

# 弾性表面波デバイスの高周波化と広帯域化に関する研究

2019年7月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース  
木村哲也

(千葉大学審査学位論文)

# 弾性表面波デバイスの高周波化と広帯域化に関する研究

2019年7月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース  
木村哲也



# 目次

<b>第 1 章 序論</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究の背景.....	1
1.2 研究の目的.....	10
1.3 本論文の構成.....	10
参考文献.....	11
<b>第 2 章 縦波型リーキーSAW の特徴, 課題と解決策の検討</b> .....	<b>17</b>
2.1 まえがき.....	17
2.2 縦波型リーキーSAW の特徴.....	17
2.2.1 縦波バルク波.....	17
2.2.2 縦波型リーキーSAW.....	19
2.3 縦波型リーキーSAW の課題解決アプローチ.....	21
2.3.1 音速差による弾性エネルギー閉じ込め.....	21
2.3.2 音響ミラーによる弾性エネルギー閉じ込め.....	27
2.3.3 シミュレーションによる LN 結晶方位と厚みの検討.....	28
2.3.4 シミュレーションによる音響ミラーの検討.....	30
2.3.5 試作実験.....	34
2.4 まとめ.....	35
参考文献.....	37
<b>第 3 章 縦波型リーキーSAW の高 <math>k^2</math> と高 <math>Q</math> 化の検討</b> .....	<b>40</b>
3.1 まえがき.....	40
3.2 音響ミラーの改善検討.....	40
3.3 シミュレーション.....	42
3.4 試作実験.....	46
3.5 $Q$ 及び $k^2$ .....	49
3.6 まとめ.....	49
参考文献.....	51

<b>第4章 縦波型リーキーSAWの可視化による音響ミラーの効果確認</b> .....	<b>55</b>
4.1 まえがき.....	55
4.2 SAWの直接観測.....	55
4.3 レーザープローブシステム.....	56
4.4 縦波型リーキーSAWの観測.....	58
4.5 観測結果とシミュレーション結果の比較.....	60
4.6 2 GHz帯 1-port SAW共振子の観測.....	62
4.7 まとめ.....	64
参考文献.....	65
<b>第5章 3-5 GHz帯への適用可能性の検討</b> .....	<b>69</b>
5.1 まえがき.....	69
5.2 比較検討するデバイス構造.....	69
5.3 3.5 GHz帯のI.H.P. SAWとLTリーキーの比較.....	71
5.4 5 GHz帯縦波型リーキーSAWの検討.....	73
5.5 5.4 GHz帯 A <sub>1</sub> モード Lamb波共振子の考察.....	73
5.6 5 GHz帯用 SAWデバイス適用のための比較検討.....	78
5.7 まとめ.....	83
参考文献.....	84
<b>第6章 結論</b> .....	<b>87</b>
付録 A. 1-port SAW共振子.....	90
付録 B. IDT-バスバーギャップ部からの垂直放射.....	94
謝辞.....	98
本論文に関する報告リスト.....	99
関連出願特許リスト.....	101



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究の背景

移動体通信システムの進化によって、今ではほぼいつでも・どこでも音声通話やインターネットアクセスが可能になってきた。移動体通信サービスが開始されて以来、通信端末の普及拡大にともなう通信トラフィックは増加し続けている。図 1.1 は世界中の移動体通信端末によるデータトラフィック量(予測含む)を示す。2017 年から 2022 年にかけて約 6.4 倍の約 77 エクサバイト ( $77 \times 10^{18}$  bytes)に増加するという見通しである[1.1]。

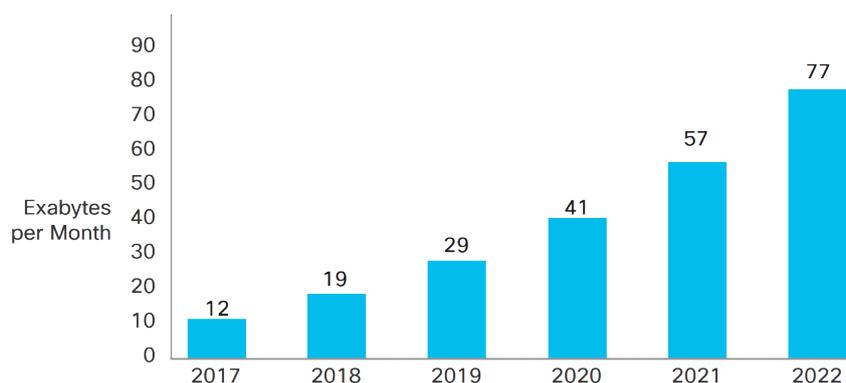


図 1.1 移動体通信端末のデータトラフィック量

(出展 Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022, 2019, p.5.)

通信容量の増大に対応するために、ほぼ 10 年毎に通信システムの飛躍的な改善、すなわち世代交代が行われてきた。日本の移動体通信システムの世代間の比較を表 1.1 に示す。1987 年に初めてハンディタイプ携帯電話サービスが開始された。800 MHz 帯のアナログ通信技術を用いたこの世代は第 1 世代(1G)と呼ばれ、音声通話サービスのみであった。1993 年には PDC(Personal Digital Cellular)方式のサービスが開始された。通信はデジタル方式に変更され、音声通話だけでなく限定的ではあるがインターネット接続が可能となった。この世代は第 2 世代(2G)と呼ばれ、日本では 800MHz 帯および 1.5 GHz 帯が使用された。2G までは各国ばらばらの

通信規格であったが、2001 年から導入された第 3 世代(3G)では世界共通規格となり、より高速な通信システムを活用したリッチコンテンツなサービスが提供されるようになった。周波数は 800 MHz~2 GHz が利用され、占有帯域幅は 5 MHz に広帯域化された。そして 2010 年には第 4 世代(4G)のサービス提供が開始され、動画の視聴やアプリのダウンロードなどのユーザーエクスペリエンスが向上した。周波数は 3.5 GHz まで高周波化され、帯域幅も最大 20 MHz に広帯域化された。更には、第 5 世代(5G)は 2020 年の商用化に向けて、3GPP(3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project) [1.2] を中心に現在標準化活動が進められている。5G ではこれまでよりも高い周波数および広い帯域幅の仕様化が検討されている。

表 1.1 日本の移動体通信システムの世代間の比較

世代	1G	2G	3G	4G	5G
ITU規格	-	-	IMT-2000	IMT-Advanced	IMT-2020
サービス開始時期	1987年	1993年	2001年	2010年	2020年見込み
無線アクセス方式	FDMA	TDMA	CDMA	上り：SC-FDMA 下り：OFDMA	上り：CP-OFDM DFT-S-OFDM 下り：CP-OFDM
通信速度	2.4 Kbps	14-64 Kbps	2 Mbps	200 Mbps	1 Gbps以上
使用周波数	800 MHz帯	800 MHz帯 1.5 GHz帯	800 MHz帯 1.5 GHz帯 2.0 GHz帯	800 MHz帯 1.5 GHz帯 2.0 GHz帯 2.6 GHz帯 3.5 GHz帯	4Gの周波数帯域 + 3-5 GHz帯 28 GHz帯
占有帯域幅	12.5 kHz (NTT大容量方式)	50 kHz(PDC) 200 kHz(GSM)	5 MHz (W-CDMA)	1.4/3/5/10/15/20 MHz	最大100 MHz(~6 GHz) 最大1 GHz(6 GHz~)

FDMA	: Frequency Division Multiple Access
TDMA	: Time Division Multiple Access
CDMA	: Code Division Multiple Access
SC-FDMA	: Single Carrier FDMA
OFDMA	: Orthogonal FDMA
CP-OFDM	: Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DFT-S-OFDM	: Discrete Fourier Transform Spread OFDM
PDC	: Personal Digital Cellular
GSM	: Global System for Mobile Communications
W-CDMA	: Wideband CDMA

このように移動体通信システムの発展に伴って、利用される周波数の上限はより高く、帯域幅はより広がっており、将来も更に高い周波数および広い帯域幅の利用が予想される。

次に、移動体通信端末側の現状として、4G の移動体通信端末の RF フロントエンドの一例を図 1.2 に示す[1.3]。周波数を有効利用するために多バンド化が進み、更には複数のバンドを同時利用することによって高速通信が実現可能なキャリアアグリゲーションや、複数のアンテナを用

いることで通信品質を向上できる MIMO(Multi-Input Multi-Output)等の通信技術が 4G の移動体通信端末に広く採用されている。よって今後は移動体通信端末側も更に高周波化と広帯域化が必要となる。

ところで、これら移動体通信端末には所望の周波数信号のみを通過させるフィルタが多数搭載されており、図 1.3 に示す弾性表面波(SAW : Surface Acoustic Wave)や弾性バルク波(BAW : Bulk Acoustic Wave)を用いた圧電デバイスが数多く利用されている。よって当然ながらこれらフィルタへの高周波・広帯域の要求も強い。

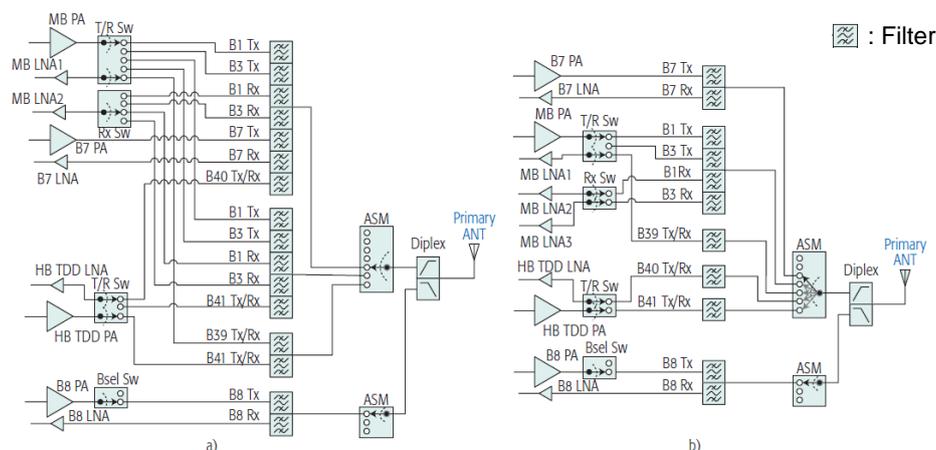


図 1.2 4G 端末の RF フロントエンドのブロック図の一例 [1.3]

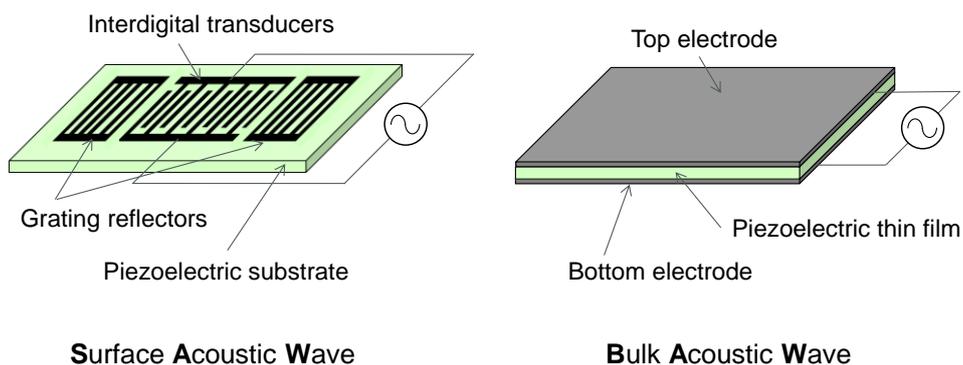


図 1.3 SAW と BAW の模式図

移動体通信端末の RF フロントエンド用の SAW フィルタ(RF-SAW)には、ラダー型フィルタ[1.4]もしくは縦結合共振子型フィルタ[1.5][1.6]がよく用いられている。これらのフィルタの周波数 $f$ (MHz)は、IDT の周期を $\lambda$ ( $\mu\text{m}$ )、弾性表面波の位相速度を $V$ (m/s)とすると、次のように表される。

$$f \approx \frac{V}{\lambda} \quad (1.1)$$

$V$ は、使用するモードや SAW 素子を構成する材料およびその膜厚などによって決まり、より具体的には圧電基板の材料、その結晶方位、また電極の材料や電極幅や電極厚み、また誘電体薄膜を装荷する場合はその材料や膜厚によって決まる。表 1.2 は代表的な RF-SAW の構成を示す。またその断面模式図を図 1.4 に示す。

表 1.2 代表的な RF-SAW

圧電基板	基板方位	モード	$V$	$k^2$	TCF
LiTaO <sub>3</sub>	38°~48°Ycut付近	SH	3,800~3,900 m/s	8~9%	-40~-33 ppm/°C
LiNbO <sub>3</sub> ※	120°~128°Ycut付近	Rayleigh	3,000~3,800 m/s	8~10%	-30~0 ppm/°C
	-5°~15°Ycut付近	SH(Love)	3,000~3,800 m/s	10~15%	-30~0 ppm/°C

※ IDT上にSiO<sub>2</sub>膜を装荷

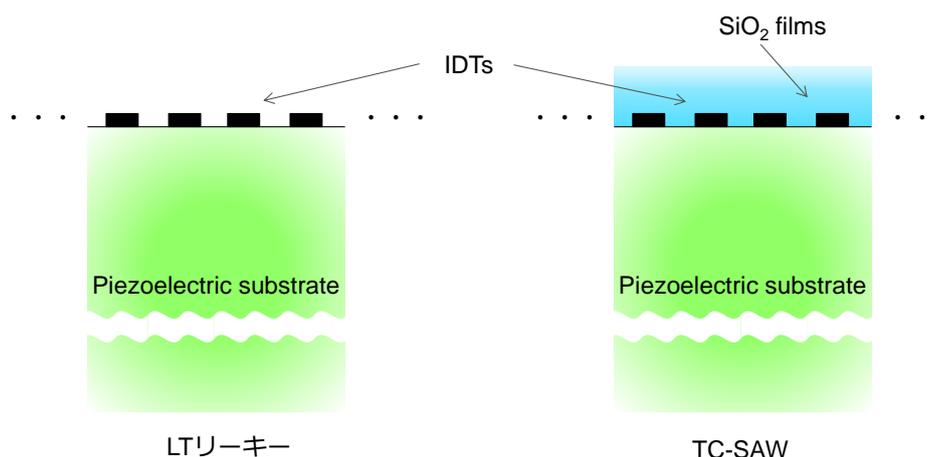


図 1.4 LTリーキーとTC-SAWの断面模式図

このうち  $38^{\circ}\sim 48^{\circ}$  回転 Y カットの  $\text{LiTaO}_3$  (LT) 基板を用いた SAW 素子(以後, LT リーキー)は, SH 波(Shear horizontal wave)が優勢に励振されることで知られており, 適度な大きさの電気機械結合係数( $k^2$ : Electromechanical coupling factor)と周波数温度係数(TCF: Temperature coefficient of frequency)を有する。移動体通信端末の電池の消費を抑えるために, RF-SAW における送信側のフィルタは低挿入損失が特に強く要求される。LT 基板のカット角と IDT の膜厚を最適化することで SAW の伝搬損失を極小化できることが発明されたことから低損失化が可能となり [1.7][1.8], RF-SAW に広く用いられている。また,  $\text{LiNbO}_3$  (LN) 基板を用いた SAW 素子は, 基板方位によって Rayleigh 波が優勢に励振される場合と, SH 波(Love 波)が優勢に励振される場合とがあるが, いずれもほとんどの場合 TCF を改善するために LN とは逆符号の弾性定数温度係数(TCE: Temperature coefficient of elasticity)を有する  $\text{SiO}_2$  膜を IDT 上に装荷した, 温度特性補償型 SAW (TC-SAW: Temperature compensated SAW) が RF-SAW では広く用いられている。これは, 送信側と受信側の信号を使用周波数で分離するデュプレクサーにおいて, 特に送受信帯間のギャップが狭い場合, 使用温度変化による周波数シフトが原因で挿入損失が大きくなることを回避するためである。よって TC-SAW は厳しい周波数精度が求められる Band に多用されている [1.9]-[1.14]。これ以外に TCF を改善する手法として, TCE が LT 基板よりも小さなサファイア基板を LT 基板に貼り合わせた構造も量産された [1.15]。近年では移動体通信端末の高機能化に伴い電池消費を抑えることが重要視されていることから, フィルタへの要求スペックは年々厳しくなっており, 要求スペックを実現するために更なる SAW の伝搬損失の抑制と低 TCF 化が求められている。

RF-SAW フィルタではこれ以外にも, これまでにさまざまな課題を克服するために多くの研究が行われてきた。例えば, 通過帯域内に生じる不要レスポンスである横モードの抑圧 [1.16]-[1.19] や, IDT 電極材料の工夫による耐電力性の向上 [1.20]-[1.23], 非線形信号による歪みのメカニズム解明および改善 [1.24]-[1.29] などである。これらの特性改善に加え, デバイスの小型化, 低背化, 低コスト化の飽くなき追求によって, SAW フィルタは BAW フィルタと共に今後も移動体通信端末における RF フロントエンド部のキーデバイスとなるであろう。

RF-SAW はこのように多くの改善が行われてきたが, 冒頭で述べたように次世代通信ではこれまでよりも高い周波数かつ広い帯域幅の利用が検討されているため, 残された課題は高周波化と広帯域化である。まず高周波化に対しては(1.1)式により,  $\lambda$  を小さくする, すなわち IDT のピッチを小さくすることでこれまででは対応してきた。図 1.5 は  $V=3,800 \text{ m/s}$  の場合における IDT 周期( $\lambda=2p$ : 電極ピッチ  $p$  の 2 倍)と周波数の関係を示す。例えば  $2p$  が約  $4 \mu\text{m}$  の場合は約  $1 \text{ GHz}$  の周波数が,  $2 \mu\text{m}$  の場合は約  $2 \text{ GHz}$  の周波数がそれぞれ得られる。

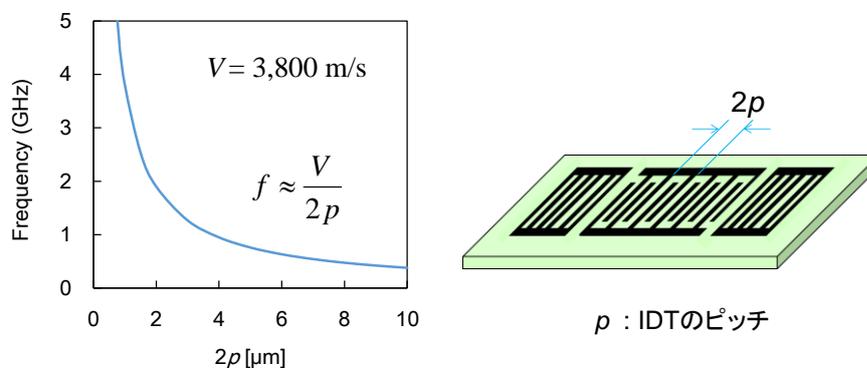


図 1.5 IDT 周期と周波数の関係

したがって理屈上は IDT をファインピッチにするほど高周波化が望めるが、そのためには現在 RF-SAW の量産に使用されている露光装置である i 線や KrF 線のステッパーやスキヤナーよりもかなり高価な露光装置の導入が必要となり、またもし従来よりもファインピッチな IDT が実現できたとしても、IDT がシュリンクされるために抵抗損が大きくフィルタの損失が大きくなってしまいう問題や、IDT 間ギャップが狭いため耐サージ性や耐電力性が劣化してしまうという問題が生じうる。そのため、現在市場で用いられている移動体通信端末向け SAW フィルタの周波数は 2.6 GHz 付近が上限となっている。ここで、SAW の高周波化は(1.1)式で明らかのように、IDT のピッチを狭くする以外に、SAW の位相速度  $V$  を速くすることでも実現可能である。高い  $V$  を有する SAW の研究はこれまで盛んに行われており代表例を表 1.3 に示す。

SAW の高  $V$  化の手段としては、高音速な材料であるダイヤモンドや 6H-SiC 上に圧電薄膜の ZnO や AlN を成膜し、Rayleigh 波の高次モードである Sezawa 波[1.30]を用いたもの [1.31]-[1.37]や、LBO 基板や LT 基板および LN 基板上を伝搬する高音速な縦波型リーキー SAW[1.38]-[1.42]を用いたものの大きく 2 つに分類される。このうち、前者の Sezawa 波を用いる SAW デバイスは、表 1.2 に示す既存の RF-SAW と比べると音速は大きいものの、 $k^2$  が小さい。また縦波型リーキー SAW を用いた場合、音速は既存の RF-SAW よりも大きく、 $k^2$  は約 2 から 12%と圧電材料とその結晶方位によっては既存の RF-SAW と同等以上が得られるが、その名の通り漏洩型の SAW であり伝搬損失が既存の RF-SAW よりも大きく、RF-SAW に要求される挿入損失を満足できないこと、また TCF も総じて既存の RF-SAW より悪いため、これまでに移動体通信端末用のフィルタに採用されたことはない。

表 1.3 代表的な高音速 SAW の研究報告例

構造	モード	$V$	$k^2$	TCF	引用
ZnO/sapphire	Sezawa	5500 m/s	4~4.7%	-43 ppm/°C	[1.31][1.32]
ZnO/diamond	Sezawa	9,000~11,600 m/s	1.5~4.8%	-0~-22ppm/°C	[1.33][1.34]
AlN/diamond	Sezawa	9,700 m/s	1%		[1.35]
SiO <sub>2</sub> /AlN/diamond	Sezawa	11,150 m/s	0.5%	~0ppm/°C	[1.36]
ScAlN/6H-SiC	Sezawa	6,310 m/s	5.3%		[1.37]
-42.7°Ycut-Z Li <sub>2</sub> B <sub>4</sub> O <sub>7</sub>	Longitudinal leaky SAW	6,748 m/s	2.4~3.4%	+30ppm/°C	[1.38]
Xcut-LiTaO <sub>3</sub>	Longitudinal leaky SAW	5,500~6,500 m/s	2.1%	-40ppm/°C	[1.39][1.40]
Xcut-LiNbO <sub>3</sub>	Longitudinal leaky SAW	7,170 m/s	12.9%	-80ppm/°C	[1.39]
rot.Ycut-Z LiNbO <sub>3</sub>	Longitudinal leaky SAW	6,172 m/s	12%	-90ppm/°C	[1.41]
Ycut-Z LiNbO <sub>3</sub>	Longitudinal leaky SAW	6,150 m/s	9%		[1.42]

次に、厳密には SAW には分類されないが、SAW と同様に圧電基板と IDT 電極から構成される構造であって、IDT 周期によるブラッグ反射を利用した板波デバイスが提案されている。板波デバイスと SAW デバイスの構造上の大きな違いは、前者は圧電基板の厚みが非常に薄く、通常は弾性波の波長以下の厚みである。なお本論文では、第 2 章以降で提案する薄い圧電基板と音響ミラーとからなる構造や、後述する L.H.P. SAW を含め、弾性波が積層構造の基板表面を伝搬するものについては、薄い圧電基板を有する構造であっても SAW に分類した。図 1.6 は板波の分類を示す。板波は Lamb 波と SH 波に大きく分類され、Lamb 波は板の上面と下面が、板の中央から見た時に対称にひずみながら伝搬する対称モード (Symmetry mode :  $S_0, S_1, S_2, \dots$ ) と、非対称にひずみながら伝搬する非対称モード (Asymmetry mode :  $A_0, A_1, A_2, \dots$ ) が存在する。また各々に基本波と高次モードが存在し、下付き文字はその次数を示す。表 1.4 は代表的な板波デバイスの研究報告例を示す。AlN を用いたコンターモード (Lamb 波の  $S_0$  モードに相当) [1.43] や、Lamb 波の  $S_1$  モード [1.44] を利用したデバイスが提案されている。また LN や LT を用いた  $S_0$  モード、 $A_1$  モードの Lamb 波および  $SH_0$  モードや、 $SH_1$  モードの板波を利用したデバイスが提案されている [1.45]-[1.49]。いずれも  $V$ ,  $k^2$ , TCF などの特性に特徴を有するが、高  $V$ , 高  $k^2$  であって、かつ低伝搬損失で良好な TCF を同時に満たすことのできる板波デバイスは提案されておらず、移動体通信端末用のフィルタには採用されていない。

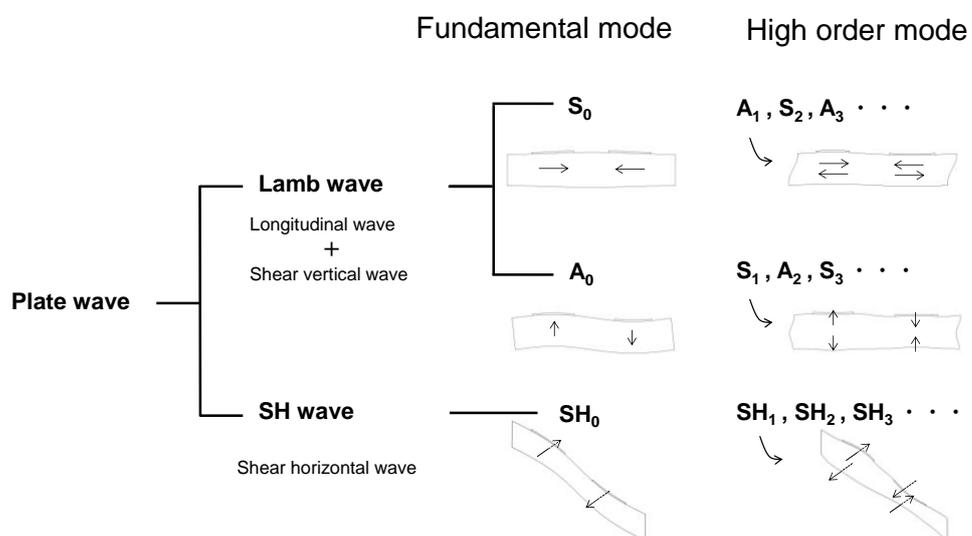


図 1.6 板波の分類

表 1.4 代表的な板波の研究報告例

構造	モード	$V$	$k^2$	TCF	引用
AlN	Contour mode (Lamb wave ( $S_0$ ))	6,300~7,000 m/s	1.3~1.9%	-44ppm/°C	[1.43]
AlN	Lamb wave ( $S_1$ )	30,800 m/s	3.6%	-44ppm/°C	[1.44]
Xcut-30°Y LiNbO <sub>3</sub>	Lamb wave ( $S_0$ )	6,000 m/s	11.5%	-68ppm/°C	[1.45]
Zcut-LiNbO <sub>3</sub>	Lamb wave ( $A_1$ )	15,000 m/s	31%	-100ppm/°C*	[1.46]
rot.Ycut-LiTaO <sub>3</sub>	Lamb wave ( $A_1$ )	11,840 m/s	5.3%	-38ppm/°C	[1.47]
rot.Ycut-LiNbO <sub>3</sub>	SH wave ( $SH_0$ )	3,300~3,400 m/s	37%		[1.48]
rot.Ycut-LiNbO <sub>3</sub>	SH wave ( $SH_1$ )	21,000~22,000 m/s	35~39%		[1.49]

\*村田製作所調べ

ところで、近年 LT リーキーの伝搬損失と TCF を劇的に改善可能な I.H.P. SAW (Incredible high-performance SAW) が上市された[1.50]-[1-52]。I.H.P. SAW の断面模式図を図 1.7 に示す。I.H.P. SAW は薄い LT 基板と、機能性層と高音速層とハンドル基板とから成る多層構造であって、圧電基板の厚みは SAW の波長以下に設定される。機能性層はオプションな層であり弾性エネルギー閉じ込めのために必須では無いが、I.H.P. SAW では TCF を改善するために  $\text{SiO}_2$  が用いられている。高音速層は圧電基板を伝搬する弾性波よりも高音速な材料からなり、これによって生じる音速差で圧電基板近傍に弾性エネルギーを閉じ込めるコンセプトである。なおハンドル基板に高音速な材料を適用すれば、高音速層と兼用も可能である。本構造を用いることにより、従来の SAW ではこれまで実現不可能と考えられていた低損失すなわち高  $Q$  (Quality factor, 品質係数) が得られ、2 GHz で  $Q=4000$  が報告されている。また TCF は共振周波数で +8 ppm/°C、反共振周波数で -8 ppm/°C と、TC-SAW と同程度の小さい値が報告されている。I.H.P. SAW は LT リーキーや TC-SAW では要求スペックを満たすことが困難な、Band25 や Wi-Fi などのフィルタに用いられている。

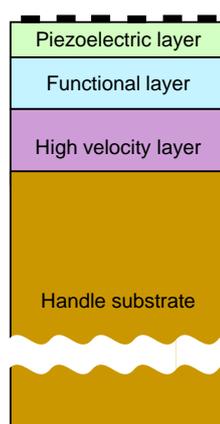


図 1.7 I.H.P. SAW の断面模式図

このように、I.H.P. SAW は LT リーキーの課題であった伝搬損失と TCF の課題を解決可能だが、圧電基板には LT リーキーと同じ回転 Y カットの LT 基板を用いているため、圧電基板上を伝搬する弾性波のモードは基本的に同じ SH 波である。そのため LT リーキーとほぼ同程度の  $V$  と  $k^2$  であり、次世代通信で求められる高周波かつ広帯域なフィルタニーズを全てカバーすることはできない。

以上を要約すると、次世代移動体通信端末用には、高周波かつ広帯域幅なフィルタ特性が要求される。SAW デバイスでこの要求を満足するためには、高  $V$ 、高  $k^2$  であることが必要であり、これに加えて低損失かつ良好な TCF も同時に満たす必要がある。しかしながらそのような SAW 構造はこれまでに提案されておらず、その実現可能性を検討する意義は大きい。

## 1.2 研究の目的

本研究では、1.1 節で述べた次世代の移動体通信端末に求められる高  $V$  かつ高  $k^2$  な SAW 構造の実現を目的とする。

具体的には、高音速という特徴を有するものの伝搬損失が大きく TCF も悪いために工業化されてこなかった縦波型リーキーSAW に着目する。また、LT リーキーの伝搬損失と TCF の課題を解決した I.H.P. SAW 構造にも着目する。そして I.H.P. SAW 構造のような積層構造を適用することにより、縦波型リーキーSAW では致命的であった伝搬損失および TCF の課題克服を目指す。本研究ではこれまで実現されていなかった、高  $V$ 、高  $k^2$  であって、かつ良好な  $Q$  や TCF も同時に満たす SAW 構造の実現を目指して、縦波型リーキーSAW に適した構造および材料を理論的、実験的に検討する。加えて本研究で提案する SAW 構造の有効性について考察するために、これまで報告例がほとんど無い縦波型 SAW の伝搬状態の観測を検討する。更には、次世代移動体通信では 3~5 GHz 付近の周波数が利用される予定となっていることから、提案構造を用いた 3~5 GHz 帯の SAW デバイスを試作結果と、他の SAW 構造との比較を行い、本構造の 3~5 GHz 帯への適用可能性について考察する。

## 1.3 本論文の構成

本論文は 6 章から構成される。

第 2 章では、まず縦波型リーキーSAW の特徴と課題を整理する。次に縦波型リーキー SAW の課題を克服できうる構造をシミュレーションで検討した結果を示す。具体的には、圧電薄板と音響ミラーとハンドル基板で構成される構造が、良好な SAW 特性を示すことを明らかにする。また 2.4 GHz 帯共振子を作製しその特性を確認する。

第 3 章では、第 2 章で提案した構造の高  $k^2$  化ならびに高  $Q$  化について検討する。更に良好な特性を得るために音響ミラーの反射特性の向上を目指し、シミュレーションにてその効果を明らかにする。また 3.5 GHz 帯の共振子を作製し特性改善効果を確認する。

第 4 章では、第 3 章で提案した SAW 構造の音響ミラーの効果を確認するために、レーザープローブを用いて SAW の伝搬状態の直接観測を試みた結果を示す。また観測結果とシミュレーション結果の比較を示す。

第 5 章では、提案構造の 3~5 GHz 帯フィルタへの適用可能性について考察する。5 GHz 共振子の試作実験結果を示し、その結果と他の SAW 構造の特性を元に比較考察した結果を示す。

第 6 章では、本研究の成果についてまとめる。

## 参考文献

- [1.1] Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022, 2019, p.5.
- [1.2] <http://www.3gpp.org/>
- [1.3] D. R. Pehlke and K. Walsh, “LTE-Advanced Pro RF Front-End Implementations to Meet Emerging Carrier Aggregation and DL MIMO Requirements,” *IEEE Comm. Mag.*, **55**, 2017, pp. 134-141.
- [1.4] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 111-115.
- [1.5] M. Tanaka, T. Morita, K. Ono, and Y. Nakazawa, “Narrow Bandpass Filter Using Double-mode SAW Resonators on Quartz,” in *Proc. IEEE Freq. Contr. Symp.*, 1984, pp. 286-293.
- [1.6] T. Morita, Y. Watanabe, K. Ono, and Y. Nakazawa, “Wideband Bandpass Low Loss Double-mode SAW Filters,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 95-104.
- [1.7] K. Hashimoto, Y. Yamaguchi, S. Mineyoshi, O. Kawachi, M. Ueda, and G. Endo, “Optimum Leaky-SAW Cut LiTaO<sub>3</sub> for Minimised Insertion Loss Devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 245-254.
- [1.8] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endo, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Optimal Cut Leaky SAW on LiTaO<sub>3</sub> for High Performance Resonators and Filters,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **48**, 5, 2001, pp. 1442-1448.
- [1.9] 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. on Sonics and Ultrason.*, **31**, 1984, pp. 51-57.
- [1.10] M. Kadota, T. Nakao, N. Taniguchi, E. Tanaka, M. Mimura, 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.
- [1.11] M. Kadota, T. Nakao, K. Nishiyama, S. Kido, M. Kato, R. Omote, H. Yonekura, N. Takada, and R. Kita, “Small Surface Acoustic Wave Duplexer for Wide-Band Code-

- Division Multiple Access Full-Band System Having Good Temperature Characteristics,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **46**, 7B, 2007, pp. 4714-4717.
- [1.12] H. Nakamura, H. Nakanishi, T. Tsurunari, K. Matsunami, Y. Iwasaki, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Miniature Surface Acoustic Wave Duplexer Using SiO<sub>2</sub>/Al/LiNbO<sub>3</sub> Structure for Wide-Band Code-Division Multiple-Access System,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **47**, 5, 2008, pp. 4052-4055.
- [1.13] A. Benjamin, C. Alan, D. Tim, G. Kevin, K. Taeho, S. Marc, S. Kurt, A. Robert, M. Svetlana, H. Curtis, G. Mark, and K. Jan, “Temperature Compensated SAW with High Quality Factor,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8091723.
- [1.14] M. Mimura, D. Ajima, C. Konoma, and T. Murase, “Small sized band 20 SAW duplexer using low acoustic velocity Rayleigh SAW on LiNbO<sub>3</sub> substrate,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8092596.
- [1.15] 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*, **127**, 8, 2007, pp. 1161-1165.
- [1.16] W. H. Haydl, B. Dischler, and P. Hiesinger, “Multimode SAW resonators - a method to study the optimum resonator design,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1976, pp. 287-296.
- [1.17] Y. Yamamoto and S. Yoshimoto, “SAW transversely guided mode spurious elimination by optimization of conversion efficiency using W/W0 electrode structure,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1998, pp. 229-234.
- [1.18] M. Mayer, A. Bergmann, G. Kovacs, and K. Wagner, “Low loss recursive filters for basestation applications without spurious modes,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2005, pp. 1061-1064.
- [1.19] M. Solal, O. Holmgren, and K. Kokkonen, “Design modeling and visualization of low transverse modes R-SPUDT devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2006, pp. 82-87.
- [1.20] A. Yuhara, N. Hosaka, H. Watanabe, J. Yamada, M. Kajiyama, R. Fukaya, and T. Kobayashi, “Al electrodes fabrication technology for high-frequency and high-power durable SAW devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1990, pp. 493-496.

