

弾性表面波デバイスにおける不要応答に関する研究

- 漏洩モードと非線形信号の解析と抑圧 -

2016 年 1 月

千葉大学大学院工学研究科
人工システム科学専攻電気電子系コース

中川 亮

(千葉大学審査学位論文)

弾性表面波デバイスにおける不要応答に関する研究

- 漏洩モードと非線形信号の解析と抑圧 -

2016 年 1 月

千葉大学大学院工学研究科
人工システム科学専攻電気電子系コース

中川 亮

目 次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	さらなる特性改善のための課題	5
1.2.1	漏洩モードの振る舞いの解明と抑圧	5
1.2.2	非線形信号の発生メカニズム解明と抑圧	5
1.3	本研究の目的	6
1.4	本論文の構成	7
第 2 章	SAW 導波路における漏洩モードの励振・伝搬特性の解析	15
2.1	まえがき	15
2.2	解析モデル	15
2.3	解析手順	16
2.3.1	基本解の導出	16
2.3.2	伝達アドミタンスの導出	19
2.3.3	留数定理による励振効率の導出	21
2.4	解析例	23
2.5	モード結合法によるシミュレーション	24
2.5.1	試作用デバイスの構造	24
2.5.2	シミュレーション手法	26
2.5.3	シミュレーションと実験の比較	27
2.6	まとめ	28
第 3 章	SAW デバイスにおける非線形信号の影響とその測定方法	35
3.1	まえがき	35
3.2	非線形信号とその影響	35
3.2.1	非線形性	35
3.2.2	キャリアアグリゲーションと非線形信号	37
3.3	非線形信号の測定方法	39
3.3.1	1 ポート共振器の高調波測定系	40
3.3.2	1 ポート共振器の IMD 測定系	40
3.3.3	デュプレクサの IMD 測定系	41

3.4	非線形信号の測定例と RF フロントエンド 部への影響度	41
3.5	まとめ	44
第 4 章	2 次非線形信号の発生メカニズムとその抑圧に関する検討	47
4.1	まえがき	47
4.2	実験的考察	47
4.3	2 次非線形信号の発生メカニズム	52
4.4	並列分割反転接続構造	53
4.5	まとめ	56
第 5 章	SAW デバイスの 3 次非線形信号に対する電極膜の影響	61
5.1	まえがき	61
5.2	Al 電極の結晶性の影響	61
5.3	電極の層構造の影響	63
5.4	まとめ	66
第 6 章	シミュレーションに基づく 3 次非線形信号の発生メカニズムの考察	73
6.1	まえがき	73
6.2	非線形信号のシミュレーション手順	73
6.2.1	線形解析	73
6.2.2	非線形性の導入	75
6.2.3	非線形信号レベルの評価	78
6.3	シミュレーションと考察	79
6.3.1	シミュレーション結果と実測結果	79
6.3.2	各非線形項の寄与	82
6.3.3	電極膜構成の影響についての考察	85
6.4	まとめ	86
第 7 章	結論	89
付録 A.	多領域構造導波路への理論の拡張	93
A.1	非励振領域の表現	93
A.2	励振領域の表現	94
A.3	要素の縦続接続	97
A.4	受信の評価	98
付録 B.	2 次非線形信号に対する理論解析	101
B.1	非線形誘電率の寄与による非線形信号の発生	101
B.2	電歪定数の寄与による非線形信号の発生	102

付録 C. 2 次非線形信号に対する非線形応力および非線形電流の導出	105
謝辞	109

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

弾性表面波 (SAW : Surface Acoustic Wave) の歴史は古く、1885 年に Lord Rayleigh によって弾性体表面にエネルギーを集中させて伝搬するレイリー波が、1911 年に A.E.Love によってラブ波が発見されたことに端を発する。工学的な応用としては 1940 年代より始まり、圧電体との組み合わせにより、現在ではフィルタ、アクチュエータ、センサなど幅広い分野に使用されている。

信号フィルタの分野では、1965 年の White らによる圧電基板上のすだれ状電極 (IDT : Inter Digital Transducer) の発明からその応用が活発になった [1]。特に移動体通信用には 1980 年代に水晶基板などを用いた IF フィルタが実用化され、携帯電話端末の普及と共にその市場は大きくなった。1990 年代の後半になると、受信回路がスーパーヘテロダインからダイレクトコンバージョンに変化したことから、段間 IF 用 SAW フィルタの需要は減り、最終的にはその市場がなくなることになるが、その一方で LiTaO_3 や LiNbO_3 基板を用いた RF 用の SAW フィルタ/デュプレクサとの置き換えによりその市場が確立された。また、携帯電話端末の世代が進むにつれ、一つの端末で対応する周波数のバンド数が増えてきており、第 3.9 世代の LTE(Long Term Evolution) 対応端末では、第 2 世代の端末に比べておよそ 4~5 倍となる 10 バンド程度に対応している (図 1.1)。さらに通信のダイバーシティ化とも相まって端末 1 台に搭載されるフィルタおよびデュプレクサの個数は飛躍的に伸び、市場は巨大なものとなっている (表 1.1)。今後数年においても、新興国市場でのスマートフォンの普及などにより、市場の順調な成長が見込まれている。

1980 年代以降、SAW フィルタの技術は市場要求に合わせて大幅に進歩してきた。これまでに SAW フィルタ/デュプレクサに対して継続して要求されてきたのは、主に、挿入損失の低減、電極の耐電力性能向上、温度安定性向上、および素子の小型化、の 4 つであった。

挿入損失の低減については、通信品質向上の点からその要求は強く、移動体通信用 SAW フィルタ/デュプレクサではラダー型フィルタ [2] および縦結合型 2 重モード (DMS : Double

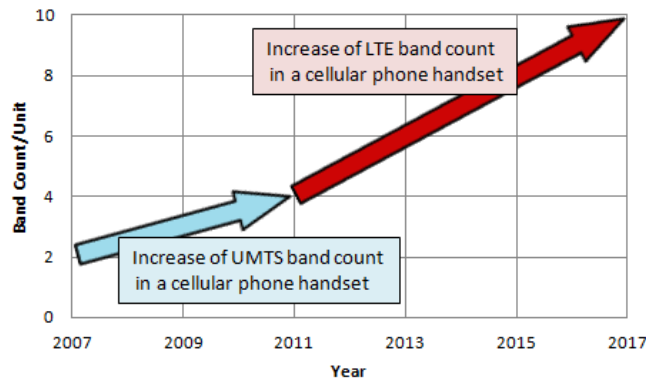


図 1.1: 携帯電話端末に搭載されるバンド数の変遷と予測 (村田製作所による予測)

