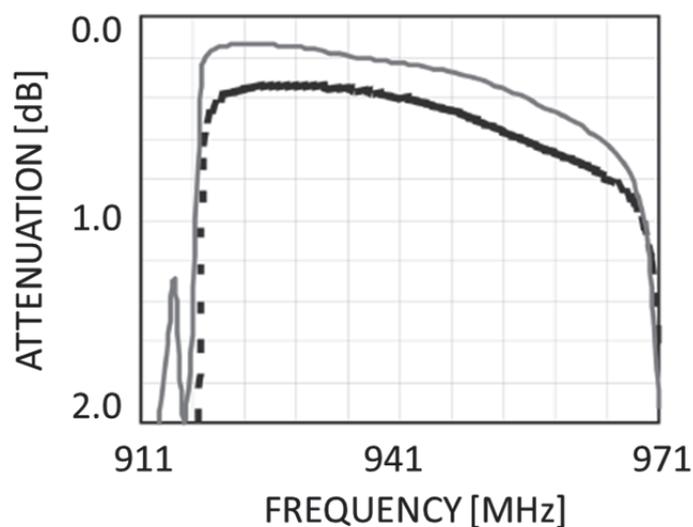


図 3-12 FEM/BEM 法を用いた DMS フィルタの特性シミュレーション比較図  
(実線：ピッチモジュレーション適用、破線：ピッチモジュレーション非適用)

### 3.4.2 ピッチモジュレーションにおけるピッチ差の影響

ここまで、ピッチモジュレーションを用いることで損失の要因となっていた IDT 間の gap、Lg1、Lg2 を用いずに、特性を改善できることをシミュレーションと実験で確認した。

ここで、ピッチモジュレーションのモジュレーション比に関して検証する。従来構造での課題は、IDT 間の Gap を変化させることで通過帯域を形成してきたがその部分で不連続点が発生してバルク放射が大きくなり損失要因となっていた。同じようにモジュレーション比が大きくなった時、そこは不連続部分となって損失要因となることが考えられる。

このモジュレーション比に関してシミュレーションで検証する。確認した周波数は影響が大きいであろう、より高周波数のデバイスを選定し、PCS-Rx (Personal Cellular System-Receiver) の特性を用いた。シミュレーションは COM 法と FEM/BEM 法の 2 種類を用いて確認する。図 3-13 に COM 法を用いたシミュレーション結果を示す。特性は mismatches による損失を無視した特性となっている。ここで、隣り合った IDT のピッチ差を  $\Delta p/p$  として定義する。実線は  $\Delta p/p < 5\%$ 、破線は  $\Delta p/p < 13\%$  として最適化した結果である。バルク放射損を考慮していない COM 法でのシミュレーションにおいては、ピッチ差が小さい場合でも大きい場合でも損失に大きな影響は見られていない。

次に、図 3-14 に FEM/BEM 法を用いたシミュレーション結果を示す。設計定数は同じ値を用いている。ここで、実線はピッチ差  $\Delta p/p < 5\%$ 、破線はピッチ差  $\Delta p/p < 13\%$  である。FEM/BEM 法のシミュレーションにおいては、約 0.2 dB の差が見られており、ピッチ差が 5 % 以下の場合は挿入損失が良い。このことより、ピッチモジュレーションを用いる場合、隣接する IDT のピッチ差は小さければ小さいほど良いと言える。すなわち、IDT のピッチの不連続点を極力なくすることがバルク放射損を小さくするために重要なことであると言える。

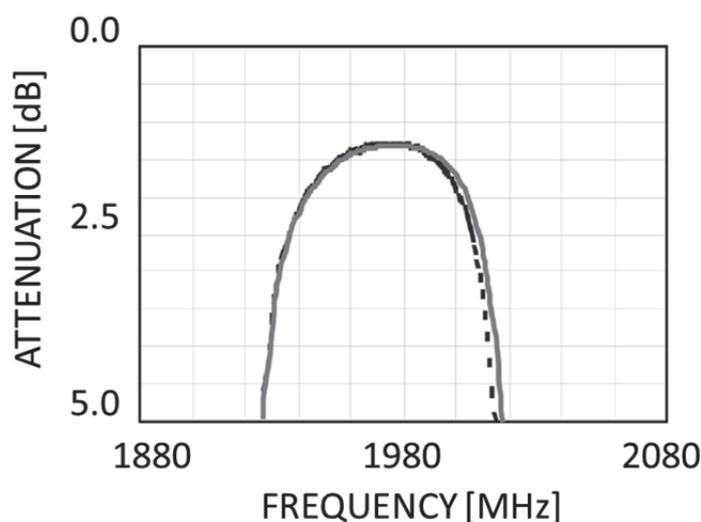


図 3-13 COM 法を用いたシミュレーション結果 (PCS-Rx)  
(実線 :  $\Delta p/p < 5\%$ , 破線 :  $\Delta p/p < 13\%$ )

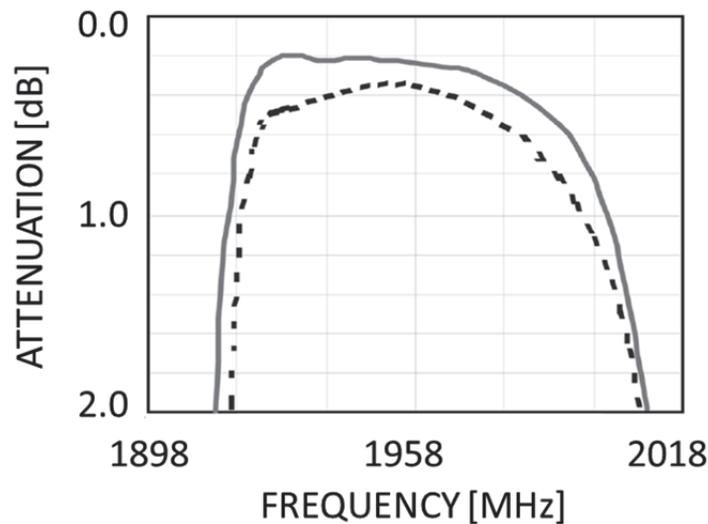


図 3-14 FEM/BEM 法を用いたシミュレーション結果 (PCS-Rx)  
(実線 :  $\Delta p/p < 5\%$ , 破線 :  $\Delta p/p < 13\%$ )

### 3.5 実験的検証

これらの結果を踏まえて実際のデバイスで最適化設計を実施して効果確認を行う。はじめに、GSM900-Rx フィルタの仕様で特性の確認を実施する。電極膜厚等の設計パラメータを表 3-2 に示す。圧電基板は、 $42^\circ$  Y-X LiTaO<sub>3</sub> を用いており、電極膜厚比  $h/\lambda$  は、10%としている。実際の電極膜厚は、250 nm、電極は、Al-3%Cu を用いている。IDT の設計パラメータ及びピッチモジュレーションの値は表 3-1 に示したものと同一である。図 3-15、図 3-16 に DMS フィルタを図 3-9 の様にカスケードミラー接続した特性を示す。従来設計とピッチモジュレーションを適用した特性の比較図である。ここで、実線はピッチモジュレーションを適用した特性、破線は従来の IDT 間 gap を調整した時の特性である。ピッチモジュレーションを適用した特性では、IDT 間 gap を調整した特性に比べて挿入損失の改善が 0.4 dB と大きな改善が見られている。さらに帯域幅も大きくとることができ、フィルタ特性にとって重要な角型特性も改善できている。この時、減衰特性など他の特性の劣化は見られていない。シミュレーションで確認したピッチモジュレーションを用いた設計での特性改善の効果を実験でも確認する。

DMS の特徴かつバランス設計のため、80 dB と大きな帯域外減衰量を実現できている。通過帯域の特性は、従来の設計が  $IL_{typ.}=2.8$  dB だったのに対してピッチモジュレーションの特性では  $IL_{typ.}=1.5$  dB となっており、1.3dB と大きな改善を実現することが出来ている。

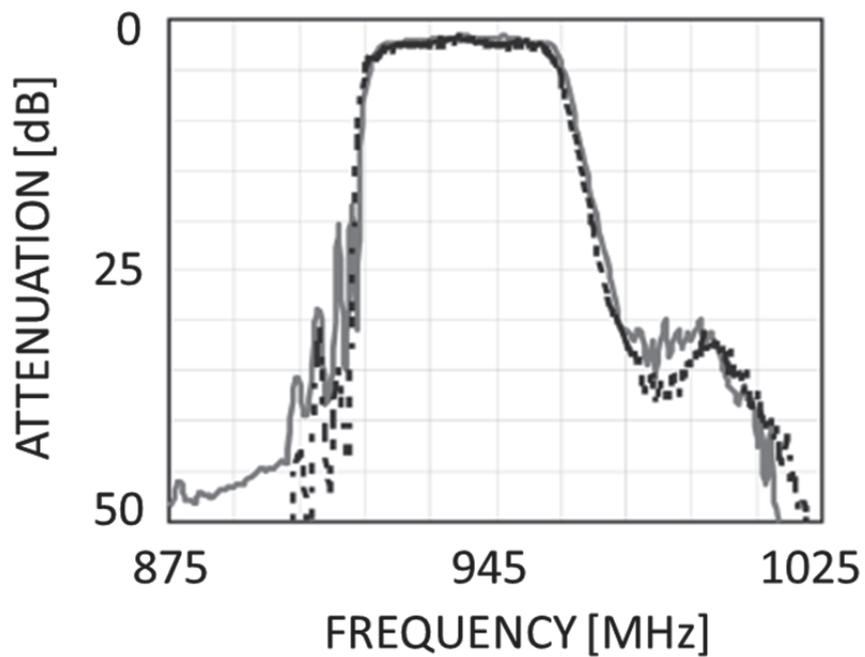


図 3-15 DMS カスケードフィルタの通過特性  
(実線：ピッチモジュレーション、破線：従来設計)

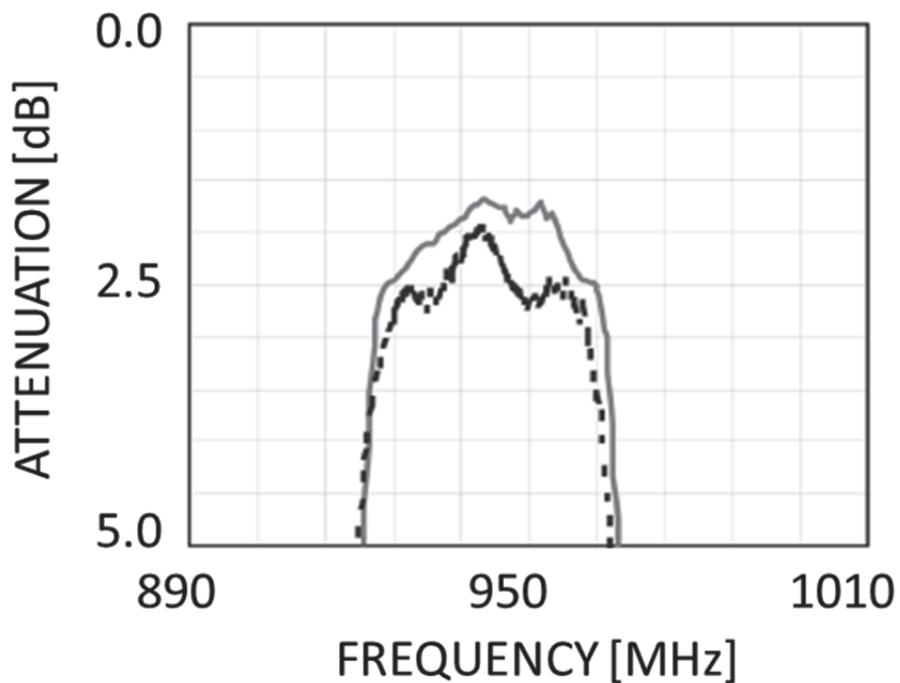


図 3-16 DMS カスケードフィルタの通過帯域特性  
(実線：ピッチモジュレーション設計手法、破線：従来設計手法)

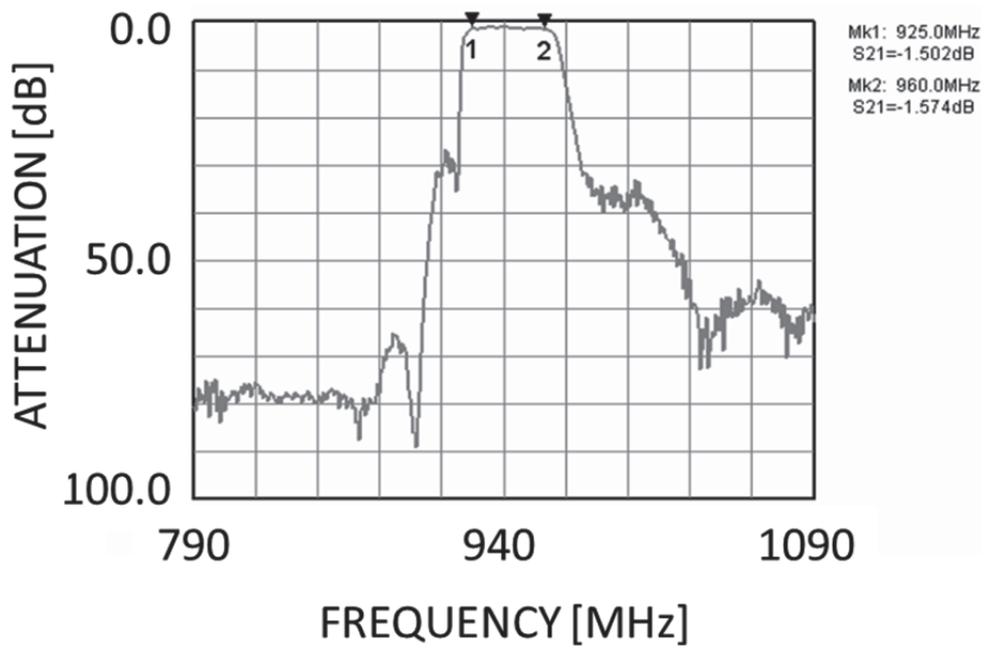


図 3-17 ピッチモジュレーションを適用した GSM900-Rx Balance フィルタの通過特性

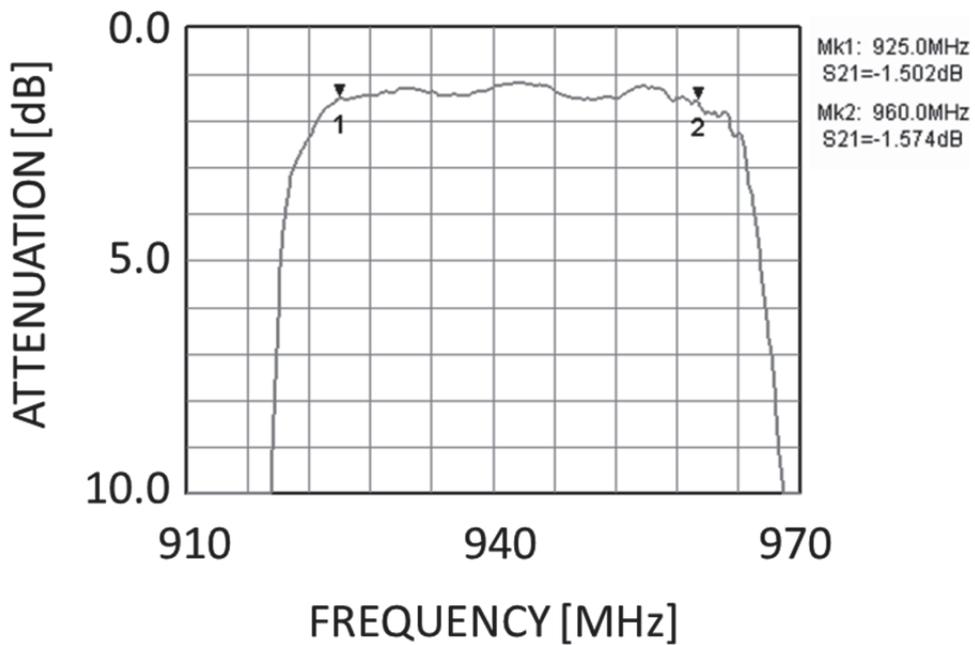


図 3-18 ピッチモジュレーションを適用した GSM900-Rx Balance フィルタの通過帯域特性

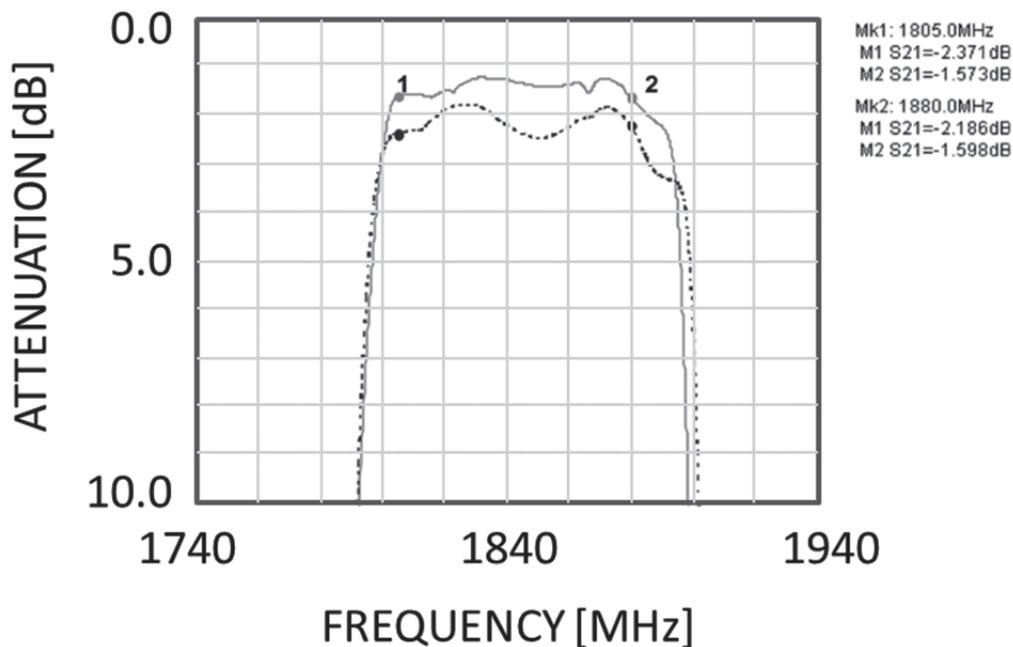


図 3- 19 GSM1800-Rx Balance フィルタの通過帯域特性  
 (実線：ピッチモジュレーション設計手法、破線：従来設計手法)