- [1.21] R. Takayama, H. Nakanishi, T. Sakuragawa, T. Kawasaki, and K. Nomura, "High power durable electrodes for GHz band SAW duplexers," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 9-13.
- [1.22] A. Sakurai, K. Kimura, H. Ieki, and T. Kasanami, "Epitaxially grown Al electrodes for high-power surface acoustic wave devices," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **31**, 1992, pp. 3064-3066.
- [1.23] O. Nakagawara, M. Saeki, N. Tsubaki, N. Taniguchi, K. Ikada, M. Watanabe, K. Inoue, T. Hagi, T. Makino, and S. Arai, "High power durable SAW antenna duplexers for W-CDMA with epitaxially grown aluminum electrodes," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2002, pp. 43-46.
- [1.24] L. Chen, J. Briot, P. Girard, C. Ledesma, M. Solal, K. Cheema, D. Malocha, and P. Wahid, "Third order nonlinear distortion of SAW duplexers in UMTS system," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2010, pp. 283-286.
- [1.25] S. Inoue, S. Mitobe, M. Hara, M. Iwaki, J. Tsutsumi, H. Nakamura, M. Ueda, and Y. Satoh, "A nonlinear elastic model for predicting triple beat in SAW duplexers," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2011, pp. 1837-1841.
- [1.26] M. Solal, L. Chen, J. Gratier, and S. Hester, "A nonlinear P matrix model to simulate intermodulation products in SAW devices," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2012, pp. 61-66.
- [1.27] R. Nakagawa, K. Kyoya, H. Shimizu, T. Kihara, and K. Hashimoto, "Study on generation mechanisms of second-order nonlinear signals in surface acoustic wave devices and their suppression," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **54**, 2015, pp. 07HD12(1-6).
- [1.28] R. Nakagawa, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, and K. Hashimoto, "Study on Generation Mechanisms of Third-order Nonlinearity in SAW Devices," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2015, DOI 10.1109/ULTSYM.2015.0054.
- [1.29] R. Nakagawa and K. Hashimoto, "Influence of electrode width of interdigital transducer on third-order nonlinearity of surface acoustic wave devices on 42°YX-LiTaO<sub>3</sub> substrate," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **57**, 2018, pp. 07LD18(1-6).
- [1.30] K. Sezawa, "Dispersion of Elastic Waves Propagated on the Surface of Stratified Bodies and on Curved Surfaces," *Bull. Earthquake Res. Inst.*, **3**, 1, 1927.
- [1.31] T. Kasanami, H. Ieki, and J. Koike, "1.8 GHz SAW Filter," in *Proc. 6th Meet. Ferroelectr. Mater. and Their Appl.*, *Jpn. J. Appl. Phys.*, **26**, Suppl., 1987, pp. 210-212.

- [1.32] J. Koike, K. Shimoe, and H. Ieki, "1.5 GHz Low-Loss Surface Acoustic Wave Filter Using ZnO/Sapphire Substrate," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **32**, 5B, 1993, pp. 2337-2340.
- [1.33] S. Fujii, Y. Seki, K. Yoshida, H. Nakahata, K. Higaki, H. Kitabayashi, and S. Shikata, "Diamond wafer for SAW application," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 183-186.
- [1.34] S. Shikata, H. Nakahata, S. Fujii, A. Hachigo, H. Kitabayashi, K. Itakura, T. Uemura, H. Toyoda, and N. Fujimori, "High frequency SAW Devices using SiO<sub>2</sub>/ZnO/Diamond," in *Proc. Int. Symp. Acoust. Wave Devices for Future Mobile Comm. Syst.*, 2001, pp. 227-231.
- [1.35] T. Omori, A. Kobayashi, Y. Takagi, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Fabrication of SHF range SAW devices on AlN/Diamond substrate," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2008, pp. 196-200.
- [1.36] S. Fujii and C. Jian, "High-Frequency SAW Filters Based on Diamond Films," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **59**, 12, 2012, pp. 2758-2764.
- [1.37] K. Hashimoto, S. Sato, A. Teshigahara, T. Nakamura, and K. Kano, "High-Performance Surface Acoustic Wave Resonators in the 1 to 3 GHz Range Using a ScAlN/6H-SiC Structure," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **60**, 3, 2013, pp. 637-642.
- [1.38] T. Sato and H. Abe, "Propagation properties of longitudinal leaky surface waves on lithium tetraborate," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **45**, 1, 1998, pp. 136-151.
- [1.39] S. Tonami, A. Nishikata, and Y. Shimizu, "Characteristics of leaky surface acoustic waves propagating on LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> substrates," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **34**, 5B, 1995, pp. 2664-2667.
- [1.40] Y. Kobayashi, N. Tanaka, K. Matsui, H. Okano, T. Usuki, and K. Shibata, "1.9-GHz-band surface acoustic wave device using second leaky mode on LiTaO<sub>3</sub>," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **35**, 5B, 1996, pp. 2987-2990.
- [1.41] A. Isobe, M. Hikita, and K. Asai, "Propagation characteristics of longitudinal leaky SAW in Al-grating structure," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **46**, 4, 1999, pp. 849-855.
- [1.42] T. Makkonen, V. P. Plessky, W. Steichen, and M. M. Salomaa, "Surface-acoustic-wave devices for the 2.5–5 GHz frequency range based on longitudinal leaky waves," *Appl. Phys. Lett.*, **82**, 2003, pp. 3351–3353.

- [1.43] M. Rinaldi, C. Zuniga, C. Zuo, and G. Piazza, “Super-high-frequency two-port AlN contour-mode resonators for RF applications,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **57**, 1, 2010, pp. 38-45.
- [1.44] A. Gao, J. Zou, and S. Gong “A 3.5 GHz AlN S<sub>1</sub> Lamb Mode Resonator,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8092161.
- [1.45] S. Gong and G. Piazza, “Design and analysis of lithium-niobate-based high electromechanical coupling RF-MEMS resonators for wideband filtering,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, **61**, 1, 2013, pp. 403–414.
- [1.46] M. Kadota, T. Ogami, K. Yamamoto, and Y. Cho, “5.4 GHz Lamb Wave Resonator on LiNbO<sub>3</sub> Thin Crystal Plate and Its Application,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **50**, 2011, pp. 07HD11(1-4).
- [1.47] H. Kando, T. Iwamoto, T. Yoneda, N. Hayakawa, H. Iwamoto, K. Araki, I. Hatsuda, Y. Nagao, and Y. Yoshii, “Plate Wave Resonator using Rotated Y-Cut Single Crystal LiTaO<sub>3</sub> Thin Film made by Ion Implant Technology,” in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, 2010, pp. 920–923.
- [1.48] M. Kadota, Y. Kuratani, T. Kimura, M. Esashi, and S. Tanaka, “Ultra-wideband and high frequency resonators using shear horizontal type plate wave in LiNbO<sub>3</sub> thin plate,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **53**, 2014, pp. 07KD03(1-4).
- [1.49] M. Kadota, S. Tanaka, and T. Kimura, “First Shear Horizontal Mode Plate Wave in LiNbO<sub>3</sub> Showing 20 km/s Phase Velocity,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2015, DOI 10.1109/ULTSYM.2015.0458.
- [1.50] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, H. Yamazaki, T. Fuyutsume, H. Kyoya, T. Nakao, H. Kando, M. Hiramoto, T. Toi, M. Koshino, and N. Nakajima, “High-Performance SAW Resonator on New Multilayered Substrate Using LiTaO<sub>3</sub> Crystal,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **64**, 9, 2017, pp. 1382-1389.
- [1.51] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, T. Fuyutsume, T. Nakao, M. Hiramoto, T. Toi, and M. Koshino, “I.H.P.SAW Technology and its Application to Microacoustic Components,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8092659.
- [1.52] H. Iwamoto, T. Takai, Y. Takamine, T. Nakao, T. Fuyutsume, and M. Koshino, “Transverse Modes in I.H.P. SAW Resonator and Their Suppression Method,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2018, DOI 10.1109/ULTSYM.2018.8580175.



## 第 2 章

### 縦波型リーキーSAW の特徴, 課題と解決策の検討

#### 2.1 まえがき

本章では, はじめに縦波型リーキーSAW の構造ならびに課題について説明する。次に, L.H.P. SAW の構造を参考とし, 縦波型リーキーSAW の課題である伝搬損失と TCF を解決できる SAW 構造を検討する。

#### 2.2 縦波型リーキーSAW の特徴

##### 2.2.1 縦波バルク波

まず縦波バルク波について説明する。図 2.1 は弾性体を伝搬するバルク波の模式図であり, 縦波(Longitudinal wave)と横波(Transverse wave)に分類される。縦波は固体の媒質の振動が弾性波の伝搬方向に対して平行であるのに対し, 横波は垂直である。なお横波は固体表面に対して媒質が垂直に振動する SV(Shear vertical)波と, 平行に振動する SH(Shear horizontal)波が存在し, 図 2.1 の横波は SV 波の場合を示す。

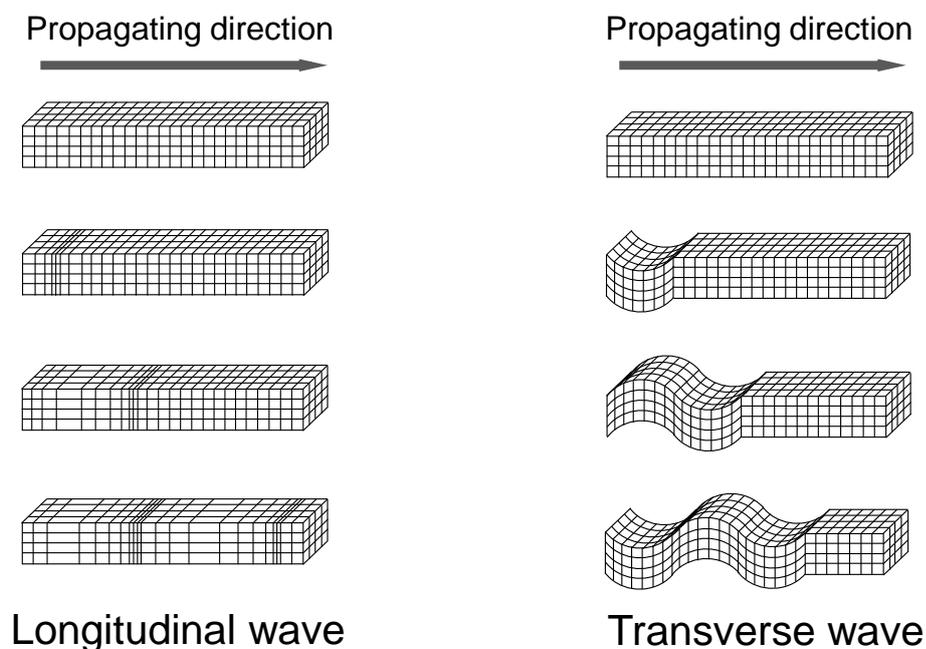


図 2.1 弾性体を伝搬するバルク波

次に、図 2.2 に示す弾性体に 1 軸引張負荷を与えたときのひずみ $\varepsilon$ と応力 $\sigma$ の関係は、フックの法則(Hooke's law)より次式で表される。ここで  $E$  はヤング率(Young's modulus) である。

$$\sigma = E\varepsilon \tag{2.1}$$

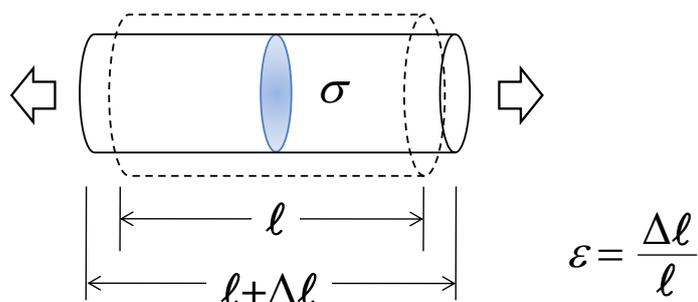


図 2.2 弾性体の 1 軸引張モデル

これを 3 次元に拡張すると、

$$\begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} & c_{16} \\ & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ & & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ & & & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ & Sym. & & & c_{55} & c_{56} \\ & & & & & c_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

のようにテンソル表記される(Voigt notation)。ここで  $c_{ij}$  は弾性定数である。また弾性体の密度を $\rho$ 、縦波と横波の位相速度をそれぞれ  $V_L$ 、 $V_T$  とすると、

$$V_L = \sqrt{\frac{c_{11}}{\rho}} \tag{2.3}$$

$$V_T = \sqrt{\frac{c_{44}}{\rho}} \tag{2.4}$$

と表現される。一般的な等方性材料は表 2.2 に示すように  $c_{11} > c_{44}$  であるので、縦波の方が横波よりも速くなる。よって縦波型の SAW も横波型の SAW よりも位相速度が大きいという特徴がある。

表 2.1 代表的な等方性材料の物性値

Materials properties		Al	Ti	Au	Ag	SiO <sub>2</sub>	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>
Elastic constants	$c_{11}$ 10 <sup>11</sup> (Pa)	1.05	1.66	2.03	1.37	0.79	2.96
	$c_{44}$ 10 <sup>11</sup> (Pa)	0.26	0.44	0.28	0.27	0.31	0.85
Density	$\rho$ (g/cm <sup>3</sup> )	2.7	4.5	19.3	10.5	2.2	3.8
Longitudinal wave velocity	$V_L$ (m/s)	6,250	6,073	3,241	3,613	5,976	8,828
Transverse wave velocity	$V_T$ (m/s)	3,077	3,125	1,204	1,589	3,768	4,719

### 2.2.2 縦波型リーキーSAW

次に、縦波型リーキーSAWについて説明する。SAWは基本的に基板の表面近傍に弾性エネルギーを集中しながら伝搬するが、リーキーSAW(漏洩型の弾性表面波)の場合は、図 2.3 に示すようにエネルギーの一部を基板内部方向に放射しながら伝搬する。縦波型リーキーSAWは、縦波が優勢なリーキーSAWである。

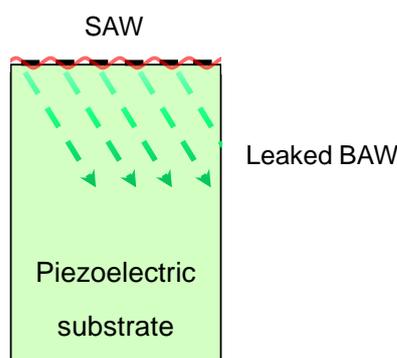


図 2.3 リーキーSAWの断面模式図

縦波型リーキーSAWについてはこれまでに多くの研究が行われてきており、その中でも最も大きな $k^2$ が得られるものとしてXカットのLN基板上を伝搬する縦波型リーキーSAWの理論計算結果(図 2.4)が、當波らによって報告されている[2.1]。

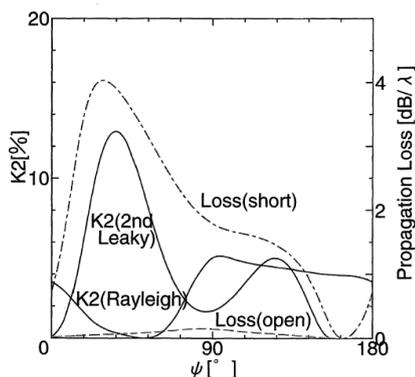


Fig. 5.  $K^2$  and propagation loss of second leaky wave propagating on  $(90^\circ, 90^\circ, \psi)$ -cut  $\text{LiNbO}_3$  substrate.

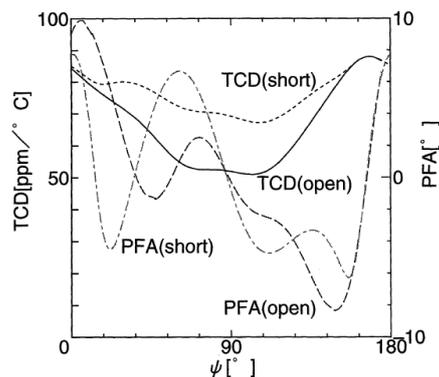


Fig. 6. TCD and PFA of second leaky wave propagating on  $(90^\circ, 90^\circ, \psi)$ -cut  $\text{LiNbO}_3$  substrate.

出展 S. Tonami, A. Nishikata, and Y. Shimizu, "Characteristics of leaky surface acoustic waves propagating on  $\text{LiNbO}_3$  and  $\text{LiTaO}_3$  substrates," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **34**, 5B, 1995, pp. 2664-2667.

#### 図 2.4 當波らによる X カット LN 上を伝搬する縦波型リーキーSAW の理論計算結果

この報告によると、X カット LN 上の伝搬方位  $\psi$  が  $35^\circ \sim 45^\circ$  付近で  $k^2$  は極大を示す。しかしながらその条件下では伝搬ロスも極大を示し、また群遅延温度係数 (TCD : Temperature coefficient of delay) は約  $80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  と大きい。ここで、位相速度と群速度がほぼ等しい、すなわち SAW 速度の周波数分散性が小さい場合は  $\text{TCF} = -\text{TCD}$  と見なすことができるので、TCF は  $-80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  程度である。すなわち、大きな  $k^2$  が得られる条件では、伝搬ロスが大きく TCF も悪くなってしまうことが縦波型リーキーSAW の課題である。

伝搬ロスが大きい原因は以下の通りである。図 2.5(a)は縦波型リーキーSAW の電極直下における基板深さ方向の変位分布を有限要素解析(FEA : Finite element analysis)で計算した結果を示す。比較のために LT リーキーの変位分布を図 2.5(b)に示す。ここで、縦波型リーキーSAW は圧電基板に X カット  $40^\circ$  回転 Y 伝搬の LN 基板を用いた場合であり、LT リーキーは圧電基板に  $42^\circ$  回転 Y カット X 伝搬の LT 基板を用いた場合である。また両者とも Al 電極の厚みは  $0.08\lambda$  とした。 $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  はそれぞれ伝搬方向、交叉幅方向、基板厚み方向の変位成分を示す。LT リーキーは  $u_2$  成分すなわち SH 波成分が優勢で、基板表面からほぼ 1 波長以内の深さにエネルギーが集中しており、基板内部への漏洩がほとんど見られない。このように LT リーキーはリーキー波と呼ばれてはいるものの、Al 電極膜厚と LT のカット角の最適化によりバルク波放射に起因する伝搬損失の極小化が実現されている[2.2][2.3]。一方で縦波型リーキーSAW は、 $u_1$  成分すなわち縦波成分が優勢で基板表面からより深いところまで振動しており、すなわち基板内部へのエネルギーの漏洩が顕著である。縦波型リーキーSAW に関してもこれまで多くの検討がなされているものの、 $k^2$  や TCF など他の諸特性を犠牲にすることなく、LT リーキーのように劇的に伝搬損失を改善する手法は見出されていない[2.4]-[2.10]。以上より、縦波型リーキーSAW の伝搬ロスが大きいのは、基板内部方向への

エネルギー漏洩が原因である。また計算で求めたそれぞれの位相速度は縦波型リーキー SAW が 6,020 m/s, LT リーキーが 3,924 m/s であった。縦波型リーキー SAW の方が約 1.5 倍高音速, すなわち同じ IDT ピッチで設計した場合は, 約 1.5 倍の共振周波数を実現できることがわかる。

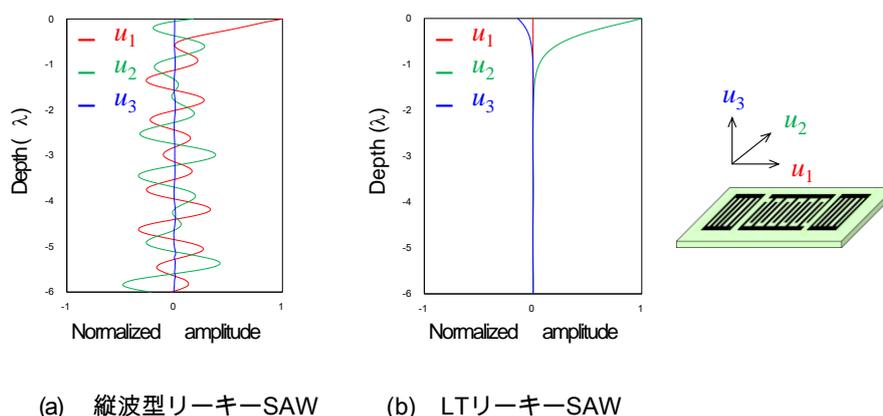


図 2.5 リーキーSAW の変位分布図(シミュレーション)

X カット LN 基板上を伝搬する縦波型リーキーSAW の課題について整理すると, X カット上の縦波型のリーキーSAW は LT リーキー, TC-SAW, I.H.P. SAW よりも約 1.5 倍高音速であるため高周波化に適しており, 適度な大きさの  $k^2$  が得られる基板方位があるが, 以下の課題がある。

- $k^2$  が大きくなる条件( $\phi \simeq 40^\circ$ )では伝搬損失が大きい。
- $k^2$  が大きくなる条件( $\phi \simeq 40^\circ$ )では TCF が悪い。

## 2.3 縦波型リーキーSAW の課題解決アプローチ

ここでは,  $k^2$  が大きくなる条件( $\phi \simeq 40^\circ$ )で, 伝搬損失および TCF を改善する手法について検討する。

### 2.3.1 音速差による弾性エネルギー閉じ込め

LT リーキーの伝搬損失と TCF の課題を同時に解決可能な I.H.P. SAW[2.11][2.12]の技術を縦波型リーキーSAW へ適用することを試みる。I.H.P. SAW の構造は図 1.7 に示したとおりであり, 薄い LT 基板の下側に TC-SAW で温度特性補償用に用いられる  $\text{SiO}_2$  膜を機能性膜として設け, さらにその下部に高音速部を設けることにより, その音速差によって薄い LT

基板近傍に弾性エネルギーを効率的に閉じ込め、伝搬損失を低減するというコンセプトである。

そこで、縦波型リーキーSAWでも同じコンセプトで特性改善が可能かどうか、1-port SAW共振子の特性をFEAで求める。なお、1-port SAW共振子の特性については付録Aで示す。

図 2.4 は FEA 解析モデルの断面模式図を示す。圧電薄板層と、機能性層と、高音速なハンドル基板の 3 層構造とし、圧電薄板は X カット LN 薄板、機能性層は  $\text{SiO}_2$  膜、高音速ハンドル基板は表 2.2 に示す  $\text{AlN}$ ,  $\text{Si}(100)$ , R 面サファイア,  $6\text{H-SiC}$ , ダイヤモンドを選んだ。伝搬方向に対して異方性を有する材料の場合、横波は速い横波と遅い横波の 2 つが存在し、それぞれの音速を  $V_{\text{FT}}$ ,  $V_{\text{ST}}$  とした。また比較のため、LN 基板のみからなる通常の縦波型リーキーSAWの構造も計算する。FEA に用いた解析モデルを図 2.5 に示す。解析モデルは IDT1 対からなる 2D モデルとし、両端に周期境界条件を付与することで無限周期 IDT 構造を計算する。解析条件の詳細を表 2.3 に示す。各層の膜厚は波長( $\lambda$ )で規格化した波長規格化膜厚で定義し、計算は $\lambda=1\mu\text{m}$ で行う。図 2.6~図 2.11 は各構造の計算結果を示す。

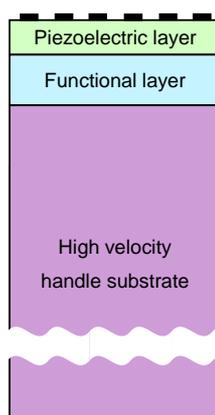


図 2.4 検討モデル模式図

表 2.2 高音速材料(ハンドル基板)

		AlN (0°,0°,0°)	Si(100) (0°,0°,45°)	R-plane Sapphire (0°,122.23°,0°)	6H-SiC (0°,0°,0°)	Diamond (0°,0°,0°)
Longitudinal wave velocity	$V_L$ (m/s)	10,287	8,433	11,175	12,491	17,541
Faster transverse wave velocity	$V_{\text{FT}}$ (m/s)	6,016	5,845	6,766	7,125	12,810
Slower transverse wave velocity	$V_{\text{ST}}$ (m/s)	6,016	5,845	5,744	7,125	12,810



図 2.5 解析モデル

表 2.3 解析条件

#	Configuration	Piezoelectric layer	Functional layer	High velocity handle substrate	IDT
1	X-LN	LN(90°,90°,40°) substrate	None	None	Al 0.05λ
2	X-LN/SiO <sub>2</sub> /AlN substrate	LN(90°,90°,40°) 0.2λ	SiO <sub>2</sub> 0.15λ	AlN	↑
3	X-LN/SiO <sub>2</sub> /Si(100) substrate	↑	↑	Si(100)	↑
4	X-LN/SiO <sub>2</sub> /R-plane Sapphire substrate	↑	↑	R-plane Sapphire	↑
5	X-LN/SiO <sub>2</sub> /6H-SiC substrate	↑	↑	6H-SiC	↑
6	X-LN/SiO <sub>2</sub> /Diamond substrate	↑	↑	Diamond	↑

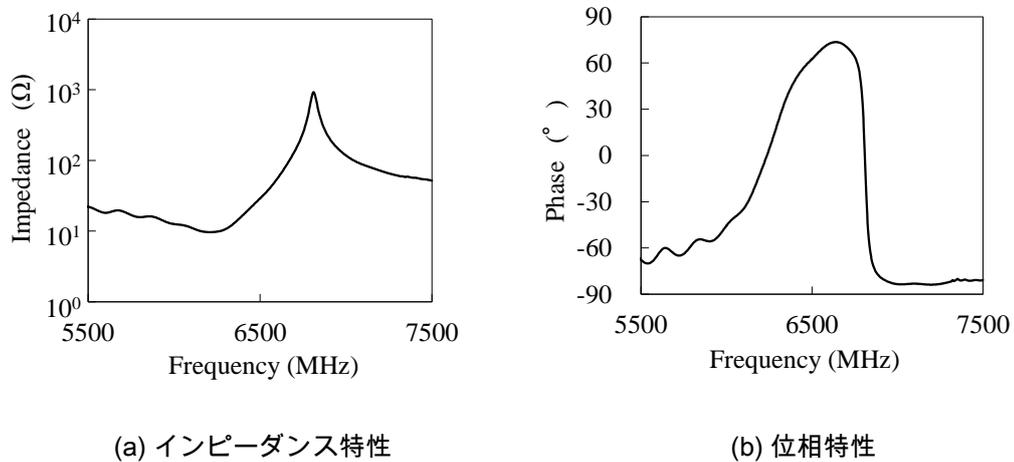


図 2.6 FEA 結果 (#1 X-LN)