表 1.1: 携帯電話端末に使用される SAW デバイスの個数 (村田製作所による推計値)

Feature phone	Low-end smart phone	Middle-range smart phone	High-end smart phone
2 ~ 3 個	4 ~ 6 個	6 ~ 10 個	15 ~ 20 個以上

Mode SAW) フィルタ [3, 4] のような共振器型のフィルタが実用化された。基板材料については、理論計算の結果からバルク波放射による損失の少ない $42^\circ\text{YX-LiTaO}_3$ (42-LT) 基板が提案された [5, 6]。また、設計面でも、共振器外へ波動の漏れや基板厚み方向へのバルク波としての放射を低減する方法が提案された [7, 8]。現在でも、より高品質な通信の実現、およびエアギャップ型の FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) [9, 10] などバルク波 (BAW : Bulk Acoustic Wave) を用いた圧電薄膜共振子への対抗のために、さらなる低損失化の取り組みが続けられている。

耐電力性については、RF フロントエンド部のデュプレクサとしての長時間の動作により、電極を形成する Al 原子のストレスマイグレーションにより電極劣化が進行することが知られており [11]、それを防ぐ研究がおこなわれた。例えば、Al 電極に Cuなどを添加することによって粒界拡散を防ぐ方法 [12, 13, 14] や、基板の結晶構造を引き継いで電極を単結晶状に成長させることにより結晶内の欠陥を減らし、耐電力性を向上させる方法 [15, 16, 17] が実用化された。近年では小型化によってチップ内での共振子の密集化が進み、素子の駆動温度が上昇するため、さらに高耐電力な電極材料および高放熱なパッケージの開発がおこなわれている。

温度安定性の点では、送受信帯域の幅に対して送受信帯域間の周波数差が小さく、設計難易度が非常に高いバンド用のデュプレクサの需要が増えてきたこと、および RF フロントエンド部のモジュール化の中でデュプレクサが発熱部品の近くに配置されるなど、使用環境が厳しくなっていることから、その性能向上の要求が強い。これについては、高い放熱性を持つサファイア基板と LiTaO_3 基板の貼り合わせ構造による改善報告 [18, 19] や、 LiNbO_3 基板

と負の温度係数を持つ SiO_2 薄膜を組み合わせることにより、十分な結合係数を保持したままで温度特性を改善可能との報告があり [20, 21]、現在その利用が拡大しているところである。

素子サイズの点では、携帯電話端末の小型化および近年の RF フロントエンド部のモジュール化の流れの中で、フィルタ/デュプレクサに対し継続した小型化要求がある。この要求については主にパッケージ面での対応がなされており、1970 年台に使用されていたメタルキャン品から 1990 年代にはセラミックパッケージへと移行し、またチップとの接合方法もワイヤボンディングから 2000 年代にはフリップチップボンディングへと移行し、パッケージ形状などにも工夫が施された結果、大幅な小型化が達成された [22, 23]。

これまでに述べてきた要求項目については、多くの研究者の多大な努力により大幅な改善が達成され、現在でもさらなる進化のために研究開発が続けられている。一方、近年新たにその影響が注目され、その抑圧が強く望まれている現象がある。それは横モードと非線形信号である。

(a) 横モード

横モードとは IDT の中で電極指長手方向 (横方向) に共振しながら伝搬する波動であり、導波路構造内にエネルギーが完全に集中するものは導波モードと呼ばれる。単純な楕円形の逆速度面を持つ基板の場合、横モードは共振子の共振点より高い周波数に現れ、フィルタを構成した場合には通過域のリップルとなって通信品質などに大きな影響を及ぼすため、その抑圧が望まれる。RF フロントエンド用のフィルタ/デュプレクサでは、従来、圧電基板として LiTaO_3 を使用することが多く、その特殊な逆速度面の形状から横モードの影響はほとんど問題にならなかった。しかし近年では、上にも述べたように温度安定性の点から LiNbO_3 基板が用いられるようになってきており、その影響が再認識されている。

導波モードの抑圧方法としては、1976 年に Haydl らによってアポダイズ重み付けによる抑圧方法 [24] が、1998 年には山本らによって開口長と電極指交差幅の調整による抑圧方法 [25] が報告された。これらは、波動が伝搬する導波路部分に対し、波動がピックアップされる電極指交差部を調整することにより、高次モードの受信効率を低下させる方法である。ただし、これらの方法では主モードの受信効率も低下し、実効的な電気機械結合係数が低下するという問題があった。また、アポダイズ重み付けの構造では、波動の回折や基板内部へのバルク波散乱によるエネルギー損失も問題であった [26, 27]。

これに対し、近年では実効的な電気機械結合係数を劣化させずに横モードを抑圧する方法として提案されたピストンモード構造 [28, 29] が広く使用されている。この手法では導波路内で低音速層と高音速層を組み合わせ、主モードの変位分布を電極指交差部の電位分布と概略一致させることにより高次モードの変位分布と電位分布を直交状態に近づけ、励振効率を非常に小さくすることができる。

また、導波モードの伝搬特性および励振効率についての解析方法としては、スカラポテンシャル法を用いて分散特性と界分布を求め、場の直交性を利用したモード展開を用いて励振

効率を評価する手法や [30]、モード結合 (COM : Coupling of Modes) 法 [31] や P-matrix モデル [32, 33] を 2 次元に拡張することにより横モードの応答まで含めた伝送特性を導出する方法が確立されており [34, 35]、ピストンモード構造の設計などに利用されている。

(b) 非線形信号

SAW デバイスにおける非線形性については、古くはコンボルバの研究において報告があるが [36]、近年では通信用デュプレクサの受信感度劣化の観点から注目されている。