次に、GHz 帯の特性として GSM1800-Rx フィルタの仕様で効果検証を行う。構造は、DMS の一段でパラレル接続している。図 3-19 にその通過特性を示す。ここで、実線がピッチモジュレーションを用いた特性、破線が従来の設計手法での特性である。ピッチモジュレーションを用いた特性では、通過帯域の平坦性も改善され角型特性も大きく改善されている。挿入損失は、0.9 dB と大きな改善を実現できている。

### 3.6 むすび

携帯電話の受信フィルタに多く使われる DMS 設計において、ラダー設計に比べて挿入損失が大きいことが課題であった。その DMS 設計で損失の要因解析を行い、IDT 間 Gap の不連続部分でのバルク放射損が大きいことが分かった。これらを回避するために IDT を均一ピッチではなく不均一にしてピッチモジュレーションを施すことにより不連続部分を極力なくす設計を提案した。

このピッチモジュレーションの設計手法は単に不連続部分をなくすことでの挿入損失改善効果だけではなく、IDT 内の反射係数も最適化できることで通過帯域の特性の改善も可能として設計の自由度が飛躍的に向上させることができる。

本提案の設計手法を COM 法、FEM/BEM 法を用いたシミュレーションで効果確認を行い、さらに実験的にその妥当性の確認を行った。MHz 帯、GHz 帯のフィルタに有効な設計

手法であることを示した。

MHz 帯において、GSM900-Rx バランスフィルタに適用して挿入損失で 1.3dB と大きな改善を得られた。この時、圧電基板は  $42^\circ$  Y-X LiTaO<sub>3</sub> で電極膜は Al-3%Cu である。さらに、GHz 帯のデバイスでは、GSM1800-Rx バランスフィルタに適用して挿入損失で 0.9dB の改善を得ることができた。圧電基板は同じく、 $42^\circ$  Y-X LiTaO<sub>3</sub> で電極膜は Al-3%Cu である。

ピッチモジュレーションを用いることで、DMS 設計のデメリットであった挿入損失の改善と設計自由度を大きく改善することができ、DMS 設計の適用範囲を拡大することができたことと、RF のマーケットに大きく貢献できたことは有意義であると考えられる。

## 参考文献

- [3-1] 田中、森田、小野、中沢 “狭帯域二重モード SAW フィルタ”,電気学会 電子回路技術委員会 第15回 EM シンポジウム, pp.5-10, 1986.
- [3-2] 神田、鈴木、清水、“高次縦モードを利用した弾性表面波共振子フィルタの広帯域化”、電子情報通信学会春季全国大会、A-238,1988.
- [3-3] G. Endoh, M. Ueda, O. Kawachi and Y. Fujiwara, “High Performance Balanced Type SAW Filters in the Range of 900MHz and 1.9GHz”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp.41-44.
- [3-4] M. Koshino, K. Kanasaki, N. Akahori, M. Kawase, R. Chujo and Y. Ebata, “A Wide-band Balanced SAW Filter with Longitudinal Multi-mode Resonator”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2000, pp.387-390.
- [3-5] 橋本研也、“弾性表面波(SAW)デバイスシミュレーション技術入門”、株式会社リアライズ社, 1997.
- [3-6] Y. Ebata, “Suppression of Bulk-Scattering Loss in SAW Resonator with Quasi-Constant Acoustic Reflection Periodicity,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1988, pp. 91-96.
- [3-7] 鈴木、竹内、中村、廣田, “SAW 周期構造のモード結合理論,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J76-A, pp.87-95, 1983.
- [3-8] K. Hashimoto, M. Yamaguchi, “Free software products for simulation and design of surface acoustic wave and surface transverse wave devices”, *Proc. IEEE Frequency Control Symp.*, 1996, pp.301-306.
- [3-9] V. Laude, A. Reinhardt, S. Ballandras, A. Khelif, and M. Solal, “Fast FEM/BEM computations of SAW harmonic admittance and slowness curves”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 2004, pp.444-448.
- [3-10] K. Hashimoto, M. Yamaguchi, “Analysis of excitation and propagation of acoustic waves under periodic metallic grating structure for SAW devices modelling”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1993, pp. 205-208.
- [3-11] K. Hashimoto and M. Yamaguchi, “General-Purpose Simulator for Leaky Surface Acoustic Wave Devices Based on Coupling-of-Modes Theory”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1996, pp.117-122.
- [3-12] B. P. Abbott and K. Hashimoto, “A Coupling-of-Modes Formalism for Surface Transverse Wave Devices”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1995, pp. 261-266.

## 第4章 直接接合基板のスプリアス低減に関する検討

### 4.1 まえがき

本章では、サファイアと LiTaO<sub>3</sub> の直接接合基板を 900MHz 帯フィルタに適用した際に特性劣化の大きな要因となっていた通過帯域内のスプリアスに関して、スプリアスモードを解析し、実験的検証でその有効性を示す。

1900MHz 帯での接合基板では、波長に対する LiTaO<sub>3</sub> 厚比を 10λ 以上とすることで SSBW のバルク波のスプリアスレベルを抑制している。さらに、サファイア基板の厚みは、温度特性の改善効果を考慮して 0.3mm としている[4-1]。しかしながら、900MHz 帯に適用する場合、波長が長いことおよび低背化に対応するために基板厚に制限があることから再度厚みの妥当性を検討することから始める。

### 4.2 直接接合基板の特性と課題

#### 4.2.1 900MHz 帯フィルタへの適用と基板厚の検討

本章では、サファイア接合基板を 900MHz 帯フィルタに適用するために、基板厚に関して検討する。

通常の SAW デバイスの使用温度の上限値は 85℃であるが、PAiD (Power Amplifier in Duplexer) などの高集積のモジュールが使われるようになって来て、PA(Power Amplifier) の発熱の影響で実使用温度の上限値が 125℃となる。25℃からの温度差が ΔT=60℃から ΔT=100℃となるため、この温度差を考慮した温度特性の改善が必要となる。温度範囲として 1.6 倍となっているので、従来同等の周波数ドリフト量に抑えようとする、周波数温度係数(Temperature Coefficient of Frequency : TCF)で 40ppm/℃の値から換算して 25ppm/℃以下に低減する必要がある。

TCF は、次の式で表現できる。[4-12]

$$TCF = \frac{1}{f_r} \frac{\partial f_r}{\partial T}$$

式 4-1

SAW デバイスの場合、遅延時間 t の温度依存性によって評価される場合が多い。これは、群遅延温度係数 (Temperature coefficient of Delay : TCD) と呼ばれる。SAW 速度の周波数分散性が小さく、位相速度と群速度がほぼ等しければ、TCD=-TCF で扱える。したがって、式 4-2 の関係が成り立つ。

$$TCF = -TCD = -CTE + TCV$$

式 4-2

TCF : 周波数温度係数 (Temperature Coefficient of Frequency)  
 TCD : 群遅延時間温度係数(Temperature Coefficient of Delay)  
 CTE : 伝搬方向の線膨張係数(Coefficient of Thermal Expansion)  
 TCV : SAW 速度温度係数(Temperature Coefficient of Velocity)

それぞれを、式 4-1 にそって表現すると、以下のようになる。

$$CTE = \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial T}$$

式 4-3

$$TCV = \frac{1}{v_{SAW}} \frac{\partial v_{SAW}}{\partial T}$$

式 4-4

よって、

$$TCF = -TCD = -\frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial T} + \frac{1}{v_{SAW}} \frac{\partial v_{SAW}}{\partial T}$$

式 4-5

となる。

これらの式から判るように、温度が変わると弾性定数の温度変化に対応した SAW 速度の変化と、線膨張係数に対応した電極指ピッチの伸縮が発生して周波数変化として現れる。これらの関係を TCF、TCV、CTE で表すと以下のようになる。

$$TCF = -CTE + TCV$$

式 4-6

表 4-4 に支持基板の CTE 及び各材料定数を示す。温度特性を改善するには、CTE が LiTaO<sub>3</sub> より小さく、かつヤング率が LiTaO<sub>3</sub> より大きな値の材料選定が必要になる。この定数を見ると CTE においてはシリコンが一番小さい値を示しているが、ヤング率が LiTaO<sub>3</sub> に比べて小さいため、温度変化による伸縮を抑制する効果が弱い。よって、CTE が LiTaO<sub>3</sub> より小さく、かつヤング率が LiTaO<sub>3</sub> より大きな値のサファイアを支持基板の材料として選択することが[4-9]必要になる。

表 4-1 各材料の物理定数

	CTE	Young's Modulus	Poisson's ratio	Density	Thermal conductivity
	[ppm/°C]	[GPa]		[kg/m <sup>3</sup> ]	[W/m <sup>2</sup> °C]
Glass	4.5	66	0.177	2330	1
Silicon	2.3	160	0.177	2330	168
Sapphire	5.0 Parallel to C	470	0.235	3970	42
LiTaO <sub>3</sub>	X1 :16.1	230	0.25	7456.4	~3
	X2 :4.1				

次に、この材料の定数を用いて FEM シミュレーションの ANSYS[4-14]で線膨張係数の計算を行い、改善値を確認する。図 4-1 にシミュレーションに用いたモデルを示す。チップサイズは、1.0 mm x 0.5 mm とした。図 4-2 に CTE のシミュレーション結果を示す。基準温度を 25°Cとして、125°Cまで温度上昇をさせた時の変位から線膨張係数を計算する。この計算結果から LiTaO<sub>3</sub>厚を薄くするにつれて CTE は小さくなり、支持基板のサファイアの値に近づいていく。また、サファイア厚を薄くしていくと LiTaO<sub>3</sub>の温度変化に対する伸縮の抑制効果が小さくなり、CTE の値が大きくなる。このことから CTE は、LiTaO<sub>3</sub>厚とサファイア厚の比によって決定されることが読み取れる。次に、LiTaO<sub>3</sub>とサファイアの基板厚比と CTE の関係をグラフにした。図 4-3 にその結果を示す。横軸は対数化している。このグラフより、CTE のターゲット 10ppm/°C以下を得るには、基板厚比（サファイア：LiTaO<sub>3</sub>）が 6:1 以上必要である。また、反共振周波数より高い周波数で現れるスプリアス、すなわち SSBW が接合界面から反射して電極に戻ってくるバルク波に関しては、LiTaO<sub>3</sub>厚を 10λ 以上で急激に減衰することが分かっているので[4-12]、10λ 以上の基板厚を必要とする。ここで、検討するデバイスの波長λは≒4μm であるので LiTaO<sub>3</sub>厚を 10λ ≒40μm とした。サファイア厚は、CTE の関係からサファイア：LiTaO<sub>3</sub>基板厚比 6：1 が必要なので 240μm であるが、生産性を考慮して 250μm としてトータルの基板厚を 290μm として検討を始める。

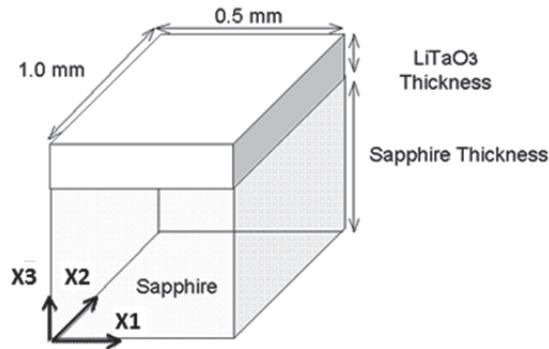


図 4-1 FEM シミュレーションモデル図

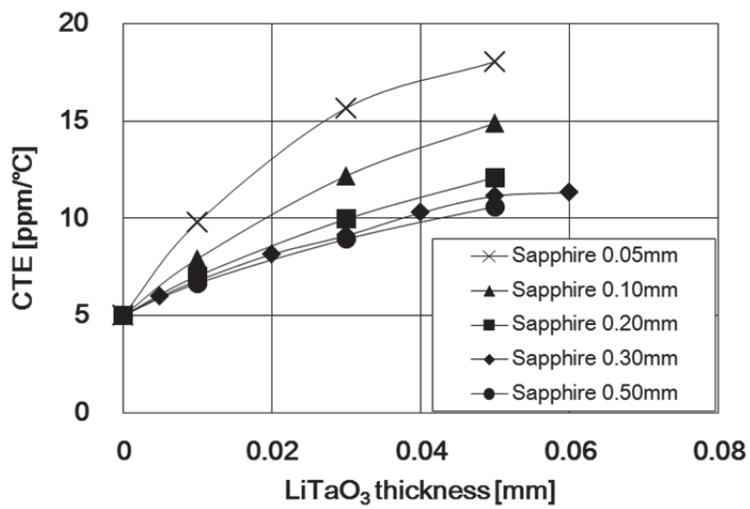


図 4-2 各基板厚と CTE の FEM シミュレーション結果

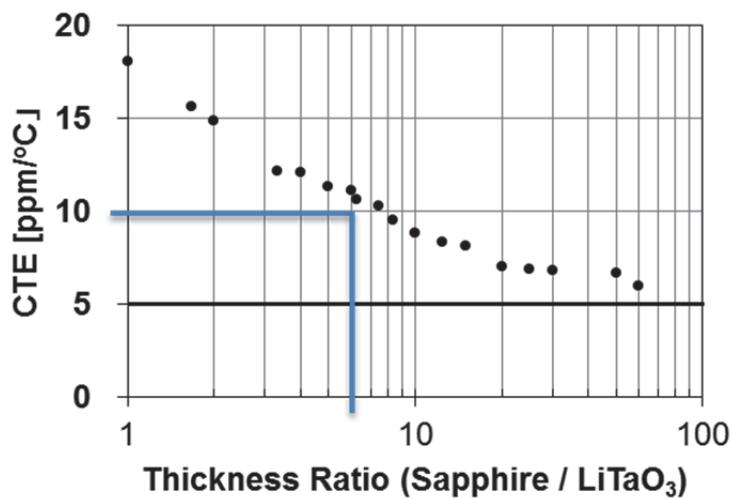


図 4-3 FEM シミュレーションによる基板厚比と CTE の関係

## 4.2.2 900MHz 帯フィルタの特性と課題

前章で決めた LiTaO<sub>3</sub> 厚、サファイア厚を用い 900MHz 帯のデュプレクサの特性を確認する。図 4-4 に接合基板を用いた Band8 のシステム向けのデュプレクサの特性を示す。このデュプレクサは、Tx フィルタにラダー設計、Rx フィルタに DMS のカスケード設計を用いている。ここで、赤線は LiTaO<sub>3</sub> 単板の特性、青線は接合基板の特性である。両者とも 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub> のカット角方位を用いている。Tx フィルタの接合基板の特性で、LiTaO<sub>3</sub> 単板の特性では見られないスプリアスが見られている。スプリアスは 2 か所見られており、一つは通過帯域の低域側に発生しているスプリアス 1、もう一つは高域側に発生しているスプリアス 2 である。特に高域側に見られるスプリアス 2 は通過帯域の特性を大きく劣化させる原因となっている。Tx フィルタは、図 4-5 に示すように 6 段のラダー設計を用いている。よって、それぞれの共振子の特性を解析することで、スプリアスの要因解析を行うことが容易である。

図 4-6 にこの Tx フィルタに用いた直列共振子と並列共振子の通過特性を示す。直列共振子、並列共振子のどちらの特性にも共振周波数と反共振周波数の間にスプリアスが見られる。これをスプリアス As とスプリアス Ap とする。さらに、共振周波数より高い側にも同じようにスプリアスが見られる。これをスプリアス Bs とスプリアス Bp とする。これらのスプリアスは、図 4-4 に示した通過特性のスプリアスの位置とほぼ同じである。図 4-4 のスプリアス 1 は、並列共振子のスプリアス Ap と一致する。スプリアス 2 は直列共振子のスプリアス As と並列共振子のスプリアス Bp と一致している。よって、この共振子のスプリアスに関して解析を行い、改善手法を検討する。