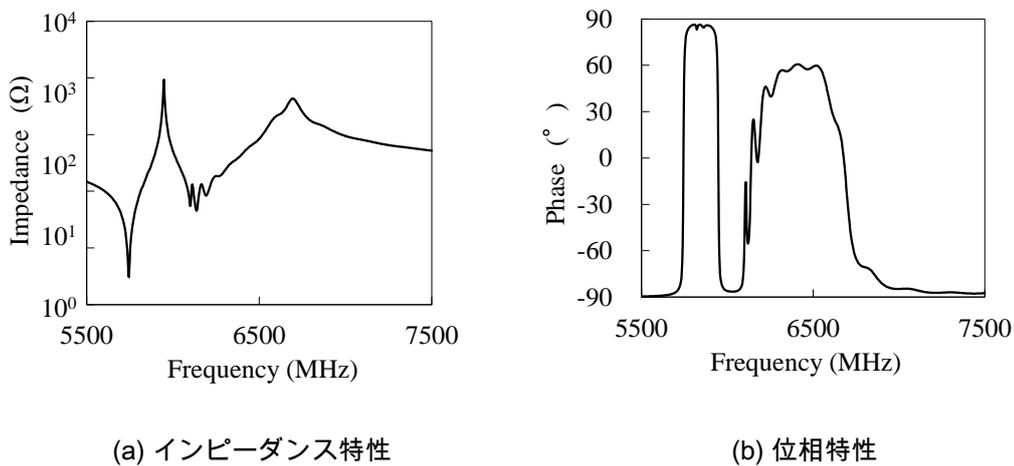


図 2.7 FEA 結果 (#2 X-LN/SiO<sub>2</sub>/AlN substrate)

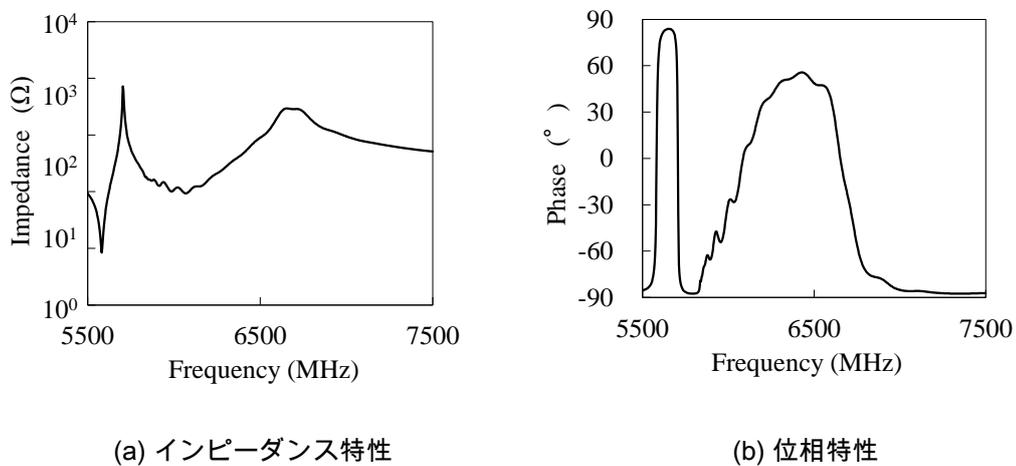


図 2.8 FEA 結果 (#3 X-LN/SiO<sub>2</sub>/Si(100) substrate)

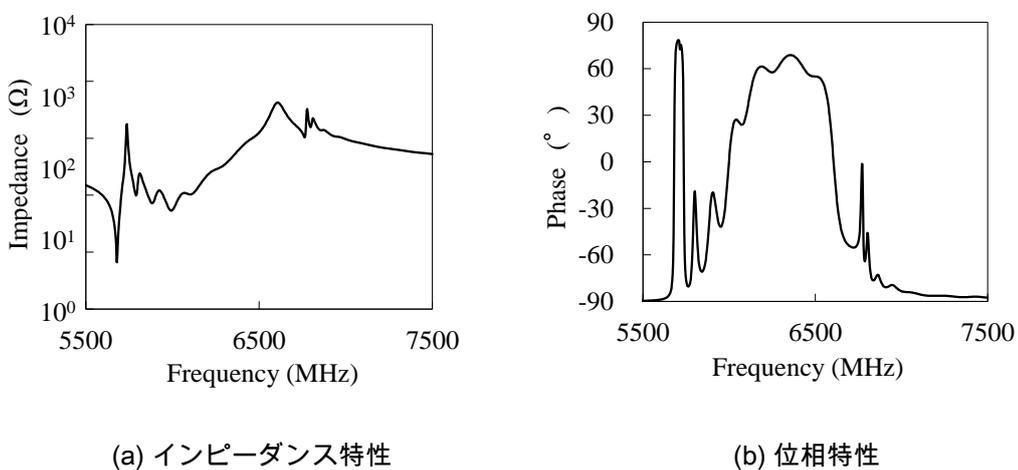


図 2.9 FEA 結果 (#4 X-LN/SiO<sub>2</sub>/R-plane Sapphire substrate)

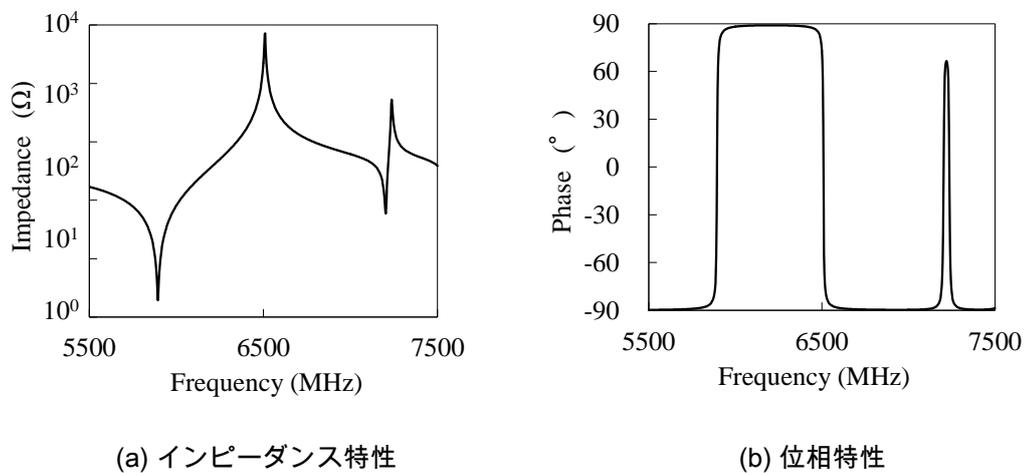


図 2.10 FEA 結果 (#5 X-LN/SiO<sub>2</sub>/6H-SiC substrate)

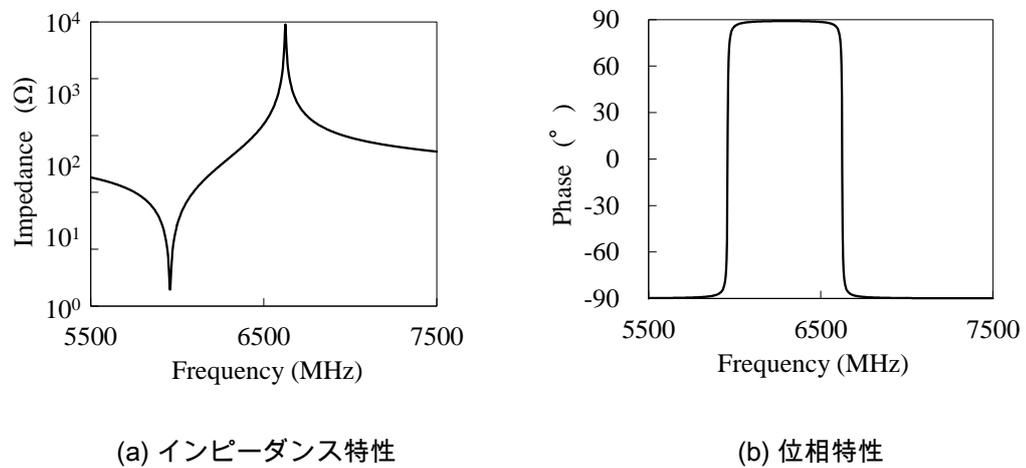


図 2.11 FEA 結果 (#6 X-LN/SiO<sub>2</sub>/Diamond substrate)

まず、図 2.6 に示す従来の縦波型リーキーSAW であるが、共振周波数近傍の特性が良くない。これは、図 2.3 で示したように、弾性エネルギーの一部がバルク波として基板中に漏洩しながら伝搬するためである。また、図 2.7~図 2.9 に示す AlN や Si, R 面サファイア基板を用いた場合は共振周波数の低域側近傍に大きなスプリアスが発生する。これらの材料は圧電デバイスで実績のある比較的高音速な材料であるが、このスプリアスのために縦波型リーキーSAW 用の高音速ハンドル基板として適用することはできない。一方、図 2.10, 図 2.11 に示す 6H-SiC やダイヤモンド基板[2.13]を用いた場合は、比較的良好な共振特性を示しており、これらの材料を高音速ハンドル基板として適用することは可能である。しかしながら現時点では 6H-SiC やダイヤモンドの 4~6 インチ径ウエハを安価に安定して製造することはできないため、安価かつ高品質で大量に安定供給されることが要求される移動体通信端末向け SAW デバイス用の部資材への適用は困難である。

以上より、縦波型リーキーSAW に I.H.P. SAW のコンセプトである音速差による弾性エネルギー閉じ込めを試みたが、AlN, Si, R 面サファイア基板など量産で使用実績のある高音速材料は特性面に難があり、一方で 6H-SiC やダイヤモンドは、計算では良好な特性が得られるものの現時点での工業化には難がある。

### 2.3.2 音響ミラーによる弾性エネルギー閉じ込め

縦波型リーキーSAW を音速差によってエネルギーを閉じ込めるというコンセプトは、工業化の見通しが立たないため、別のアプローチとして図 2.12 に示す音響ミラーを用いた弾性エネルギーの閉じ込めを検討する[2.14][2.15]。音響ミラーは低音響インピーダンス材料と高音響インピーダンス材料が積層された構造からなり、BAW フィルタには広く用いられている[2.16]-[2.20]。SAW は従来、SAW の波長から見ると実質的に半無限厚みである数百 $\mu\text{m}$ の厚みの圧電単結晶基板が用いられてきたが、I.H.P. SAW のように、SAW の波長よりも薄い数百 nm 厚みの薄い圧電単結晶板を用いれば、その下部に音響ミラーを配置することによって、SAW であっても音響ミラーが有効に機能するのではないかと考えた。

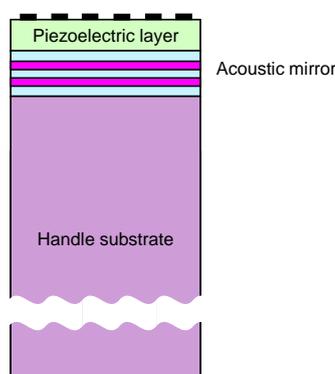


図 2.12 音響ミラーを有する SAW 構造模式図

### 2.3.3. シミュレーションによる LN 結晶方位と厚みの検討

図 2.12 に示した、音響ミラー層によって X カット LN 薄板近傍に弾性エネルギーを集中させるというコンセプトが実現可能であれば、弾性波の伝搬特性は音響ミラーのない X カット LN 薄板単板を伝搬する板波の伝搬特性と類似すると考えられる。そこで、音響ミラーを有する SAW デバイス構造の検討を行うのに先立ち、まず X カット LN を薄くした場合の板波の伝搬方位依存性や厚み依存性を確認する。ここでは、X カット LN 薄板単板における伝搬方位  $\psi$  ならびに LN 板厚を変化させた時の、板波共振子の共振周波数における位相速度  $V_p$  および電気機械結合係数  $k^2$  を FEA で計算した。図 2.13 は  $\psi$  依存性のシミュレーション結果を示す。グラフには図 1.6 に示す板波の基本モードのみを示した。

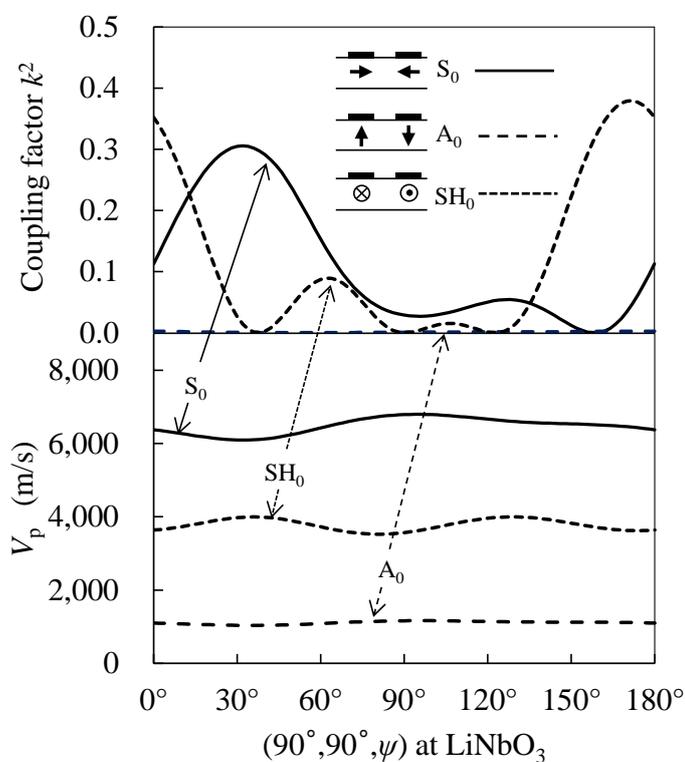


図 2.13 FEA 結果 ( $\psi$  依存性)

本解析では、LN 板厚と Al 電極膜厚はそれぞれ  $0.1\lambda$ ,  $0.0001\lambda$  固定とした。X カットすなわちオイラー角  $(90^\circ, 90^\circ, \psi)$  において、 $S_0$  モードは伝搬方位  $\psi$  が  $30^\circ$  から  $40^\circ$  付近で  $k^2$  は極大値を示す。この  $S_0$  モードの  $k^2$  の  $\psi$  依存性計算結果は、図 2.5 で示した当波らの半無限厚みの X カット上を伝搬する縦波型リーキー SAW における、 $k^2$  の  $\psi$  依存性計算結果と傾向が良く一致している。すなわち、前者と後者では、前者の LN 板厚が  $0.1\lambda$ 、後者の LN 厚みは半無限という違いはあるものの、 $k^2$  の  $\psi$  に対する傾向は LN 厚みに大きく影響されないことがわかる。ここで、 $k^2$  の値が前者の方が大きいのは、前者の解析モデルは薄い LN 板のみで構成されているため、IDT で

励振された弾性エネルギーはLN薄板に閉じこもり、弾性エネルギーの逃げ場が無いのに対し、後者のモデルでは、これまでに述べてきたとおり、縦波型リーキーSAWはIDTで励振された弾性エネルギーの一部が基板内部に漏洩しながら伝搬するモードであり、表面近傍の集中度合いがあまりよくないためである。また図2.13より、 $S_0$ モードの $k^2$ が極大値を示す時の $V_p$ は約6,000 m/sである。さらにその時の $SH_0$ モードや $A_0$ のモードの $k^2$ はほぼ零であり、このことは不要なレスポンスを抑圧する上で好都合である。

次に、 $S_0$ モードの $k^2$ がほぼ極大値を示したオイラー角(90°,90°,30°)において、LN薄板の板厚を変化させた場合の計算結果を図2.14に示す。グラフには板波の基本モードに加え、 $A_1$ モードもプロットした。

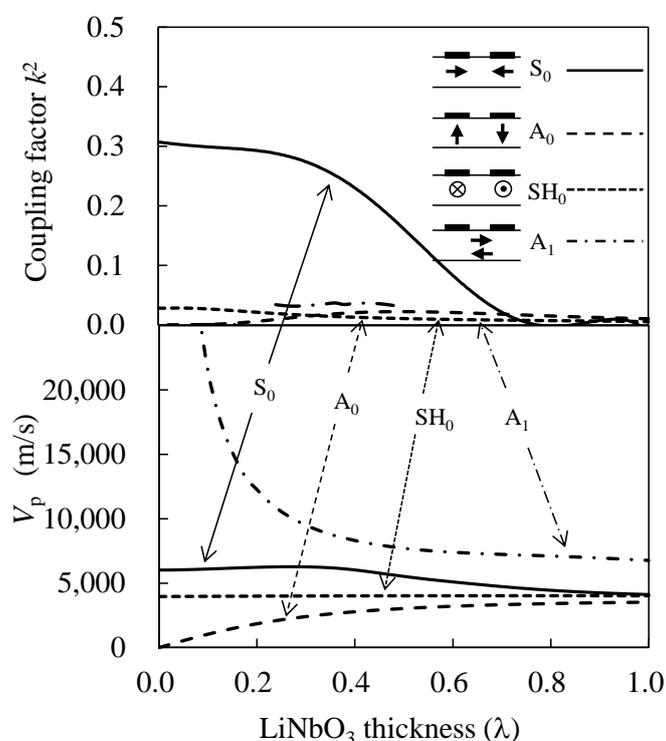


図 2.14 FEA 結果 (LN 板厚依存性)

まず、 $k^2$ については、 $S_0$ モード以外のモードはLN板厚によらずほぼ零である。また $V_p$ についてはモード毎に特徴があり、 $A_0$ モードはLN板厚が薄くなるほど $V_p$ は小さくなり、 $SH_0$ モードはLN板厚によらずほぼ一定、 $A_1$ モードはLN板厚が薄い領域で指数関数的に大きくなり、本研究で着目する縦波成分が優勢な $S_0$ モードは、 $SH_0$ モードよりは速度分散が大きいものの、 $A_0$ モードや $A_1$ モードよりも速度分散は小さく、板厚が $0.4\lambda$ よりも薄い領域では特に速度分散は小さい。このことはデバイスを製造する上で製造ばらつきの観点から望ま

しい。図 2.14 より、 $V_p$  と  $k^2$  の LN 板厚ばらつきを考慮すると、LN 板厚  $0.2\lambda$  付近が好適である。

### 2.3.4. シミュレーションによる音響ミラーの検討

ここでは、低音響インピーダンス材料と高音響インピーダンス材料として、それぞれ  $\text{SiO}_2$  膜と  $\text{AlN}$  膜を用いる場合を検討する。両材料とも SAW や BAW デバイスで広く用いられている薄膜材料であり、スパッタリングにより容易にこれらの膜を積層することが可能である。表 2.4 はこれらの材料の音響インピーダンスを示す。カッコ内の数字は  $\text{SiO}_2$  に対する比(音響インピーダンス比)を示す。表に示すとおり、音響ミラーを  $\text{SiO}_2/\text{AlN}$  で構成した場合、縦波と横波の音響インピーダンス比はそれぞれ 2.6, 2.4 となる。

表 2.4 音響インピーダンス

		$\text{SiO}_2$	$\text{AlN}$	W
Acoustic impedance ( $10^3\text{kg/m}^2\text{s}$ )	Longitudinal	13,148	33,537 (2.6)	100,571 (7.6)
	Transverse	8,290	19,613 (2.4)	55,593 (6.7)

音響インピーダンス比が大きいほど反射係数は大きくなるので、必要な層数は音響インピーダンス比に依存する。なお各層の膜厚は、名目上厚み方向の波長 $\lambda_z$ の 1/4 に設定するのが良い[2.21]。ここで、音響ミラーを有する SMR-BAW (Solidly mounted resonator - BAW)の場合と、音響ミラーを有する SAW の場合では、厚み方向の波長 $\lambda_z$ を検討する際に考慮すべきことが異なる。図 2.15 に示すように SMR-BAW の場合は平面方向の波数 $\beta_x$ は実質零とみなすことができるので、厚み方向の波数 $\beta_z$ だけを考慮すれば良い。一方で SAW の場合は図 2.16 に示すように基板表面に周期的な IDT 電極を配置しているため、基板内部に伝搬する弾性波の波数 $\beta$ は、 $\beta_z$ と伝搬方向の波数 $\beta_x (=2\pi/\lambda_x)$ 、ここで、 $\lambda_x$ は IDT の周期)によって決定されることに注意が必要である。

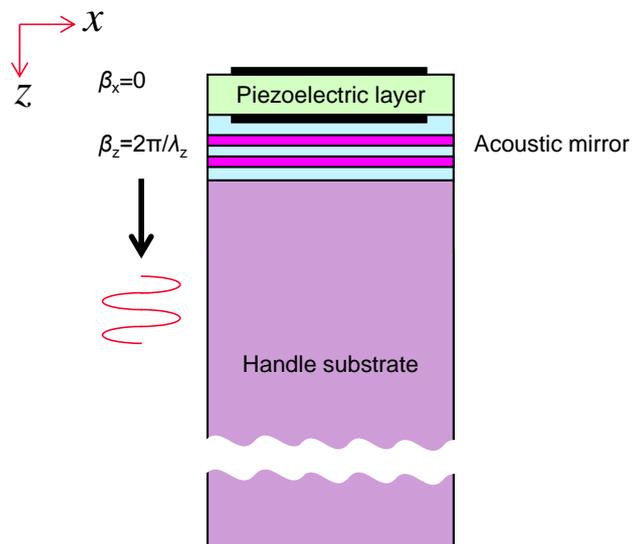


図 2.15 音響ミラーを有する BAW(SMR-BAW)

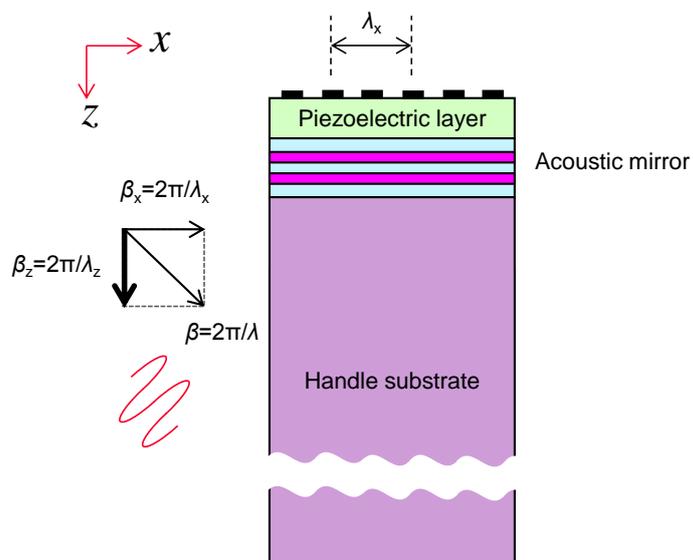


図 2.16 音響ミラーを有する SAW(SMR-SAW)

今回、音響ミラーの層数を決定するにあたり、FEA で層数を変化させて 1-port SAW 共振子のインピーダンス波形を計算し、インピーダンス比(付録 A 参照)の大きさから層数を決定した。計算結果を図 2.17 に示す。本計算結果からは、層数は少なくとも 6 層以上あればよいことがわかる。

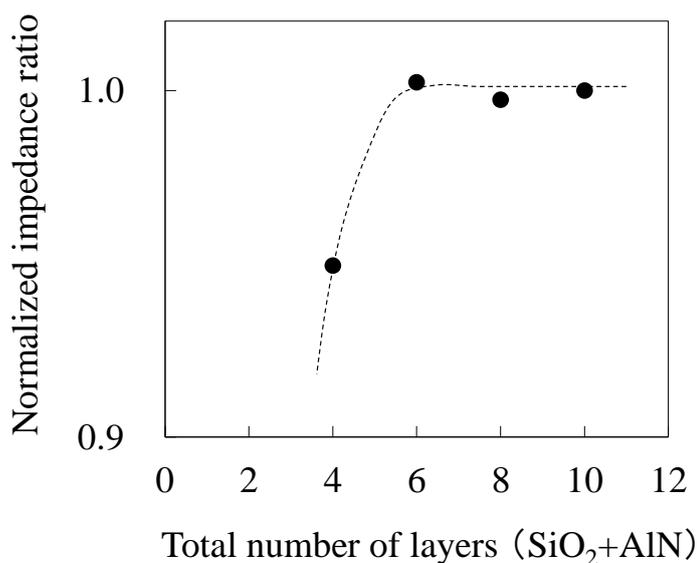


図 2.17 規格化インピーダンス比と音響ミラー層数の関係

次に、音響ミラーが  $\text{SiO}_2(0.09\lambda_{\text{IDT}})$  と  $\text{AlN}(0.13\lambda_{\text{IDT}})$  が交互に合計 6 層形成された構造であり、オイラー角が  $(90^\circ, 90^\circ, 35^\circ)$  の  $\text{LN}(0.1\lambda_{\text{IDT}})$ 、IDT が  $\text{Al}(0.05\lambda_{\text{IDT}})$ 、ハンドル基板がガラスである場合の 1-port SAW 共振子のシミュレーション結果を図 2.18 に示す。比較のため、音響ミラーの代わりに、エアギャップを設けた場合の計算結果も合わせて示す。エアギャップ構造における LN と IDT の条件は音響ミラーを設けた場合と同じとした。音響ミラーを設けた場合、エアギャップ構造よりも比帯域幅は狭いものの、エアギャップ構造で生じているような  $A_0$  モードの高調波に起因する帯域内の大きなリップルは生じず、良好な共振特性を示すことがわかる。また、図 2.19 は音響ミラー有無の比較を示す。音響ミラー無しの場合の LN と IDT の条件は、音響ミラーを設けた場合と同じとした。音響ミラー無しで LN 直下にガラス基板がある場合は良好な共振特性が得られない。これらの比較結果からいかに音響ミラーが有効に機能しているかわかる。

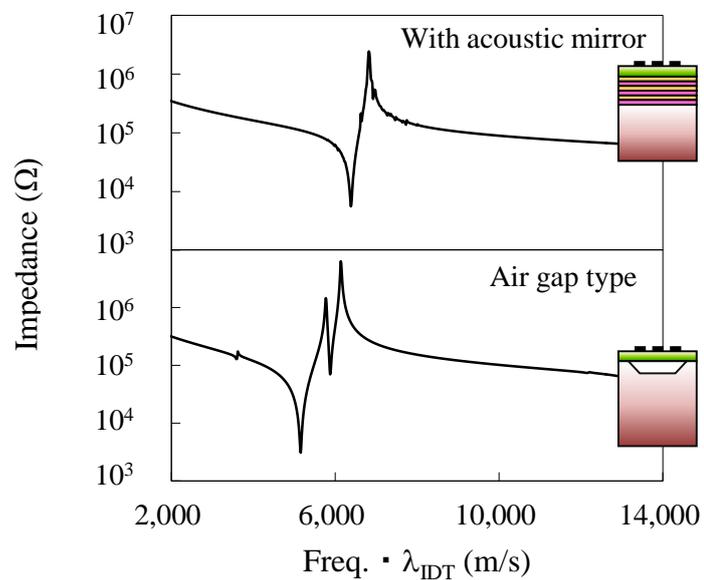


図 2.18 音響ミラー構造とエアギャップ構造のシミュレーション波形

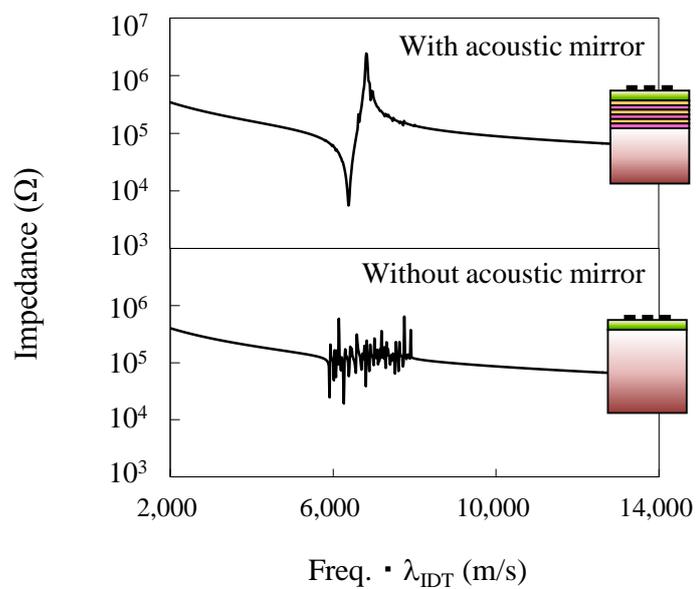


図 2.19 音響ミラーありとなしのシミュレーション波形

## 2.3.5. 試作実験

前節では、音響ミラーを有する縦波型リーキーSAWに適したXカットLNの伝搬方位 $\psi$ と厚み、ならびに音響ミラーの層数をシミュレーションで確認したので、ここでは1-port SAW共振子を作製しその特性を確認する。図2.20は共振子の構成条件を示す。音響ミラーのSiO<sub>2</sub>膜とAlN膜はスパッタリングで形成した。

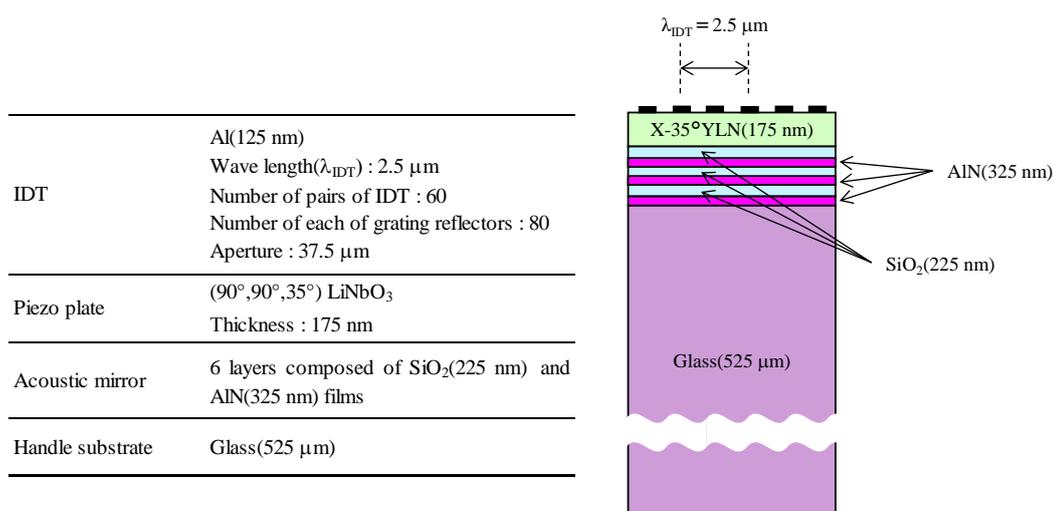
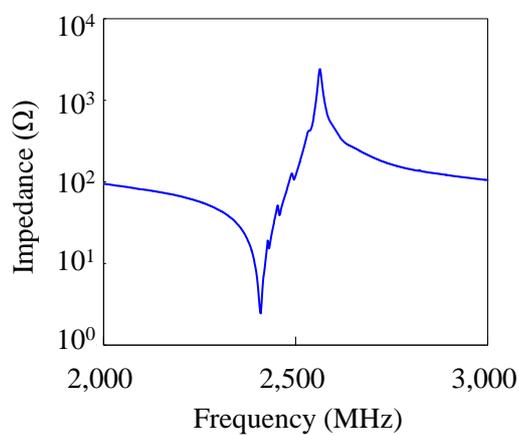
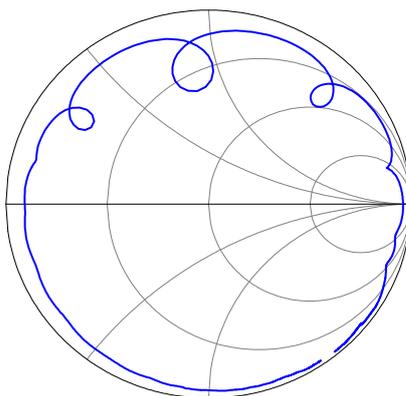


図 2.20 共振子の試作条件

図 2.21 は作製した 1-port SAW 共振子の測定結果を示す。インピーダンス比  $Z_a/Z_r$  と比帯域幅  $fBW$  はそれぞれ 60 dB, 6.4% であった。また、共振周波数  $F_r$  は 2.41 GHz であり、位相速度に換算すると 6,025 m/s であった。これは、表 1.1 に示す LT リーキーや TC-SAW と比較して約 1.5 倍高音速である。帯域内にはいくつかの不要なリップルが生じているが、これは横モードに起因するものと考えられ、IDT 電極にアポダイズやピストンモードを適用することで抑圧できると考えられる。温度特性を評価したところ、共振周波数点における TCF は -9.9 ppm/K であった。この結果は富波らの報告による反無限 X カット LN 基板を用いた場合の縦波型リーキー SAW の計算結果の -80 ppm/K [2.1] と比較すると、約 1/8 に低減できている。これは、音響ミラーならびにハンドル基板に、熱膨張係数が小さく LN とは逆符号の TCE を有する SiO<sub>2</sub> を用いたためである。



(a)



(b)

図 2.21 共振特性測定結果 (a)インピーダンス特性, (b)スミスチャート

## 2.4. まとめ

本章では、縦波型リーキーSAWの課題について説明し、その課題を克服できうる構造をシミュレーションならびに実験で明らかにした。

具体的には、縦波型リーキーSAWの課題として、大きな電気機械結合係数 $k^2$ が得られる条件ではバルク波漏洩に起因する伝搬ロスが大きいこと、またTCFが悪いことを抽出し

た。これらの課題に対して、薄い圧電基板を用い、その下部に圧電基板を伝搬する弾性波の音速よりも速い音速を有する材料を配置して、圧電薄板に効率的に弾性エネルギーを集中させるという、I.H.P. SAW 構造のコンセプトを縦波型リーキーSAW に適用することを試みたが、適用可能な高音速材料は現時点で工業化には不向きであった。そこで、次に音響ミラーを用いて弾性エネルギーを圧電薄板に集中させるというコンセプトを検討した。シミュレーションで音響ミラーの効果を確認し、構造の適正化を行い2.4 GHz 帯共振子を作製した結果、インピーダンス比 64 dB、比帯域幅 6.4%、TCF-9.9 ppm/K と良好な実験結果を得た。

## 参考文献

- [2.1] S. Tonami, A. Nishikata, and Y. Shimizu, “Characteristics of leaky surface acoustic waves propagating on LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> substrates,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **34**, 5B, 1995, pp. 2664-2667.
- [2.2] K. Hashimoto, Y. Yamaguchi, S. Mineyoshi, K. Kawachi, M. Ueda, and G. Endo, “Optimum Leaky-SAW Cut LiTaO<sub>3</sub> for Minimised Insertion Loss Devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 245-254.
- [2.3] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endo, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Optimal Cut Leaky SAW on LiTaO<sub>3</sub> for High Performance Resonators and Filters,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **48**, 5, 2001, pp. 1442-1448.
- [2.4] A. Isobe, M. Hikita, and K. Asai, “Propagation characteristics of longitudinal leaky SAW in Al-grating structure,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **46**, 4, 1999, pp. 849-855.
- [2.5] T. Makkonen, V. P. Plessky, W. Steichen, and M. M. Salomaa, “Surface-acoustic-wave devices for the 2.5–5 GHz frequency range based on longitudinal leaky waves,” *Appl. Phys. Lett.*, **82**, 2003, pp. 3351–3353.
- [2.6] S. Kakio and M. Abe, “Loss Reduction of Longitudinal-Type Leaky Surface Acoustic Wave by Reverse Proton Exchange,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **51**, 2012, pp. 07GC17(1-5).
- [2.7] F. Matsukura, M. Uematsu, K. Hosaka, and S. Kakio, “Longitudinal-Type Leaky Surface Acoustic Wave on LiNbO<sub>3</sub> with High-Velocity Thin Film,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **52**, 2013, pp. 07HD02(1-5).
- [2.8] F. Matsukura and S. Kakio, “Loss reduction of longitudinal-type leaky surface acoustic wave by loading with high-velocity thin film,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **53**, 2014, pp. 07KD04(1-6).
- [2.9] M. Gomi, T. Kataoka, J. Hayashi, and S. Kakio, “High-coupling leaky surface acoustic waves on LiNbO<sub>3</sub> or LiTaO<sub>3</sub> thin plate bonded to high-velocity substrate,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **56**, 2017, pp. 07JD13(1-7).
- [2.10] J. Hayashi, M. Gomi, M. Suzuki, S. Kakio, H. Suzaki, T. Yonai, K. Kishida, and J. Mizuno, “High-Coupling Leaky SAWs on LiTaO<sub>3</sub> Thin Plate Bonded to Quartz Substrate,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8091566.