デュプレクサが非線形性を有する場合、端末の送信信号によって高調波歪みが、またアンテナにより受信される妨害波と送信信号によって相互変調歪み (IMD : Inter Modulation Distortion) が発生する。これらの非線形信号が受信周波数帯に発生した場合、その信号は本来必要な受信信号との切り分けが不可能であり、端末の受信感度の劣化要因となるため、その低減が要求される。

この線形性に対する改善要求は、最近さらに厳しくなりつつあるが、これは第 4 世代の通信方式である LTE(Long Term Evolution)-Advanced の技術の一つとして数年後に導入が予定されているアップリンクの Carrier Aggregation(CA) [37] の実現のためである。この技術では、一つのアンテナを複数バンドのデュプレクサで共有し、各バンドの送信信号を同時に送信するような構成が想定されるため、一方のバンドの送信信号が他のバンドのデュプレクサに対する強力な妨害波となる可能性がある。よって、従来と同等の受信感度を維持するためには、デュプレクサの線形性を大幅に改善する必要がある。

このことから、現在では SAW/BAW とともに非線形信号に関する研究が積極的におこなわれるようになってきた。特に非線形信号のシミュレーション手法についての研究は多く、共振子の等価回路モデルにおいて集中定数素子に非線形性を与える方法、COM 法や P-matrix モデルのモデル上で非線形項を与える方法など、多くの方法が提案されている [38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48]。これらのモデル化によって、フィルタを構成する複数の共振子のうち、どの共振子から非線形信号が主に発生しているかをある程度見積もることが可能となった。

また、非線形信号の抑圧方法としては、非線形信号が発生しやすい共振子を直列に多段に分割する方法が一般的に用いられている [44]。この方法では N 分割後の共振子を分割前と同インピーダンスにするために分割後の共振子面積を N^2 倍にする必要があり、結果的に共振子内のエネルギー密度が低下し、それに伴い非線形信号のレベルを低減することができる。この方法と先に述べた非線形信号のシミュレーション手法を利用することにより、まず強い非線形信号を発生する共振子をシミュレーションにより特定し、その共振子を直列に分割するという抑圧手順が確立されている。

以上のように横モードおよび非線形信号に対しても、市場からの要求を満たすために多くの研究がおこなわれており、改善技術は進歩しつつあるが、未だに残されている重要な課題もある。これらについて次節で述べる。

1.2 さらなる特性改善のための課題

1.1 節の後半で述べたように、横モードおよび非線形信号については、これまでに一定の効果を持つ抑圧方法や、その特性の解析方法が提案されているが、残された大きな課題もある。それは、

(1) 漏洩モードの振る舞いの解明と抑圧

(2) 非線形信号の発生メカニズム解明と抑圧

である。

1.2.1 漏洩モードの振る舞いの解明と抑圧

漏洩モードは横モードの一種であり、導波モードがカットオフとなる波数領域に存在する。この漏洩モードは複素数の波数を有し、導波路構造内での横方向の共振条件を満足するが、導波路外部にエネルギーを漏らし、伝搬に伴い減衰する [49]。漏洩モードは導波モードと同様に、フィルタの通過域のリップルなどの不要応答の原因になるばかりでなく、不要応答としては影響が小さい場合でも、エネルギーを導波路外に漏らすという性質上、通過域における挿入損失劣化の原因になる可能性がある。これまで漏洩モードの振る舞いについて議論されることはほとんどなかったが、SAW フィルタ/デュプレクサに対してさらなる低損失化が要求される現状において、漏洩モードを含めた横方向へのエネルギー放射の低減は非常に重要であり、現象を理解したうえで対策を講じる必要がある。ただし、漏洩モードに対しては従来の導波モードに対する解析方法を用いることができない。スカロポテンシャル法を用いて分散特性および界分布を求めることはできるが、モード展開の際に積分値が発散してしまい、励振効率を評価することができないからである。また、1.1 節中で触れた 2 次元 COM を用いた計算においても、漏洩モードが存在する周波数領域では、正確な計算ができないとの報告がある [34]。よって、漏洩モードに対しても適用可能な解析手法を開発し、それをもとに漏洩モードの振る舞いを明らかにすることが大きな課題となっていた。

1.2.2 非線形信号の発生メカニズム解明と抑圧

前節で述べた共振子の直列分割による非線形信号の抑圧方法には大きな問題がある。それは素子面積の増大である。近年においてもデュプレクサやフィルタに対するサイズ縮小の要求は止まらず、その中で素子面積が大きくなる手法は受け入れにくいいため、直列分割による抑圧手法の適用範囲は非常に限定的となっている。この様な理由から、共振子分割に代わる面積効率の良い改善手法の開発が望まれている。

さらに、2 次非線形信号の抑圧も新たな課題となっていた。以前からその改善が要求されていた 3 次非線形信号に対し、SAW デバイスの 2 次非線形信号については問題視されてい

かった。これは、上田らの報告 [50] にあるように、FBAR のような BAW デバイスで発生する 2 次非線形信号に対し、SAW デバイスで発生する非線形信号の強度は非常に小さいためである。これは、IDT 構造の対称性から、SAW デバイスでは 2 次非線形信号が効率的に受信されないことに起因する。しかしアップリンク CA での SAW デュプレクサの使用を想定した場合、妨害波として非常に大きな電力の信号が素子に入力されるため、SAW デバイスが有するような非常に小さな 2 次の非線形性であっても、その抑圧が渴望されていた。

このように、2 次および 3 次の非線形性に対してメカニズムの理解ならびに抑圧が望まれるが、非線形の次数によってその発生メカニズムは異なると考えられるため、2 次および 3 次の非線形性それぞれについて個別に調査をおこなう必要がある。

この線形性改善の要求に応えるためには、まず非線形信号がどこで、どのようなメカニズムで発生しているのかを理解する必要がある。しかし、筆者の知る限り、現在までに SAW デバイスにおける非線形信号の発生箇所とメカニズムについて明確に報告された例は無い。先に述べた非線形信号のモデル化の報告においても、モデルに導入されている現象や検証した駆動周波数が限定的であるため、メカニズムの解明には至っていない。以前に、Mayer らによって、SAW デバイスにおける 3 次非線形信号の発生箇所が圧電基板であると示唆する内容の報告があるが [48]、筆者らの検討では、その内容に反する結果が得られていた。以上のように、非線形信号の発生箇所および発生メカニズムについては不明な点が多く、それらを明確にし、さらに線形性の改善方法を確立することが大きな課題であった。