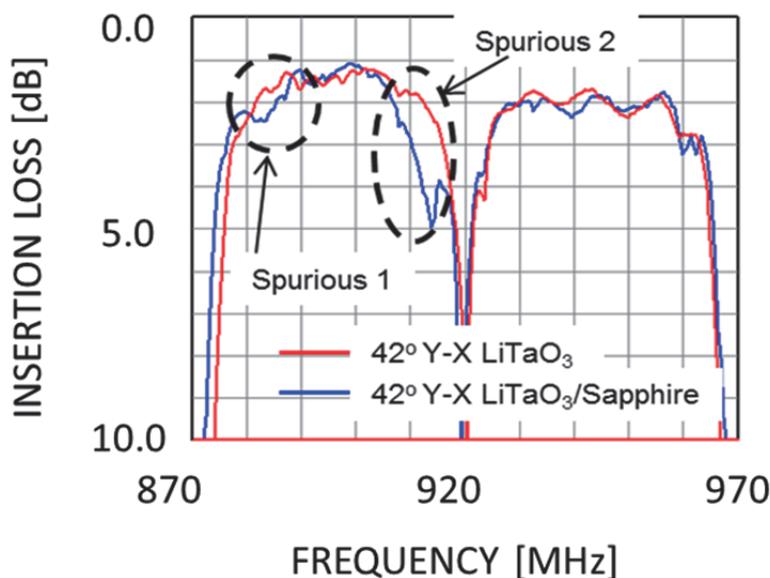


図 4-4 LiTaO<sub>3</sub> と LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板で作製した Band8 デュプレクサの通過特性比較

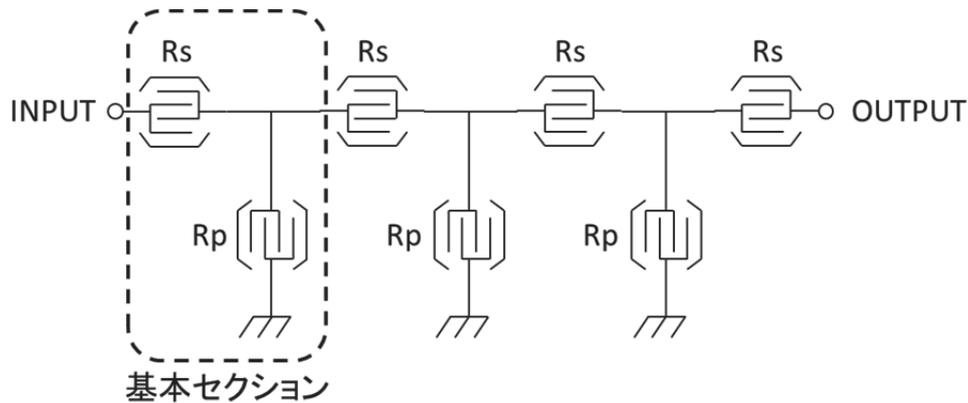


図 4-5 ラダー型フィルタの構成図

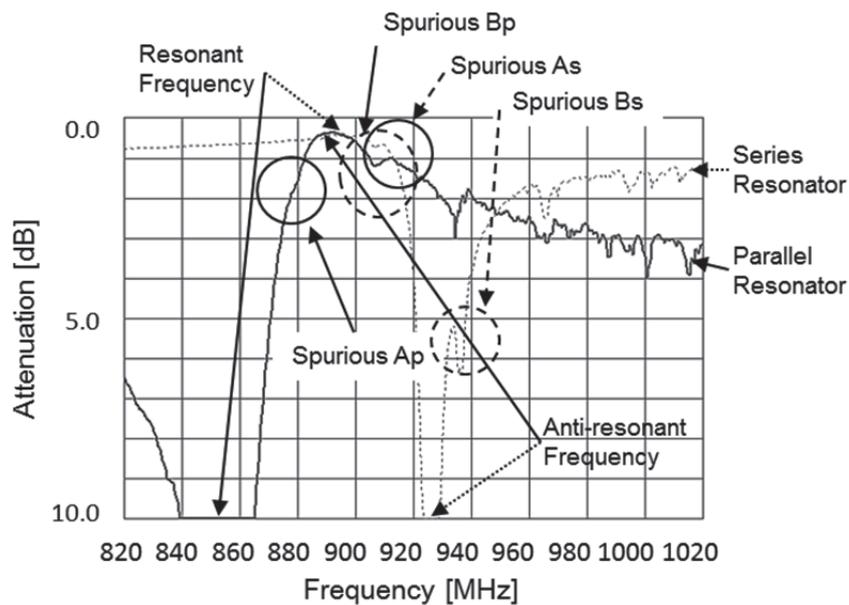


図 4-6 直列共振子と並列共振子のスプリアスの関係

### 4.3 シミュレーションによるスプリアスの解析

ここでは、FEMSDA 法を用いたシミュレーションで橋本教授提供のフリーソフト sync[4-13]と、FEM 法を用いたシミュレーションの ANSYS[4-14]を使用してスプリアス解析および改善手法の検討を行う。

#### 4.3.1 sync を用いたシミュレーションによる解析

はじめに、前章で課題となった通過帯域内のスプリアスに関して、sync を用いて入力アドミタンスを計算して解析を行う。この時このスプリアスの原因として想定されるモデル

としては、図 4-7 に示すような放射されたバルク波が接合界面で反射されて電極に戻ってきたものと想定する。ここで用いる **sync** は、数値的解析ですべての波のモードを解析でき、無限周期での電極構造を解析することができる。そのため、放射バルク波の接合界面での反射も解析対象として扱うことが可能である。構成は、サファイア厚を  $270 \mu\text{m}$ 、 $\text{LiTaO}_3$  厚を  $40 \mu\text{m}$  とし、波長に対する電極膜厚比( $h/\lambda$ )を 10%、電極幅比(Line/Space)を 57%とした。図 4-8 に計算結果を示す。横軸はバルク音速 ( $V_B$ ) で電極ピッチ ( $p:\lambda/2$ )  $\times$  周波数 ( $f$ ) を規格化した値、縦軸はアドミタンス  $Y$  を dB で表している。この時、規格化周波数が 0.5 以上に見られる細かいピッチのスプリアスは、表面近傍を伝搬するバルク波 (SSBW) が接合界面で多重反射して電極に再入射したモードである。図 4-9 に  $\text{LiTaO}_3$  厚が  $20\lambda$  の時の計算結果を示す。この時、SSBW のスプリアスに着目しており、 $\text{LiTaO}_3$  層が厚くなるとスプリアスの大きさが小さくなることに着目して  $\text{LiTaO}_3$  厚を  $10\lambda$  以上として従来推奨していた。しかしながら、900MHz 帯のフィルタに接合基板を適用した場合、この基準を満足できず、通過帯域内へのスプリアスが問題になっていた。図 4-10 に通過帯域周波数の拡大を示す。共振周波数 ( $f_r$ ) と反共振周波数( $f_a$ )の間と反共振周波数より高い側にスプリアスが確認できる。これは Leaky-SAW の漏洩バルク波が接合界面で反射されて周期的に発生したものとする。このスプリアスは、図 4-6 に示した共振子の実特性のスプリアスを再現している。

次にこのスプリアスの変化を確認するために、 $\text{LiTaO}_3$  厚を変化させてスプリアスの挙動を確認する。図 4-11 に **sync** でのシミュレーション結果を示す。 $\text{LiTaO}_3$  厚は、 $20 \mu\text{m}$  から  $80 \mu\text{m}$  まで計算した。図 4-11 の a が  $20 \mu\text{m}$ 、b が  $40 \mu\text{m}$ 、c が  $60 \mu\text{m}$ 、d が  $80 \mu\text{m}$  である。これらの結果から、 $\text{LiTaO}_3$  層を厚くしてもスプリアスの改善は見られていない。また、 $\text{LiTaO}_3$  厚を変化させるとスプリアスの周波数間隔が変化しており、このことから、接合界面で反射された波がスプリアス発生要因の一つであると考えられる。

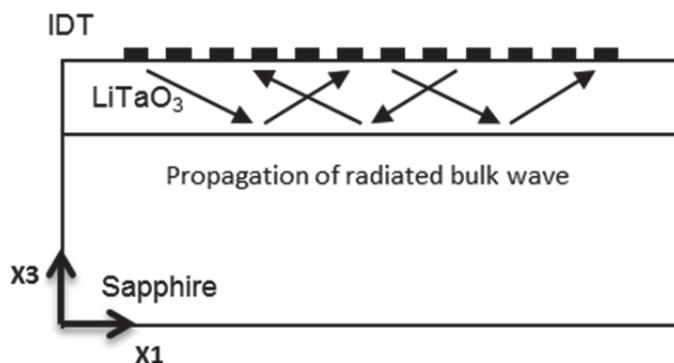


図 4-7 接合基板の接合界面でのバルク波の反射モデルの概略図

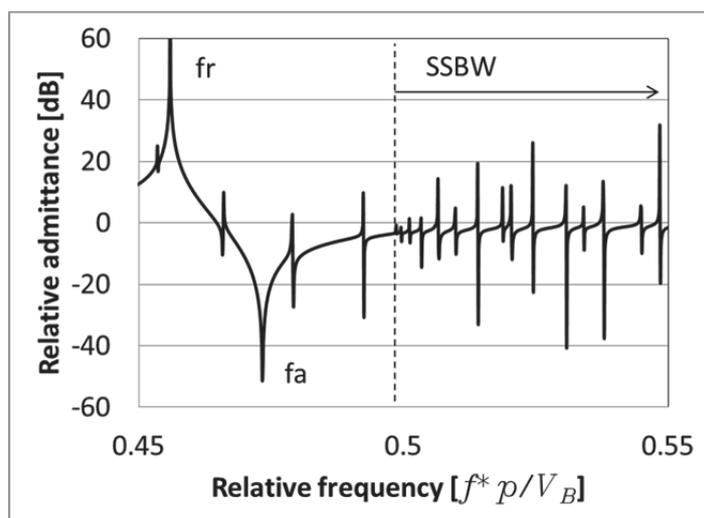


図 4-8 共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) LiTaO<sub>3</sub>厚 : 40 μm (10λ)

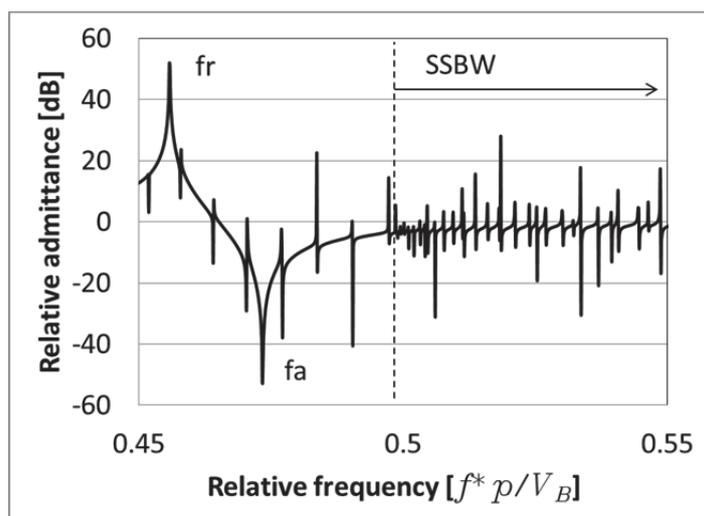


図 4-9 共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) LiTaO<sub>3</sub>厚 : 80 μm (20λ)

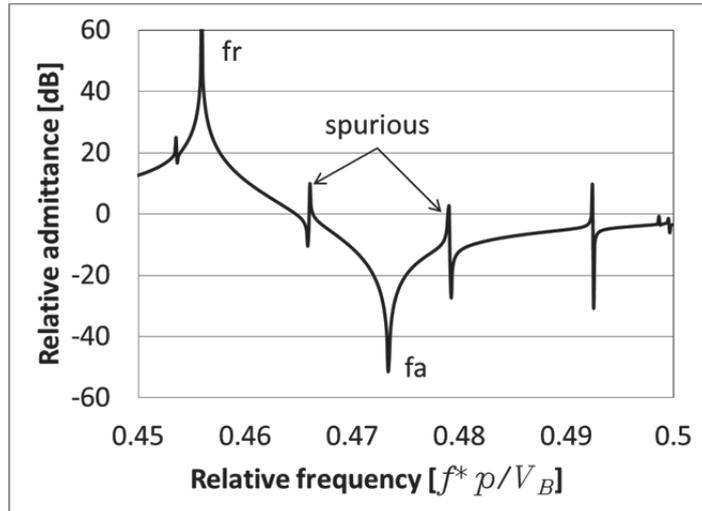


図 4-10 共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) 周波数拡大図  
LiTaO<sub>3</sub>厚 : 40 μm (10λ)、カット角 : 42°

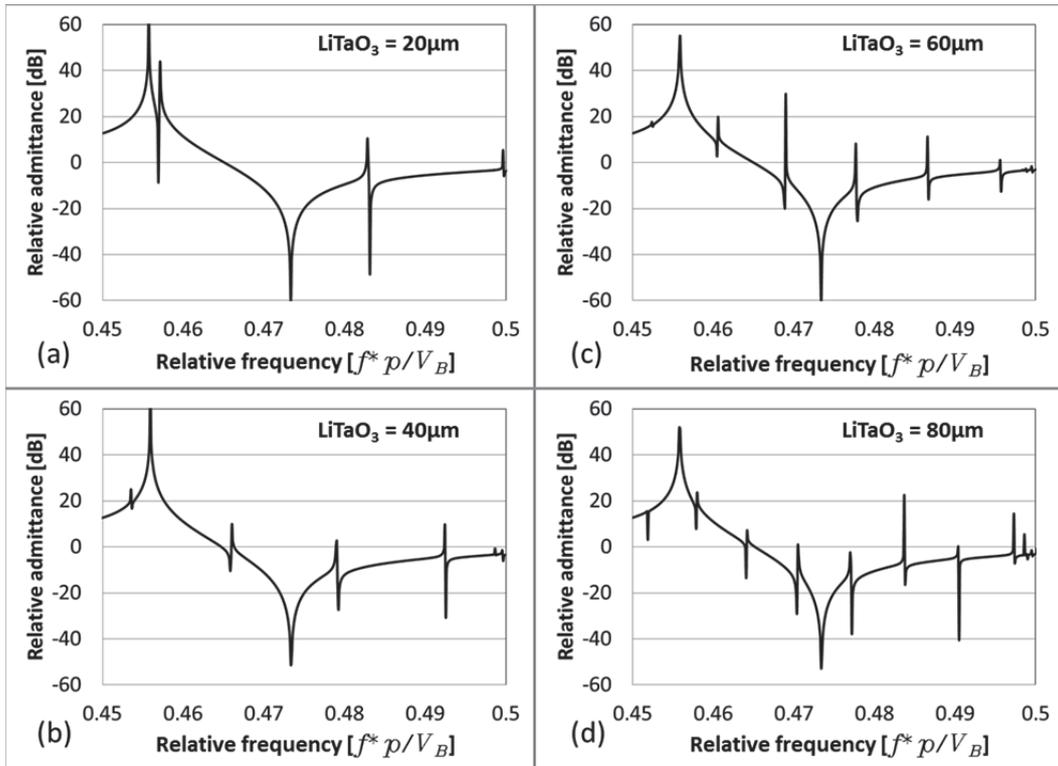


図 4-11 LiTaO<sub>3</sub>厚を振ったシミュレーション結果 (sync)  
カット角 : 42°

次に漏洩バルク放射のレベルを押さえるために  $\text{LiTaO}_3$  のカット角を変化させて効果があるかシミュレーションを用いて確認する。図 4-12 に計算結果を示す。 $\text{LiTaO}_3$  カット角を  $40^\circ$  から  $50^\circ$  まで  $2^\circ$  ステップで振って sync で計算する。この計算結果、カット角によってスプリアスのレベルが変化していることを確認できる。カット角を現状の  $42^\circ$  から高角度にすることでスプリアスのレベルが小さくなり、カット角  $48^\circ$  付近でスプリアスのレベルが最小になっている。また、カット角を低角度にしてもスプリアスのレベルには大きな変化が見られていない。これより、 $\text{LiTaO}_3$  のカット角を最適化することで接合界面からのスプリアスを抑制可能であると言える。