- [2.11] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, H. Yamazaki, T. Fuyutsume, H. Kyoya, T. Nakao, H. Kando, M. Hiramoto, T. Toi, M. Koshino, and N. Nakajima, "High-Performance SAW Resonator on New Multilayered Substrate Using LiTaO<sub>3</sub> Crystal," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **64**, 9, 2017, pp. 1382-1389.
- [2.12] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, T. Fuyutsume, T. Nakao, M. Hiramoto, T. Toi, and M. Koshino, "I.H.P.SAW Technology and its Application to Microacoustic Components," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI 10.1109/ULTSYM.2017.8092659.
- [2.13] 鹿田真一, "高周波ダイヤモンド弾性表面波デバイスに関する研究," 大阪大学 博士学位論文, 2004.
- [2.14] T. Kimura, K. Daimon, T. Ogami, and M. Kadota, "Solidly Mounted Lamb Wave Resonators," in *Proc. Piezoelect. Mater. & Devices Symp.*, 2012, pp. 51-52.
- [2.15] T. Kimura, K. Daimon, T. Ogami, and M. Kadota, "S<sub>0</sub> Mode Lamb Wave Resonators Using LiNbO<sub>3</sub> Thin Plate on Acoustic Multilayer Reflector," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **52**, 2013, pp. 07HD03(1-4).
- [2.16] K. M. Lakin, K. T. McCarron, and R. E. Rose, "Solidly Mounted Resonators and Filters," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1995, pp. 905-908.
- [2.17] H. Kanbara, H. Kobayashi, and K. Nakamura, "Analysis of Piezoelectric Thin Film Resonators with Acoustic Quarter-Wave Multilayers," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **39**, 2000, pp. 3049-3053.
- [2.18] H. Kobayashi, Y. Ishida, K. Ishikawa, A. Doi, and K. Nakamura, "Analysis of Piezoelectric Thin Film Resonators with Acoustic Quarter-Wave Multilayers," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **41**, 2002, pp. 3455-3457.
- [2.19] R. Aigner, J. Ellä, H.-J. Timme, L. Elbrecht, W. Nessler, and S. Marksteiner, "Advancement of MEMS into RF-Filter Applications," in *Proc. IEEE Int. Electron Devices Meet. Dig.*, 2002, pp. 897-900.
- [2.20] R. Aigner, J. Kaitila, J. Ella, L. Elbrecht, W. Nessler, M. Handtmann, T. Herzog, and S. Marksteiner, "Bulk-Acoustic-Wave Filters: Performance Optimization and Volume Manufacturing," in *Proc. IEEE Microw. Theory Techn. Symp.*, 2003, pp. 2001-2004.
- [2.21] K. Hashimoto, *RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications*, Artech House, 2009, p. 27.



## 第3章

# 縦波型リーキーSAWの高 $k^2$ 化と高 $Q$ 化の検討

### 3.1 まえがき

本章では、第2章で提案した音響ミラーを有する縦波型リーキーSAWの構造において、高 $k^2$ 化ならびに高 $Q$ 化を検討する。音響ミラーの特性は、音響ミラーを構成する材料およびその膜厚によって決まる。前章で提案した音響ミラーは $\text{SiO}_2$ 膜と $\text{AlN}$ 膜からなる多層膜であったが、ここでは $\text{AlN}$ に代わる材料を検討することで縦波型リーキーSAWの高 $k^2$ 化ならびに高 $Q$ 化を試みる。

### 3.2 音響ミラーの改善検討

音響ミラーの改善を試みるにあたり、元々の組み合わせである $\text{SiO}_2$ と $\text{AlN}$ のうち、 $\text{SiO}_2$ は、低音響インピーダンス材料であることに加え、TCF改善用として有用であることから、ここは変更せず高音響インピーダンス層の $\text{AlN}$ を見直すことで改善を図る。

表3.1は $\text{AlN}$ の代替候補材料とその音響インピーダンス値を示す。ここで、音響インピーダンスは音速×密度で表される材料固有の物性値である。表の左側が非金属材料で右側が金属材料である。参考までに $\text{SiO}_2$ と $\text{AlN}$ の値も示した。カッコ内の数字は $\text{SiO}_2$ に対する比(音響インピーダンス比)である。非金属材料である $\text{Ta}_2\text{O}_5$ や $\text{HfO}_2$ を選んだ場合、 $\text{AlN}$ よりも大きなインピーダンス比が得られるが、大きな差はない。一方で、金属材料の場合、 $\text{Ta}_2\text{O}_5$ や $\text{HfO}_2$ を用いた場合よりも更に大きな音響インピーダンス比が得られる。

表 3.1 候補材料の音響インピーダンス値

		Non-metallic				Metallic			
		$\text{SiO}_2$	$\text{AlN}$	$\text{Ta}_2\text{O}_5$	$\text{HfO}_2$	Ir	Pt	Ta	W
Acoustic impedance ( $10^3\text{kg/m}^2\text{s}$ )	Longitudinal	13,148	33,537 (2.6)	38,500 (2.9)	52,767 (4.0)	120,725 (9.2)	84,784 (6.5)	69,124 (5.3)	100,571 (7.6)
	Transverse	8,290	19,613 (2.4)	20,579 (2.5)	29,168 (3.5)	68,752 (8.3)	36,004 (4.3)	34,034 (4.1)	55,593 (6.7)

次に、これらの材料で音響ミラーを構成した場合の音響ミラーの透過特性を、文献[3.1]を参考に計算した。計算モデルは図 3.1 に示すように、低音響インピーダンス層の  $\text{SiO}_2$  と各種高音響インピーダンス層が交互に合計 5 層ある場合とした。なお、文献[3.1]は積層構造体を超音波が透過または反射する場合の境界面の変位と応力の関係式を導出する事により超音波の振幅と位相を理論的に導出したものである。SMR-BAW の音響ミラー[3.2]-[3.7]はこの理論をそのまま適用できるが、本論文で取り扱う縦波型リーキーSAW の音響ミラーの場合は 2.3.4 節で述べたとおり、音響ミラーを透過または反射するバルク波の、基板と平行な方向の波数  $\beta_x$  は IDT の周期  $\lambda_x$  により決定され、 $\beta_x = 2\pi/\lambda_x$  となることに注意が必要である。今回は、 $\lambda_x = 1.7\ \mu\text{m}$  とした場合の条件で計算した。また、各層の膜厚は、周波数 3.5 GHz において  $\lambda_z/4$  となる条件に設定した。図 3.2 は各種材料を用いた場合の音響ミラーの透過特性を示す。横軸は 3.5 GHz で規格化した規格化周波数、縦軸は音響ミラーを透過するエネルギー(dB)を示す。音響インピーダンスの大きな材料ほどストップバンドは広く、またストップバンド内における透過エネルギー極小値が小さいことがわかる。

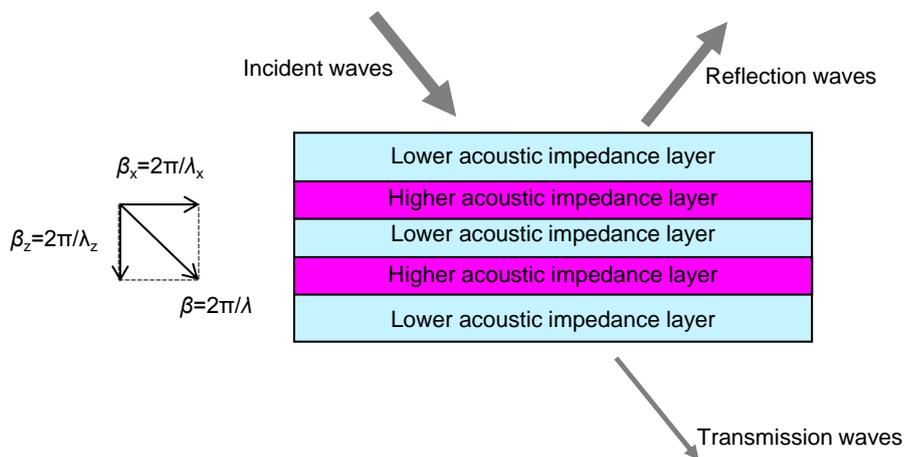


図 3.1 計算モデル模式図

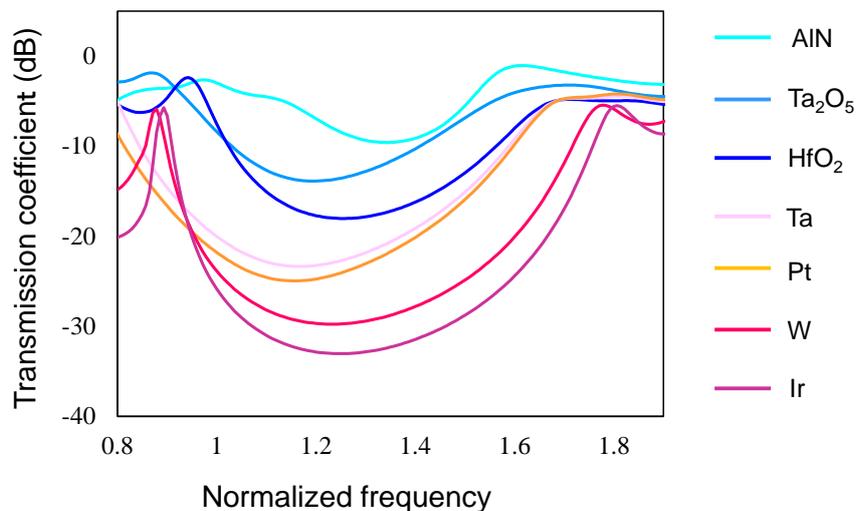


図 3.2 音響ミラーの透過特性

### 3.3 シミュレーション

ここでは、前節で示した各種音響ミラーを用いた場合の共振特性ならびに変位分布をシミュレーションで導出する。図 3.3 はそのシミュレーション条件を示す。2D の周期境界モデルで計算し、全ての計算モデルにおいて、Al-IDT 電極の膜厚は 125 nm、波長は 1.7  $\mu\text{m}$ 、LN のオイラー角は(90°,90°,40°)、厚みは 340 nm、ハンドル基板の材料はシリコン単結晶の Si(100)とした。音響ミラーは、低音響インピーダンス材料は SiO<sub>2</sub> で固定し、高音響インピーダンス材料は表 3.1 に示した 7 種類の材料で計算した。音響ミラーの各層の膜厚は、3.5 GHz での深さ方向の波長 $\lambda_z$ の 1/4 となるよう設定した。また材料  $Q$  は全て 1,000 と仮定した。

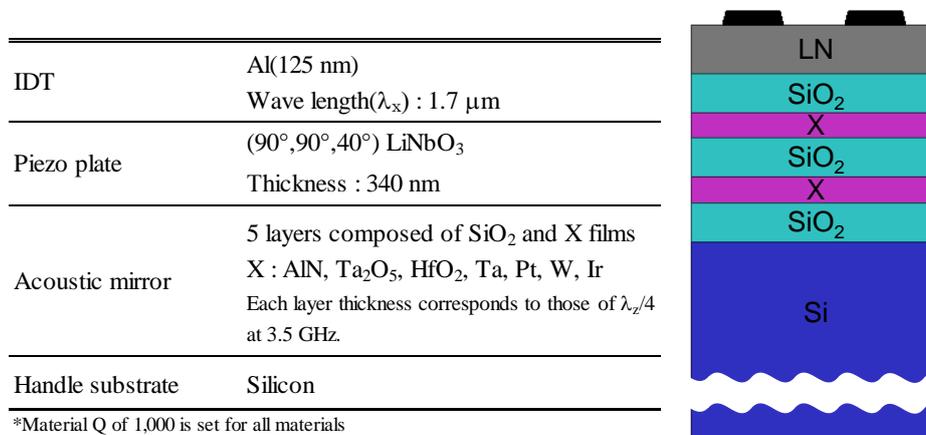


図 3.3 シミュレーション条件

図 3.4(a), (b)はそれぞれインピーダンス特性と位相特性のシミュレーション結果を示す。表 3.1 に挙げたいずれの高音響インピーダンス材料を用いた場合も、AIN を用いた場合よりも大きな比帯域幅とインピーダンス比が得られる。特に高音響インピーダンス材料に金属材料である Ir, W, Pt, Ta を用いた場合は、非金属である Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> や HfO<sub>2</sub> を用いた場合よりも大きな比帯域幅とインピーダンス比が得られており、より大きな改善効果が期待できる。なお、高音響インピーダンス材料を用いた場合に比帯域幅が大きくなるのは、後述の図 3.6 で示すように LN 部へのエネルギー集中度が高くなるためである。以上より、第 2 章で提案した SiO<sub>2</sub> と AIN からなる音響ミラーを用いた SAW 構造は、音響ミラー構成を見直すことで共振特性の改善が見込めることがわかる。

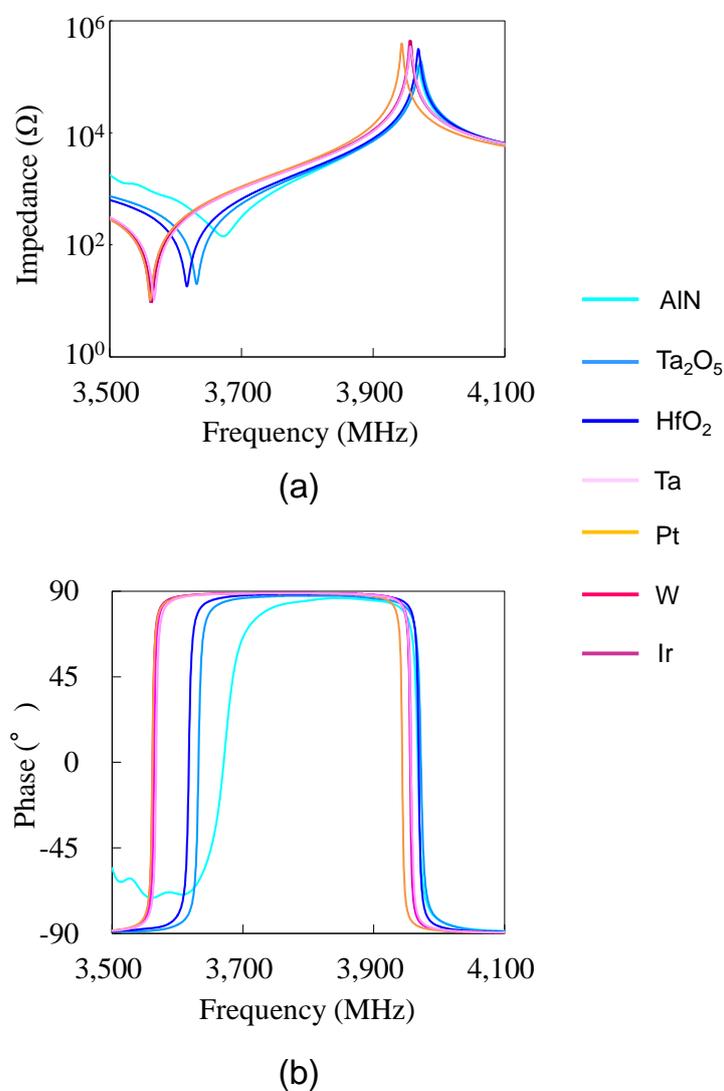


図 3.4 各種音響ミラーを用いた場合の共振特性計算結果

次に、各音響ミラーを用いた場合の共振周波数における変位分布図を図 3.5 に示す。この結果より、AlN よりも大きな音響インピーダンス値を有する金属材料を高音響インピーダンス層に適用することにより、基板内部に漏洩するバルク波を抑圧でき、図 3.4 に示すように、良好な共振特性が得られるものと考えられる。

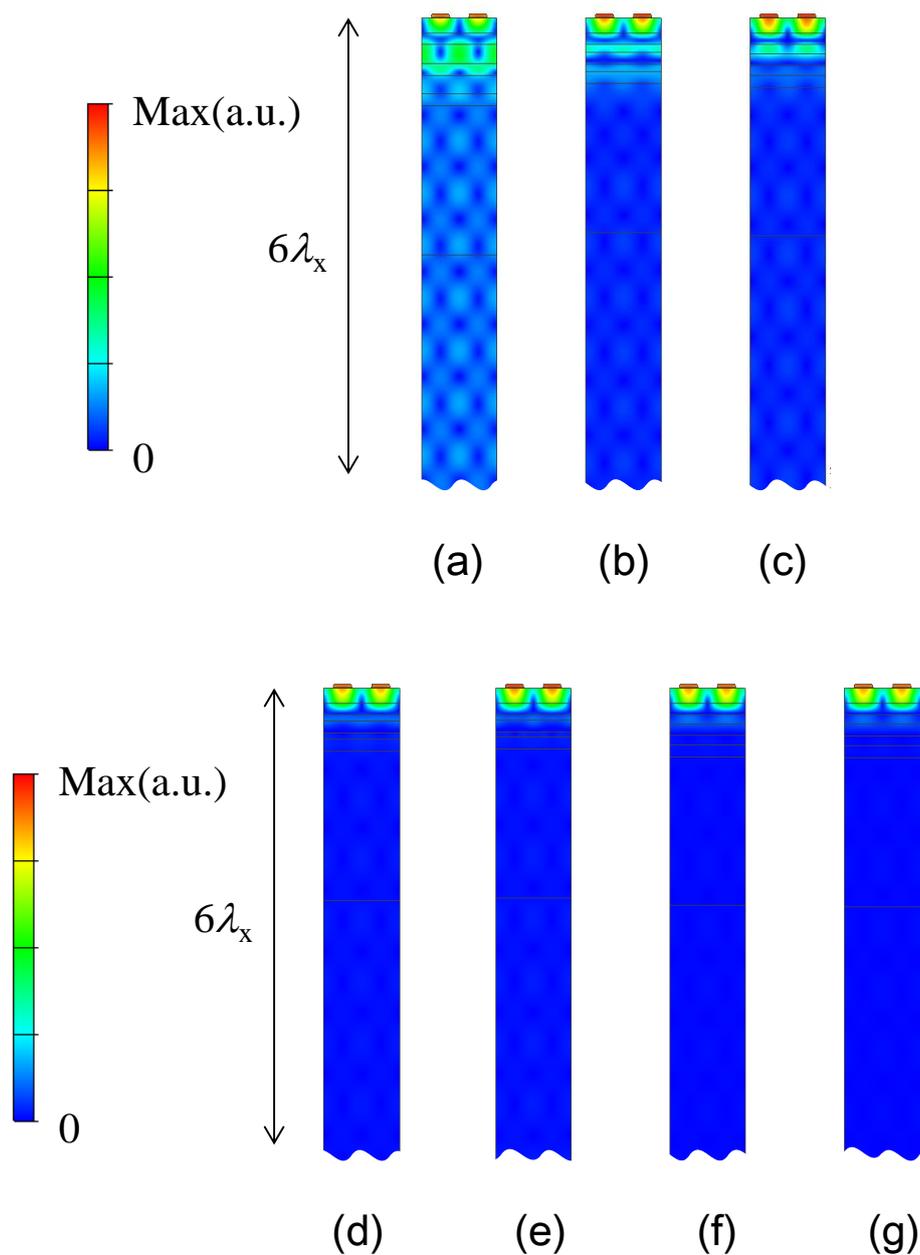


図 3.5 各種音響ミラーを用いた場合の共振周波数における変位分布図  
 (a)AlN, (b)Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, (c)HfO<sub>2</sub>, (d)Ta, (e)Pt, (f)W, (g)Ir

また、図 3.5 で示した変位分布図において、IDT 電極中央部から基板深さ方向への各変位成分の分布図を図 3.6 に示す。赤、緑、青はそれぞれ、 $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  成分を表す。横軸は規格化変位量、縦軸は $\lambda_x$  で規格化した基板深さを示す。

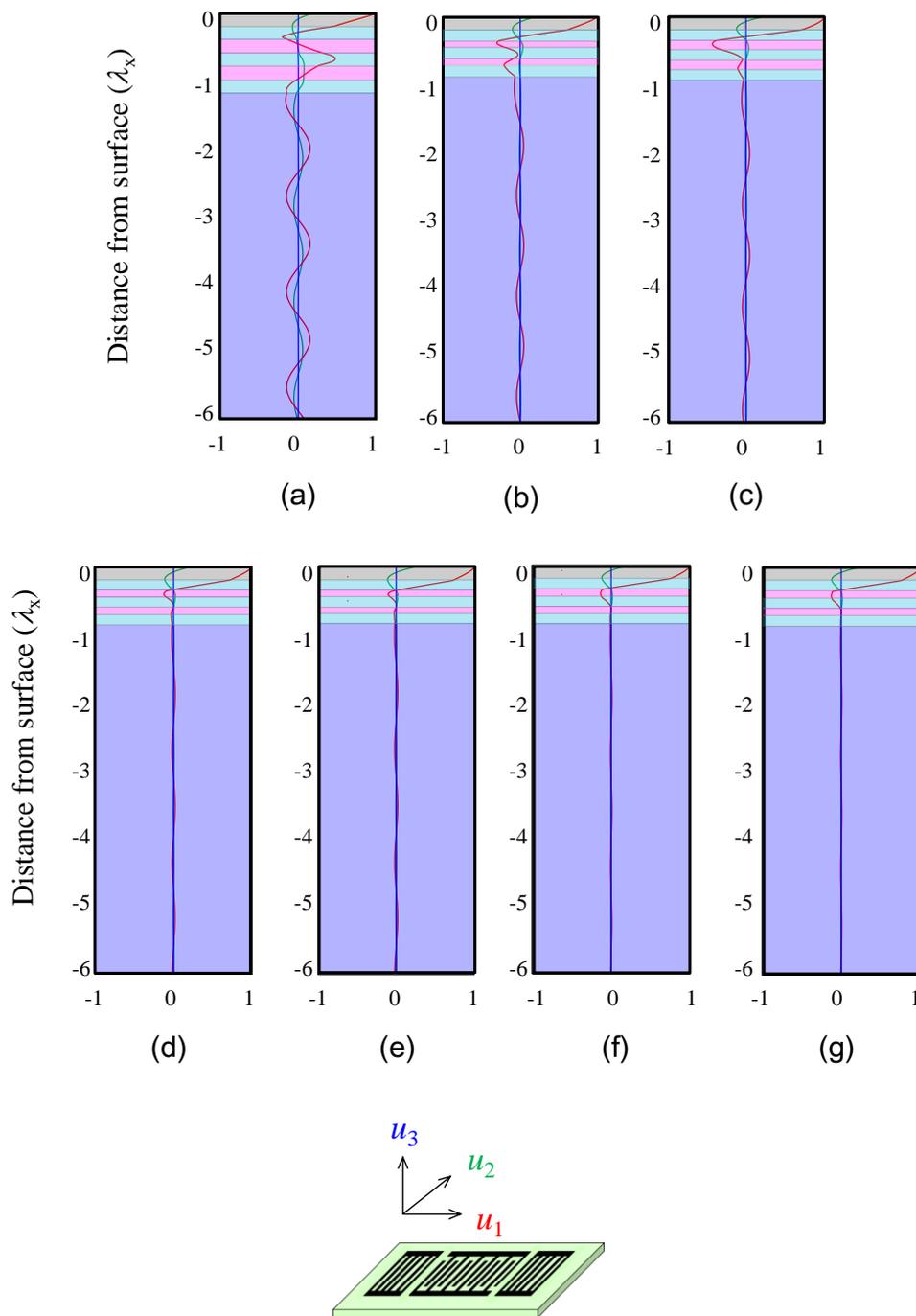


図 3.6 各種音響ミラーを用いた場合の各変位成分の分布図  
 (a)AlN, (b)Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, (c)HfO<sub>2</sub>, (d)Ta, (e)Pt, (f)W, (g)Ir

いずれの音響ミラー構成においても、 $u_1$ 成分が主体である。そして、高音響インピーダンス層に Ir, W, Pt, Ta の金属材料を用いた場合は、最表層の LN と、その直下の  $\text{SiO}_2$  とさらにその直下の高音響インピーダンス層の範囲内にほとんどのエネルギーが閉じこもっていることがわかる。一方第2章で提案した  $\text{SiO}_2$  と AlN からなる音響ミラーの場合は、IDTで励振された弾性エネルギーの一部が音響ミラーを透過して Si 基板内部まで漏洩していることがわかる。

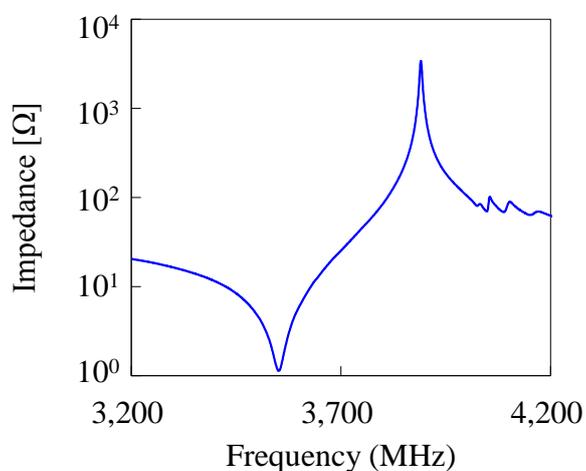
### 3.4 試作実験

前節では、AlN よりも大きな音響インピーダンス値を有する材料を音響ミラーの高インピーダンス層に適用することで、基板内部へのバルク波漏洩を抑圧できることを理論計算で示した。ここでは、高音響インピーダンス層に Pt を用いて実際に 1-port 共振子を試作しその特性を確認する。表 3.2 は共振子の構成パラメータを示す。

表 3.2 共振子の構成パラメータ

Piezoelectric crystal	Material	$\text{LiNbO}_3$
	Euler angle	$(90^\circ, 90^\circ, 40^\circ)$
	Thickness	$0.34 \mu\text{m}$
Electrodes	Wavelength	$1.7 \mu\text{m}$
	Material	Al
	Thickness	$0.08 \mu\text{m}$
	Number of pairs	100
	Metallization ratio	0.5
	Aperture	$25.5 \mu\text{m}$
	Number of reflector	20
Acoustic mirror	Structure	$\text{SiO}_2/\text{Pt}/\text{SiO}_2/\text{Pt}/\text{SiO}_2$
	$\text{SiO}_2$ thickness	$0.238 \mu\text{m}$
	Pt thickness	$0.153 \mu\text{m}$
Handle substrate	Material	Si

共振子の作製は第2章と同様の工程フローで行った。IDTの波長は $1.7\ \mu\text{m}$ とした。これは第2章で示した試作時の $2.5\ \mu\text{m}$ よりもファインピッチであるが、SAWの量産工程で一般に用いられているKrF線(波長 $248\ \text{nm}$ )ステッパーで問題なく作製できる。ところで、本試作で選択した高音響インピーダンス層のPtは金属であるため、LN基板表面のIDT以外の電極パターン、例えばバスバー部や引き回しの配線間と、Pt層の間に浮遊容量が発生してしまう。この影響を回避するために、本試作ではPt層はIDTの下部のみに配置されるように適宜パターンニングを行った。図3.7は試作した共振子のインピーダンス特性と位相特性を示す。