1.3 本研究の目的

本研究は 1.2 節で述べた将来市場に対して SAW デバイスが抱える課題の解決に関するものであり、目的は以下の通りである。

(1) 漏洩モードの励振・伝搬特性の解析手法確立

SAW フィルタ/デュプレクサのさらなる低損失化のためには横方向のエネルギー漏洩のメカニズムを明らかにすることが重要である。本研究では漏洩モードに注目し、その励振および伝搬特性の解析手法を確立することを目的とする。手法としては従来のスカラポテンシャル法と同一の近似に基き、さらに導波路内での励振および受信を考慮することによって入力間の伝達アドミタンスを導出する。また、その極を評価することにより漏洩モードの振る舞いについて考察する。さらに、解析結果を基に COM 法を用いてシミュレーションをおこなひ、試作デバイスの実測特性と計算結果を比較することにより解析手法の妥当性を確認する。

(2) 非線形信号の発生メカニズム解明とその低減手法の確立

LTE-Advanced で導入が予定されているアップリンク CA の実現のためには、大幅な線形性の改善が必要である。本研究では 2 次非線形信号と 3 次非線形信号について、その発生箇

所とメカニズムを明らかにすることを目的とする。

2次非線形信号については圧電基板が有する非対称性に注目し、非線形信号測定、レーザープローブ [51, 52] による SAW の励振状態の観測、理論式を用いた解析を組み合わせることでその発生箇所と原因を考察する。また、考察結果を基に 2 次非線形信号を抑圧するための構造を提案する。

3次非線形信号については、まず、発生箇所の特定のために電極の結晶性と非線形信号の強度の関係を調査する。また、層構造電極の膜厚比を変化させることにより電極内の音響的な歪みと非線形信号強度の関係についても調査をおこなう。さらに、3次非線形信号は複数の物理現象の組み合わせによって生じていると考えられることから、各現象を切り分けて詳細にメカニズムを考察するために、非線形信号のシミュレーション手法を提案する。

1.4 本論文の構成

本論文は 7 章から構成される。以下に 2 章以降の各章の概要について述べる。

2 章 導波路構造における漏洩モードの励振・伝搬特性の解析

2 章では導波路内を伝搬する漏洩モードに対する解析手法を提案し、それを基に漏洩モードの振る舞いについて考察する。解析手法としては、従来のスカラーポテンシャル法に対して、導波路内での励振および受信を考慮した方法を用いる。これにより、入出力間の伝達アドミタンスを導出し、その極を評価することにより漏洩モードの励振および伝搬特性についての情報を得ることができる。この方法により、導波路幅や導波路を構成する各領域の速度比が漏洩モードに対して及ぼす影響について考察する。また、評価用のサンプルを作製し、提案した解析方法の妥当性についても確認をおこなう。

3 章 SAW デバイスにおける非線形信号とその測定方法

3 章では、4 章以降での議論に必要な非線形信号についての基本的な説明をおこなう。また、本論文でおこなう非線形信号測定のためのセットアップと、それを構築する際の注意点についても記す。さらに、実際に RF フロントエンド部での使用を想定して作製したデュプレクサを用いて 2 次および 3 次の非線形信号の測定をおこない、実際の使用時に想定される信号入力に対して、どの程度の強度の非線形信号が発生するのかを確認する。

4 章 2 次非線形信号の発生メカニズム解明とその抑圧方法に関する検討

4 章では 2 次非線形信号の発生メカニズムについての調査と、その抑圧方法についての検討をおこなう。非線形信号の測定結果およびレーザープローブによる SAW の励振状態の観測結果から、2 次非線形信号の要因の 1 つは圧電基板の非対称性によるものであることを示す。また、理論式を用いた考察により、2 次非線形信号の発生には少なくとも誘電率の非線形性と電

歪効果の2つの寄与があることを示す。さらに、基板の非対称性を実効的に打ち消す素子構造を提案し、その効果を確認する。

5章 3次非線形信号に対する電極膜の影響に関する考察

5章ではIDTの電極指を形成する電極膜が3次非線形信号に及ぼす影響について考察する。まず、結晶性の異なる電極を用いて作製した各サンプルの非線形特性を評価することにより、非線形信号の発生源の1つがAl電極であることを示す。また、有限要素法の計算を基にAl内の歪みを小さくする電極構造を考え、その構造により3次非線形信号のレベルを低減できることを示す。これらの結果からAl膜内の音響的な歪みが3次非線形信号の発生要因の1つであることを明らかにする。

6章 シミュレーションに基づく3次非線形信号発生メカニズムの考察

6章では3次非線形信号の発生メカニズムの考察を目的とし、非線形信号のシミュレーション手法を提案する。まず圧電構成方程式に8個の非線形項を導入し、非線形応力および非線形電束密度を導出する。さらに得られた非線形応力および非線形電束密度を等価回路モデル上で電圧源および電流源として与え、外部端子から出力される非線形信号レベルを評価する。導入する8個の非線形係数は、それぞれ異なる非線形現象を表し、駆動条件の異なる幾つかの実測結果に計算結果をフィットすることにより一意に決定可能である。また、フィッティングの結果、各非線形項の寄与は駆動条件により大きく変化することを示す。