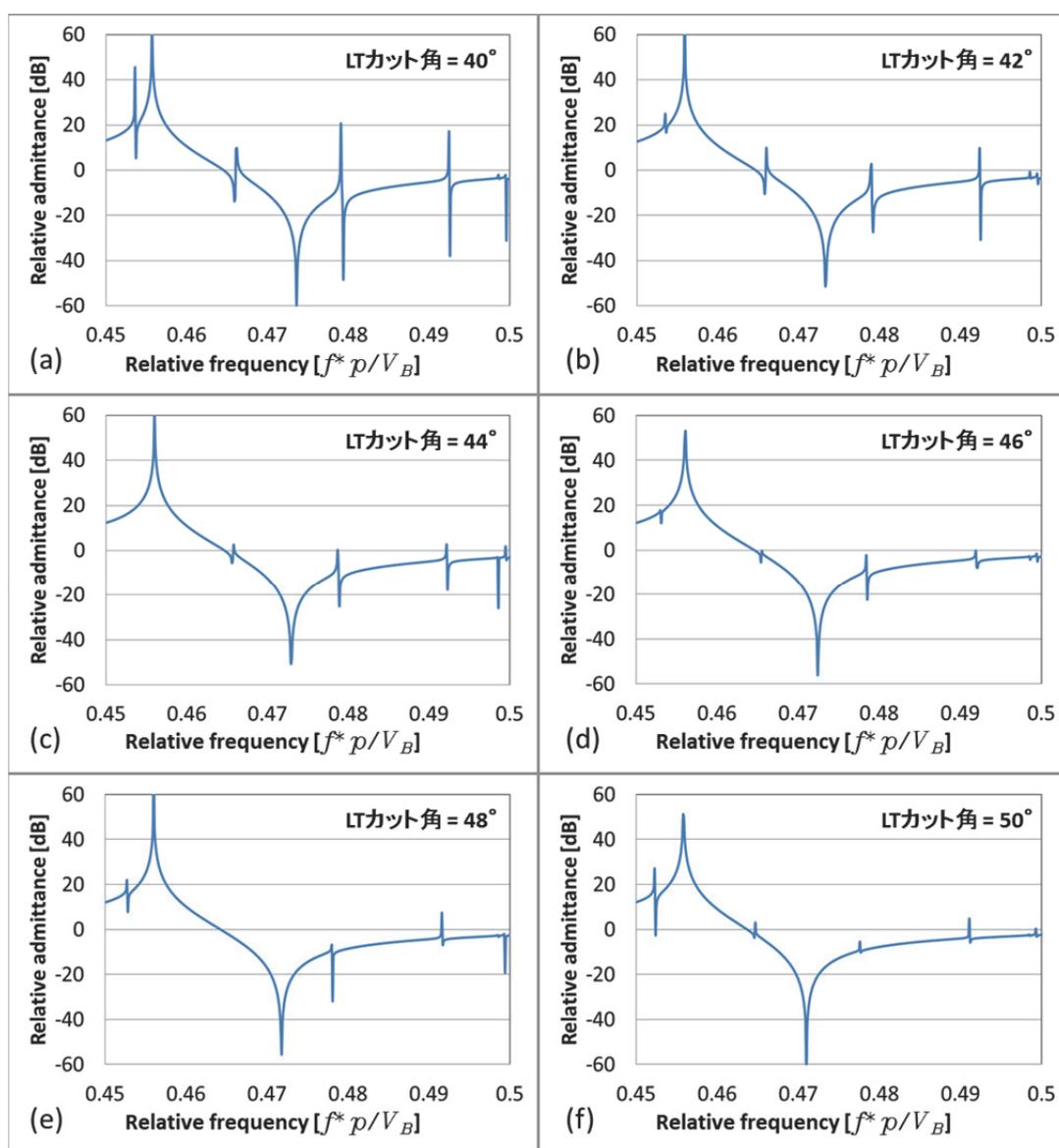


図 4-12  $\text{LiTaO}_3$  のカット角を変化させたときのシミュレーション結果 (sync)  
 $\text{LiTaO}_3$  厚 :  $40 \mu\text{m}$

### 4.3.2 ANSYS を用いたシミュレーションによる解析

次に、sync で計算した結果を有限長 IDT で検証するために、FEM 法を用いたシミュレーション ANSYS で共振子の 2 次元モデルの解析を行う。シミュレーションに用いたモデルは、実デバイスと同様の設計値を用いている。IDT 本数を 300 本 (150 対)、反射電極を 50 本 (25 対)、開口長は 2 次元モデルであるため無限長で計算を行い、容量を単位長で規格化してアドミタンスを求める際に実開口長で容量計算を行う。ANSYS のシミュレーションでは、電極指抵抗及び開口長方向の SAW の伝搬は考慮していない。したがって、SAW の伝搬方向 (縦方向) の振る舞いのみを考慮しており、開口長方向 (横方向) のスプリアス等の解析は考慮されていない。表 4-2 に設計定数の各シミュレーションの対比表を示す。各シミュレーションでのパラメータと考慮される内容を示している。

図 4-13 に ANSYS での計算結果をアドミタンス表示で示す。比較しやすいように横軸は共振周波数で規格化している。このシミュレーション結果において、共振周波数と反共振周波数の間 (スプリアス A) と反共振周波数の高い側 (スプリアス B) にそれぞれスプリアスの応答が見られる。これは、図 4-6 の共振子のスプリアス As 及び Bs と比較して一致していると考えられる。さらに、これを通過特性に変換してみる。図 4-14 に実デバイスと図 4-15 に ANSYS のシミュレーションの結果を比較する。スプリアスの位置は、ほぼ再現している。よって、有限長対数モデルでもスプリアスが発生していることから実デバイスにおいても接合界面からのバルク波の反射がスプリアスとして現れていると考えられる。

表 4-2 シミュレーション対比表

項目	IDT本数	反射器対数	開口長	備考
実デバイス	100本	50本	30λ	
sync	無限長	無し	無し	伝搬特性に特化
ANSYS	100本(有限長)	50本	無し	横方向の影響考慮無し

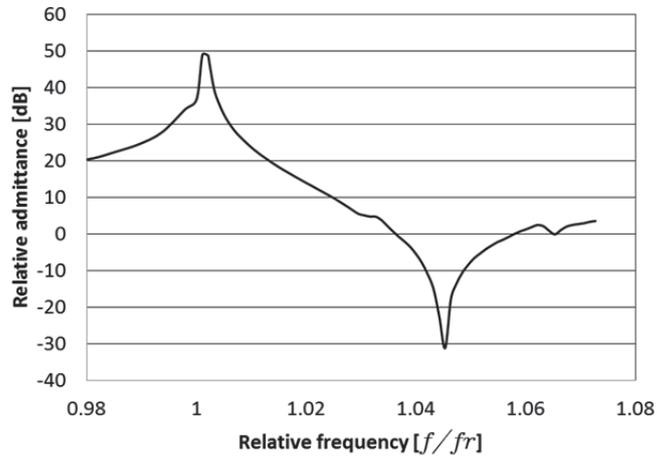


図 4-13 共振子アドミタンス特性の計算結果 (ANSYS)

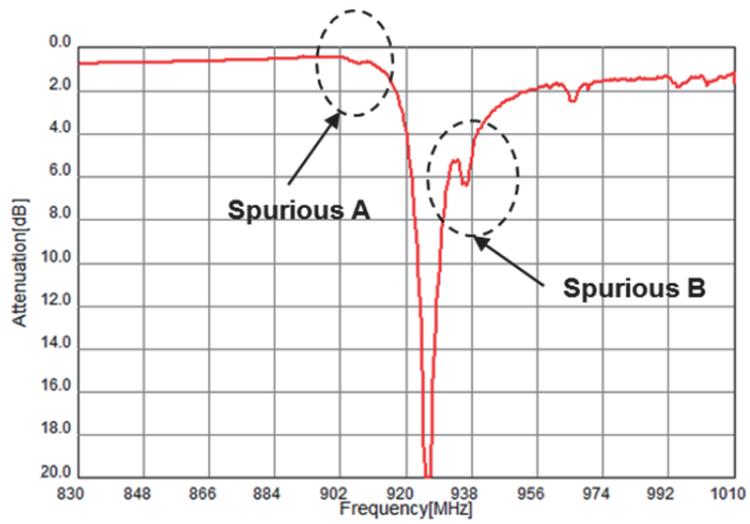


図 4-14 直列共振子の通過特性 (実測、 $42^\circ$  Y-X LiTaO<sub>3</sub>)

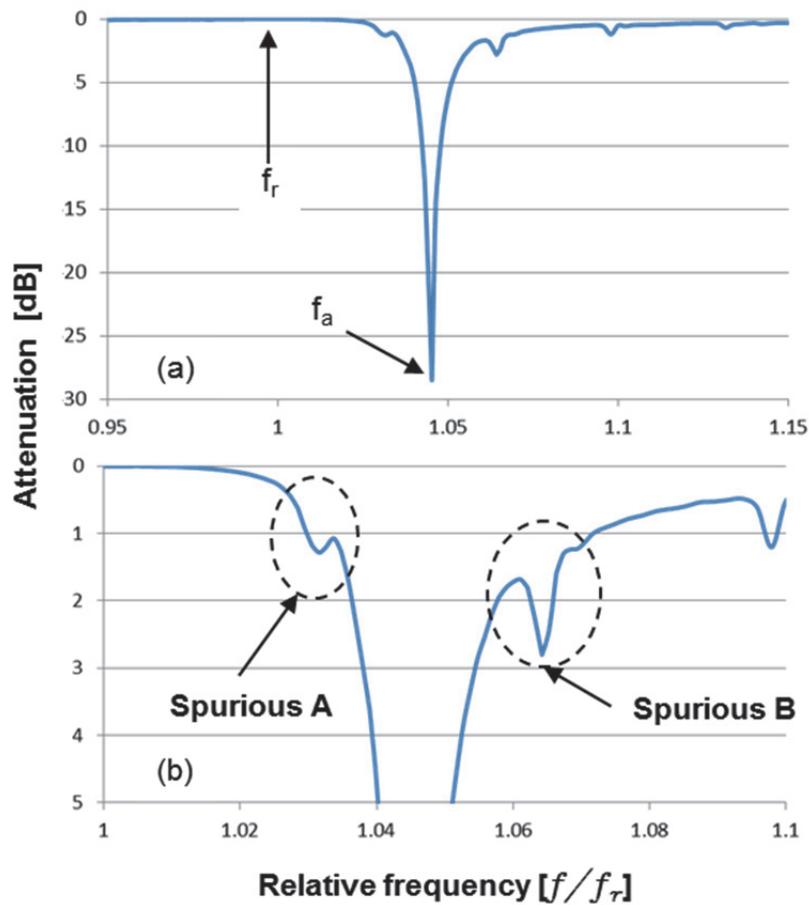


図 4-15 ANSYS での計算結果（通過特性）

次に、 $\text{LiTaO}_3$  のカット角を変化させ、スピリアス A、B がどのような振る舞いをするかを確認する。計算結果を図 4-16 に示す。 $\text{LiTaO}_3$  のカット角を変化させることでスピリアス A、B の両方のレベルが小さくなっている。わかり易くするために、S21 特性に変換して重ねたものを図 4-17 に示す。カット角  $48^\circ$  に近づくにつれ両方のスピリアスのレベルは小さくなっている。グラフは、縦軸を各カット角でずらしてして重ならないように表示している。このことより、有限長の IDT のモデルでも同じようにカット角でのスピリアス抑制効果が確認できる。

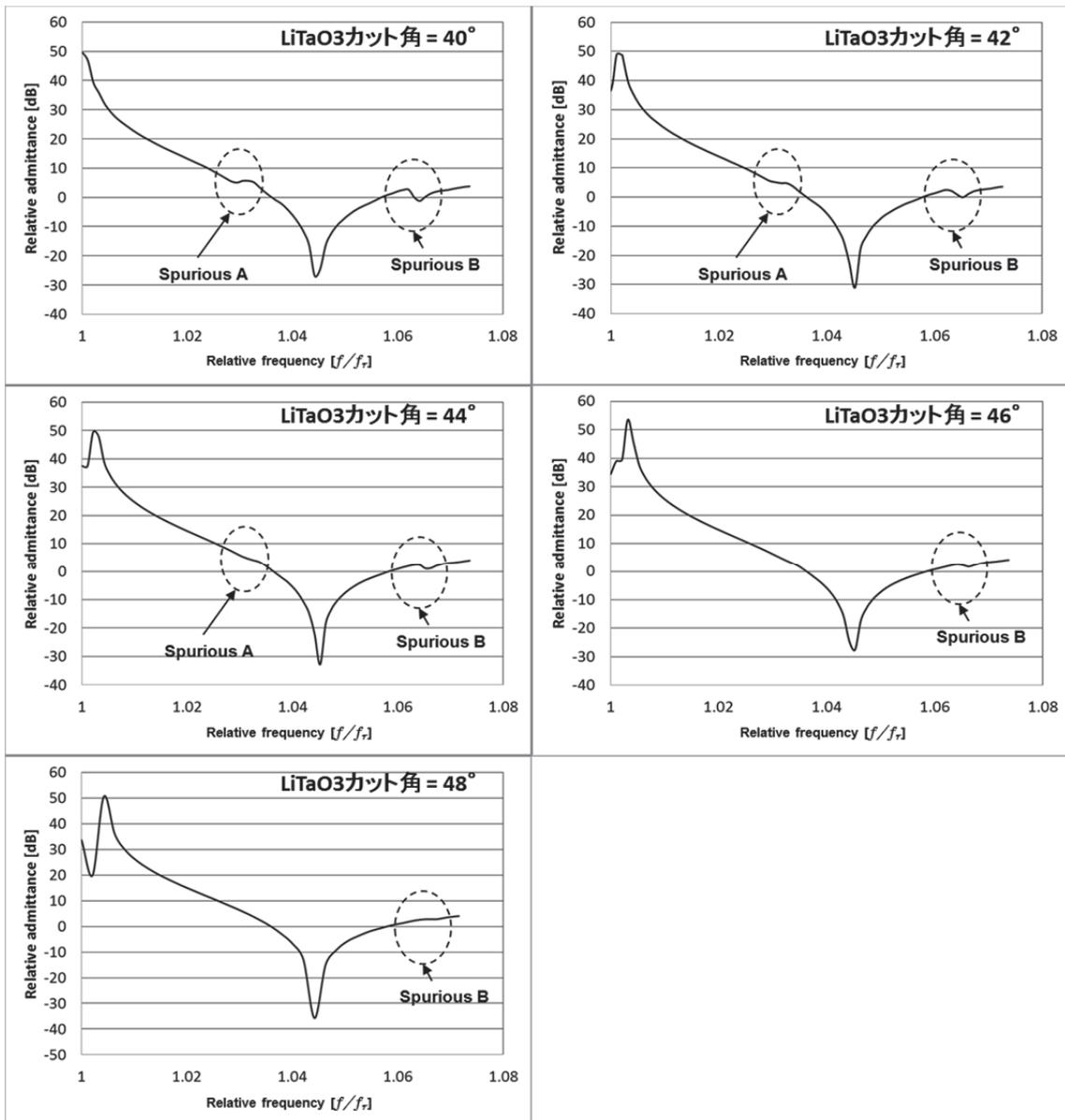


図 4-16 LiTaO<sub>3</sub>のカット角を変化させたときの ANSYS の計算結果

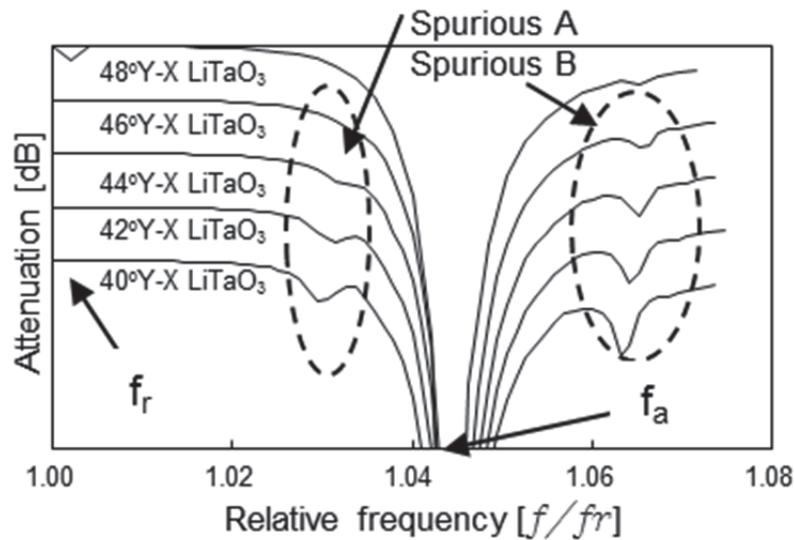


図 4-17 ANSYS の計算結果 (S21)

### 4.3.3 ANSYS を用いたスプリアスモードの基板内変位解析

次に、このカット角とスプリアス抑制の関係をさらに詳しく解析するため、ANSYS を用いてバルク波の圧電基板内部の変位を観察する。ANSYS での計算モデルは計算時間の短縮と基板内の変位を理解しやすくするために、IDT の対数を 20 本 (10 対)、反射器を 20 本 (10 対) として計算した。IDT および反射電極膜厚 ( $h/\lambda$ ) は 10%、線幅比 ( $L/S$ ) は 50% として IDT と反射器の間隔は 0、等ピッチとしている。解析したモデルを図 4-18 に示す。

はじめに  $\text{LiTaO}_3$  単体基板での変位をカット角  $42^\circ$  と  $48^\circ$  で比較している。変位を見る周波数を図 4-19 に示す。共振周波数  $f_r$  と反共振周波数  $f_a$ 、スプリアスの周波数位置付近として  $(f_r+f_a)/2$ 、 $f_r \times 1.05$  と SSBW の周波数の 5 点を見る。図 4-20～図 4-22 にカット角  $42^\circ$  の圧電基板内の変位分布を示す。ここで、変形量のスケールは変位が見えるように、各変形量に最適化している。共振周波数とそれ以外の周波数では、変位量が大きく異なるため、変位量のスケールは異なっている。

ここで、バルク波に関して再確認する。ここで観察するバルク波は、2 種類ある。IDT から基板内部に放射されるバルク波 (DBAW : Deep Bulk Acoustic Wave) と基板表面とほぼ平行に放射されるバルク波で SSBW である。バルク波の放射角度は式 4-7 で表すことができる。[4-12]

$$\theta_L = \cos^{-1}\left(\frac{V_L}{V_B}\right) \cdots \text{式 4-7}$$

ここで、

$V_L$  : Leaky-SAW の音速

$V_B$  : バルク波の音速

である。

はじめに、DBAW に関して見る。DBAW は、SV 成分がバルク波として漏洩しているものである。このバルク波の変位が小さいほど SAW の伝搬損が小さいと言える。SV 成分の変位は、図の X 方向と Z 方向の変位に着目すればよい。X 方向、Z 方向の変位を見てみると、共振点より高い周波数で、バルク波の変位が大きく見られる。この時のバルクの放射角度を式 4-7 より求めると、

$$V_L = 4100 \text{ m/s}$$

$$V_B = 5553 \text{ m/s}$$

$$\theta_L = 42.4^\circ$$

となる。図 4-23 から DBAW の放射角度を読み取ると約  $43^\circ$  の放射角である。実際には  $\text{LiTaO}_3$  の DBAW の逆速度面は、同心円ではないのでバルク波の放射角度は逆速度面の接点の垂線方向となりバルクの放射角度から幾らかずれが生じる。この漏洩バルクは IDT と反射電極の間でバルク波の放射が大きくなっている。これは、IDT から反射電極の音響的不連続部分でバルク波が漏洩バルク波として大きくなっていることを意味する。