(a)

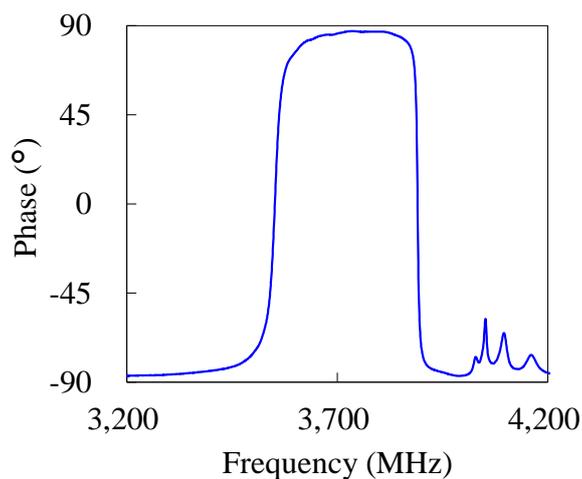
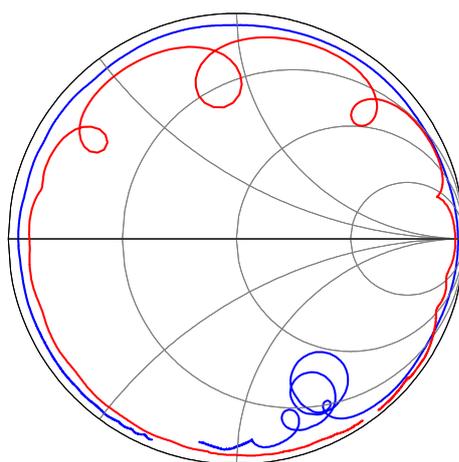


図 3.7 共振特性測定結果 (a)インピーダンス特性, (b)位相特性

図に示すように、共振周波数  $F_r$  が 3.55 GHz で、帯域内スプリアスフリーな共振特性が得られた。この共振周波数は位相速度  $V$  が 6,035 m/s に相当し、従来の LT リーキーSAW や TC-SAW よりも約 1.5 倍高音速である。また、比帯域幅  $f_{BW}$  は 9.5%、インピーダンス比は 71 dB であった。この結果は、第2章で示した、 $\text{SiO}_2$  と  $\text{AlN}$  からなる音響ミラーを用いた場合よりもそれぞれ 1.5 倍広い比帯域幅、11 dB 大きなインピーダンス比である。比帯域幅が広がったのは、図 3.5 と図 3.6 に示すように、音響ミラーの変更により基板表面へのエネルギー集中度が良くなったので、実効的な  $k^2$  が大きくなったためと考えられる。

次に、図 3.8 は試作した共振子のスミスチャートを示す。第2章で試作した共振子の特性も合わせてプロットした。 $\text{SiO}_2$  と Pt とからなる音響ミラーを用いた場合、 $\text{SiO}_2$  と  $\text{AlN}$  とからなる音響ミラーを用いた場合と比較して、共振周波数が 2.41 GHz から 3.55 GHz へと約 47% 周波数が高くなっているにもかかわらず、周波数のほぼ全域においてスミスチャートの巻きが外側、すなわちより良好な  $Q$  値が得られていることがわかる。



	Acoustic mirror	
	$\text{SiO}_2/\text{Pt}$	$\text{SiO}_2/\text{AlN}$
$F_r$	3.55 GHz	2.41 GHz
$F_a$	3.89 GHz	2.56 GHz

図 3.8 共振特性測定結果(スミスチャート)  
 青: 音響ミラーが  $\text{SiO}_2/\text{Pt}$  からなる 3.5 GHz 共振子  
 赤: 音響ミラーが  $\text{SiO}_2/\text{AlN}$  からなる 2.4 GHz 共振子

また、今回作製した共振子の TCF は共振周波数点で+21 ppm/K、反共振周波数で-24 ppm/K であった。これは反無限厚みの LN 基板からなるこれまで報告されてきた縦波型リーキー SAW の TCF  $\sim -80$  ppm/K [3.8] よりも良好である。これは、LN とは逆符号の TCE を有する SiO<sub>2</sub> が LN の直下に配置されており、図 3.6(f) に示すように、その SiO<sub>2</sub> 膜まで弾性エネルギーが染み出していることによる効果と、ハンドル基板に LN より小さな TCE を有する Si 基板を用いている効果によるものと考えられる [3.9]-[3.18]。

### 3.5 $Q$ 及び $k^2$

ここでは、作製した共振子特性を mBVD(modified Butterworth-Van-Dyke)モデル [3.19][3.20] に基づいてフィッティングを行い、 $Q$  値や実効的な電気機械結合係数  $k^2_{eff}$  を算出する(付録 A 参照)。図 3.9 は試作した共振子のアドミタンス特性、コンダクタンス特性、スミスチャート、Bode- $Q$  [3.21] と、その測定結果を mBVD モデルでフィッティングした場合の特性を示す。等価回路モデルによるフィッティング結果と実測は良い一致を示すことがわかる。フィッティングで求めた Bode- $Q$  の最大値は 665 であった。また  $k^2_{eff}$  を付録 A の式(A.6)で算出すると 0.247 であった。

### 3.6 まとめ

本章では、第2章で提案した SiO<sub>2</sub> と AlN とからなる音響ミラーを有する縦波型リーキー SAW の AlN を Pt に変更することで、高  $k^2$  化ならびに高  $Q$  化を試みた。まず、この変更により、基板内部に放射されるバルク波を抑制し、基板表面への弾性エネルギーの集中が良くなることを理論計算で示した。次に SiO<sub>2</sub> と Pt とからなる音響ミラーを有する 3.5 GHz の共振子を試作し、第2章で提案した SiO<sub>2</sub> と AlN とからなる音響ミラーを有する共振子と比べ、周波数が 47% 高いにもかかわらず、インピーダンス比で 11dB 向上し、比帯域幅も 1.5 倍になること、およびスミスチャートの巻きが周波数全域で大きくなることを実験で明らかにした。以上のことから、音響ミラーの改善による高  $k^2$  化ならびに高  $Q$  化を実証できた。

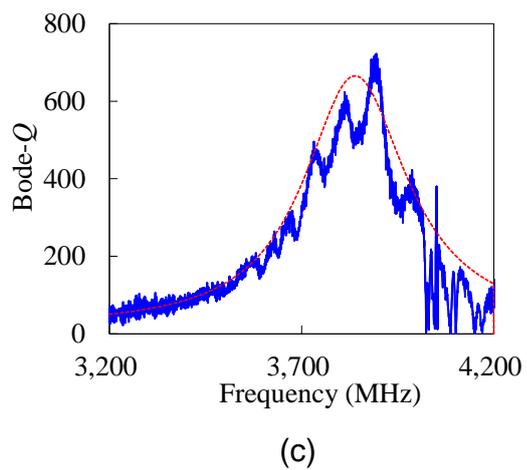
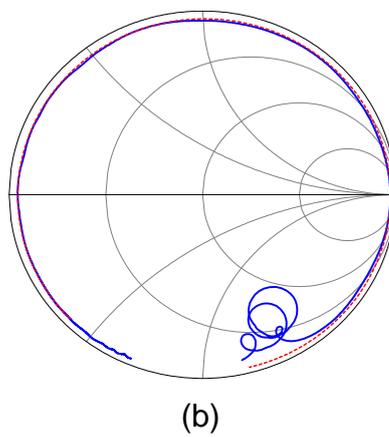
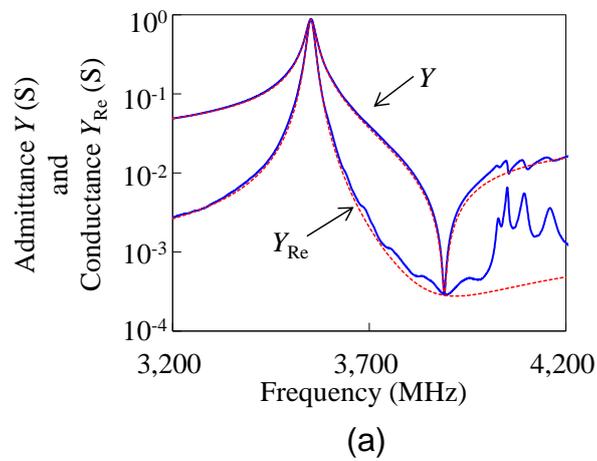


図 3.9 測定波形(青線)とフィッティング波形(赤破線)  
 (a)アドミタンス及びコンダクタンス, (b)スミスチャート, (c)Bode-Q

## 参考文献

- [3.1] M. J. S. Lowe, "Matrix Techniques for Modeling Ultrasonic Waves in Multilayered Media," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **42**, 4, 1995, pp. 525-542.
- [3.2] K. M. Lakin, K. T. McCarron, and R. E. Rose, "Solidly Mounted Resonators and Filters," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1995, pp. 905-908.
- [3.3] H. Kanbara, H. Kobayashi, and K. Nakamura, "Analysis of Piezoelectric Thin Film Resonators with Acoustic Quarter-Wave Multilayers," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **39**, 2000, pp. 3049-3053.
- [3.4] H. Kobayashi, Y. Ishida, K. Ishikawa, A. Doi, and K. Nakamura, "Analysis of Piezoelectric Thin Film Resonators with Acoustic Quarter-Wave Multilayers," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **41**, 2002, pp. 3455-3457.
- [3.5] R. Aigner, J. Ellä, H.-J. Timme, L. Elbrecht, W. Nessler, and S. Marksteiner, "Advancement of MEMS into RF-Filter Applications," in *Proc. IEEE Int. Electron Devices Meet. Dig.*, 2002, pp. 897-900.
- [3.6] R. Aigner, J. Kaitila, J. Ellä, L. Elbrecht, W. Nessler, M. Handtmann, T. Herzog, and S. Marksteiner, "Bulk-Acoustic-Wave Filters: Performance Optimization and Volume Manufacturing," in *Proc. IEEE Microw. Theory Techn. Symp.*, 2003, pp. 2001-2004.
- [3.7] K. Hashimoto, *RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications*, Artech House, 2009, p. 79-80.
- [3.8] S. Tonami, A. Nishikata, and Y. Shimizu, "Characteristics of leaky surface acoustic waves propagating on LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> substrates," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **34**, 5B, 1995, pp. 2664-2667.
- [3.9] 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. on Sonics and Ultrason.*, **31**, 1984, pp. 51-57.
- [3.10] M. Kadota, T. Nakao, N. Taniguchi, E. Tanaka, M. Mimura, 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.

- [3.11] K. Yamanouchi, Y. Satoh, H. Isono, and D. Kawasaki, "Theoretical and Experimental Results of Ultrawide-Band Zero-TCF Ladder-Type SAW Filters and Arbitrary Bandwidth Filters Using High-Coupling SiO<sub>2</sub>/Y-X LiNbO<sub>3</sub>," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **44**, 6B, 2005, pp. 4520-4522.
- [3.12] M. Kadota, and T. Kimura, "SiO<sub>2</sub>/grooved Al electrode/LiTaO<sub>3</sub> and Edge-reflection Surface Acoustic Wave Structures Having Large Reflection Coefficient, Large coupling factor, and Excellent Temperature Characteristic Even If Al electrodes are Used," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **45**, 5B, 2006, pp. 4647-4650.
- [3.13] M. Kadota, T. Nakao, K. Nishiyama, S. Kido, M. Kato, R. Omote, H. Yonekura, N. Takada, and R. Kita, "Small Surface Acoustic Wave Duplexer for Wide-Band Code-Division Multiple Access Full-Band System Having Good Temperature Characteristics," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **46**, 7B, 2007, pp. 4714-4717.
- [3.14] M. Kadota, T. Kimura, and D. Tamasaki, "High-Frequency Edge Reflection Type Resonators with Excellent Temperature Characteristics," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **46**, 7B, 2007, pp. 4749-4753.
- [3.15] H. Nakamura, H. Nakanishi, T. Tsurunari, K. Matsunami, Y. Iwasaki, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Miniature Surface Acoustic Wave Duplexer Using SiO<sub>2</sub>/Al/LiNbO<sub>3</sub> Structure for Wide-Band Code-Division Multiple-Access System," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **47**, 5, 2008, pp. 4052-4055.
- [3.16] Y. Hori, H. Kobayashi, K. Tohyama, Y. Iwasaki, and K. Suzuki, "A Hybrid Substrate for a Temperature-Compensated Surface Acoustic Wave Filter," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2009, pp. 2631-2634.
- [3.17] H. Kobayashi, K. Tohyama, Y. Hori, Y. Iwasaki, and K. Suzuki, "A Study on Temperature-Compensated Hybrid Substrates for Surface Acoustic Wave Filters," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2010, pp. 637-640.
- [3.18] K. Hashimoto, M. Kadota, T. Nakao, M. Ueda, M. Miura, H. Nakamura, H. Nakanishi, and K. Suzuki, "Recent Development of Temperature Compensated SAW Devices," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2011, pp. 79-86.
- [3.19] The piezoelectric vibrator: Definitions and methods of measurements, IRE Standards on Piezoelectric crystals **57**, in *Proc. of the I.R.E.*, 1957, pp. 353-358.

- [3.20] J. Larson, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, “Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 863-868.
- [3.21] D. A. Feld, R. Parker, R. Ruby, P. Bradley, and S. Dong, “After 60 years: A new formula for computing quality factor is warranted,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2008, pp. 431-436.



## 第 4 章

# 縦波型リーキーSAW の可視化による音響ミラーの効果確認

### 4.1 まえがき

本章では、第 3 章で提案した音響ミラーの効果を確認するために、縦波型リーキーSAW の直接観測を試みる。サニャック干渉計をベースとしたレーザープローブを用いて SAW の伝搬姿態の可視化を検討する。また得られた観測結果を FEA 結果と比較し、音響ミラーの効果を検証する。

### 4.2 SAW の直接観測

SAW デバイスを開発する上で、SAW の伝搬姿態を直接観測することは、コンピューターシミュレーションやデバイス試作による電気的特性評価と同様に、SAW デバイス改善の手がかりをつかむためにも有益である。SAW の観測については光の回折や干渉および偏光現象を利用した手法が提案されており[4.1]-[4.18]、これまでにナイフエッジ法[4-1]-[4-5]やマイケルソン干渉計を用いた方法[4.6]-[4.11]、偏光状態の変化を検出する方法[4.12]-[4.14]、サニャック干渉計を用いた方法[4.15]-[4.18]などが報告されている。これらの報告は、移動体通信で広く用いられている SH 波やレイリー波を対象としたものが多く、その一例を表 4.1 に示す。例えば、SH 波の観測では、マイケルソン干渉計を用いた 36°回転 Y カット LT 基板上を伝搬する SH 波の観測[4.6]、偏光検出による 42°回転 Y カット LT 基板上の SH 波の観測[4.12]-[4.14]、サニャック干渉計を用いた 5°回転 Y カット LN 基板上の SH 波の観測[4.16]などである。またレイリー波の観測は、マイケルソン干渉計を用いた 128°回転 Y カット LN 基板上[4.8]および X カット 112°Y 伝搬 LN 基板上[4.9]のレイリー波の観測などが報告されている。SH 波とレイリー波以外には、サニャック干渉計を用いた AlN/diamond 構造の基板上を伝搬するセザワ波の観測が報告されている[4.17]。しかしながら、本研究で着目する縦波型リーキーSAW を直接可視化したという報告は、筆者の知る限りでは、Holmgren らによるマイケルソン干渉計を用いた Y カット Z 伝搬 LN 基板上を伝搬する縦波型リーキーSAW の観測報告[4.10]だけである。本研究では、マイケルソン干渉計をベースとした装置よりも外部震動に対して優れているとされる、サニャック干渉計をベースとしたレーザープローブに着目し、提案構造である縦波型リーキーSAW の可視化を試みる。

表 4.1 SAW の観測報告例

Researchers	SAW mode	Substrates	Methods	Refs.
J. Knuutila <i>et al.</i>	SH SAW	36°Y-cut LiTaO <sub>3</sub>	Michelson interferometer	[4.6]
A. Miyamoto <i>et al.</i>	SH SAW	42°Y-cut LiTaO <sub>3</sub>	Polarization detection	[4.12]-[4.14]
K. Hashimoto <i>et al.</i>	SH SAW	5°Y-cut LiNbO <sub>3</sub>	Sagnac interferometer	[4.16]
H. Yatsuda <i>et al.</i>	Rayleigh SAW	128°Y-cut LiNbO <sub>3</sub>	Michelson interferometer	[4.8]
K. Kokkonen <i>et al.</i>	Rayleigh SAW	X-cut 112° Y LiTaO <sub>3</sub>	Michelson interferometer	[4.9]
K. Hashimoto <i>et al.</i>	Sezawa	AlN/diamond	Sagnac interferometer	[4.17]
O. Holmgren <i>et al.</i>	Longitudinal leaky SAW	Y-cut Z LiNbO <sub>3</sub>	Michelson interferometer	[4.10]

### 4.3 レーザープローブシステム

図 4.1 は今回の検討に用いたサニャック干渉計をベースとしたレーザープローブシステムの構成図を示す。光源には He-Ne レーザー(波長 632.8 nm)を用い、出射光は半波長板(HWR)と無偏光ビームスプリッタ NPBS を経由してビーム整形後に、偏光ビームスプリッタ(PBS1)に入射し、入射面に対して垂直な偏光成分を有する(S 偏光)ビーム 1 と、入射面に対して平行な偏光成分を有する(P 偏光)ビーム 2 に分離される。ビーム 2 は、2 枚のミラーによる反射を経由し偏光ビームスプリッタ(PBS2)に入射し、PBS1 で分離されたビーム 1 と再び合波される。このときビーム 2 はミラー反射経路分だけ経路長が大きいのでビーム 1 に対する遅延時間  $\Delta_\tau$  が生じる。そして PBS2 からの出射光は 1/4 波長板(QWR)を通過し、DUT 表面に照射される。DUT 表面からの反射光は再び PBS2 に入射されるが、この時点で 1/4 波長板(QWR)を往復するため、PBS1 透過後に S 偏光であったビーム 1 と P 偏光であったビーム 2 は、それぞれ P 偏光と S 偏光に変換される。戻り光の場合は、ビーム 1 がミラー反射経路となるので、ビーム 2 に対して  $\Delta_\tau$  の遅延時間が生じる。PBS2、ミラー、PBS1 を経たビーム 1 とビーム 2 は最終的にフォトディテクター(PD)で同時に受光され信号処理される。ここで、図 4.2 に示すように DUT がシグナルジェネレーター(SG)によって所定の周波数  $F(=\omega/2\pi)$  で駆動され、DUT 表面が  $A\sin(\omega t)$  で振動している場合、DUT 表面で反射する 2 つの信号間の遅延時間  $\Delta_\tau$  による光路差  $\Delta_L$  および位相差  $\Delta_\phi$  は、レーザーの波長を  $\lambda$  とすると以下のように表される。

$$\Delta_L = 2A\sin\left(\frac{\omega}{2}\Delta_\tau\right)\cos(\omega t) \quad (4.1)$$

$$\Delta_\phi = 4\pi\frac{1}{\lambda}A\sin\left(\frac{\omega}{2}\Delta_\tau\right)\cos(\omega t) \quad (4.2)$$

この式から明らかなように、光路差 $\Delta L$ を適切に選択することで、所望数波数における感度を最大化できる。またこのように、振幅情報と位相情報の両方を検出できるのが特徴である。更に、DUTはXYZ軸+XY軸ゴニオステージ上に設置されているので、DUT表面の任意の場所を連続的に走査可能である。

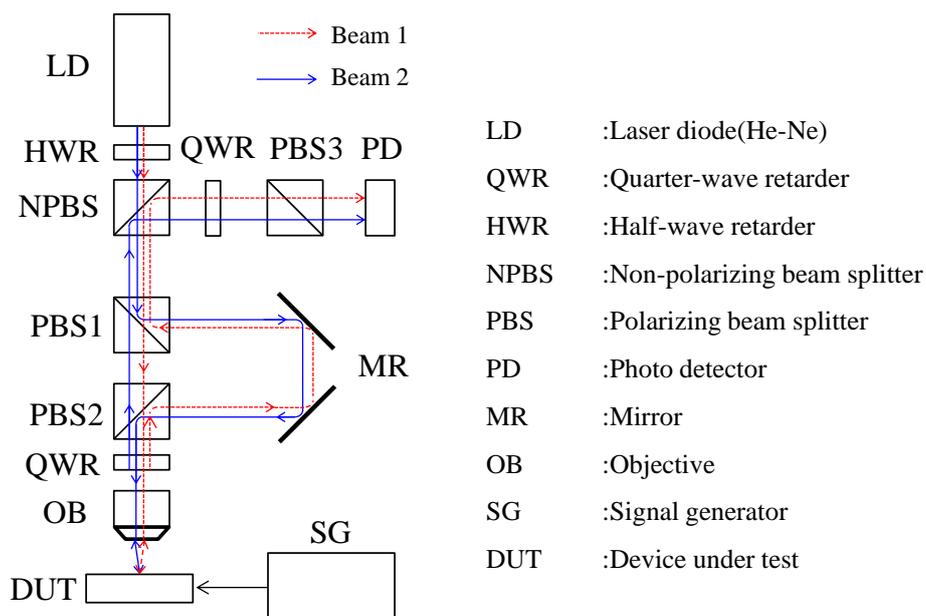


図 4.1 レーザープローブシステム構成図

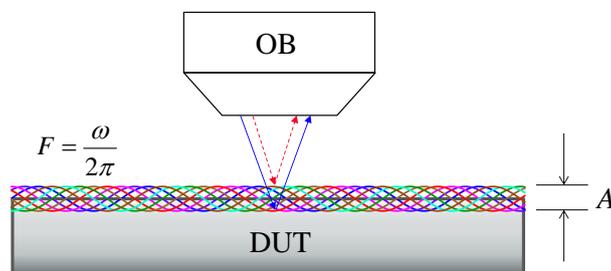


図.4.2 DUT 部拡大図

#### 4.4 縦波型リーキーSAWの観測

第 3 章で提案した  $\text{SiO}_2$  と Pt からなる音響ミラーを有する縦波型リーキーSAWの観測を行う。手持ちのSGやアンプの性能の都合上、周波数は第 3 章で試作した 3.5 GHz ではなく、別途観測用に周波数 2 GHz のサンプルを用意したが、デバイス構造は同じである。サンプルは図 4.3 に示す 2 種類の構造を準備した。サンプル A は音響ミラーを IDT の下部のみに配置し、サンプル B は IDT の下部だけでなく、IDT の両側にも音響ミラーを配置した。図中の上段は正面概略図、また図中の下段はその A-A 断面および B-B 断面の概略図を示す。両サンプルとも、波長  $3 \mu\text{m}$ 、対数 10 対、交叉幅  $30 \mu\text{m}$  の Al-IDT を LN 基板上にパターニングし、グレーティング反射器は無しとした。Al, LN,  $\text{SiO}_2$ , Pt の厚みはそれぞれ、150 nm, 600 nm, 420 nm, 270 nm とした。また SG からの入力パワーと周波数はそれぞれ 10 dBm, 2 GHz とした。 $x$  と  $y$  方向の走査ステップはそれぞれ 400 nm とした。

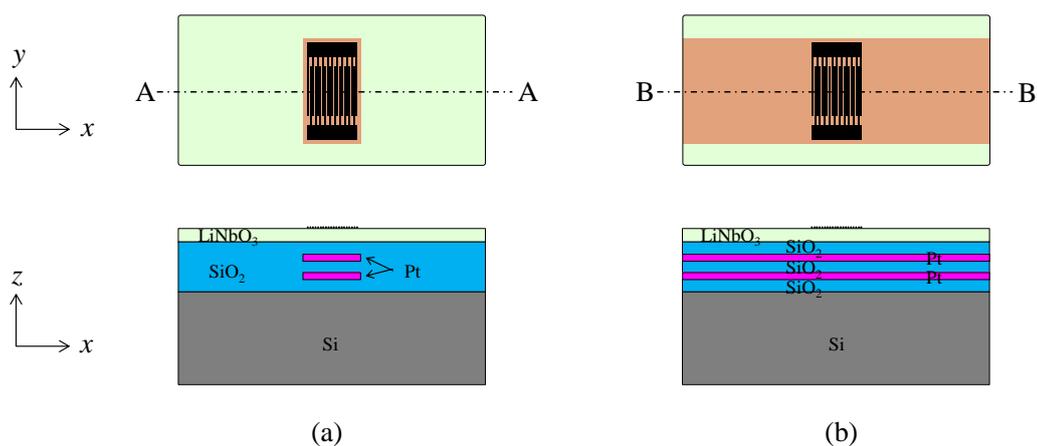


図 4.3 観測サンプルの平面外略図(上段)と断面外略図(下段)

(a) サンプル A: 音響ミラーを IDT の下部のみに配置

(b) サンプル B: 音響ミラーを IDT 下部および両側に配置

図 4.4 は観測結果を示す。図 4.4(a)は実空間像(振幅像)、図 4.4 (b)は図 4.4 (a)をフーリエ変換した波数空間像、図 4.4 (c)は図 4.4 (b)の波数空間像で明確に観測される 2 つのスポットを抽出後にその抽出部のみを逆フーリエ変換した実空間像を示す。サンプル A, B 両方とも、縦波型リーキーSAWの変位分布がはっきりと観測できているのがわかる。そしてサ

サンプル A の場合、IDT 近傍には明確な振動パターンが見られるが、IDT から離れていくとその強度が急激に低下している。一方でサンプル B の場合は、IDT から離れていっても振動パターンの著しい低下は見られない。この結果は、サンプル B の場合は IDT で励振された縦波型リーキー SAW が、LN 基板表面近傍によく集中した状態を維持しながら左右に伝搬しているのに対し、サンプル A の場合は IDT で励振された縦波型リーキー SAW が、そのエネルギーの一部を基板内部に放射しながら左右に伝搬しているために、IDT から離れた領域では基板表面の振動パターンが見られなくなった、と解釈できる。すなわち、音響ミラーによって、縦波型リーキー SAW の弾性エネルギーを基板表面近傍にトラップできていることが本観測によって確認できた。

ところで、図 4.4(b)の波数空間像では、 $y$  軸に沿って弱いながらも信号が観測された。この興味深い現象については付録 B で考察を示す。

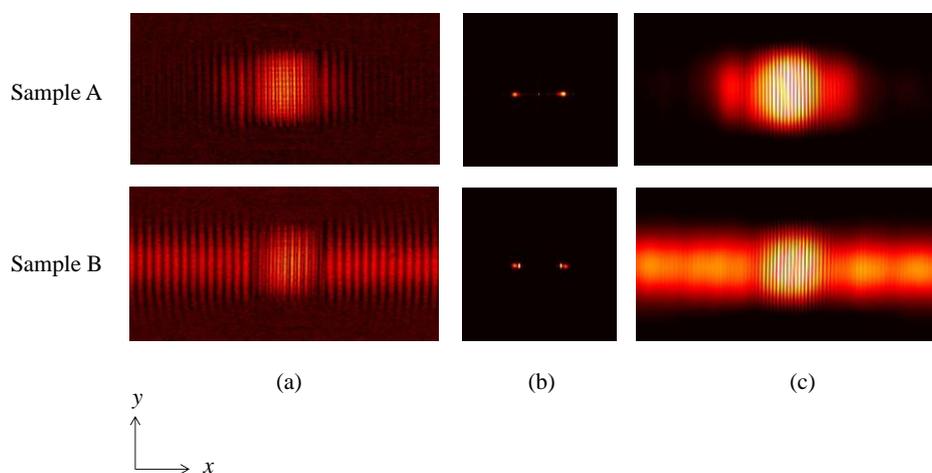


図 4.4 観測結果

サンプル A: 音響ミラーを IDT の下部のみに配置

サンプル B: 音響ミラーを IDT 下部および両側に配置

(a) 実空間像(振幅像)

(b) 波数空間像(FFT 像)

(c) 実空間像(波数空間像の 2 つのスポットを IFFT 処理)

#### 4.5 観測結果とシミュレーション結果の比較

本節では、前節で得られた観測結果の妥当性を確認するために、FEA を行い比較する。図 4.5 は 3D-FEA モデルを示す。モデル外周部からの不要反射を避けるために、外周部に吸収層を設けた。

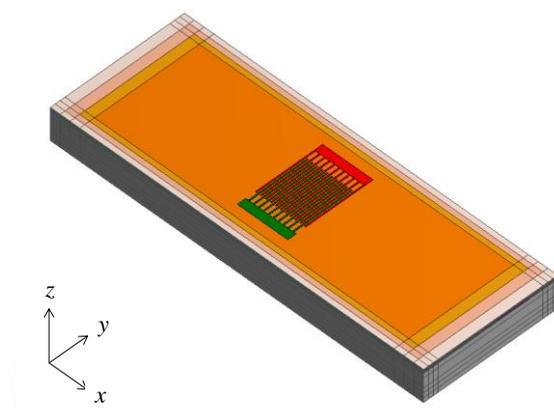


図 4.5 3D-FEA モデル

図 4.6 と図 4.7 はそれぞれサンプル A とサンプル B のシミュレーション結果を示す。両図とも、図 4.4 と同様に、(a), (b), (c)はそれぞれ、実空間像(振幅像)、波数空間像(FFT 像)、実空間像(波数空間像の2つのスポットを IFFT 処理した実空間像)を示す。ここで図中の  $D_x$ ,  $D_y$ ,  $D_z$  はそれぞれ、図 4.5 中の  $x$  方向(縦波成分),  $y$  方向(SH 成分),  $z$  方向(SV 成分)を示す。ここで、図 4.6 および図 4.7 の(c)については、見やすいようにそれぞれの明度を調整しているので、図中では  $D_z$  が最もはっきりと見えているが、計算上の振幅比は  $D_x : D_y : D_z = 1.0 : 0.1 : 0.2$  である。すなわちこのシミュレーション結果は、縦波成分が SH 成分や SV 成分よりも優勢であることを示している。ところで、前節のレーザープローブ観測結果と、これらのシミュレーション結果を比較する場合は、SV 成分の計算結果と比較するべきである。なぜなら、4.3 節で示したとおり、今回実験に用いた SAW 観測システムは、DUT 表面の厚み方向の振幅を検出するからである。この観点から、観測結果の図 4.4(c)とシミュレーション結果の図 4.6(c)ならびに 4.7(c)を比較すると、良い一致を示すことがわかる。次に、図 4.8 はシミュレーション結果の断面変位分布図を示す。このシミュレーション結果は、サンプル A は IDT で励振されたエネルギーを基板内部に放射しながら両側に伝搬しており、一方でサンプル B は、弾性エネルギーの表面への集中度が良い状態を維持しながら左右に伝搬していることを示しており、この図からも図 4.4 の観測結果を矛盾なく説明できる。以上のことから今回の観測結果は妥当であり、サニャック干渉計を用いたレーザープローブは縦波型リーキー波に対しても有効であることが確認できた。