7章 結論

本論文で得られた結果についてまとめる。

参考文献

- [1] R.M. White and F.W. Voltmer, “Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves,” *Appl. Phys. Lett.*, vol.7, p.314, 1965.
- [2] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.111–115, 1992.
- [3] M. Tanaka, T. Morita, K. Ono, and Y. Nakazawa, “Narrow bandpass filter using double-mode SAW resonators on quartz,” *Proc. IEEE Freq. Contr. Symp.*, pp.286–293, 1984.
- [4] T. Morita, Y. Watanebe, K. Ono, and Y. Nakazawa, “Wideband bandpass low loss double-mode SAW filters,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.95–104, 1992.
- [5] K. Hashimoto, Y. Yamaguchi, S. Mineyoshi, K. Kawachi, M. Ueda, and G. Endo, “Optimum leaky-SAW cut LiTaO_3 for minimised insertion loss devices,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.245–254, 1997.
- [6] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endo, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Optimal cut leaky SAW on LiTaO_3 for high performance resonators and filters,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.48, pp.1442–1448, 2001.
- [7] S. Inoue, S. Mitobe, M. Hara, M. Iwaki, J. Tsutsumi, H. Nakamura, M. Ueda, and Y. Satoh, “Analysis and suppression of side radiation in leaky SAW resonators,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.54, pp.1692–1699, 2007.
- [8] O. Kawachi, S. Mitobe, M. Tajima, S. Inoue, and K. Hashimoto, “Low-loss and wide-band double-mode surface acoustic wave filters using pitch-modulated interdigital transducers and reflectors,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.54, pp.2159–2164, 2007.
- [9] R. Ruby, P. Bradley, J.D. Larson III, and Y. Oshmyansky, “1900 MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators (FBARs),” *Electron. Lett.*, vol.35, pp.794–795, 1999.

- [10] M. Ueda, T. Nishihara, S. Taniguchi, T. Yokoyama, J. Tsutsumi, M. Iwaki, and Y. Satoh, “Film bulk acoustic resonator using high acoustic impedance electrodes,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.46, pp.4642–4645, 2007.
- [11] R. Takayama, H. Nakanishi, and K. Hashimoto, “Impact of composition and structure of Al alloy electrodes to power durability of SAW devices,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.886–892, 2014.
- [12] 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,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.493–496, 1990.
- [13] J. Yamada and A. Yuhara, “Precise fabrication technology of high-frequency and high-power durable SAW filter for mobile radio communication,” *Proc. Int. Symp. SAW Devices for Mobile Comm.*, pp.148–158, 1992.
- [14] R. Takayama, H. Nakanishi, T. Sakuragawa, T. Kawasaki, and K. Nomura, “High power durable electrodes for ghz band saw duplexers,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.9–13, 2000.
- [15] M. Kimura, M. Nakano, and K. Sato, “High power-durable and low loss single-crystalline Al/Ti electrodes for rf SAW devices,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.315–318, 1998.
- [16] A. Sakurai, K. Kimura, H. Ieki, and T. Kasanami, “Epitaxially grown al electrodes for high-power surface acoustic wave devices,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.31, pp.3064–3066, 1992.
- [17] O. Nakagawara, M. Saeki, A. Teramoto, M. Hasegawa, and H. Ieki, “High power durable SAW filter with epitaxial aluminium electrodes on 38.5° rotated Y-X LiTaO_3 by two-step process sequence in titanium intermediate layer,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1734–1737, 2003.
- [18] O. Kawachi, N. Taniguchi, M. Tajima, and T. Nishizawa, “A study of optimum material for SAW bonded wafer,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1260–1263, 2012.
- [19] T. Suzuki, T. Nishizawa, and O. Kawachi, “Analysis of heat dissipation improvement using bonded wafer in chip size SAW device structure,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1961–1964, 2013.

- [20] K. Hashimoto, M. Kadota, T. Nakao, M. Ueda, M. Miura, H. Nakamura, H. Nakanishi, and K. Suzuki, “Recent development of temperature compensated SAW devices,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.79–86, 2011.
- [21] T. Nakao, M. Kadota, K. Nishiyama, Y. Nakai, D. Yamamoto, Y. Ishiura, T. Komura, N. Takada, and R. Kita, “Small $3 \times 2.5 \text{ mm}^2$ sized surface acoustic wave duplexer for US-PCS with excellent temperature and frequency characteristics,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1681–1684, 2007.
- [22] H. Yatsuda, T. Horishima, T. Eimura, and T. Ooiwa, “Miniaturized SAW filters using a flip-chip technique,” IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol.43, pp.125–130, 1996.
- [23] P. Selmeier, R. Grunwald, A. Prasadka, H. Kruger, G. Feiertag, and C. Ruppel, “Recent advances in SAW packaging,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.283–292, 2001.
- [24] W.H. Haydl, B. Dischler, and P. Hiesinger, “Multimode SAW resonators – a method to study the optimum resonator design,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.287–296, 1976.
- [25] Y. Yamamoto and S. Yoshimoto, “SAW transversely guided mode spurious elimination by optimization of conversion efficiency using w/w0 electrode structure,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.229–234, 1998.
- [26] 日本学術振興会弾性波素子技術第 150 委員会編, “弾性波素子技術ハンドブック,” p.195, オーム社, 1991.
- [27] S. Matsuda, M. Miura, T. Matsuda, M. Ueda, Y. Satoh, and K. Hashimoto, “Experimental studies of q deterioration in shear-horizontal-type surface acoustic wave resonators employing and apodized interdigital transducer,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.50, pp.07HD14.1–07HD14.3, 2011.
- [28] M. Mayer, A. Bergmann, G. Kovacs, and K. Wagner, “Low loss recursive filters for basestation applications without spurious modes,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1061–1064, 2005.
- [29] M. Solal, O. Holmgren, and K. Kokkonen, “Design modeling and visualization of low transverse modes R-SPUDT devices,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.82–87, 2006.
- [30] R.V. Schmidt and L.A. Coldren, “Thin film acoustic surface waveguides on anisotropic media,” IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol.SU-22, no.2, pp.115–122, 1975.
- [31] K. Hashimoto, “Surface acoustic wave devices in telecommunications – modelling and simulation–,” chapter 7, pp.191–235, Springer Verlag, Berlin, 2000.