SSBW の変位は SH 成分であるため Y 方向の変位である。SSBW の放射角  $\theta_{\text{SSBW}}$  は、同じく式 4-7 を利用して計算してみると、 $\theta_{\text{SSBW}} = 13.3^\circ$  となる。これも、図 4-24 から読み取ると約  $13^\circ$  でほぼ一致する。SSBW が発生している周波数においては、同時に DBAW も放射されている。大きなバルク放射損失があると理解できる。

図 4-25、図 4-26 に  $\text{LiTaO}_3$  のカット角  $48^\circ$  の時の変位を示す。周波数はカット角  $42^\circ$  の時と同じである。カット角  $48^\circ$  ではバルク波の変位が共振周波数から見られている。さらに、その変位は IDT 全体から基板内部へ漏洩している。図 4-21、図 4-22 のカット角  $42^\circ$  と比べるとバルク波の変位が大きくなっている。このことより、第 2 章でも述べた通りカット角を最適化することでバルク波を押し返すことができ、伝搬損失を小さくすることが可能である。 $\text{LiTaO}_3$  のカット角  $42^\circ$  でバルク波が小さくなっており伝搬損失を小さくすることができている。この時、バルク波の放射角度は、カット角  $42^\circ$  と  $48^\circ$  で大きく変わっていない。

次に、同じように接合基板の変位分布を計算する。図 4-27、図 4-28 にカット角  $42^\circ$  の接合基板の変位を示す。この時の  $\text{LiTaO}_3$  厚は  $20 \mu\text{m}$  ( $5\lambda$ ) としている。接合基板の構造にした場合、図 4-27 の周波数  $(f_r + f_a)/2$  (スプリアス A) の DBAW の変位 (X 方向、Z 方向) を見ると IDT と反射電極の間から放射されるバルク波が接合界面で反射し、表面に現れている。これが、スプリアスの応答として見られる。

図 4-29、図 4-30 にカット角  $48^\circ$  の接合基板の変位を示す。図 4-30 の周波数  $f_r \times 1.05$  (スプリアス B) の DBAW (X 方向、Z 方向) の変位が IDT 全体に観測されており、その変位が接合界面で反射し  $42^\circ$  の時とは異なり相殺され基板内部に SV の変位として存在するが表面には現れていないと考える。このことからカット角を最適にすることで漏洩バルク波の接合界面からの反射によるスプリアスが抑圧できていると理解できる。