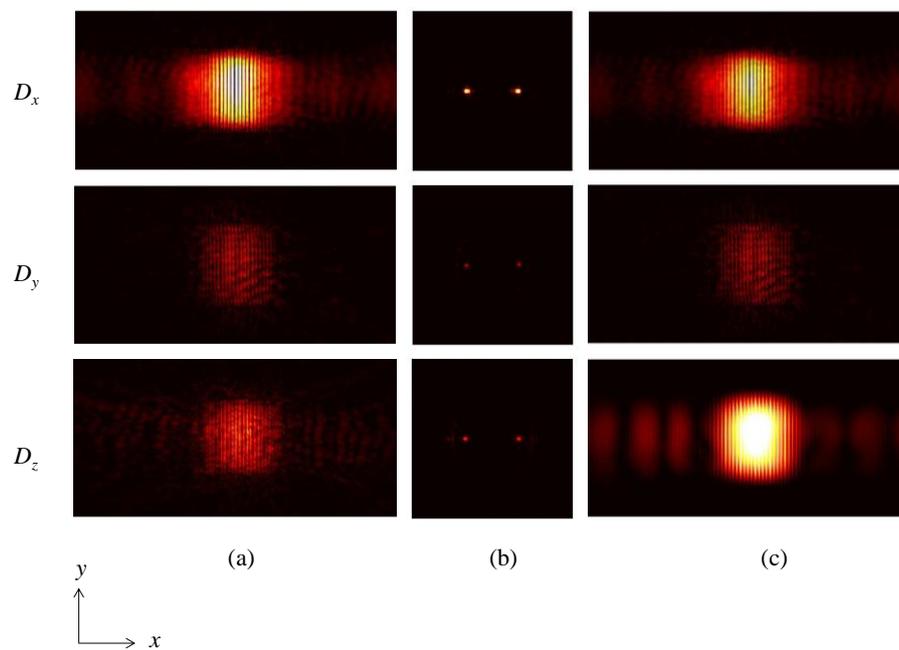


図 4.6 サンプル A のシミュレーション結果

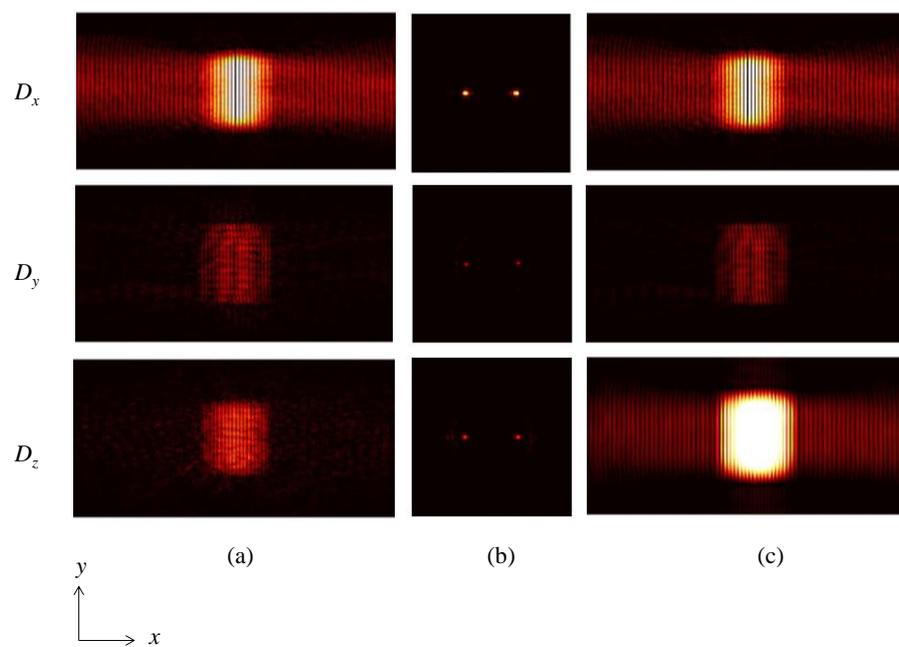


図 4.7 サンプル B のシミュレーション結果

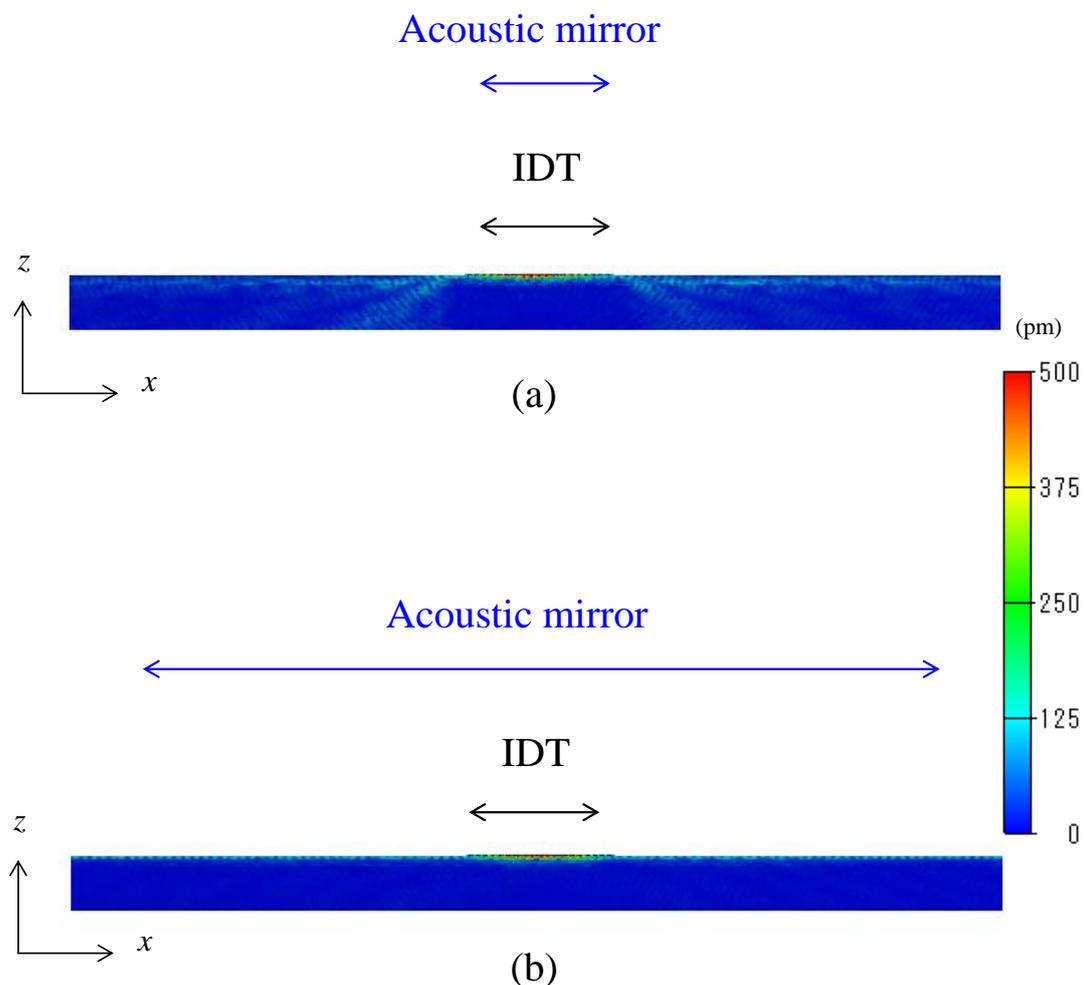


図 4.8 サンプル A とサンプル B の断面変位分布シミュレーション結果

(a) サンプル A

(b) サンプル B

#### 4.6 2 GHz 帯 1-port SAW 共振子の観測

次に、2GHz 帯の 1-port SAW 共振子の観測結果について示す。共振子の断面構造は前節のサンプル A および B と同じであるが、図 4.9 に示すように本サンプル C は IDT の対数を 100 対、交叉幅を  $45 \mu\text{m}$  とし、IDT の両側にはそれぞれ 20 本の反射器を配置した。音響ミラーは、IDT および反射器の下部に配置した。図 4.10 はサンプル C のインピーダンス特性を示す。共振周波数  $F_r$  は 2.06 GHz であり、反共振周波数  $F_a$  は横モード応答が存在しているためわかりにくいと推察した。なお、本サンプルでは横モードが生じているが、これは電極が正規型のためであり、アポダイズ電極[4.19][4.20]やダミー電極[4.21]やピストンモード[4.22][4.23]などの横モード抑圧テクニックを用いることで抑圧可能である。

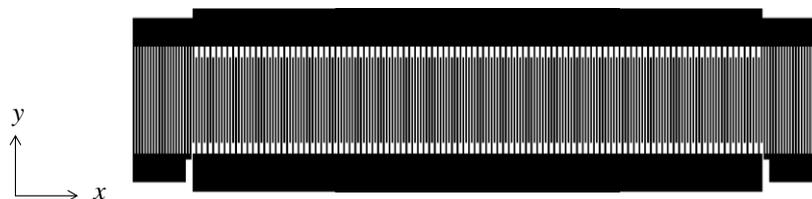


図 4.9 サンプル C の外観図

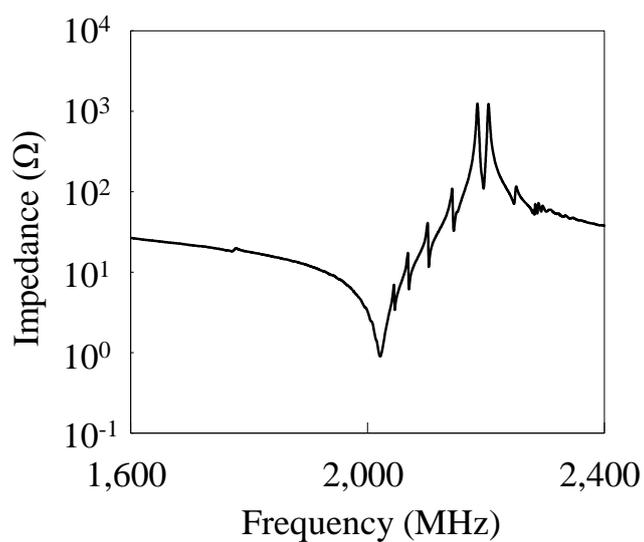


図 4.10 サンプル C のインピーダンス特性

図 4.11 はサンプル C の観測結果を示す。観測ポイントは 2.06 GHz, 2.11 GHz, 2.19 GHz とした。横モードも含めて、縦波型リーキーSAW の振動形態が可視化できている。この結果より、サニャック干渉計を用いたレーザープローブは、縦波が優勢な縦波型リーキーSAW の場合であっても横モードの評価や考察にも有効であることがわかる。

ところで、今回の周波数 2.06 GHz における観測結果は、周波数 2.11 GHz や 2.19 GHz の観測結果と比較すると不明瞭であった。この原因は以下と考える。本デバイスは電界強度に

応じて振動振幅が大きくなる振動モードである。共振周波数である周波数 2.06 GHz ではインピーダンスが低いため電流が流れやすく電界強度は相対的に小さくなり，一方で周波数が 2.11 GHz や 2.19 GHz 付近では共振周波数よりもインピーダンスが大きいため電流は流れにくく電界強度は相対的に大きくなる。今回の観測システムでは入力パワーを 10 dBm 一定の元で測定しているため，周波数 2.06 GHz ではほとんど電界が掛からず，周波数が 2.11 GHz や 2.19 GHz の場合と比較して観測結果が不明瞭になってしまったと考えられる。

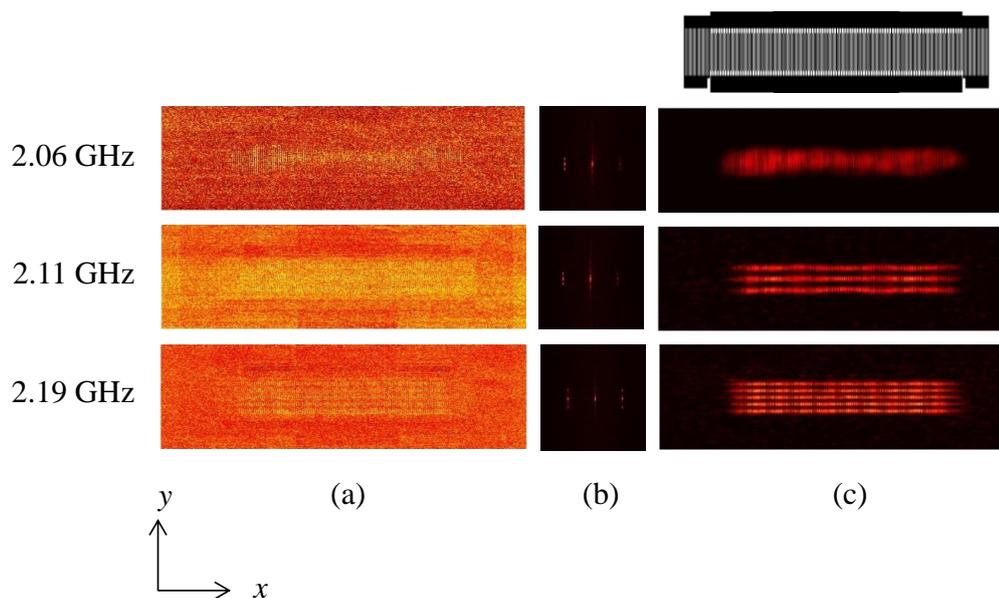


図 4.11 サンプル C のレーザープローブ観測結果

- (a) 実空間像(振幅像)
- (b) 波数空間像(FFT 像)
- (c) 実空間像(波数空間像の 2 つのスポットを IFFT 処理)

#### 4.7 まとめ

本章では，第 3 章で提案した  $\text{SiO}_2$  と Pt とからなる音響ミラーを有する縦波型リーキー SAW の音響ミラーの効果を確認するために，サニャック干渉計をベースとしたレーザープローブを用いて SAW の伝搬姿態の直接観測を試みた。その結果，2 GHz 帯の縦波型リーキー SAW を可視化できることを確認できた。また音響ミラーによって弾性エネルギーを基板表面近傍にトラップできていることを観測で確認した。更にその観測結果は，FEA の結果と良い一致がみられた。また本検討を通して IDT から真横に垂直放射される興味深い現象を確認した。これについては付録 B に考察を示した。

## 参考文献

- [4.1] G. I. Stegeman, "Optical Probing of Surface Waves and Surface Wave Devices," *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, **SU-23**, 3, 1976, pp. 33-36.
- [4.2] H. Engan, "Phase Sensitive Laser Probe for High-Frequency Surface Acoustic Wave Measurements," *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, **SU-23**, 5, 1978, pp. 372-377.
- [4.3] S. Jen and C.S. Hartmann, "Recent Advances in SAW Laser Probe," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1996, pp.33-36.
- [4.4] H. Kamizuma, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Development of Fast-Scanning Laser Probe System Based on Knife-Edge Method for Diagnosis of Surface Acoustic Wave Devices," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **52**, 2006, pp. 1186-1191.
- [4.5] H. Kamizuma, L. Y. Yang, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "High-Speed Laser Probing System for Surface Acoustic Wave Devices Based on Knife-Edge Method," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **44**, 6B, 2005, pp. 4535-4538.
- [4.6] J. Knuutila, P. T. Tikka, T. Thorvaldsson, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Recent Advances in Laser-Interferometric Investigations of SAW Devices," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 161-164.
- [4.7] J. Knuutila, P. T. Tikka, T. Thorvaldsson, K. Hashimoto, and M. M. Salomaa, "High Resolution Laser-Interferometric Probing of SAW Devices," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1998, pp. 235-238.
- [4.8] H. Yatsuda, S. Kamiseki, and T. Chiba, "Calculation and optical measurement of SAW diffraction pattern of slanted finger SAW filters on YZ LiNbO<sub>3</sub> and 128YX LiNbO<sub>3</sub>," in *Proc IEEE Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 13-17.
- [4.9] K. Kokkonen, J. V. Knuutila, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Phase-Sensitive Absolute-Amplitude Measurements of Surface Waves Using Heterodyne Interferometry," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2003, pp. 1145-1148.
- [4.10] O. Holmgren, J. V. Knuutila, T. Makkonen, K. Kokkonen, V. P. Plessky, W. Steichen, M. Solal, and M. M. Salomaa, "Imaging surface-acoustic fields in a longitudinal leaky wave resonator," *Appl. Phys. Lett.*, 2005, **86**, 024101.

- [4.11] O. Holmgren, T. Makkonen, J. V. Knuutila, V. P. Plessky, and W. Steichen, "Laser-Interferometric Analysis of Rayleigh Wave Radiation from a LLSAW Resonator," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2007, pp. 1905-1908.
- [4.12] A. Miyamoto, S. Wakana, and A. Ito, "Novel optical observation technique for shear horizontal wave in SAW resonators on 42°YX-cut lithium tantalate," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2002, pp. 89-92.
- [4.13] S. Wakana, A. Miyamoto, and A. Ito, "Backside Observation Technique for SAW Distribution under Electrodes," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2003, pp. 1714-1717.
- [4.14] A. Miyamoto, S. Matsuda, S. Wakana, and A. Ito, "Optical Observation Technique for SH-Type Surface Acoustic Wave," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng., Japan*, **86**, 12, 2003, pp.1295-1301.
- [4.15] T. Tachizaki, T. Murota, O. Matsuda, Y. Sugawara, D. H. Hurley, and O. B. Wright, "Scanning Ultrafast Sagnac Interferometry for Imaging Surface Wave Propagation," *Review of Sci. Instrum.*, **77**, 2006, pp. 043713(1-12).
- [4.16] K. Hashimoto, K. Kashiwa, N. Wu, T. Omori, M. Yamaguchi, O. Takano, S. Meguro, and K. Akahane, "A laser probe based on a sagnac interferometer with fast mechanical scan for RF surface and bulk acoustic wave devices," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **58**, 2011, pp. 187-194.
- [4.17] K. Hashimoto and T. Omori, "Phase-sensitive and Fast-Scanning Laser Probe System for Radio Frequency Surface/Bulk Acoustic Wave Devices," in *Proc. Eur. Freq. and Time Forum*, 2014, pp. 56-59.
- [4.18] T. Omori, T. Suzuki, and K. Hashimoto, "Development of fast scanning SAW/BAW probing system for RF devices and its applications -Implementation of Frequency Scanning Function-," in *Proc. Int. Symp. Acoust. Wave Devices for Future Mobile Comm. Syst.*, 2018.
- [4.19] W. H. Haydl, B. Dischler, and P. Hiesinger, "Multimode SAW resonators - a method to study the optimum resonator design," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1976, pp. 287-296.
- [4.20] E. J. Staples and R. C. Smythe, "SAW resonators and coupled resonator filters," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1976, pp. 322-327.
- [4.21] T. Omori, K. Matsuda, K. Hashimoto, M. Yamaguchi, "Suppression of Transverse Mode Responses in Ultra-Wideband SAW Resonators Fabricated on a Cu-Grating/15°YX-

- LiNbO<sub>3</sub> Structure,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **54**, 2007, pp. 1943-1948.
- [4.22] M. Mayer, A. Bergmann, G. Kovacs, and K. Wagner, “Low loss recursive filters for basestation applications without spurious modes,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2005, pp. 1061-1064.
- [4.23] M. Solal, O. Holmgren, and K. Kokkonen, “Design modeling and visualization of low transverse modes R-SPUDT devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2006, pp. 82-87.



## 第 5 章

### 3-5 GHz 帯への適用可能性の検討

#### 5.1 まえがき

前章までに、LN 薄板と音響ミラーを有する縦波型リーキーSAW を提案し、その特性や音響ミラーの効果を理論的、実験的に確認した。提案構造の縦波型リーキーSAW は、I.H.P. SAW[5.1][5.2]や板波デバイスと同様に、圧電単結晶薄板を用いることが、移動体通信端末向けに広く用いられている LT リーキーや TC-SAW と大きく異なる特徴である。そこで本章では、これら圧電単結晶薄板を有するデバイスの、3~5 GHz 帯の移動体通信端末用フィルタへの適用可能性について考察する。既に 1.1 節で述べたように、2020 年以降に実用化が見込まれている 5G では、これまでの使用周波数帯に加えて 3~5 GHz 帯も使用されることが検討されている。このような高周波領域では、BAW デバイスの方が SAW デバイスよりも有利だという意見が多い中[5.3]-[5.9]、これらの周波数帯で SAW デバイスが適用可能かどうか調べる意義は大きい。

#### 5.2 比較検討するデバイス構造

図 5.1 は本章で取り扱うデバイス構造の断面模式図を示す。構造(a)は本論文で提案する圧電薄板と音響ミラーとハンドル基板と IDT とからなる構造である。構造(b)は圧電薄板と機能性層と高音速層とハンドル基板と IDT とからなる I.H.P. SAW 構造で、ここでは文献[5.2]に倣い、圧電薄板は 50°回転 Y カットの LT 薄板、機能性層は SiO<sub>2</sub> 膜、ハンドル基板はシリコン基板である。構造(c)はフリースタンディング構造の圧電薄板と IDT とからなる構造であり、ここでは文献[5.10]の、Z カット LN 薄板上を伝搬する A<sub>1</sub> モード Lamb 波を用いた構造である。構造(d)は圧電薄板を有する構造ではないが、ここでは上述の構造(a)~(c)と比較するために、移動体通信用端末に広く用いられている 42° 回転 Y カットの(LT)基板 [5.11][5.12]を選択した。構造(a)~(c)は圧電薄板材料やその結晶方位はそれぞれ異なるものの、いずれも厚みが IDT の周期  $2p$  よりも小さいことが共通の特徴である。また構造上は、(a)と(b)はいずれも SMR 構造、(c)はエアギャップを有するフリースタンディング構造であることが特徴である。

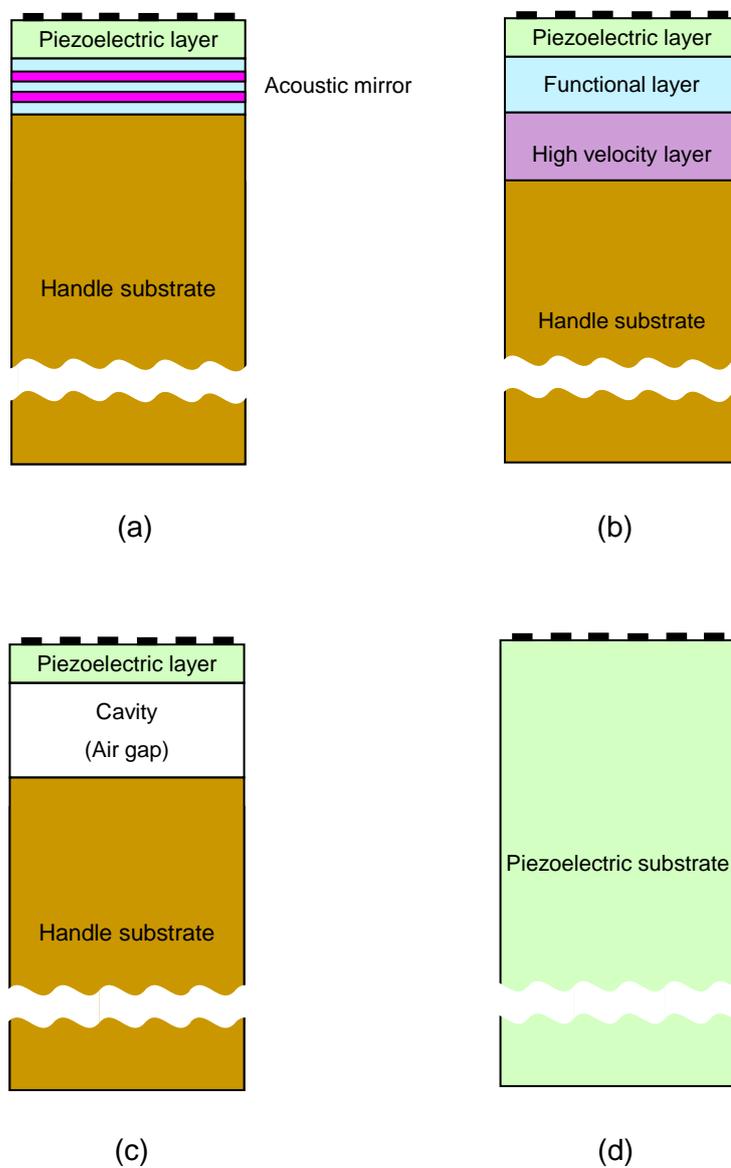


図 5.1 本章で取り上げるデバイス構造の断面模式図

### 5.3 3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW と LT リーキーの比較

ここではまず構造(b)の I.H.P. SAW を取り上げる。I.H.P. SAW と LT リーキーの特性比較は 1.9 GHz 帯の 1-port 共振子で高井らにより既に報告されており[5.2], LT リーキーの Bode- $Q$  が約 1,000 であるのに対し, I.H.P. SAW のそれは 4,000 に達することが示されている。ここではその約 1.5 倍の周波数の 3.5 GHz で両共振子を作製し, その特性を比較することで, 高周波領域での特性を確認する。共振子の作製においては, 文献[5.2]に記載の 1.9 GHz 帯の I.H.P. SAW と LT リーキーの構造をシュリンクすることで, 3.5 GHz 帯に高周波化した。具体的には, I.H.P. SAW の IDT ピッチ  $p$  を文献[5.2]の  $1.0\ \mu\text{m}$  から  $0.55\ \mu\text{m}$  とし,  $50^\circ$ 回転 Y カット LT 薄板の厚みは  $600\ \text{nm}$  から  $360\ \text{nm}$  とした。これらの板厚は, IDT のピッチで規格化するといずれも  $0.6p$  に相当する。IDT 電極は対数を 100 対, 交叉幅を  $25.5\ \mu\text{m}$  とした。また IDT の両側に 20 本の反射器を配置した。これらの IDT は光源波長  $248\ \text{nm}$  の KrF ステッパー(スキャナー)によるリフトオフプロセスで形成した。

図 5.2(a)~(c)は I.H.P. SAW と LT リーキーの 3.5 GHz 帯 1-port SAW 共振子の測定結果を示す。I.H.P. SAW と LT リーキーのインピーダンス比はそれぞれ  $68.3\ \text{dB}$ ,  $55\ \text{dB}$  であった。また, スミスチャートの巻きも I.H.P. SAW の方が大きく, Bode- $Q$  の最大値は I.H.P. SAW が 1,735 に対し, LT リーキーのそれは 595 であった。これらのことから, 1.9 GHz 帯の I.H.P. SAW 共振子の LT の板厚  $600\ \text{nm}$  に対し, 3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW 共振子の板厚は  $360\ \text{nm}$  と更に薄いだが, この厚みであっても 3.5 GHz 帯で I.H.P. SAW が LT リーキーよりも良好な特性が得られることを確認した。

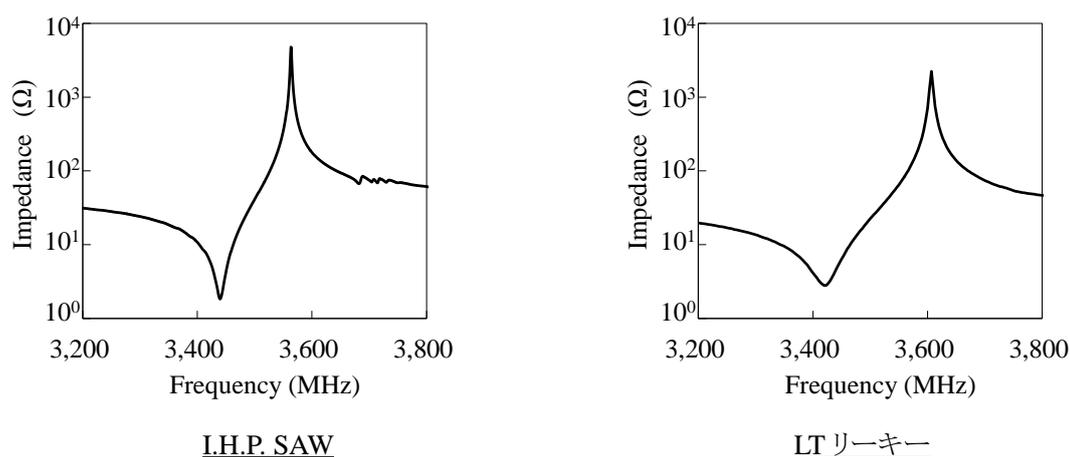


図 5.2(a) 3.5 GHz 帯 I.H.P. SAW と LT リーキーのインピーダンス特性

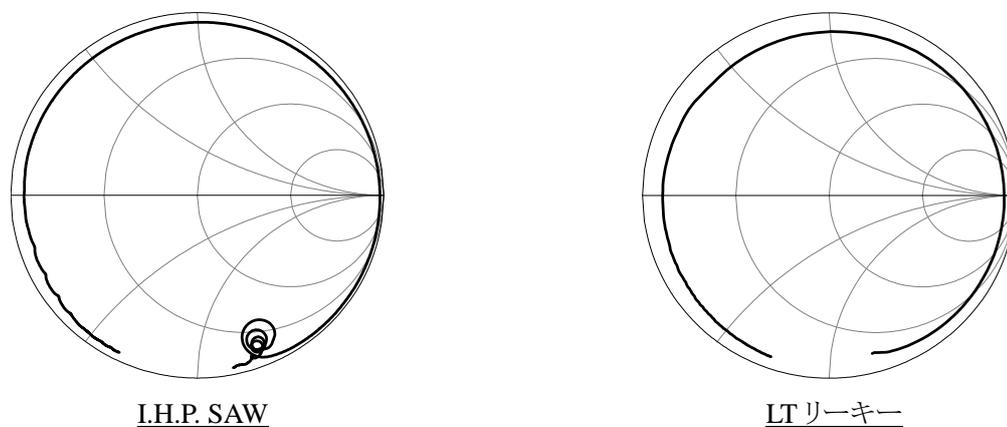


図 5.2(b) 3.5 GHz 帯 I.H.P. SAW と LT リーキーのスミスチャート

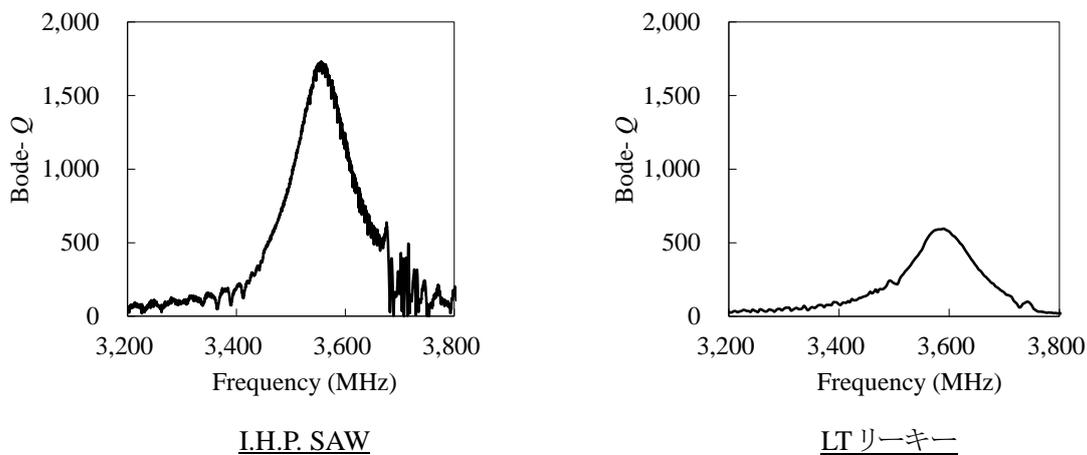


図 5.2(c) 3.5 GHz 帯 I.H.P. SAW と LT リーキーの Bode-Q 特性

次に、3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW と LT リーキーを用いてラダー型 SAW フィルタ[5.13]を作製し、その特性を比較した結果を図 5.3 に示す。フィルタ特性においても I.H.P. SAW の方が LT リーキーよりも良好な特性を示していることが明らかである。なお、LT リーキーの方がフィルタの通過帯域幅が広いのは、今回 I.H.P. SAW と LT リーキーのフィルタ試作に用いた LT 基板のカット角が、前者が 50°Y、後者が 42°Y、と異なることに起因する。