- [32] G. Tobolka, "Mixed matrix representation of SAW transducers," *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol.26, pp.426–427, 1979.
- [33] G. Kovacs, "A generalised P-matrix model for SAW filters," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.707–710, 2003.
- [34] K. Hirota and K. Nakamura, "Analysis of SAW grating waveguides using 2-D coupling-of-modes equations," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.115–120, 2001.
- [35] K. Wagner, M. Mayer, A. Bergmann, and G. Riha, "2D P-matrix model for the simulation of waveguiding and diffraction in SAW components," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.380–388, 2006.
- [36] Y. Cho, S. Haituka, and M. Kadota, "Active control of nonlinear piezoelectric effect and its application to 20 dB efficiency improvement of SAW elastic convolver," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.109–113, 1994.
- [37] "<http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>".
- [38] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh, and K. Hashimoto, "A circuit model for nonlinear simulation of radio-frequency filters using bulk acoustic wave resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.55, pp.849–856, 2008.
- [39] E. Rocas, C. Collado, A. Padilla, J. Mateu, and J.M. O'Callaghan, "Nonlinear distributed model for IMD prediction in BAW resonators," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1557–1560, 2008.
- [40] D.A. Feld, "One-parameter nonlinear mason model for predicting 2nd & 3rd order nonlinearities in BAW devices," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1082–1087, 2009.
- [41] D.S. Shim and D.A. Feld, "A general nonlinear Mason model of arbitrary nonlinearities in a piezoelectric film," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.295–300, 2010.
- [42] 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," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.283–286, 2010.
- [43] 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," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1837–1841, 2011.
- [44] S. Inoue, M. Iwaki, J. Tsutsumi, H. Nakamura, M. Ueda, Y. Satoh, and S. Mitobe, "A triple-beat-free PCS SAW duplexer," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.67–70, 2012.

- [45] L. Chen, M. Solal, J. Briot, S. Hester, D. Malocha, and P. Wahid, “A nonlinear Mason model for 3rd order harmonics and intermodulation simulations of SAW duplexers,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.56–60, 2012.
- [46] M. Solal, L. Chen, J. Gratier, and S. Hester, “A nonlinear P matrix model to simulate intermodulation products in SAW devices,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.61–66, 2012.
- [47] M. Mayer, W. Ruile, J. Johnson, I. Bleyl, K. Wagner, A. Mayer, and E. Mayer, “Rigorous COM and P-matrix approaches to the simulation of third-order intermodulation distortion and triple beat in saw filters,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1965–1968, 2013.
- [48] M. Mayer, W. Ruile, J. Johnson, J. Kiwitt, R.S. Jose, E. Schmidhammer, I. Bleyl, K. Wagner, A. Mayer, and E. Mayer, “Application of a rigorous nonlinear P-matrix method to the simulation of third order intermodulation in test devices and duplexers,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.787–790, 2014.
- [49] A.A. Oliner, “Guided complex waves. part1: Feilds at an interface,” Proc. Institution of Electrical Engineer, vol.110, pp.310–324, 1963.
- [50] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh, and K. Hashimoto, “Nonlinear distortion of acoustic devices for radio-frequency front-end circuit and its suppression,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.49, pp.07HD12.1–07HD12.5, 2010.
- [51] K. Hashimoto, H. Kamizuma, M. Watanabe, T. Omori, and M. Yamaguchi, “Wavenumber domain analysis of two-dimentional SAW images captured by phase-sensitive laser probe system,” IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol.54, pp.1072–1075, 2007.
- [52] N. Wu, K. Kashiwa, K. Hashimoto, T. Omori, and M. Yamaguchi, “Focus adjustment system of laser probe for radio frequency surface and bulk acoustic wave devices,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.48, pp.108002.1–108002.2, 2009.

第 2 章

SAW 導波路における漏洩モードの励振・伝搬特性の解析

2.1 まえがき

本章では、SAW デバイスにおいて、IDT のような導波路構造を伝搬する漏洩モードに対する励振効率および伝搬特性の解析手法を提案し、導波路構造の変化に伴う特性変化について考察する。また、提案した手法を利用して漏洩モードを含めた高次横モードのモード結合パラメータを導出し、それを用いて 2 ポート SAW 共振子の共振特性を計算する。

具体的な解析手法としては、従来から導波モードに対しての解析手法として用いられているスカラポテンシャル法に対し、IDT による励振および受信の影響を導入する。各モードの励振・伝搬特性は入出力間の伝達アドミタンスにおける極の振る舞いにより特徴付けられる。この手法では導出過程においてモードが導波型であるか漏洩型であるかの区別を必要としないため、得られた結果は導波モード・漏洩モード両者の評価に利用できる。

2.2 解析モデル

図 2.1(a) に示す 3 次元構造に対して、同図 (b) に示すモデルを考える。領域 1 は IDT 部 (もしくはグレーティング部) を想定しており有限の幅を持つ。領域 2 はバスバー部を想定しており、今回のモデルでは半無限の領域とする。このことから、今回の解析で用いる構造は $x_2 = 0$ を中心として x_1 軸に関して対称である。また、領域 1 内には線状の励振源があり、そこで励振された波動のうち、あるものは領域 1 の内部に完全にエネルギーを集中しながら x_1 方向に伝搬し、あるものは領域 2 へエネルギーの一部を漏洩しながら伝搬する。

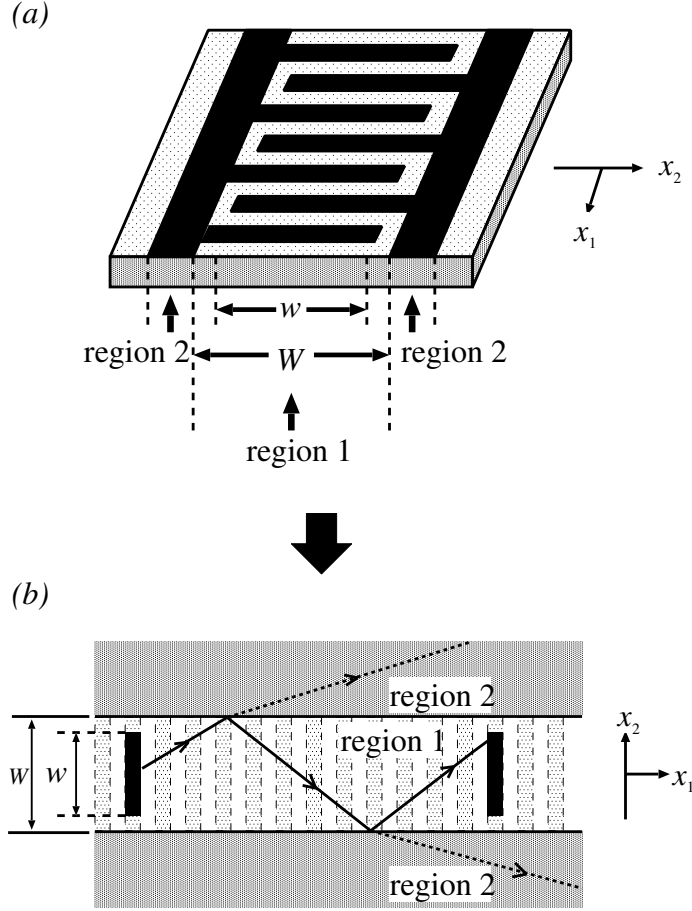


図 2.1: 解析に用いたモデル

2.3 解析手順

2.3.1 基本解の導出

まず、図 2.2 に示すように、座標 $(x_1, x_2) = (0, \chi)$ に点波源が位置する場合を考える。この時、各領域を支配する波動方程式は以下のように表現される。