このようにモードの変位を観察することで、スプリアスの変位がカット角によって抑圧されていることが理解できる。

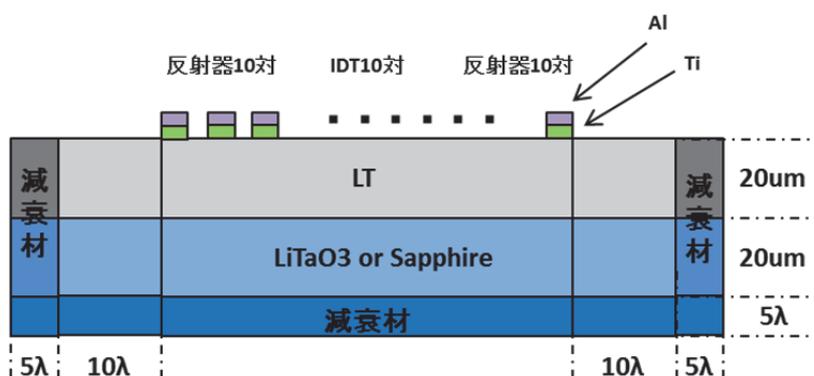


図 4-18 変位計算に用いたモデル図

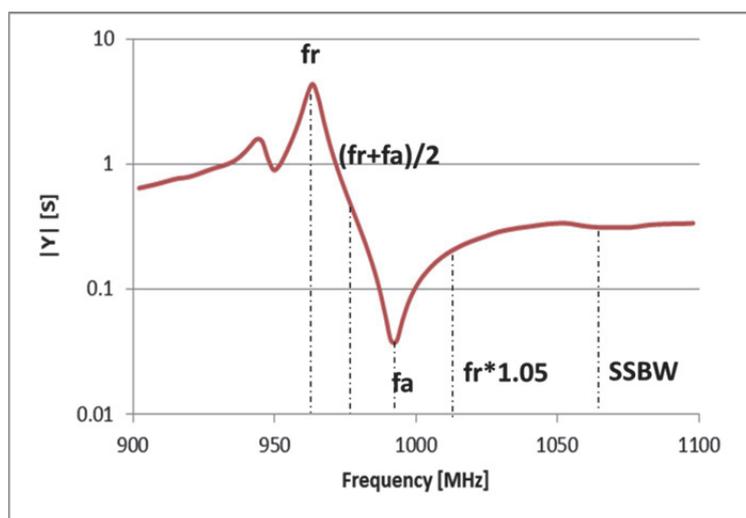


図 4-19 観測周波数ポイント

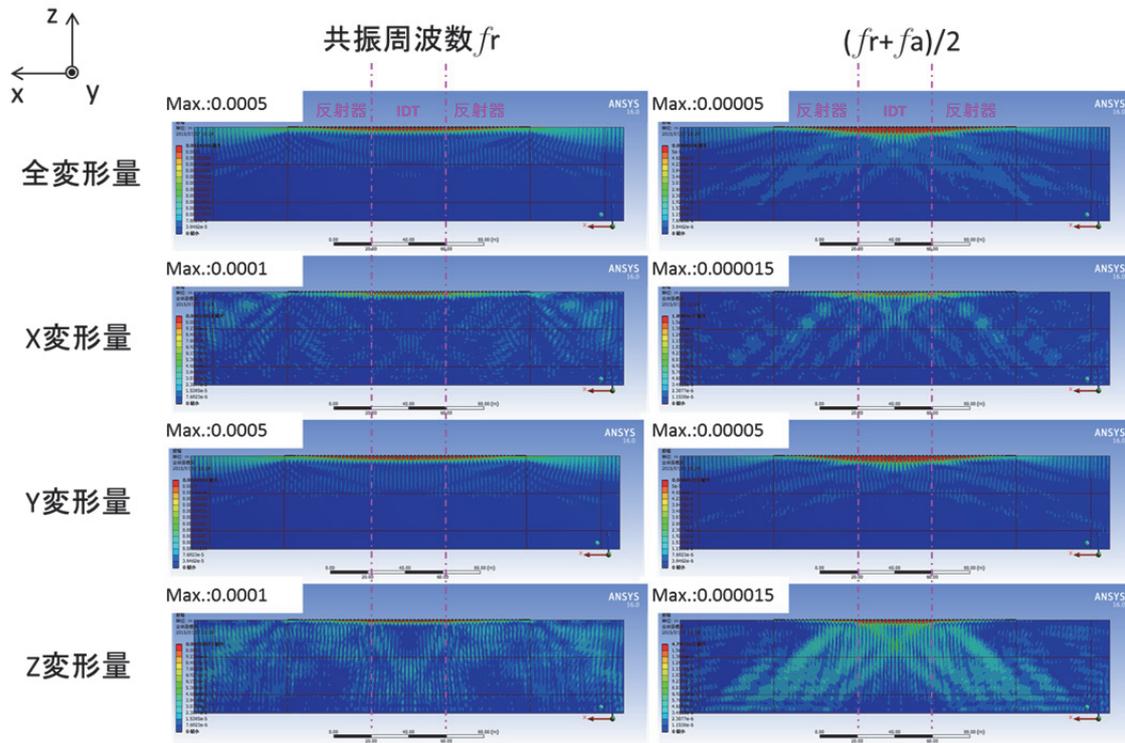


図 4-20 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>の変位分布①

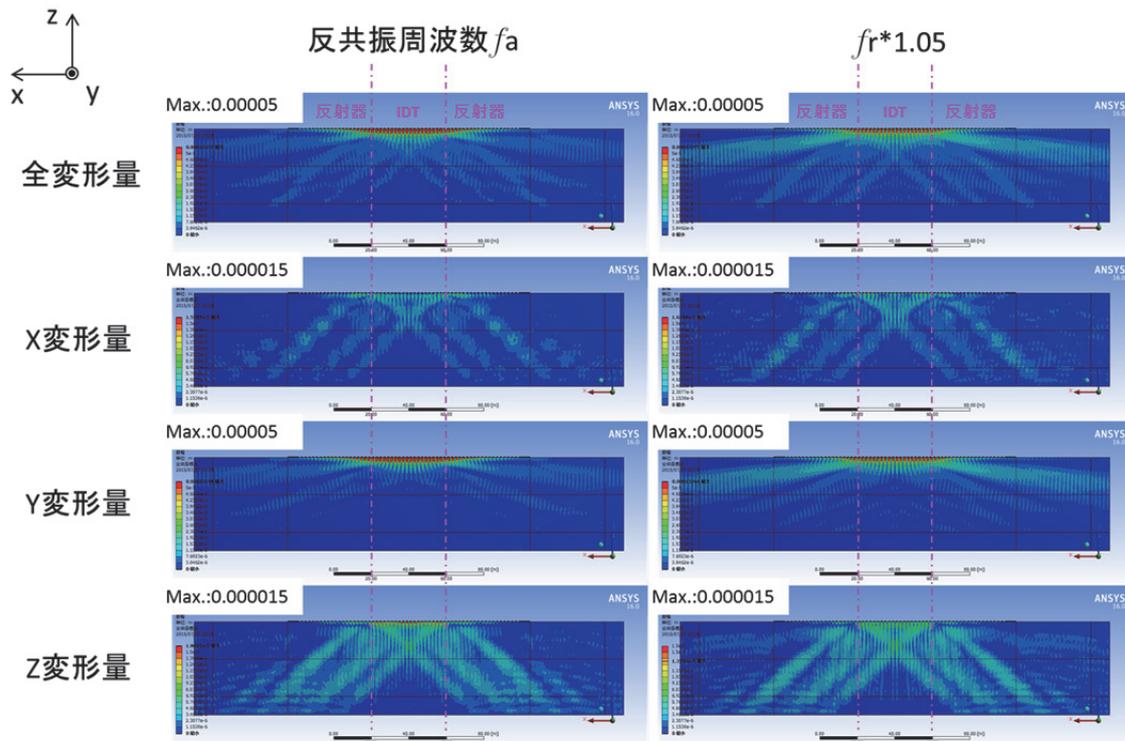


図 4-21 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>の変位分布②

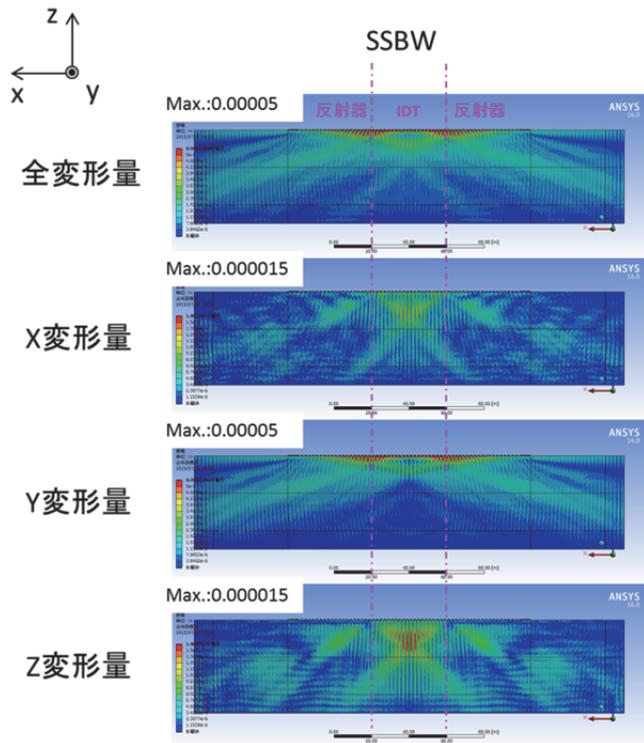


図 4-22 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>の変位分布③

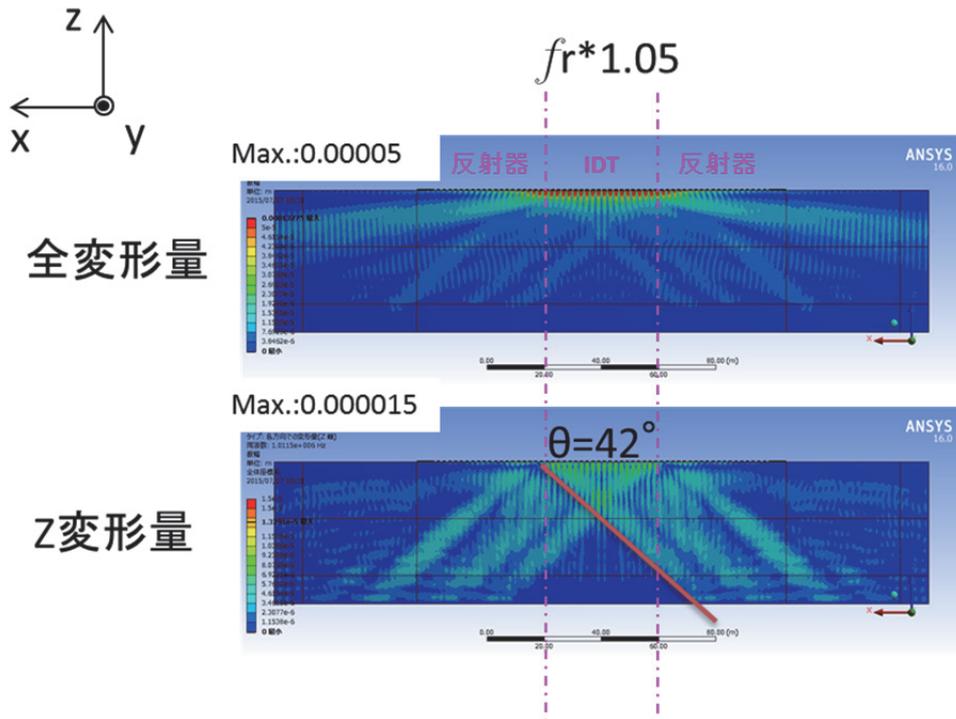


図 4-23 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>の漏洩バルク波の放射角度

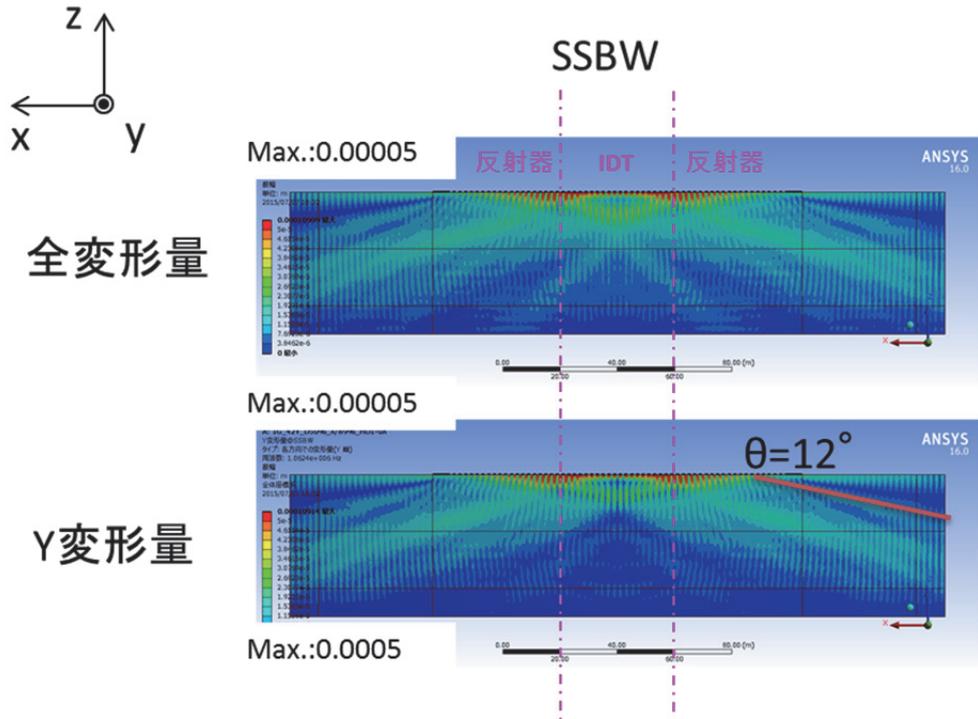


図 4-24 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub> の SSBW の放射角度

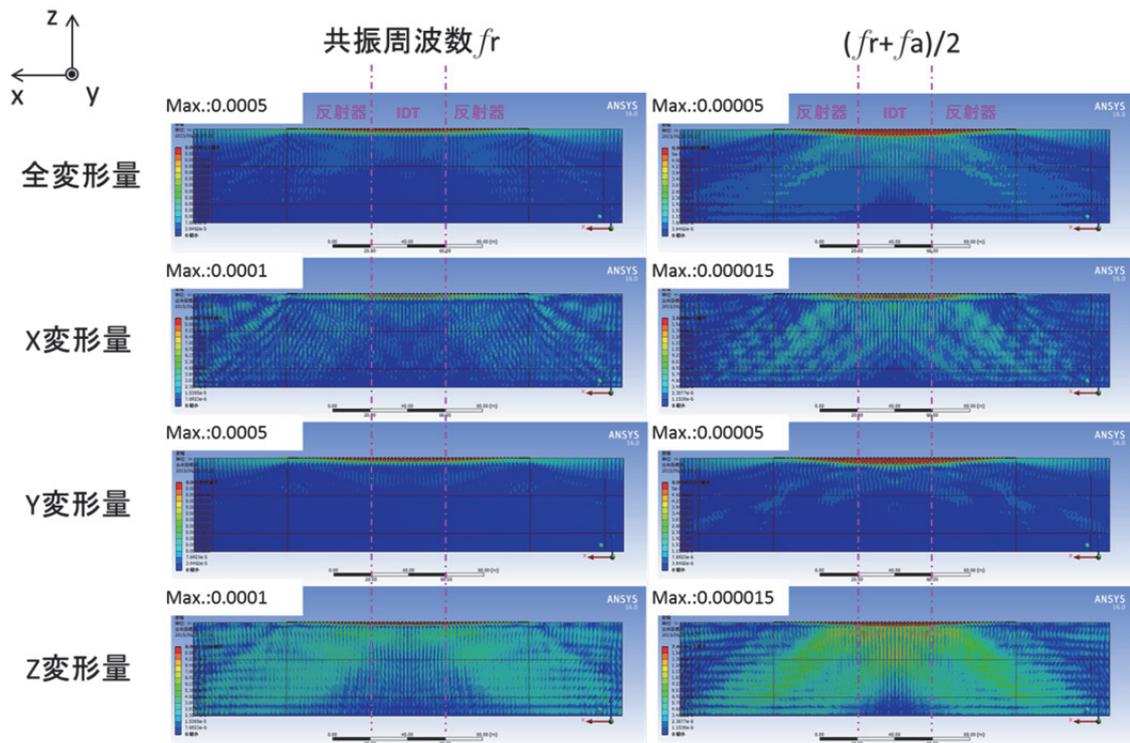


図 4-25 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub> の変位分布①

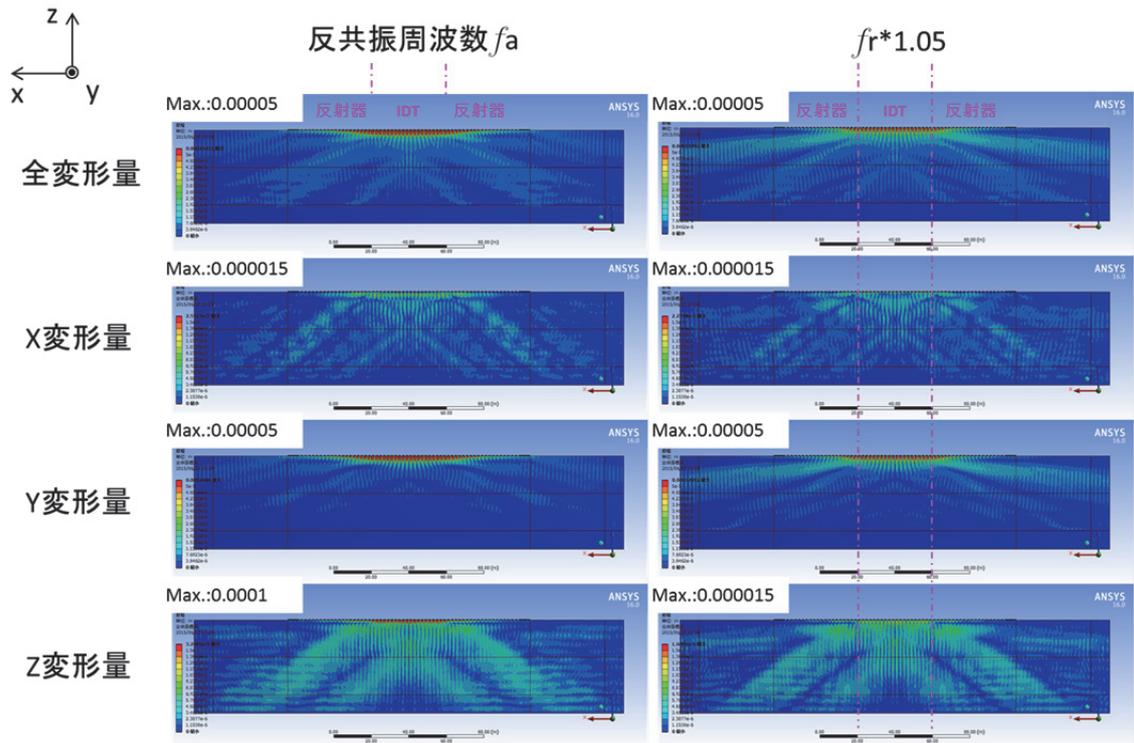


図 4- 26 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub>の変位分布②

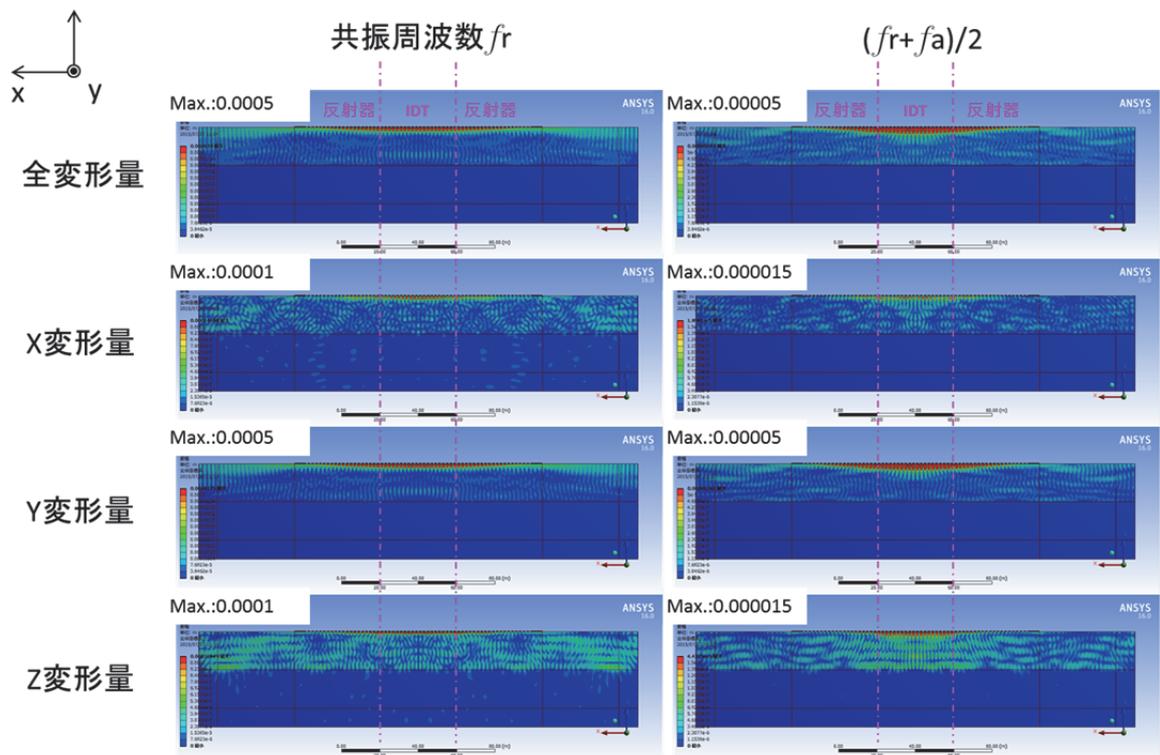


図 4- 27 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板の変位分布①

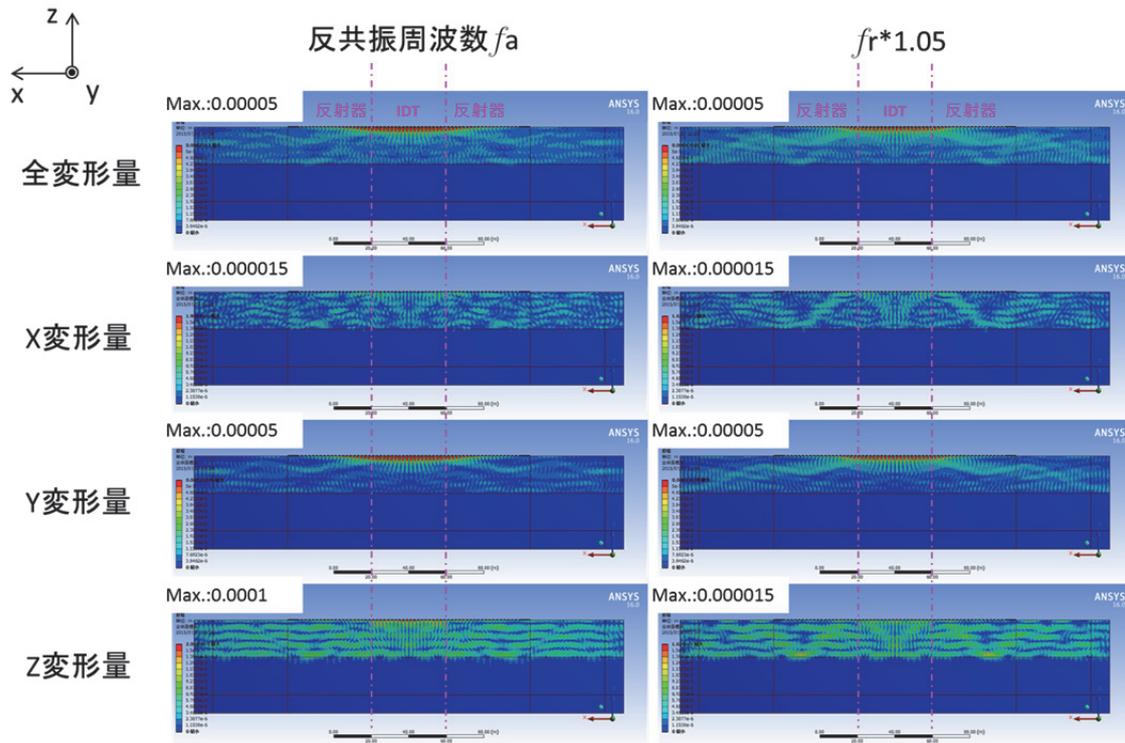


図 4-28 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板の変位分布②

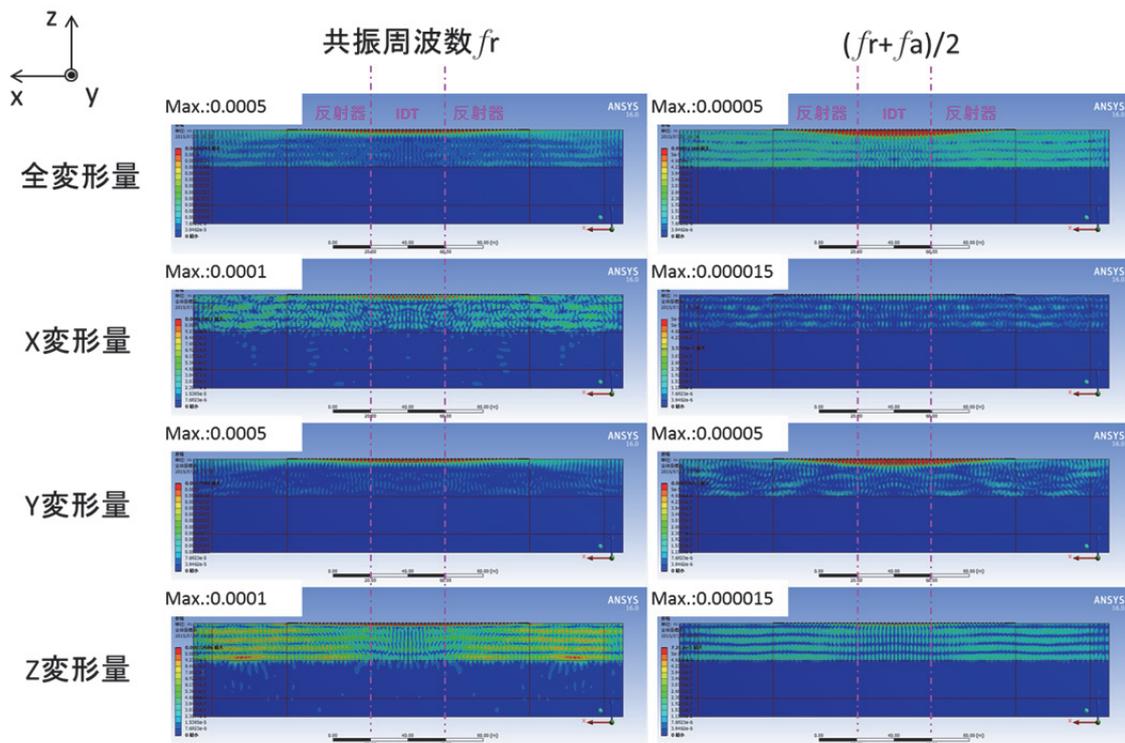


図 4-29 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板の変位分布①

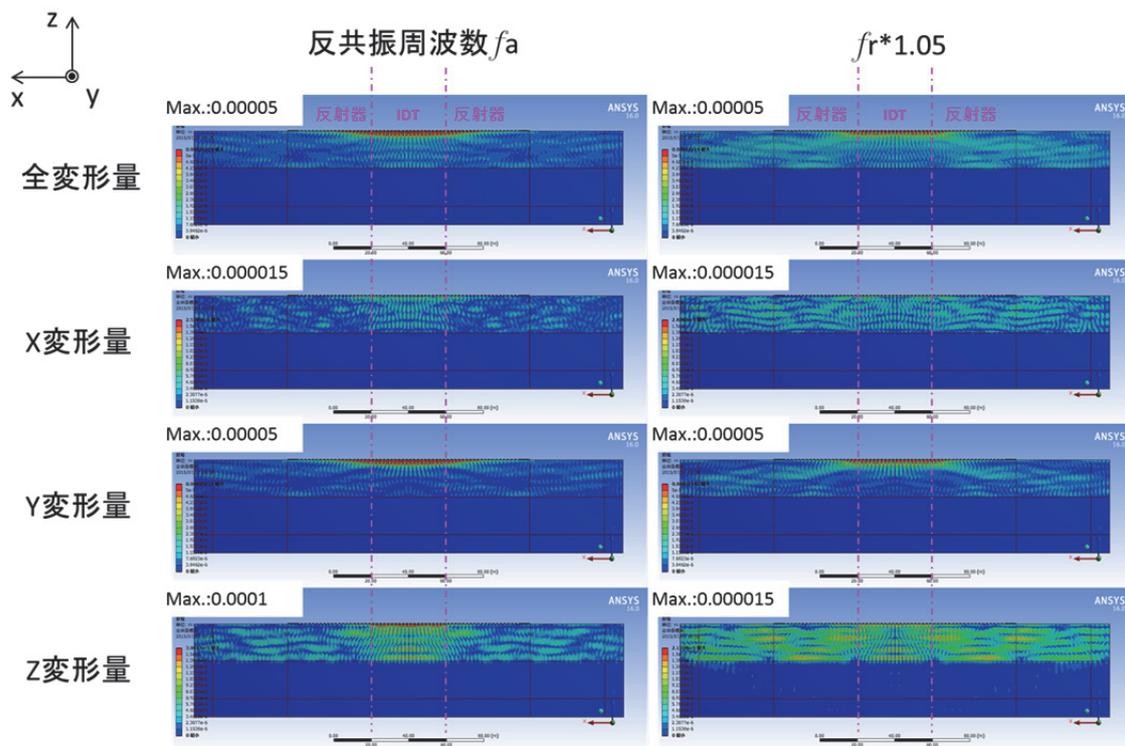


図 4-30 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板の変位分布②

#### 4.4 実験的検証

これまでの解析結果を基に Band8-Tx フィルタを用いて実験検証を行う。確認した条件は、LiTaO<sub>3</sub>厚=40 μm、サファイア厚=250 μm でトータル基板厚を 290 μm とする。サファイアの面方位は R 面 (1-102) を用いる。Tx フィルタの設計はラダー型設計を用いており、6 段の構成としている。また、比較のために LiTaO<sub>3</sub> のカット角を 42° と 48° の 2 種類についてデバイスの試作により特性の比較を行う。図 4-31 にカット角 42° と 48° のデバイスの通過特性の比較を示す。カット角 42° Y-X LiTaO<sub>3</sub> の特性では、漏洩バルク波起因のスプリアスが通過帯域の高い側と低い側に発生し、挿入損失を劣化させている。一方、カット角 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub> を用いた特性では、スプリアスが抑制され、通過帯域エッジでの挿入損失の劣化は見られていない。図 4-32 の帯域外特性においても大きな劣化は見られていない。ちなみに、カット角 48° の特性において通過帯域中央部分でリップルが見られるが、これは結合係数の差によるもので、ここで議論してきた漏洩バルク波の影響とは切り離して考えられる。また、設計でカバーできるレベルの特性差である。