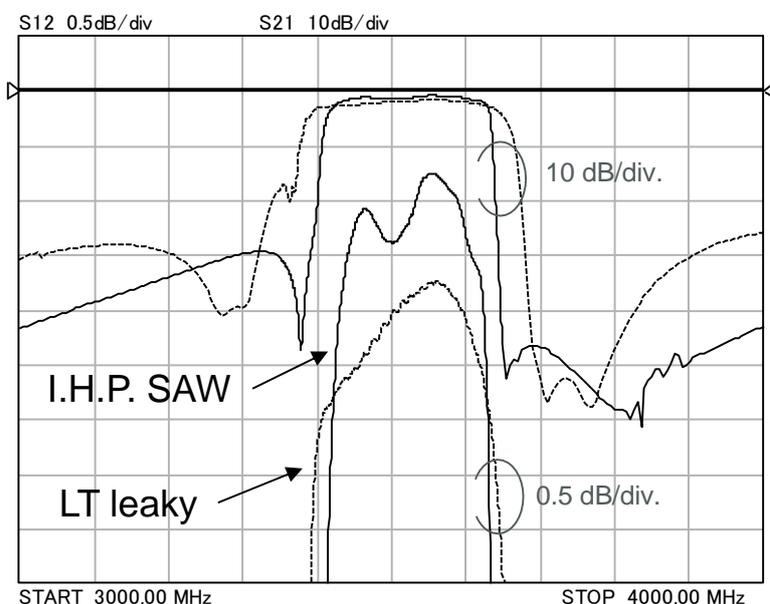


図 5.3 3.5 GHz 帯 I.H.P. SAW と LT リーキーのフィルタ特性

#### 5.4 5 GHz 帯縦波型リーキーSAW の検討

前節では、構造(b)の I.H.P. SAW は、3.5 GHz 帯でも良好な特性が得られることを示した。本論文で提案する X カットの LN 薄板と音響ミラーを有する縦波型リーキーSAW の音速は約 6,000 m/s で、I.H.P. SAW と比較して 1.5 倍高音速である。第3章で示した 3.5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW に、前節で示した 3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW の場合と同様に構造をシュリンクする方法を適用するだけで、3.5 GHz よりも更に高周波化できることが期待できる。そこで、ここでは第3章で作製した 3.5 GHz 帯共振子の構造をシュリンクして 5 GHz 帯の共振子を試作することを試みる。図 5.4 は 3.5 GHz 帯と 5 GHz 帯共振子の断面模式図を示す。周波数 5 GHz を実現するために、IDT のピッチ  $p$  を  $0.6 \mu\text{m}$  とした。この値は、3.5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW 共振子で用いた  $0.85 \mu\text{m}$  よりも微細化されているが、前節で示した 3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW 共振子の  $p$  が  $0.55 \mu\text{m}$  であることから、その時と同様に KrF ステッパー(スキャナー)によるリフトオフプロセスで、容易に IDT を形成することができる。この IDT ピッチのシュリンク比に応じて、各層の膜厚も同様にシュリンクした。例えば X カット LN の厚みは  $0.24 \mu\text{m}$  とした。

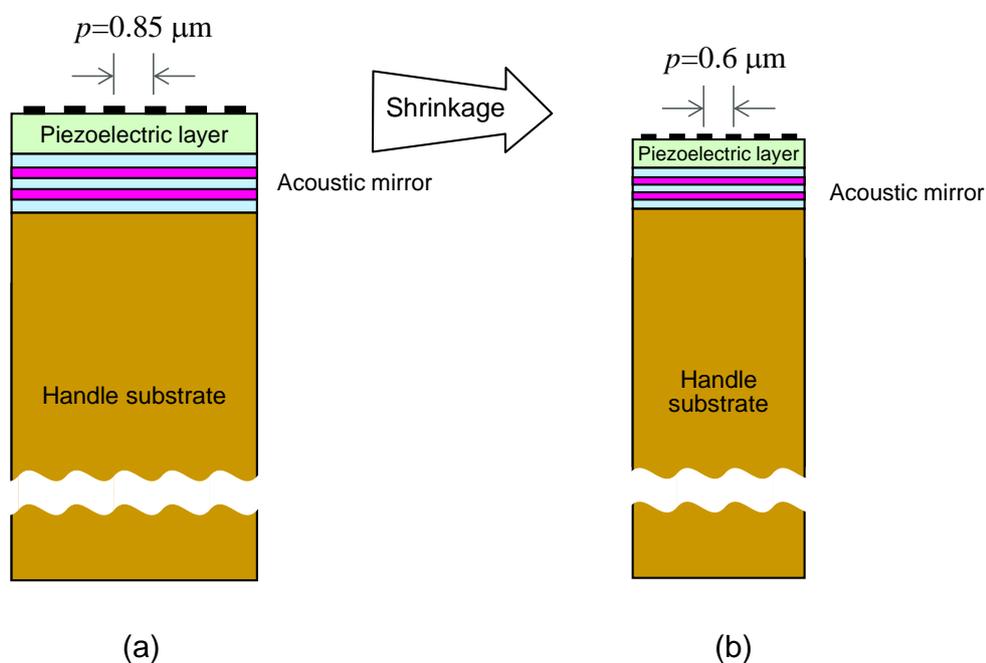


図 5.4 (a)3.5 GHz 帯と(b)5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW の断面模式図

5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW 共振子の特性を, 3.5 GHz 共振子の特性と並べて図 5.5 に示す。5 GHz 帯と 3.5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW 共振子のインピーダンス比はそれぞれ 63 dB と 71dB であり, 3.5 GHz から 5 GHz に高周波化することで 8dB の劣化が生じた。図 5.5(a) ~ (c)をみてわかるように, 特性劣化は主に共振周波数近傍で顕著であり, これは IDT の微細化によるオーミック損に起因するものと考えられる。また反共振周波数近傍に顕著な劣化は見られず, また, 5 GHz 帯と 3.5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW 共振子の比帯域幅はほぼ同じでそれぞれ 9.4%と 9.5%であった。このことから, 構造のシュリンクに伴い LN 板厚は 360 nm から 240 nm へと更に薄くなったものの, 板厚の薄化による伝搬ロスや電気機械結合係数の顕著な劣化は生じないことを確認できた。

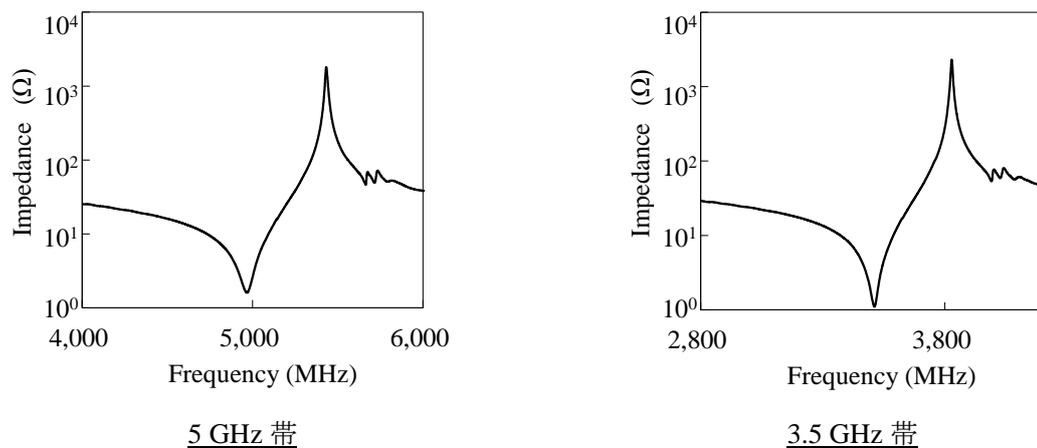


図 5.5(a) 縦波型リーキーSAW のインピーダンス特性

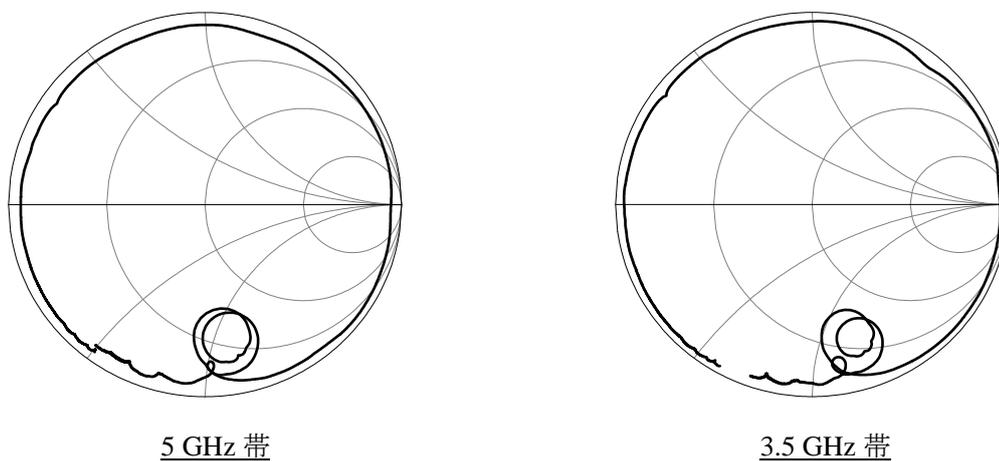


図 5.5(b) 縦波型リーキーSAW のスミスチャート

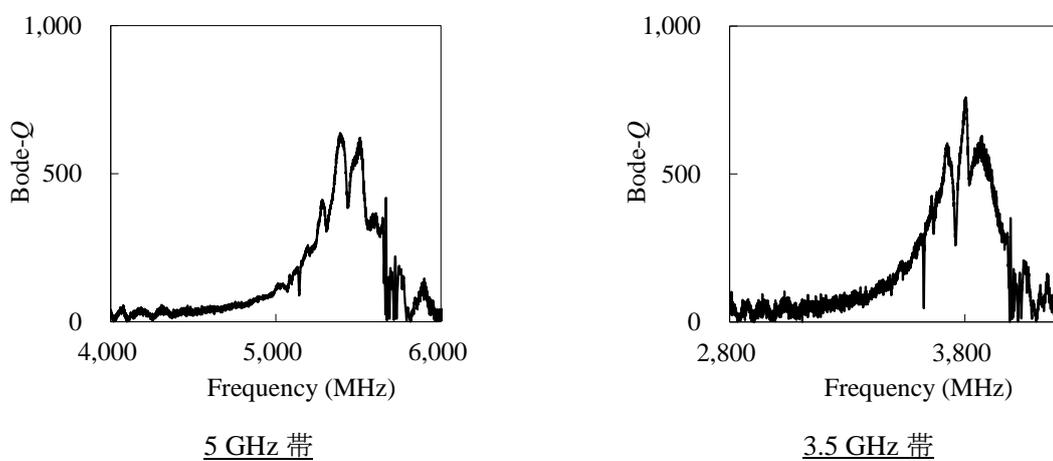
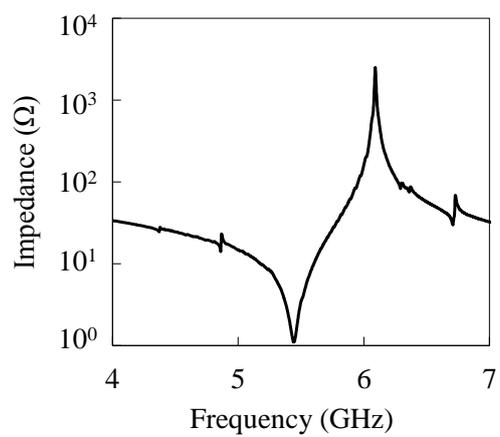


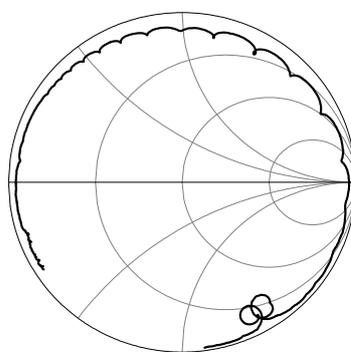
図 5.5(c) 縦波型リーキーSAW の Bode-Q 特性

## 5.5 5.4 GHz 帯 $A_1$ モード Lamb 波共振子の考察

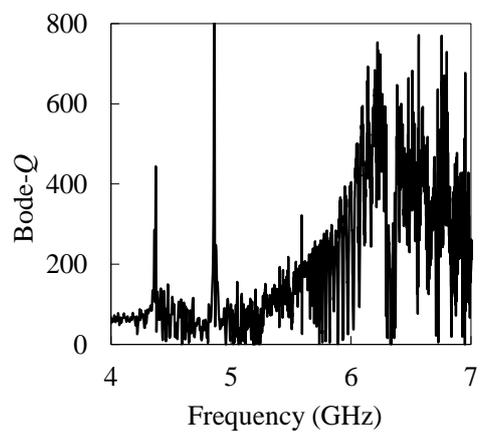
次に、LN 薄板を用いたフリースタANDING構造の  $A_1$  モード Lamb 波共振子について考察する。ここでは門田らが報告した、Z カット LN 基板上を伝搬する 5.4 GHz 帯の  $A_1$  モード Lamb 波共振子[5.10]を取り上げる。図 5.6 は文献[5.10]で報告された 5.4 GHz 帯の  $A_1$  モード Lamb 波共振子の(a)インピーダンス特性、(b)スミスチャート、(c)Bode- $Q$  特性を示す。この報告によると、 $A_1$  モード Lamb 波共振子の位相速度は約 15,000 m/s であり、これは LT リーキー、TC-SAW および I.H.P. SAW の約 4 倍、縦波型リーキーSAW の約 2.5 倍も高音速である。そのため電極指のピッチ  $p$  が  $1.215 \mu\text{m}$  と、前節で示した 5 GHz 帯の縦波型リーキーSAW の  $p=0.6 \mu\text{m}$  の 2 倍以上にもかかわらず 5.4 GHz を実現できており、IDT の微細化の観点からは高周波化に有利である。更に 1-port 共振子の比帯域幅 12%が実測で得られており、これは LT リーキーや TC-SAW や I.H.P. SAW の約 3.5~4 倍、縦波型リーキーSAW の約 1.2 倍に相当する広い帯域幅である。このように、高周波かつ広帯域が要求されるフィルタに好適なモードではあるが、実用化に向けてはいくつか課題がある。一つ目の課題は所望の周波数を実現するためには厳しい板厚管理が必要なことである。図 5.7 は LN 薄板を伝搬する板波の板厚と位相速度の関係を示す。LN 薄板上を伝搬する板波は基本モードから高次モードまで沢山のモードが存在するため、図中には  $A_1$  モードを赤線で示し、基本モードである  $A_0$ ,  $S_0$ ,  $SH_0$  モードを黒線で示した。また  $A_1$  モード以外の他の高次モードはグレーの破線で示した。 $A_1$  モードは板厚が薄い領域では基本モードよりもかなり高音速である。一方で、本論で提案する縦波型リーキーSAW のベースとなる  $S_0$  モードや、I.H.P. SAW のベースとなる  $SH_0$  モードと比較すると、板厚の変化に対する速度分散が非常に大きい。このため、所望の周波数を得るためにはより厳しい板厚管理が求められる。また別の課題としては、本構造はエアギャップ構造であるため、I.H.P. SAW や本論で提案する縦波型リーキーSAW の SMR 型や、半無限厚み構造の LT リーキーや TC-SAW と比較すると、放熱性が悪いことが挙げられる。放熱性が悪いと入力パワーを上げた場合に IDT が損傷してしまう。実際、他の構造は全て 1 W 以上の入力パワーに耐えられるが、本デバイスの場合 200 mW 入力時にデバイスが故障してしまった。実用化に向けてはこれらの課題を克服する必要がある。



(a)



(b)



(c)

図 5.6  $A_1$  モード Lamb 波共振子のインピーダンス特性  
 注記) : 文献[5.10]に記載の共振子データを元にグラフ化

- (a) インピーダンス特性
- (b) スミスチャート
- (c) Bode- $Q$  特性

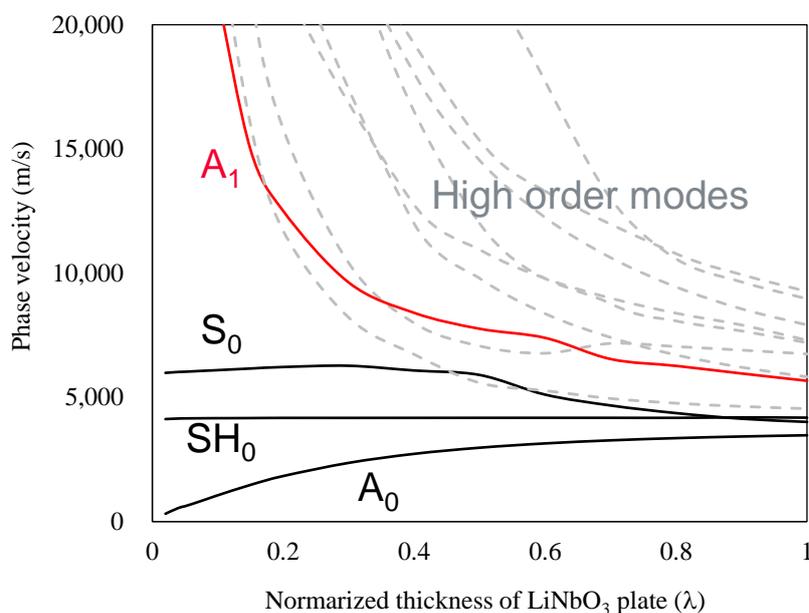


図 5.7 LN 薄板を伝搬する板波の LN 板厚と位相速度の関係

## 5.6 5 GHz 帯用 SAW デバイス適用のための比較検討

これまでに、図 5.1 に示した圧電薄板を有する 3 つの構造について、構造(a)については 3.5 GHz と 5 GHz の、構造(b)については 3.5 GHz の、構造(c)については 5.4 GHz の共振特性に対して考察を述べてきた。しかしながらこれらの共振子は周波数も帯域幅も異なることから、単純に共振子の  $Q$  特性のみを比較して優劣を語ることはできない。そこで、ここでは以下の手順で性能指数  $FoM$  (Figure of Merit)を算出し、比較することを試みる。

手順 1: 付録 A の図 A.2 に示す mBVD モデルを導入し、各構造の共振特性のフィッティングを行う。そこで得られたパラメータから付録 A の式(A.6)より実効的な電気機械結合係数  $k_{eff}^2$  を求める。

手順 2: フィッティングで求めた等価回路の Bode- $Q$  の最大値  $Q_{max}$  を求める。Bode- $Q$  は付録 A の式(A.7)で導出する。

手順 3: 手順 1 と手順 2 で求めた  $k_{eff}^2$  と  $Q_{max}$  から  $FoM$  を求める。 $FoM$  は付録 A の式(A.8)で導出する。

手順 4: 周波数が異なるデバイスの  $FoM$  を比較する場合は、周波数  $\times Q$  値は一定という条件[5.14]の元で  $FoM$  を換算する。

手順 1 で示した mBVD モデルによるそれぞれの構造のフィッティング結果を図 5.8～図 5.10 に示す。いずれの構造も mBVD モデルとよい一致を得た。

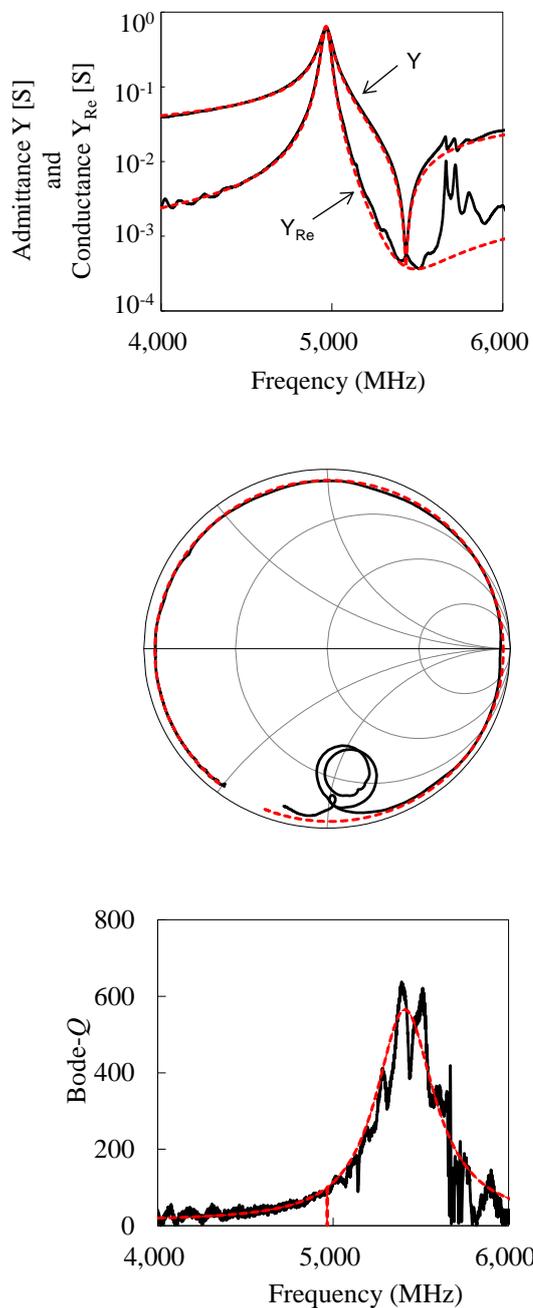


図 5.8 構造(a)の 5 GHz 帯縦波型リーキーSAW 共振子の特性  
 黒実線:実測波形  
 赤破線:フィッティング波形

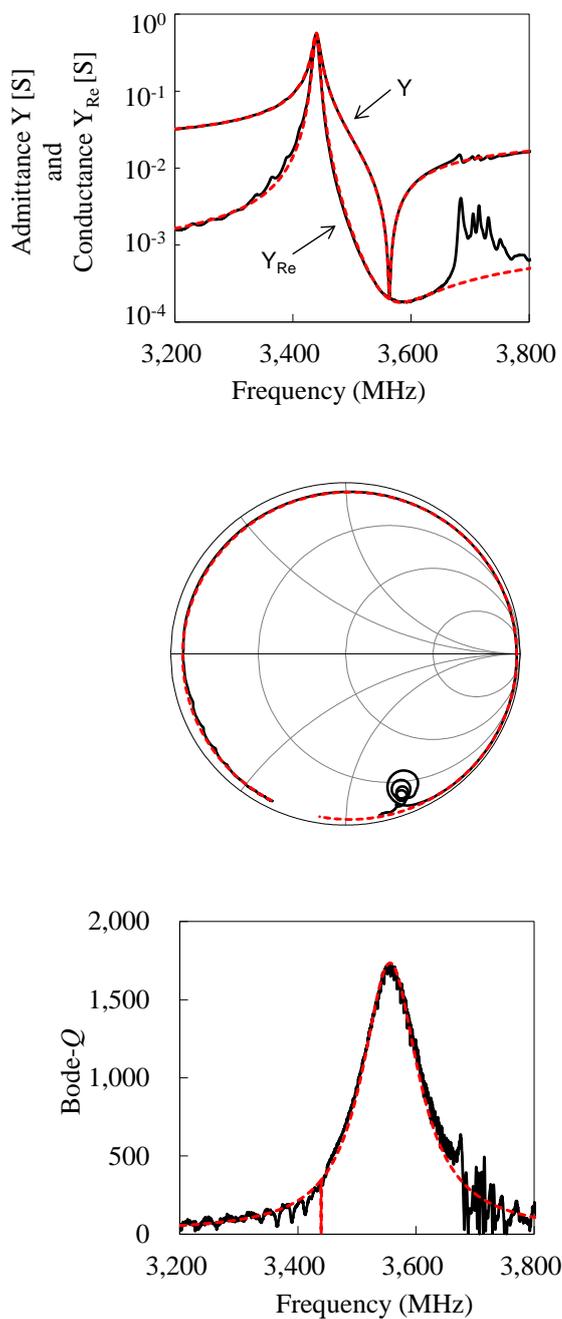


図 5.9 構造(b)の 3.5 GHz 帯 I.H.P. SAW 共振子の特性  
 黒実線:実測波形  
 赤破線:フィッティング波形

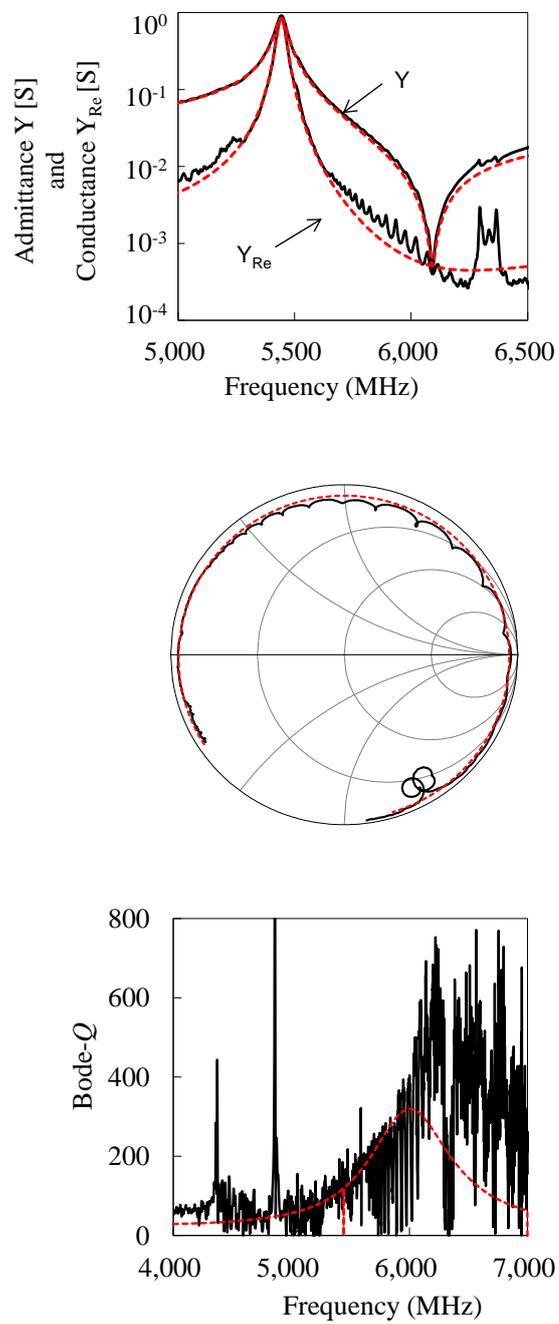


図 5.10 構造(c)の 5.4 GHz 帯  $A_1$  モード Lamb 波共振子の特性  
 黒実線:実測波形  
 赤破線:フィッティング波形

表 5.1 圧電薄板を有する構造の特性比較表

Structure	Mode	Measured $F_r$ (MHz)	Fitted $Q_{\max}$	Fitted $k_{\text{eff}}^2$	Fitted $FoM$ at $F_r$	Estimated $FoM$ at 5 GHz
Str.(a) I.H.P. SAW	$SH_0$	3,440	1,735	0.09	156	107
Str.(b) Longitudinal type LSAW	$S_0$	4,966	565	0.24	137	136
Str.(c) Lamb wave	$A_1$	5,444	319	0.31	99	108
Str.(d) 42LT(Ref.)	SH(LSAW)	3,423	590	0.09	55	38

表 5.1 は図 5.8～図 5.10 の結果を元に各構造の特性を整理した表を示す。比較のため、図 5.1 の構造(d)の  $42^\circ$  回転 Y カット LT リーキーの特性も合わせて載せた。表の一番右の列に 5 GHz に換算した場合の  $FoM$  を示す。圧電薄板を有する I.H.P. SAW, 縦波型リーキーSAW, Lamb 波共振子のいずれも、5 GHz 換算の  $FoM$  は LT リーキーの約 3 倍以上である 100 を越える値であり、移動体通信に広く用いられている LT リーキーを用いた場合よりも大幅な特性向上が期待できることがわかる。ただし、構造(a)の縦波型リーキーSAW と構造(c)の Lamb 波は音速が大きいため、実際に 5 GHz 帯の共振子が作製できているが、I.H.P. SAW と LT リーキーについては、5 GHz 帯の共振子を実際に作製したわけではなく、あくまで 3.5 GHz 帯共振子の実測特性からの換算値であることを注意が必要である。すなわち、3.5 GHz 程度までは、SAW の量産工程で用いられている K<sub>r</sub>F ステッパ(スキャナー)で I.H.P. SAW や LT リーキーの IDT 形成が可能であったが、5 GHz を実現するためには更なる微細化が必要となる。本研究では既存の露光装置を用いても、5 GHz 帯を実現できうる高音速な SAW 構造を検討しており、IDT の超微細化技術による高周波化は研究対象外である。そのため、I.H.P. SAW で 5 GHz 帯が実現可能であるかはここでは言及できない。しかしながら少なくとも SAW フィルタの量産に用いられているフォトリソ装置で、3.5 GHz 帯の I.H.P. SAW で良好な特性が実際に得られているので、3.5 GHz 帯フィルタへの適用は可能であるといえる。表に示すように、I.H.P. SAW と縦波型リーキーSAW は、 $Q$  と結合係数がそれぞれトレードオフの関係になっていることから、帯域幅が狭く急峻な特性が要求されるフィルタには I.H.P. SAW が、I.H.P. SAW では要求される帯域幅を満たせないような広帯域幅フィルタには縦波型リーキーSAW が向いており、用途に応じて使い分けするのが良い。次に、5 GHz 帯は縦波型リーキーSAW と  $A_1$  モード Lamb 波共振子が有望であるが、 $A_1$  モード Lamb 波共振子は 5.5 節で述べた課題の克服が実用化のためには必要である。

## 5.7 まとめ

本章では、本研究で提案する LN 薄板と音響ミラーを有する縦波型リーキーSAW を含め、圧電薄板を有する I.H.P. SAW およびメンブレン型の  $A_1$  モード Lamb 波について、3~5 GHz 帯フィルタへの適用可能性を検討した。実際に試作した共振子の特性を元に、mBVD モデルでフィッティングし、5 GHz における FoM 値を見積もった結果、これら圧電薄板を有する構造はいずれも従来の 42°回転 Y カット LT からなる LT リーキーの約 3 倍の FoM 値を示し、特性的に大きなアドバンテージがあることを示した。また、少なくとも 3.5 GHz 帯までは I.H.P. SAW と縦波型リーキーSAW は、両方とも従来のフォトリソプロセスで作製可能であることを示した。I.H.P. SAW と縦波型リーキーSAW は  $Q$  と帯域幅がトレードオフの関係なので、に応じて使い分けるのが望ましい。また 5 GHz 帯は、現在 SAW の量産に用いられているフォトリソプロセスであっても、縦波型リーキーSAW やメンブレン型の  $A_1$  モード Lamb 波 IDT の微細化についての課題はないことを示した。しかしながら、メンブレン型の  $A_1$  モード Lamb 波は比較した中で最も高音速かつ高結合な特性を示したが、工業化のためには、高度な板厚管理と高耐電力化が課題であることを示した。

## 参考文献

- [5.1] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, H. Yamazaki, T. Fuyutsume, H. Kyoya, T. Nakao, H. Kando, M. Hiramoto, T. Toi, M. Koshino, and N. Nakajima, “High-Performance SAW Resonator on New Multilayered Substrate Using LiTaO<sub>3</sub> Crystal,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **64**, 9, 2017, pp. 1382-1389.
- [5.2] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, T. Fuyutsume, T. Nakao, M. Hiramoto, T. Toi, and M. Koshino, “I.H.P.SAW Technology and its Application to Microacoustic Components,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2017, DOI: 10.1109/ULTSYM.2017.8092659.
- [5.3] Y. Satoh, T. Nishihara, T. Yokoyama, M. Ueda, and T. Miyashita, “Development of piezoelectric thin film resonator and its impact on future wireless communication systems,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **44**, 5A, 2005, pp. 2883–2894.
- [5.4] F. Z. Bi and B. P. Barber, “Bulk acoustic wave RF technology,” *IEEE Microw. Mag.*, **9**, 5, 2008, pp. 65–80.
- [5.5] R. Aigner, “SAW and BAW technologies for RF filter applications: A review of the relative strengths and weaknesses,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2008, pp. 582–589.
- [5.6] D. C. Malocha, “SAW/BAW acoustoelectronic technology for filters and communication systems,” in *Proc. IEEE 11<sup>th</sup> WAMICON*, 2010, pp. 1–7, DOI 10.1109/WAMICON.2010.5461848.
- [5.7] R. Aigner, “Filter technologies for converged RF-frontend architectures: SAW, BAW and beyond,” in *Proc. IEEE SiRF*, 2010, pp. 136–139.
- [5.8] C. C. W. Ruppel, “Acoustic wave filter technology—A review,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **64**, 9, 2017, pp. 1390–1400.
- [5.9] S. Mahon, “The 5G effect on RF filter technologies,” *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, **30**, 4, 2017, pp. 494–499.
- [5.10] M. Kadota, T. Ogami, K. Yamamoto, and Y. Cho, “5.4 GHz Lamb Wave Resonator on LiNbO<sub>3</sub> Thin Crystal Plate and Its Application,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **50**, 2011, pp. 07HD11(1-4).
- [5.11] K. Hashimoto, Y. Yamaguchi, S. Mineyoshi, O. Kawachi, M. Ueda, and G. Endo, “Optimum Leaky-SAW Cut LiTaO<sub>3</sub> for Minimised Insertion Loss Devices,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 245-254.