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x_1^2} + \alpha_G^{-1} \frac{\partial^2 \phi}{\partial x_2^2} = -\beta_G^2 \phi + \alpha_G^{-1} \delta(x_1) \delta(x_2 - \chi) \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x_1^2} + \alpha_B^{-1} \frac{\partial^2 \phi}{\partial x_2^2} = -\beta_B^2 \phi \quad (2.2)$$

ここで、 β_G および β_B は平面波がそれぞれ領域 1、2 内を x_1 方向に伝搬する時の波数である。また、 α_G および α_B はそれぞれ領域 1、2 内での逆速度面を楕円近似した場合の異方性を

与えるパラメータで、 $\alpha = 1$ の時に逆速度面は円となる。

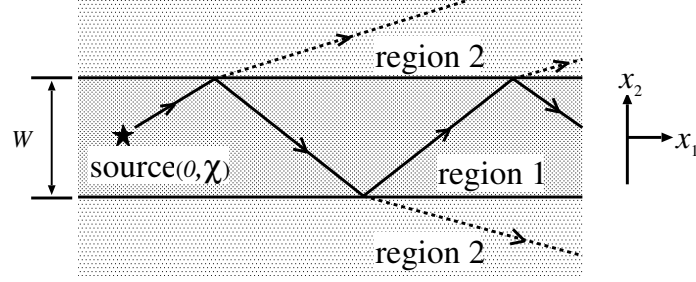


図 2.2: 点波源による波動の励振

導波路内場を以下のようにフーリエ積分表示する。

$$\phi(x_1, x_2; \chi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(\beta, x_2; \chi) \exp(-j\beta x_1) d\beta \quad (2.3)$$

ここで、 β は x_1 方向の波数、 $\Phi(\beta, x_2; \chi)$ は x_2 方向の界分布を与える関数である。これを式 (2.1) および式 (2.2) に代入すると、

$$\alpha_G^{-1} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x_2^2} - (\beta^2 - \beta_G^2) \Phi = \alpha_G^{-1} \delta(x_2 - \chi) \quad (2.4)$$

$$\alpha_B^{-1} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x_2^2} - (\beta^2 - \beta_B^2) \Phi = 0 \quad (2.5)$$

を得る。

$x_2 \neq \chi$ において、式 (2.4) および式 (2.5) は同次方程式であるため、 $\Phi(\beta, x_2; \chi)$ は

$$\Phi(\beta, x_2; \chi) = \begin{cases} a_+ \exp(-\zeta x_2) & \cdots (+W/2 \leq x_2) \\ b_+ \exp(-j\xi x_2) + b_- \exp(+j\xi x_2) & \cdots (\chi < x_2 \leq +W/2) \\ c_+ \exp(-j\xi x_2) + c_- \exp(+j\xi x_2) & \cdots (-W/2 \leq x_2 < \chi) \\ a_- \exp(+\zeta x_2) & \cdots (x_2 \leq -W/2) \end{cases} \quad (2.6)$$

と表現される。ここで、 ξ および ζ は、それぞれ領域 1,2 内での x_2 方向の波数であり、 $\xi =$

$\sqrt{\alpha_G(\beta_G^2 - \beta^2)}$, $\zeta = \sqrt{\alpha_B(\beta^2 - \beta_B^2)}$ である。

なお、バスバー部 ($|x_2| > W/2$) の表現には放射条件を適用しており、 ζ が実数の場合は場が導波路外方向にエバネセントになるように実部が正のものを選ぶ。一方で、 ζ が純虚数の場合には、波動が導波路外方向に伝搬するよう虚数部が正のものを選ぶ。

次に式 (2.6) の係数 $a_{\pm}$, $b_{\pm}$, $c_{\pm}$ を決定する。境界条件として、スカラポテンシャル理論により、境界 $x_2 = \pm W/2$ では Φ と $\partial\Phi/\partial x_2$ の連続性を利用する。また、 $x_2 = \chi$ においても Φ が連続だが、式 (2.4) を $x_2 = \chi$ をまたがる微小区間で積分することにより得られる関係

$$\left. \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \right|_{x_2=\chi_+} - \left. \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \right|_{x_2=\chi_-} = 1 \quad (2.7)$$

も成立しなければならない。これらに式 (2.6) の表現を適用して解析を進めると、 $\Phi(\beta, x_2; \chi)$ は最終的に以下のように表現できる。

$$\Phi(\beta, x_2; \chi) = \begin{cases} b_+ \exp\{-\zeta(x_2 - W/2)\} [\exp(-j\xi W/2) + r \exp(+j\xi W/2)] & \cdots (+W/2 \leq x_2) \\ b_+ [\exp(-j\xi x_2) + r \exp(+j\xi x_2)] & \cdots (\chi < x_2 \leq +W/2) \\ c_- [r \exp(-j\xi x_2) + \exp(+j\xi x_2)] & \cdots (-W/2 \leq x_2 < \chi) \\ c_- \exp\{+\zeta(x_2 + W/2)\} [r \exp(-j\xi W/2) + \exp(+j\xi W/2)] & \cdots (x_2 \leq -W/2) \end{cases} \quad (2.8)$$