次に、最適とした 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub> を用い、LiTaO<sub>3</sub> 厚を 40 μm、サファイア厚を 250 μm とし最適設計の結果を示す。この時の適用システムは Band8 のデュプレクサである。図 4-33 に通過特性、図 4-34 に通過帯域の拡大図を示す。Tx フィルタは、ラダーの 6 段設

計を用いている。Rx フィルタは、DMS+ラダー特性を用いている。Tx フィルタにおいて最適化設計をすることで通過帯域中央のリップルは改善されている。また、漏洩バルク波の影響のリップルも見られていない。Tx の挿入損失の typ.値で 1.8dB と良好な値を得ている。また、TCF は、通過帯域の低い周波数で-18ppm/°C、高い周波数で-25ppm/°Cとなっており、ターゲット通りの特性を得られている。

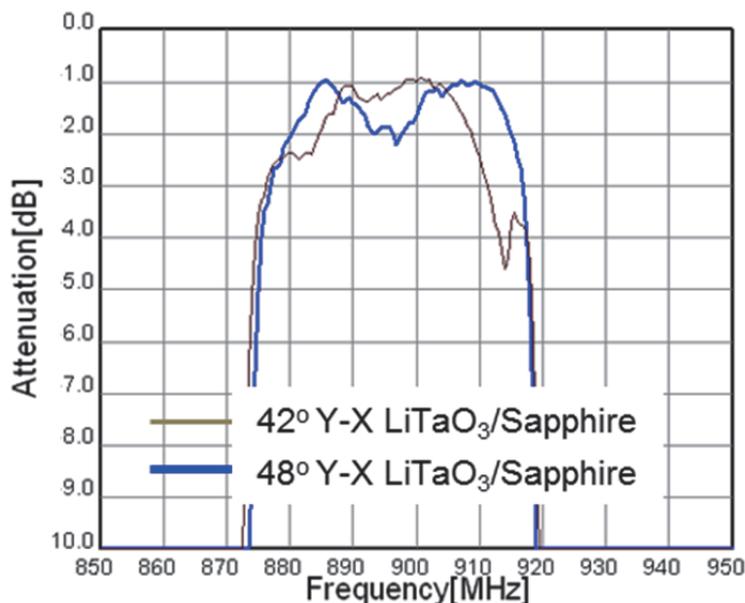


図 4- 31 カット角 42° と 48° の通過帯域の特性比較図

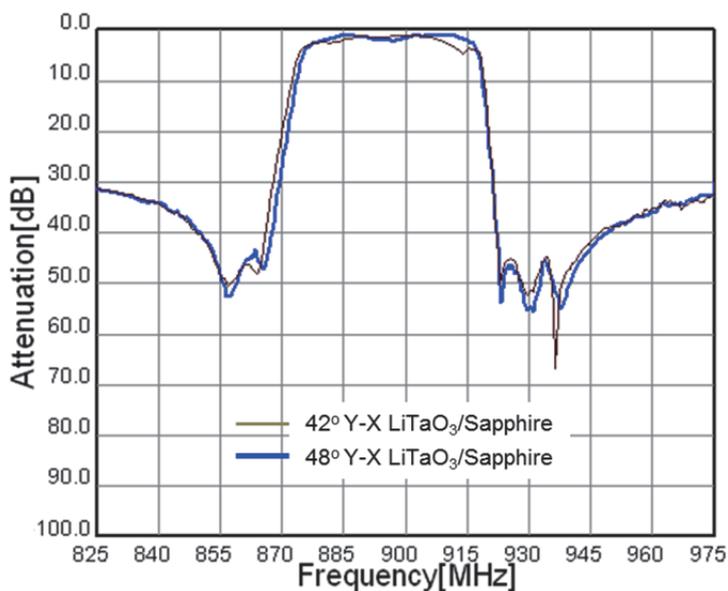


図 4- 32 カット角 42° と 48° の通過特性比較図

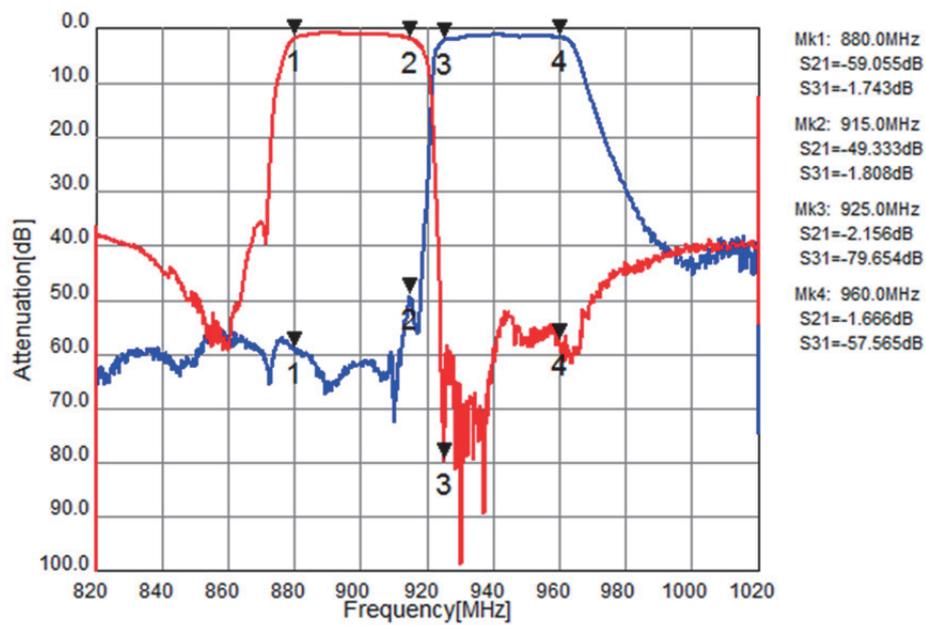


図 4-33 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板を用いて最適化した Band8 デュプレクサの通過特性

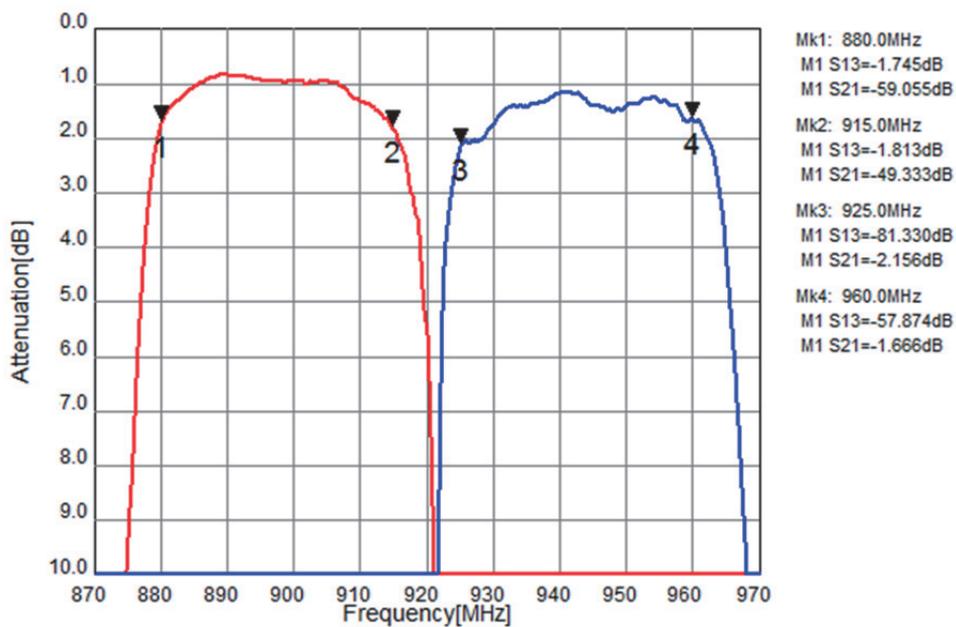


図 4-34 48° Y-X LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板を用いて最適化した Band8 デュプレクサの通過帯域の特性図

## 4.5 むすび

本章では、温度特性に優れた  $\text{LiTaO}_3$ /サファイア接合基板を 900MHz 帯 SAW フィルタに適用することを検討した。900MHz 帯に適用するにあたり、接合基板特有の漏洩バルク波の接合界面からの反射によるスプリアスがフィルタ特性の通過帯域内に発生し、フィルタの挿入損失を劣化させていた。この課題を解決するために、スプリアスの発生メカニズムを `sync` 及び `ANSYS` を用いて解析した。その結果、 $\text{LiTaO}_3$  のカット方位を最適角度にすることによりスプリアスのレベルを抑制できることがわかった。その最適なカット角は  $48^\circ$  であった。このカット角を用いてデバイスを試作して実験的検証を行うことでスプリアスレベルが最小になっていることを確認した。さらに、最適カット角を用いた接合基板でラダー設計を用いたデュープレクサの最適設計を行った。その結果、通過帯域内において挿入損失-1.8dB となる良好な特性を得ることができた。その時の温度特性は、Tx フィルタの通過帯域の高周波側で  $-25\text{ppm}/^\circ\text{C}$  となっておりターゲット通りの特性を得ている。

## 参考文献

- [4-1] T. E. Parker and M. B. Schulz, "SiO<sub>2</sub> film overlays for temperature-stable surface acoustic wave devices", *Applied Physics Letters*, Vol. 26, No.3, 1975.
- [4-2] K. Yamanouchi and S. Hayama, "SAW properties of SiO<sub>2</sub>/128° Y-X LiNbO<sub>3</sub> Structure fabricated by magnetron sputtering technique," *IEEE Trans. Sonics and Ultrason*, vol. SU-31, 1984, pp.51-57.
- [4-3] M. Kadota, T. Nakao, N. Taniguchi, E. Takata, M. Miura, K. Nishiyama, T. Hada and T. Komura, "Surface Acoustic Wave Duplexer for US Personal Communication Services with Good Temperature Characteristics", *Jpn. J.Appl. Phys.*, 44, 6B, 2005, pp.4527-4531.
- [4-4] M. Kadota, T. Kimura, D. Tamasaki,"High Frequency Resonators with excellent Temperature Characteristic using Edge Reflection", *Proc. Symp. Ulatason. Electron.*, Vol. 27, 2006, pp.115-116.
- [4-5] K. Hashimoto, M. Kadota, T. Nakao, M. Ueda, M. Miura, H. Nakamura, H. Nakanishi and K. Suzuki, "Recent development of temperature compensated SAW devices," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2011, pp.79-86.
- [4-6] K. Yamanouchi, K. Kotani, H. Odagawa and Y. Cho, "Theoretical Analysis of SAW Propagation Characteristics under the Strained Medium and Applications for High Temperature Stable High Coupling SAW Substrates" *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1999, pp.239-242.
- [4-7] H. Sato, K. Onishi, T. Shimamura and Y. Tomita, "Temperature Stable SAW Devices Using Directly Bonded LiTaO<sub>3</sub>/Glass Substrates" *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1998, pp.335-338.
- [4-8] H. Kobayashi, K. Tohyama, Y. Hori, Y. Iwasaki, and K. Suzuki, "A study on Temperature-Compensated Hybrid Substrates for Surface Acoustic Wave Filters" *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2010, pp.637-640.
- [4-9] 三浦道雄, 井上将吾, 堤潤, 松田隆志, 上田政則, 佐藤良夫, 伊形理, 江畑泰男, "LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板を用いた温度特性改善SAWデバイス" *電学論C*, vol.127, no.8, pp.1161-1165, 2007.
- [4-10] Hartmann, C.S., Wright, P.V., Kansy, R.J. and Garber, E.M. "An Analysis of SAW Interdigital Transducers with Internal Reflections and the Application to the Design of Single-Phase Unidirectional Transducers", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1982, pp.40-45.
- [4-11] 橋本研也, "弾性表面波 (SAW) デバイスシミュレーション入門", リアライズ社
- [4-12] K. Hashimoto, M. Yamaguchi, " Free software products for simulation and design of surface acoustic wave and surface transverse wave devices", *Proc. IEEE*

*Frequency Control Symp.* 1996, pp.301-306.

[4-13] ANSYS, Inc., <http://www.ansys.com>

## 第 5 章 結論

本論文では、携帯電話の RF 部のキーデバイスとなっている SAW フィルタ、SAW デュプレクサに用いられる  $\text{LiTaO}_3$  上の疑似弾性表面波 (Leaky-SAW) の特徴を理解すると共に、それを用いたデバイスの高性能化を目的に研究、調査を行い、次のような成果を得た。

第 2 章では、共振子型設計に用いる  $\text{LiTaO}_3$  の最適カット角をシミュレーション (FEMSDA) で解析し、そこで得られた結果を実験的に検証確認した。ラダー型設計の共振子型設計では IDT の電極膜厚が厚く必要である。FEMSDA の計算でグレーティング電極では電極膜厚に対して最適なカット角が存在し、伝搬損失として最小になる電極膜厚が存在することがわかった。その結果、電極膜厚比  $h/\lambda$  が 10% の時に最適カットは、 $42^\circ$  付近であった。

これらの結果を基に、フィルタを構成し特性確認を実施した。カット角を  $36^\circ$  と  $42^\circ$  を比較して、Band8-Tx のフィルタ特性で挿入損失の改善が 0.54dB、Band2-Tx のフィルタで約 1dB、さらに、WiFi のフィルタで 0.5dB と MHz 帯、GHz 帯の周波数のデバイスに於いて大きな改善を得ることができた。これらの改善は、システムの効率アップを実現するとともに、SAW デバイスの RF マーケットへの必要性を決定付けた。

第 3 章では、もう一つの共振子型設計の主流である DMS 型設計の低損失、高性能化を目的に DMS 設計の損失を解析し改善検討を行い以下のような成果を得た。IDT 間の不連続部分でのバルク放射損失が主要因であることを理解し、そのバルク放射を抑える電極構造を提案した。その不連続部分の変化を小さくするために、IDT のピッチ及び IDT 幅を徐々に変化させることで大きな不連続部分をなくす構造を提案した。この構造を適用することでバルク放射を低減して挿入損失を改善するだけでなく、IDT 内の反射係数を制御することが可能となり、実共振器長より見かけ上の共振器長が長くでき、広帯域な特性を実現することができた。

以上の結果を基に、フィルタを作製して特性確認を行った。GSM900-Rx フィルタで挿入損失の改善 1.3dB を実現した。さらに、GSM1800-Rx フィルタでは挿入損失 0.9dB の改善を得ることができた。この特性改善は、ヨーロッパを主とした GSM のシステムおよびパランス RF-IC の普及に大きく貢献した。

第 4 章では、 $\text{LiTaO}_3$  とサファイアを常温直接接合した基板を Band8 のデバイスに適用した際のスプリアスの原因解析を行い、その原因を解明し改善手法を提案した。このスプリアスは漏洩バルク波が接合界面で反射して周期的に干渉しあい IDT に再入射することで発生することがわかった。この漏洩バルク波は、カット角に依存して変化しており我々のデバイスの最適カット角である  $42^\circ$  では不連続部分でのバルク放射が顕著であった。そこで、カット角を高角度にすることでスプリアスの応答としては小さくなることがわかった。そのカット角は  $48^\circ$  付近で効果が一番大きくなっていた。

これらの結果を反映してフィルタで改善効果確認を行った。Band8 のデュプレクサを作製して Tx フィルタの挿入損失で 1.8dB typ.となる良好な特性を実現できた。また、その時の温度特性は-25ppm/°Cであり温度特性に優れた特性を確認できた。

このデバイスは、WCDMA 向けの Band8 デュプレクサとして WCDMA のワールドワイドでの普及に大きく貢献した。

本論文で調査を行ったすべての技術は製品に適用され、すべてに於いて良好な特性を得ている。また、マーケットでの新規システムの普及に大いに貢献した。

## 謝辞

本研究の遂行および本論文を作成するにあたり、終始懇切なるご指導、ご鞭撻を承りました千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 橋本 研也 教授に謹んで感謝の意を表し、厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、千葉大学大学院、工学研究科 人工システム科学専攻 八代 健一郎 教授、工学研究科 人工システム科学専攻 工藤 一浩 教授、工学研究科 人工システム科学専攻 鷹野 敏明 教授には、ご指導およびご助言をいただきまして、ここに深く感謝いたします。

本研究を遂行するにあたり、千葉大学大学院 工学研究科 山口 正恆 名誉教授には、数々のご助言とご指導を頂きました。ここに深く感謝を申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 大森 達也 助教には、数々のご助言を頂きましたこと、感謝いたします。

本研究の遂行および本論文を作成するにあたり、ご指導頂きました太陽誘電株式会社 上田 政則 博士には、ご指導、ご助言を頂きましたこと、感謝いたします。

本研究を実施する機会を与えて下さいました、太陽誘電株式会社 伊形 理 事業部長に感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、富士通株式会社、富士通メディアデバイス株式会社の時代に指導、ご助言を頂きました、大森 英樹氏、藤原 嘉朗氏、故小野 正明氏、石巻専修大学 若月 昇 教授、故江畑 泰男 博士には、感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、ご助言とご鞭撻、数々のご協力を頂きました、太陽誘電株式会社、佐藤 良夫 フェロー、松田 隆志氏、西原 時弘氏、太陽誘電モバイルテクノロジー株式会社 水戸部 整一 博士、竹崎 徹氏、遠藤 剛氏、峯吉 誠司氏、西澤 年雄 氏、鈴木 孝幸氏をはじめとする関係者各位に感謝いたします。

また、本研究を進めるにあたり、数々のご協力を頂きました、井上 将吾 博士、田島 基行 氏、上原 健誠 博士、森谷 亮 氏に感謝いたします。

## 本論文に関する発表論文リスト

### 学術論文

- 1) **O. Kawachi**, S. Mineyoshi, G. Endoh, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Optimal cut for leaky SAW on LiTaO<sub>3</sub> for high performance resonators and filters”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.48, 2001, pp.1442-1448.
- 2) **O. Kawachi**, S. Mitobe, M. Tajima, S. Inoue, and K. Hashimoto, “Low-Loss and Wide-Band Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters Using Pitch-Modulated Interdigital Transducers and Reflectors”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.54, 2007, pp.2159-2164.
- 3) **川内治**, 鈴木孝幸, 竹崎徹, “直接接合ウェーハを用いた温度特性補償型 SAW デバイスのスプリアスモードの解析及び改善手法”, *電子情報通信学会論文誌 A*, vol.J98-A, No.9, 2015, pp.537-544.