- [5.12] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endo, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Optimal Cut Leaky SAW on LiTaO<sub>3</sub> for High Performance Resonators and Filters," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, **48**, 5, 2001, pp. 1442-1448.
- [5.13] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, "Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 111-115.
- [5.14] S. Chandorkar, M. Agarwal, R. Melamud, R. N. Candler, K. E. Goodson, and T. W. Kenny, "Limits of quality factor in bulk-mode micromechanical resonators," in *Proc 21<sup>st</sup> Int. Conf. Micro Electro Mech. Syst.*, 2008, pp. 74-77.



## 第 6 章

### 結論

本研究では、次世代の移動体通信端末に求められる高周波かつ広帯域幅なフィルタ特性の SAW デバイスの実現を目的として、高い位相速度かつ大きな電気機械結合係数を有する SAW 構造の探索を行った。その結果、 $\text{LiNbO}_3$  薄板と音響ミラーとハンドル基板とからなる構造の縦波型リーキーSAW を提案し、本構造が従来の SAW よりも高い位相速度と大きな電気機械結合係数が得られることを、理論的、実験的に示した。本研究で得られた成果と今後の展望について以下にまとめる。

第 1 章では、本研究の背景および目的を示した。SAW デバイスが移動体通信端末で重要な役割を担っており、これまでに多くの研究者によっていくつもの課題が克服されてきたが、次世代通信においては、高周波化ならびに広帯域化が SAW デバイスに残された課題であることを示した。

第 2 章では、高音速な縦波弾性波に着目し、従来の縦波型リーキーSAW の構造ならびに課題について説明した。バルク波漏洩に起因する伝搬ロスが大きいこと、また TCF が悪いという、従来の縦波型リーキーSAW の課題を克服するために、薄い圧電基板を用い、その下部に圧電基板を伝搬する弾性波よりも高音速を有する材料を配置して圧電薄板に効率的に弾性エネルギーを集中させるという、I.H.P. SAW 構造のコンセプトを縦波型リーキーSAW に適用することを検討したが、適用可能な高音速材料は現時点で工業化には不向きであった。そこで、音響ミラーを用いて弾性エネルギーを圧電薄板に集中させるというコンセプトを提案し、 $\text{SiO}_2$  と  $\text{AlN}$  とからなる音響ミラーを適用することで、2.4 GHz 帯共振子を作製した結果、インピーダンス比 64 dB、比帯域幅 6.4%、TCF-9.9 ppm/K と良好な結果を得た。

第 3 章では、第 2 章で提案した SAW 構造の更なる高結合化、高  $Q$  化を目的として、音響ミラー構造の改善を試みた。 $\text{SiO}_2$  と Pt とからなる音響ミラーは、基板内部に放射されるバルク波を抑制し、基板表面への弾性エネルギーの集中が良くなることを理論計算で示した。そして 3.5 GHz の共振子を試作し、前章で提案した構造の SAW と比較した結果、周波数が 47% 高いにもかかわらず、インピーダンス比が 11 dB 向上、比帯域幅が 1.5 倍となること、および周波数全域で高  $Q$  化されることを実験で明らかにした。

第4章では、第3章で提案した  $\text{SiO}_2$  と Pt とからなる音響ミラーを有する縦波型リーキーSAWの音響ミラーの効果を確認するために、サニャック干渉計をベースとしたレーザープローブを用いて SAW の伝搬姿態の直接観測を試みた。縦波型の SAW の姿態をサニャック干渉型のレーザープローブで可視化したという報告はこれまでに無かったが、今回観測に成功した。また音響ミラーによって弾性エネルギーを基板表面近傍にトラップできていることを観測で確認した。更にその観測結果は、FEAの結果とも良い一致がみられた。

第5章では、本研究で提案する LN 薄板と音響ミラーを有する縦波型リーキーSAWを含め、圧電薄板を有する I.H.P. SAW およびメンブレン型の  $A_1$  モード Lamb 波について、3~5 GHz 帯フィルタへの適用可能性を検討した。mBVD モデルでフィッティングした結果に基づき性能指数( $FoM$ )を算出し比較した結果、圧電薄板を有するこれらの構造はいずれも従来の  $42^\circ$  回転 Y カット LT からなる LT リーキーと比較して、5 GHz 換算で約3倍の  $FoM$  値を示し、次世代の高周波 SAW 用に有望であることを示した。I.H.P. SAW と縦波型リーキーSAW は少なくとも 3.5 GHz 帯のフィルタに適用可能であり、縦波型リーキーSAW は 5 GHz 帯にも適用可能であることを示した。

縦波型リーキーSAW の存在は古くから知られており、大きな伝搬ロスと大きな TCF という課題に対して、これまで多くの研究者が取り組んできたものの劇的な改善がなされてこなかった。今回、これらの課題を克服できうる SAW 構造を提案し、理論的、実験的検討によって良好な特性が得られることを明らかにした。ここで得られた知見は今後の SAW デバイスの研究開発に役立つものと考え

最後に今後の展望を述べる。本研究で提案した SAW 構造は、3~5 GHz 帯用のフィルタに有望な構造だと考えるが、実際にどの周波数帯まで適用できるのか、また具体的にどの Band に適用可能であるかについては今後の課題である。



# 付録 A.

## 1-port SAW 共振子

ここでは、1-port SAW 共振子について説明する。共振子はラダー型フィルタの構成要素であるため、1-port SAW 共振子の特性評価や特性改善はラダー型フィルタの特性改善に直結する。1-port SAW 共振子は図 A.1(a)に示すように IDT とその両端に配置される反射器から構成され、回路図では図 A.1(b)のように表現されることが多い。図 A.2 は本研究で用いた mBVD(modified Butterworth-Van Dyke)モデルと呼ばれる[A.1][A.2],  $L$ ,  $C$ ,  $R$  とから構成される 1-port SAW の電気的な等価回路図を示す。ここで、 $C_m$ ,  $R_m$ ,  $L_m$  はそれぞれ動キャパシタンス, 動抵抗, 動インダクタンスである。 $C_0$ ,  $R_0$ ,  $R_c$  はそれぞれ, IDT の制動容量, 漏れコンダクタンス, 配線抵抗を表現している。

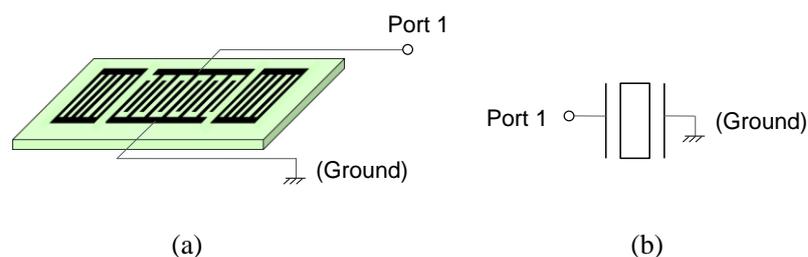


図 A.1 1-port SAW 共振子

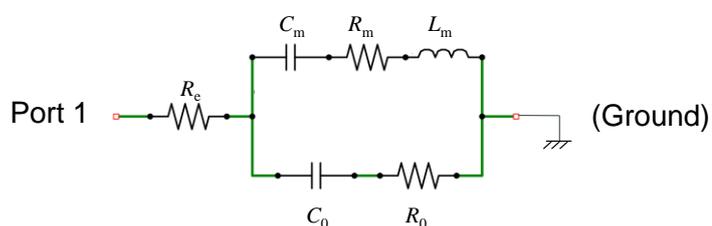


図 A.2 mBVD モデル

共振周波数  $F_r$  と反共振周波数  $F_a$  はそれぞれ,

$$F_r = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_m L_m}} \quad (\text{A.1})$$

$$F_a = F_r \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (\text{A.2})$$

と表現できる。

ここで,  $F_r$ - $F_a$ 間の帯域幅を共振周波数で規格化した比帯域幅  $fBW$  は,

$$fBW = \frac{F_a - F_r}{F_r} \quad (\text{A.3})$$

となり, 実効的な電気機械結合係数  $K^2$  は

$$K^2 = \left( \frac{\pi F_r}{2 F_a} \right) \cot \left( \frac{\pi F_r}{2 F_a} \right) \quad (\text{A.4})$$

と,  $F_r$ ,  $F_a$ で表現できる。

また, mBVD モデルの視点からは, 容量比  $\gamma$  を

$$\gamma = \frac{C_0}{C_m} \quad (\text{A.5})$$

とすると,

等価回路から導出される実効的な電気機械結合係数  $k_{eff}^2$  は,

$$k_{eff}^2 \cong \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{1}{\gamma} \quad (\text{A.6})$$

で近似される。

図 A.3 は 1-port SAW 共振子の (a)インピーダンス, (b)位相, (c)レジスタンス, (d)コンダクタンス, (e) $Q$  値, (f)スミスチャート の一例をそれぞれ示す。ここで, 共振特性の良さを示す指標として, インピーダンス比,  $P_{max}$ ,  $Q$  値,  $FoM$ (Figure of Merit)などが良く用いられる。インピーダンス比は図 A.3(a)において,  $F_a$ 点における最大インピーダンス  $Z_a$ と  $F_r$ 点における最小インピーダンス  $Z_r$ の比,  $P_{max}$ は最大位相角,  $Q$  値は Feld らが提案する Bode  $Q$  を用いた[A.3]。

Bode  $Q$  は 1-port 共振子の  $S$  パラメータから、

$$\text{Bode } Q = 2\pi f \cdot \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \tau_{GD}(S_{11}) \quad (\text{A.7})$$

で表される。ここで  $\tau_{GD}(S_{11})$  は群遅延時間(Group delay time)を示す。

また、 $FoM$  は以下で定義する。

$$FoM = k_{eff}^2 \cdot Q_{max} \quad (\text{A.8})$$

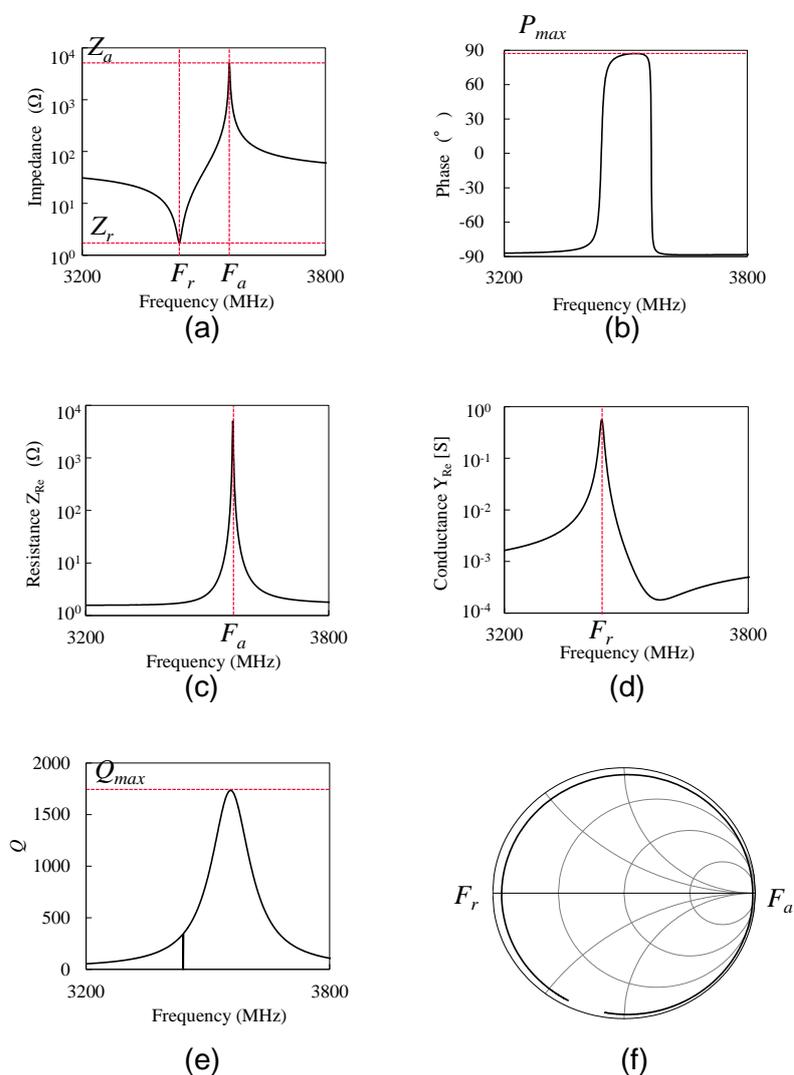


図 A.3 1-port SAW 共振子特性の一例

(a)インピーダンス, (b)位相, (c)レジスタンス, (d)コンダクタンス, (e) $Q$  値, (f)スミスチャート

## 参考文献

- [A.1] The piezoelectric vibrator: Definitions and methods of measurements, IRE Standards on Piezoelectric crystals **57** in *Proc. of the I.R.E.*, 1957, pp. 353-358.
- [A.2] J. Larson, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, “Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 863-868.
- [A.3] D. A. Feld, R. Parker, R. Ruby, P. Bradley, and S. Dong, “After 60 years: A new formula for computing quality factor is warranted,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2008, pp. 431-436.

## 付録 B.

### IDT-バスバーギャップ部からの垂直放射

第 4 章で示した SAW のレーザープローブ観測において、図 4.4 で IDT から  $y$  軸(交叉幅方向)に沿って弱いながらも信号が観測された。ここではこの興味深い現象について考察する。まず、図 4.4 のサンプル B の画像の明度を極端に上げた場合の観測像を図 B.1 に示す。図 B.1 では、強度は弱いものの、IDT から垂直方向(交叉幅方向)への放射が見られる。

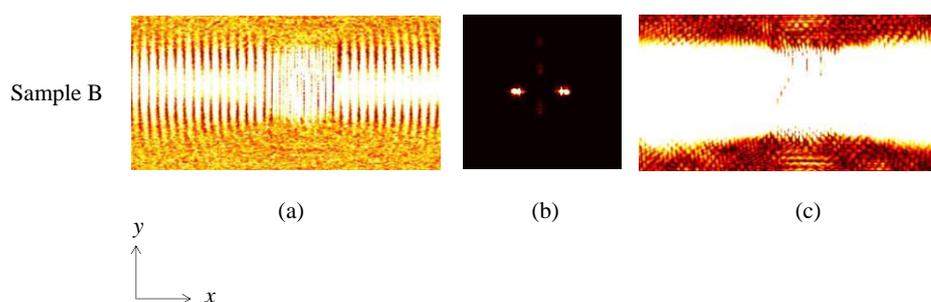


図 B.1 観測結果(画像の明度を極端に上げた場合)

サンプル B: 音響ミラーを IDT 下部および両側に配置

- (a) 実空間像(振幅像)
- (b) 波数空間像(FFT 像)
- (c) 実空間像(波数空間像の 2 つのスポットを IFFT 処理)

また、第 4 章の図 4.5 に示す 3D-FEA モデルを用いた場合のサンプル B のシミュレーション結果を図 B.2 に示す。図 B.2 の(a), (b), (c)はそれぞれ、実空間像(振幅像)、波数空間像(FFT 像)、実空間像(波数空間像の 2 つのスポットを IFFT 処理)を示す。また図中の  $D_x$ ,  $D_y$ ,  $D_z$  はそれぞれ、図 4.5 中の  $x$  方向(縦波成分),  $y$  方向(SH 成分),  $z$  方向(SV 成分)を示す。図 B.2 は、垂直方向への放射成分が見やすいようにそれぞれの図の明度をかなり極端に上げていることに注意が必要である。観測結果だけでなく、シミュレーションでも IDT 部から垂直方向への放射成分が確認できる。

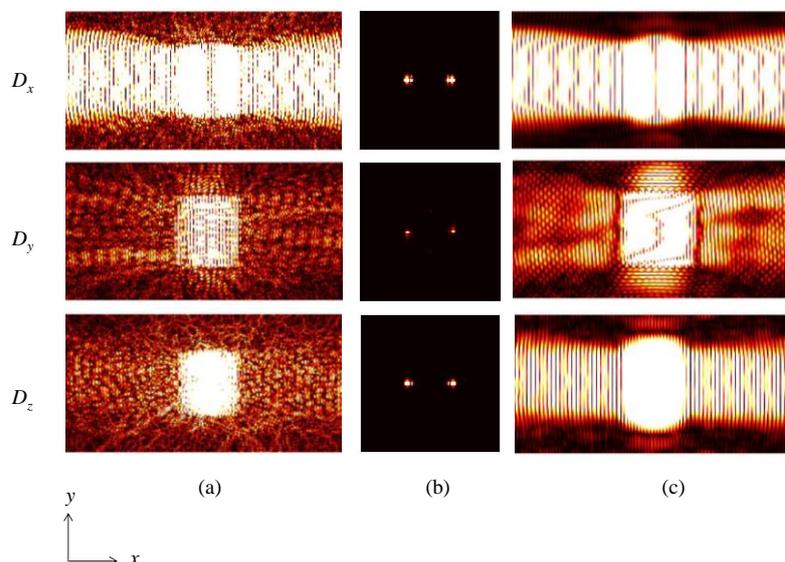


図 B.2 サンプル B のシミュレーション結果(画像の明度を極端に上げた場合)

サンプル B: 音響ミラーを IDT 下部および両側に配置

- (a) 実空間像(振幅像)
- (b) 波数空間像(FFT 像)
- (c) 実空間像(波数空間像の 2 つのスポットを IFFT 処理)

今回レーザープローブ観測およびシミュレーションで確認された、IDT から伝搬方向に対して垂直な放射については、以下のように考察する。図 B.3 に示すように、周期  $p$  の IDT グレーティング部における入射波と反射波の波数ベクトルをそれぞれ  $\beta_i (\beta_{xi}, \beta_{yi})$ ,  $\beta_r (\beta_{xr}, \beta_{yr})$  とする。ブラッグ反射によってグレーティング部で散乱された SAW が同相となる条件は、 $\lambda$  を SAW の波長、 $n$  を任意の整数とすると、

$$2p = n\lambda \tag{B.1}$$

波数  $\beta_{xi} = 2\pi/\lambda$  であるので、式(B.1)は

$$\beta_{xi} = n\pi/p \tag{B.2}$$

すなわち、

$$|\beta_{xi} - 2n\pi/p| = |\beta_{xr}| \tag{B.3}$$

と表される。

IDT 部がブラッグ条件を見たす場合、IDT の交叉領域においては、 $\beta_{xi} \sim \pi p$  を満たすため、式(B.3)の右辺  $|\beta_{xr}|$  は零にはならない。一方で、IDT とバスバーのギャップ領域においては、電極ピッチは IDT 交叉部の 2 倍となっているので、 $\beta_{xi} \sim 2n\pi p$  を満たすことになり、すなわち式(B.3)の右辺  $|\beta_{xr}| = 0$  となる。このことは、図 B.4 に示すように IDT の交叉領域がブラッグ条件を満たす場合、IDT の交叉領域での反射波の波数  $\beta_{xr}$  は零にならないが、IDT とバスバーのギャップ領域では  $\beta_{xr}$  は零となるので、y 方向にのみ波数を有する垂直放射が生じうることを示唆している。

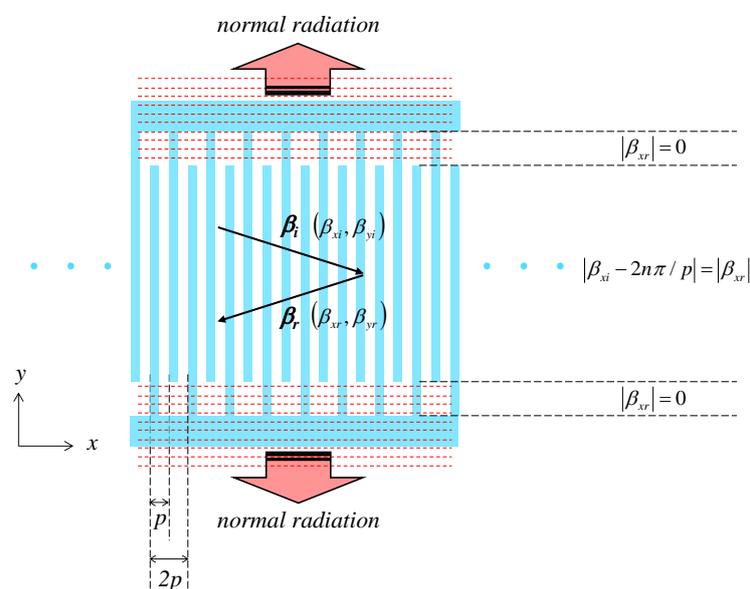


図 B.3 IDT 交叉領域がブラッグ条件を満たす場合の垂直放射の説明図

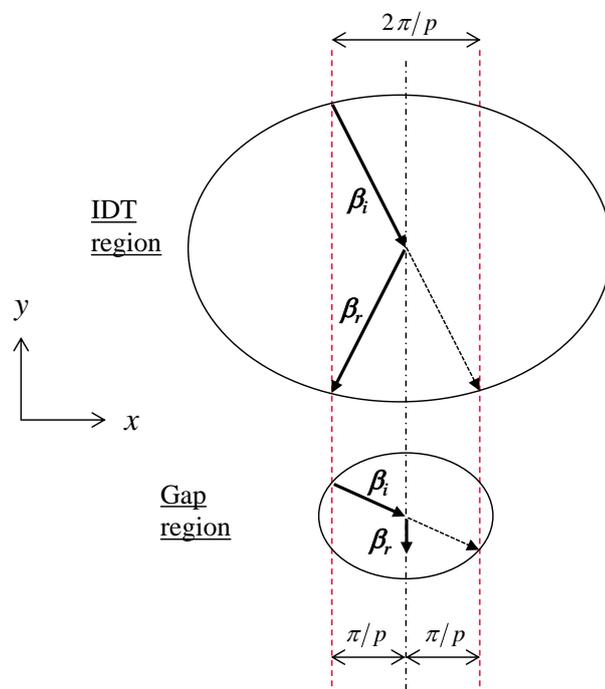


図 B.4 IDT 交叉領域と IDT-バスバーギャップ領域における波数の関係説明図

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、終始的確かつ多くの示唆に富むご指導を賜り、また社会人学生に対して格別のご配慮とご支援を賜りました千葉大学大学院工学研究院電気電子工学コース橋本研也教授に、深く感謝し、心より御礼申し上げます。

本研究をまとめるにあたり、ご指導、ご助言を賜りました、千葉大学大学院工学研究院電気電子工学コース工藤一浩教授、鷹野敏明教授、大森達也准教授に深く感謝し、心より御礼申し上げます。また、暖かいご指導を賜りました千葉大学大学院工学研究院電気電子工学コース安昌俊教授に深く感謝いたします。また博士後期課程で多大なご支援を賜りました、橋本研究室秘書田村秀子氏に心から感謝いたします。

本研究を実施する機会を与えて下さいました、株式会社村田製作所・上席執行役員、モジュール事業本部高周波デバイス事業部利根川謙事業部長、芝雅裕副事業部長、株式会社村田製作所・企画管理本部人事グループ戸井孝則統括部長、株式会社村田製作所・モジュール事業本部技術統括部薄膜半導体技術部平本正博部長、株式会社村田製作所・モジュール事業本部高周波デバイス事業部 SAW 技術開発部冬瓜敏之部長、中尾武志シニアマネージャー、藤井裕久シニアマネージャーをはじめ、関係部門の方々に心より御礼申し上げます。

弾性波デバイスの研究開発の機会を与えて頂き、またご退職後も励ましのお言葉を頂いた、元株式会社村田製作所門田道雄フェロー(当時、現東北大学シニアリサーチフェロー)に心より御礼申し上げます。そして、研究開発を進めるにあたり、多くのご指導とご助言を頂いた、元株式会社村田製作所越野昌芳部長(当時)、林英夫課長(当時)、株式会社村田製作所・人事部加藤英幸エキスパートに深く感謝致します。

また、本研究を行うにあたり、有益なご指導、ご助言を頂くとともに、実験にご協力頂いた、株式会社村田製作所の小上貴史氏、大門克也氏、大村正志氏、岸本諭卓氏、京屋治樹氏、奥永洋夢氏、川又幸生氏、三村昌和氏、中川亮博士、佐治真理氏、伊田康之氏、高井努マネージャー、米田年磨マネージャー、谷口康政氏、山根毅氏、大内峰文氏、太田川真則氏、高橋秀明氏、永友翔氏を始めとする SAW デバイス開発業務関係者の方々に心より感謝いたします。

最後に、研究を進めるにあたり、いつもあたたかい励ましを送り続けてくれた家族、特に献身的に支えてくれた妻の京子に深く感謝し、本論文の結びと致します。

## 本論文に関する報告リスト

### <学術論文>

- [1] **T. Kimura**, K. Daimon, T. Ogami, and M. Kadota, “S<sub>0</sub> Mode Lamb Wave Resonators Using LiNbO<sub>3</sub> Thin Plate on Acoustic Multilayer Reflector,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **52**, 2013, pp. 07HD03(1-4).
- [2] **T. Kimura**, Y. Kishimoto, M. Omura, and K. Hashimoto, “3.5 GHz longitudinal leaky surface acoustic wave resonator using a multilayered waveguide structure for high acoustic energy confinement,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **57**, 2018, pp. 07LD15(1-4).
- [3] **T. Kimura**, M. Omura, Y. Kishimoto, and K. Hashimoto, “Comparative Study of Acoustic Wave Devices Using Thin Piezoelectric Plates in the 3-5-GHz Range,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, **67**, 3, 2019, pp. 915-921.
- [4] **T. Kimura**, H. Kyouya, H. Okunaga, M. Omura, and K. Hashimoto, “Observational and theoretical validation of longitudinal type surface acoustic wave devices,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **58**, 2019, pp. SGGC04(1-7).

### <国際会議>

- [1] **T. Kimura**, K. Daimon, T. Ogami, and M. Kadota, “S<sub>0</sub> Mode Lamb Wave Resonators Using LiNbO<sub>3</sub> Thin Plate on Acoustic Multilayer Reflector,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **52**, 2013, pp. 07HD03(1-4).
- [2] **T. Kimura**, Y. Kishimoto, M. Omura, and K. Hashimoto, “3.5 GHz longitudinal leaky surface acoustic wave resonator using a multilayered waveguide structure for high acoustic energy confinement,” in *Proc. Symp. Ultrason. Elect.*, 2017, pp. IJ3-2(1-2).
- [3] **T. Kimura**, Y. Kishimoto, M. Omura, and K. Hashimoto, “Applicability Investigation of SAW Devices in the 3 to 5 GHz range,” in *Proc. IEEE Microw. Theory Techn. Symp.*, 2018, pp. 846-848.
- [4] **T. Kimura**, H. Kyoya, H. Okunaga, M. Omura, and K. Hashimoto, “Observation of Longitudinal-type SAWs on a Thin LiNbO<sub>3</sub> Plate by Laser Probe System,” in *Proc. Symp. Ultrason. Elect.*, 2018, pp. 3P3-7(1-2).

- [5] (To be invited) **T. Kimura**, M. Omura, Y. Kishimoto, H. Kyoya, H. Okunaga, and K. Hashimoto, “A High Velocity and Wideband SAW on a Thin LiNbO<sub>3</sub> Plate Bonded on a Si Substrate in the SHF Range,” in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2019, pp. \*\*.

<国内会議>

- [1] **T. Kimura**, M. Omura, Y. Kshimoto, and K. Hashimoto, “High velocity Longitudinal Leaky SAW Resonators Using Thin Piezoelectric Crystals in the 3 to 5 GHz Range,” *Tech. Rep. 151<sup>st</sup> Meet. 150<sup>th</sup> Committee on Acoust. Wave Technol.* in Japan, Jan. 2018.

筆者の SAW に関する報告リスト(ORCID サイト)

<https://orcid.org/0000-0002-5336-9333>



## 関連出願特許(筆頭及び連名)

- [1] 特許第 5648695 号, 弾性波装置及びその製造方法
- [2] US9,780,759 B2, Elastic wave device and method for manufacturing the same
- [3] WO2016/098526, 弾性波装置及びその製造方法
- [4] WO2016/147687, 弾性波装置及びその製造方法
- [5] WO2016/185772, 弾性波装置及びその製造方法
- [6] 特願 2017-51444, 弾性波装置
- [7] WO2017/212774, 弾性波装置及びその製造方法
- [8] WO2017/043151, 弾性波装置
- [9] US2016/035234, Elastic wave device
- [10] US2017/0358730, Elastic wave device
- [11] US2017/0250671, Elastic wave device and manufacturing method for the same
- [12] US2017-373663, Acoustic wave device
- [13] 特願 2017-051444, 弾性波装置
- [14] WO2016/147687, 弾性波装置及びその製造方法
- [15] WO2018/096783, 弾性波装置, フロントエンド回路および通信装置
- [16] WO2018/123208, マルチプレクサ, 高周波フロントエンド回路及び通信装置
- [17] US2018/0152171, Elastic wave device
- [18] US2018/0205361, Elastic wave device
- [19] US2018/0205362, Elastic wave device
- [20] US2018/0301616, Elastic wave device
- [21] WO2017/212774, 弾性波装置及びその製造方法
- [22] 特願 2018-229429, 弾性波装置
- [23] 特願 2018-233575, 弾性波装置
- [24] WO2018/096783, 弾性波装置, フロントエンド回路および通信装置