### 国際会議

- 1) M. Ueda, **O. Kawachi**, K. Hashimoto, I. Ikata, Y. Satoh, “Low loss ladder type SAW filter in the range of 300 to 400 MHz” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 1994, pp.143-146.
- 2) K. Hashimoto, M. Ueda, **O. Kawachi**, H. Ohmori, O. Ikata, H. Uchishiba, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of ladder type SAW RF filter with high shape factor” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 1995, pp.113-116.
- 3) **O. Kawachi**, G. Endoh, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Optimum cut of LiTaO<sub>3</sub> for high performance leaky surface acoustic wave filters”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* vol.1, 1996, pp.71-76.
- 4) K-Y. Hashimoto, M. Yamaguchi, S. Mineyoshi, **O. Kawachi**, M. Ueda, G. Endoh, “Optimum leaky-SAW cut of LiTaO<sub>3</sub> for minimized insertion loss devices”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 1997, pp.245-254.
- 5) G. Endoh, M. Ueda, **O. Kawachi**, Y. Fujiwara, “High performance balanced type SAW filters in the range of 900 MHz and 1.9 GHz”, *IEE proc.* Vol.1, 1997, pp.41-44.
- 6) S. Mineyoshi, **O. Kawachi**, M. Ueda, Y. Fujiwara, H. Furusato, O. Ikata, “Analysis and optimal SAW ladder filter design including bonding wire and package impedance” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* Vol.1, 1997, pp.175-178.

- 7) G. Endoh, **O. Kawachi**, M. Ueda, “A study of leaky SAW on piezoelectric substrate with high coupling factor”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* Vol.1, 1999, pp.17-20.
- 8) N. Hirasawa, H. Fukushima, **O. Kawachi**, T. Nishizawa, O. Ikata, and Y. Satoh, “A study of miniaturization technique of SAW antenna duplexer for mobile application” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 2000, pp.413-416.
- 9) **O. Kawachi**, S. Mitobe, M. Tajima, T. Yamaji, S. Inoue, and K. Hahimoto, “A low-loss and wide-band DMS filter using pitch-modulated IDT and reflector structures”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* Vol.1, 2004, pp.298-301.
- 10) J.G. Wen, T. Omori, K. Hashimoto, M. Yamaguchi, **O. Kawachi**, M. Ueda, “Suppression of reflection coefficients of surface acoustic wave filters by using quadrature hybrids”, *Microwave Conference*, 2005 European, vol.1, 2005, p.4.
- 11) **O. Kawachi**, K. Sakinada, Y. Kaneda, S. Ono, “Packaging of SAW Devices with Small, Low Profile and Hermetic Performance” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.* 2006, pp.2289-2292.
- 12) W. Jiguo, K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi, **O. Kawachi**, M. Ueda, “Suppression of reflection coefficients of surface acoustic wave filters using quadrature hybrids”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol.53, 2006, pp.1912-1917.
- 13) K. Sakinada, A. Moriya, M. Kitajima, and **O. Kawachi**, “A study of Wafer Level Packaging of SAW filters for module solution” *Proc. Ultrason. Symp.* 2009, pp.2692-2695.
- 14) T. Nishizawa, G. Endoh, M. Tajima, S. Ono, and **O. Kawachi**, “Realization of small and low profile Duplexer using a CSSD packaging technology”, *IEEE Ultrason. Symp.* (IUS), 2009, pp.903-906.
- 15) **O. Kawachi**, N. Taniguchi, M. Tajima, T. Nishizawa, “A study of optimum material for SAW bonded wafer”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2012, pp.1260-1263.

## 国内会議

- 1) 川内治, 遠藤剛, 峯吉誠司, 上田政則, 伊形理, 佐藤良夫, 橋本研也, 山口正恆, “高周波・低損失 Leaky SAW フィルタ用 LiTaO<sub>3</sub> のカット方位の最適化” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 基礎・境界, 1997, pp.500-501.
- 2) 大島心平, 和田光司, 村田龍司, 海老原均, 金子裕臣, 森谷亮, 川内治, “SAW フィルタと LTCC 基板を用いた小型クイントプレクサに関する一検討”, MW2010-15, pp.27-32.
- 3) 勝本達也, 大島心平, 村田龍司, 海老原均, 川内治, 和田光司, “平衡型 SAW フィルタと LTCC 基板で構成した平衡型広帯域フィルタを用いたダイプレクサに関する検討”, 電子情報通信学会 研究会, MW2011-96, pp.57-62.
- 4) 先灘薫, 北島正幸, 森谷亮, 川内治, “部品内蔵基板用 RF-SAW フィルタの開発”, エレクトロニクス実装学会誌, 2011, pp.351-354.
- 5) 川内治, 鈴木孝幸, 西澤年雄, 竹崎徹, “小型 SAW Duplexer に適用する高耐電力構造の検討”, 超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム講演論文集, 2012, pp.197-198.
- 6) 塚本和也, 宮田尚起, 上原健誠, 川内治, 和田光司, “SAW 共振子を用いた楕円関数特性を有するバンドパスフィルタの設計に関する一検討”, 電子情報通信学会 研究会, MW2012-8, pp.37-42.
- 7) 川内治, 森谷亮, 井上真, “携帯電話向け Low-Passive Inter Modulation デバイスの開発と測定手法”, 超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム講演論文集, 2013, pp.167-168.
- 8) 江口照晃, 和田光司, 川内治, “多極特性を有する誘導 M 型 SAW 共振子フィルタで構成した分派回路に関する BVD 等価回路を用いた検討”, 電子情報通信学会 研究会, US2014-47, pp.23-28.
- 9) 江口照晃, 和田光司, 川内治, “SAW 共振子で構成した誘導 M 型デュアルバンド BPF の BVD 等価回路を用いた設計に関する検討”, 電子情報通信学会 研究会, MW2014-16, pp.71-76.

## 関連出願特許（筆頭及び連名）

### <国内登録・出願特許>

- 1) 特開 2010-233267 バランスフィルタ
- 2) 特開 2009-206688 バランスフィルタ
- 3) 特開 2008-172543 フィルタ
- 4) 特開 2008-035007 フィルタ
- 5) 特開 2005-318307 バランス出力型フィルタ
- 6) 特開 2005-159563 弾性表面波フィルタ及びそれを用いた無線装置
- 7) 特開 2004-328196 弾性表面波デバイス
- 8) 特開 2004-297693 弾性表面波デバイスの製造方法及び弾性表面波デバイス
- 9) 特開 2003-318694 弾性表面波装置
- 10) 特開 2003-258595 弾性表面波装置
- 11) 特開 2003-243965 弾性表面波フィルタ
- 12) 特開 2003-017970 弾性表面波デバイス
- 13) 特開 2002-176333 弾性表面波フィルタ
- 14) 特開 2001-358557 デュアル弾性表面波装置
- 15) 特開 2001-358556 弾性表面波装置
- 16) 特開 2001-308674 弾性表面波装置
- 17) 特開 2001-267885 弾性表面波装置
- 18) 特開 2001-267881 弾性表面波デバイス及びこれを用いた通信装置、並びにアンテナデュプレクサ
- 19) 特開 2001-251157 弾性表面波装置
- 20) 特開 2001-077663 弾性表面波装置
- 21) 特開 2000-315934 弾性表面波装置
- 22) 特開 2000-049565 弾性表面波フィルタ装置
- 23) 特開平 11-088112 弾性表面波素子
- 24) 特開平 10-163803 弾性表面波装置及びデュアル弾性表面波装置
- 25) 特開平 09-321574 弾性表面波装置
- 26) 特開平 09-167936 弾性表面波装置
- 27) 特開平 07-307640 弾性表面波デバイス

**<米国登録特許>**

- 1) 8,063,722 Balance filter comprising two acoustic wave filters connected to a single ground terminal
- 2) 8,018,120 Surface acoustic wave device and method of fabricating the same
- 3) 7,816,794 Electronic device and method of fabricating the same
- 4) 7,629,864 Filter including acoustic wave filters connected in parallel
- 5) 7,400,220 Surface acoustic wave device
- 6) 7,385,468 Surface acoustic wave filter
- 7) 7,292,122 Surface acoustic wave filter and wireless device that employs the same
- 8) 7,236,067 Surface acoustic wave filter
- 9) 7,233,219 Balanced output filter having specified package input and output ground metal patterns
- 10) 7,170,371 Surface acoustic wave device with a thicker partial bus bar area and optimal bus bar to electrode tip gap
- 11) 7,071,796 Surface acoustic wave filter
- 12) 6,965,282 Surface acoustic wave device with two split interdigital transducers connected by specified electrode structures
- 13) 6,759,928 Surface acoustic wave device with divided interdigital transducers
- 14) 6,498,548 Surface acoustic wave filter with optimized width and pitch of interdigital electrodes and reflector electrodes
- 15) 6,317,015 Surface acoustic wave device using a leaky surface acoustic wave with an optimized cut angle of a piezoelectric substrate
- 16) 6,114,926 Surface-acoustic-wave device having an improved pass-band characteristic and an improved degree of freedom for setting input and output impedances
- 17) 6,111,481 Surface-acoustic-wave three interdigital electrodes with different numbers of finger pairs
- 18) 6,037,847 Surface acoustic wave device using a leaky surface acoustic wave with an optimized cut angle of a piezoelectric substrate
- 19) 5,963,114 Surface-acoustic-wave device having an improved pass-band characteristic and an improved degree of freedom for setting input and output impedances
- 20) 5,874,869 Surface acoustic wave filter device on  $40^\circ$  to  $42^\circ$  rotated Y-X LiTaO<sub>3</sub>
- 21) 5,631,515 Surface acoustic wave device

## 図表

図 1- 1	携帯通信端末の生産台数の推移 (出展 : Navian Inc.)	4
図 1- 2	携帯通信端末システムの対応バンド数とシステムの変遷 (出展 : Navian Inc.)	5
図 1- 3	FDD 方式の携帯電話の RF ブロック図	6
図 1- 4	GSM 方式の携帯電話の RF ブロック図	7
図 1- 5	IIDT の構成図	7
図 1- 6	ラダーフィルタの構成図	8
図 1- 7	SAW 共振子	9
図 1- 8	SAW 共振子の等価回路	9
図 1- 9	1 ポート SAW 共振子のアドミタンス特性	10
図 1- 10	DMS 型フィルタの構造図	11
図 1- 11	各モードによって形成される通過帯域の周波数特性	12
図 2- 1	各電極膜厚における位相速度の周波数特性 (ショート IDT)	20
図 2- 2	各電極膜厚における減衰特性 (ショート IDT)	20
図 2- 3	カット角と伝搬損失の関係 (ベタ電極の計算結果)	22
図 2- 4	カット角と伝搬損失の関係	22
図 2- 5	カット角を変化させた時の伝搬損失と縦波、遅い横波、表面電位の関係	23
図 2- 6	カット角と電気機械結合係数 $K^2$ の関係	23
図 2- 7	FEM シミュレーションの計算モデル	25
図 2- 8	$36^\circ$ -Y-X LiTaO <sub>3</sub> の FEM シミュレーションによる変位分布計算結果	25
図 2- 9	カット角 $34^\circ$ 、 $36^\circ$ の LiTaO <sub>3</sub> の変位分布	26
図 2- 10	カット角 $38^\circ$ 、 $42^\circ$ の LiTaO <sub>3</sub> の変位分布	26
図 2- 11	カット角 $44^\circ$ 、 $48^\circ$ の LiTaO <sub>3</sub> の変位分布	27
図 2- 12	カット角と Q 値の関係 (1 ポート共振子の共振 Q 値、Y-X LiTaO <sub>3</sub> )	28
図 2- 13	膜厚比 $h/\lambda$ と共振点損失の関係 (1 ポート共振子)	29
図 2- 14	カット角と挿入損失、Sf の関係 (Y-X LiTaO <sub>3</sub> 、800MHz Filter)	30
図 2- 15	800MHz 帯フィルタの比較特性 ( $42^\circ$ -Y-X LiTaO <sub>3</sub> 、 $36^\circ$ -Y-X LiTaO <sub>3</sub> )	31
図 2- 16	各カット角での挿入損失の温度特性	31
図 2- 17	PCS システム向け 1.9GHz 帯フィルタの特性比較図	32
図 2- 18	W-LAN 向け 2.4GHz 帯フィルタの特性比較図	32
図 3- 1	ラダーフィルタと DMS フィルタの比較図	35
図 3- 2	DMS フィルタの不連続部での散乱バルク放射の模式図	36

図 3-3	ピッチモジュレーションの構成図.....	37
図 3-4	2ポート共振子の基本モードの共振.....	38
図 3-5	2ポート共振子の高次モードの共振.....	38
図 3-6	ピッチモジュレーションの構成図.....	39
図 3-7	DMS フィルター段の構成図.....	40
図 3-8	カスケード接続された DMS の構成図.....	40
図 3-9	従来の DMS の構成図.....	41
図 3-10	ピッチモジュレーションの構成図.....	42
図 3-11	COM 法を用いた DMS フィルタの特性シミュレーション比較図.....	43
図 3-12	FEM/BEM 法を用いた DMS フィルタの特性シミュレーション比較図.....	43
図 3-13	COM 法を用いたシミュレーション結果 (PCS-Rx).....	44
図 3-14	FEM/BEM 法を用いたシミュレーション結果 (PCS-Rx).....	45
図 3-15	DMS カスケードフィルタの通過特性.....	46
図 3-16	DMS カスケードフィルタの通過帯域特性.....	46
図 3-17	ピッチモジュレーションを適用した GSM900-Rx Balance フィルタの通過特性.....	47
図 3-18	ピッチモジュレーションを適用した GSM900-Rx Balance フィルタの.....	47
図 3-19	GSM1800-Rx Balance フィルタの通過帯域特性.....	48
図 4-1	FEM シミュレーションモデル図.....	54
図 4-2	各基板厚と CTE の FEM シミュレーション結果.....	54
図 4-3	FEM シミュレーションによる基板厚比と CTE の関係.....	54
図 4-4	LiTaO <sub>3</sub> と LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板で作製した Band8 デュープレクサの通過特性比較.....	55
図 4-5	ラダー型フィルタの構成図.....	56
図 4-6	直列共振子と並列共振子のスプリアスの関係.....	56
図 4-7	接合基板の接合界面でのバルク波の反射モデルの概略図.....	57
図 4-8	共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) LiTaO <sub>3</sub> 厚 : 40 $\mu$ m (10 $\lambda$ ).....	58
図 4-9	共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) LiTaO <sub>3</sub> 厚 : 80 $\mu$ m (20 $\lambda$ ).....	58
図 4-10	共振子の入力アドミタンスの計算結果 (sync) 周波数拡大図.....	59
図 4-11	LiTaO <sub>3</sub> 厚を振ったシミュレーション結果 (sync).....	59
図 4-12	LiTaO <sub>3</sub> のカット角を変化させたときのシミュレーション結果 (sync) ..	60
図 4-13	共振子アドミタンス特性の計算結果 (ANSYS).....	62
図 4-14	直列共振子の通過特性 (実測、42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> ).....	62
図 4-15	ANSYS での計算結果 (通過特性).....	63
図 4-16	LiTaO <sub>3</sub> のカット角を変化させたときの ANSYS の計算結果.....	64

図 4-17	ANSYS の計算結果 (S21) .....	65
図 4-18	変位計算に用いたモデル図 .....	67
図 4-19	観測周波数ポイント .....	67
図 4-20	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の変位分布① .....	68
図 4-21	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の変位分布② .....	68
図 4-22	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の変位分布③ .....	69
図 4-23	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の漏洩バルク波の放射角度 .....	69
図 4-24	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の SSBW の放射角度 .....	70
図 4-25	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の変位分布① .....	70
図 4-26	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> の変位分布② .....	71
図 4-27	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板の変位分布① .....	71
図 4-28	42°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板の変位分布② .....	72
図 4-29	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板の変位分布① .....	72
図 4-30	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板の変位分布② .....	73
図 4-31	カット角 42° と 48° の通過帯域の特性比較図 .....	74
図 4-32	カット角 42° と 48° の通過特性比較図 .....	74
図 4-33	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板を用いて最適化した .....	75
図 4-34	48°Y-X LiTaO <sub>3</sub> /サファイア接合基板を用いて最適化した .....	75
表 2-1	共振子の設計パラメータ .....	28
表 3-1	設計定数 .....	41
表 4-1	各材料の物理定数 .....	53
表 4-2	シミュレーション対比表 .....	61