ここで、

$$b_+ = j \frac{\exp(+j\xi\chi) + r \exp(-j\xi\chi)}{4\pi\xi(1 - r^2)} \quad (2.9)$$

$$c_- = j \frac{r \exp(+j\xi\chi) + \exp(-j\xi\chi)}{4\pi\xi(1 - r^2)} \quad (2.10)$$

$$r = \frac{j\xi - \zeta}{j\xi + \zeta} \exp(-j\xi W) \quad (2.11)$$

である。

2.3.2 伝達アドミタンスの導出

IDT による励振を考える。まず IDT を $-w/2 \leq x_2 \leq +w/2$ に連続的に位置している線波源と見なす。但し $w \leq W$ とする。この時、受信点が領域 1 にある場合を考えると、IDT によって励振される界は次式で表現できる。

$$\begin{aligned}
 \phi(x_1, x_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-w/2}^{x_2} b_+ [\exp(-j\xi x_2) + r \exp(+j\xi x_2)] \exp(-j\beta x_1) d\chi d\beta \\
 &\quad + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{x_2}^{+w/2} c_- [r \exp(-j\xi x_2) + \exp(+j\xi x_2)] \exp(-j\beta x_1) d\chi d\beta \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi\xi^2(1-r)} [1 - r - \{\exp(-j\xi w/2) \\
 &\quad - r \exp(+j\xi w/2)\} \cos(\xi x_2)] \exp(-j\beta x_1) d\beta
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

また、 $x_1 = x_d$ に受信用 IDT があり、出力を

$$G(x_d) = \int_{-w/2}^{+w/2} \frac{\partial \phi(x_1, x_2)}{\partial x_1} dx_2 \Big|_{x_1=x_d} \tag{2.13}$$

で評価するものとする。これに式 (2.12) を代入すると

$$G(x_d) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Y(\beta) \exp(-j\beta x_d) d\beta \tag{2.14}$$

となる。ここで $Y(\beta)$ は入出力間の伝達アドミタンスであり、励振される波動の β 領域でのスペクトラムを与え、

$$Y(\beta) = \frac{\beta w^2(1+r)}{2\xi(1-r)} \text{sinc}^2(\xi w/2) - j \frac{\beta w}{\xi^2} \{1 - \text{sinc}(\xi w)\} \tag{2.15}$$

である。

図 2.3 に、 $\hat{\beta} = \beta/\beta_G$ を変数として $\hat{Y}(\hat{\beta}) = Y(\hat{\beta})/\hat{Y}(\hat{\beta})$ を計算した結果を示す。ただし、 $\Im(\hat{\beta}) = 0$ とした。ここで、 $\hat{Y}(\hat{\beta})$ は、領域 1 と領域 2 の速度を等しいとした時、即ち $W_G = \infty$ の時の波動の自由伝搬に対するスペクトラムである。なお、計算において、領域 1 における x_1

方向の速度 $V_G = 3138$ m/s、領域2における x_1 方向の速度 $V_B = 3151$ m/s、 $\alpha_G = \alpha_B = 0.692$ とした。また、 $W = w = 20\lambda_G$ 、 $\lambda_G = 2\pi/\beta_G$ とした。

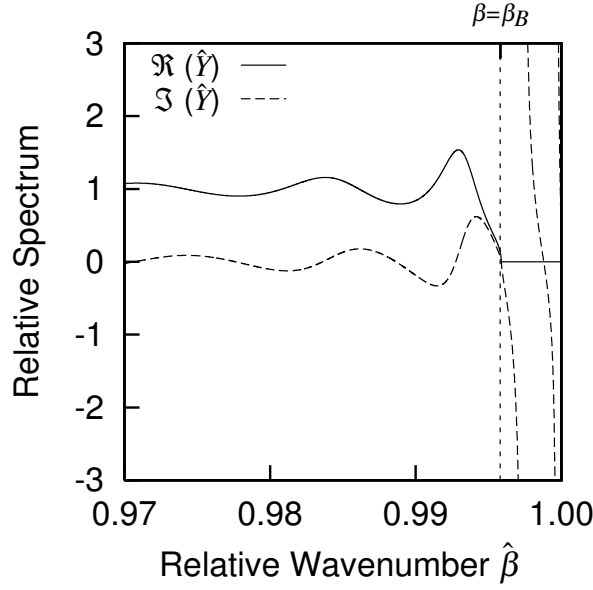


図 2.3: 波動の β 領域でのスペクトラム ($\Im(\beta) = 0$)

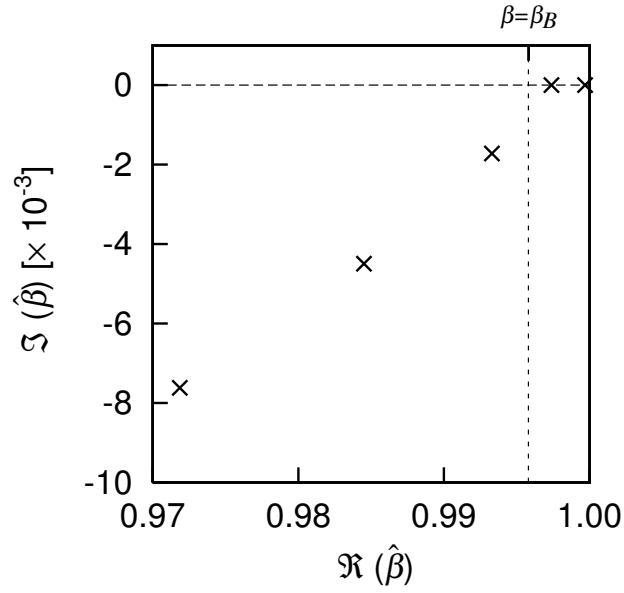
導波モードの寄与

図 2.3 中 $\beta_B < \beta < \beta_G$ の範囲に 2 つの極が存在することがわかる。これらの極は純実数であり導波モードの存在を表す。式 (2.15) の第一項から、これらの極は $r = 1$ を満たすことがわかる。この時 $a_- = a_+$ 、 $b_- = b_+$ 、 $c_- = c_+$ であるから、これらの極によって特徴付けられるモードは、図 2.1 の導波路構造において、その中心に対して波動の変位が対称に分布する対称モードである。

一方で式 (2.8)-(2.11) は $r = -1$ を満たす極の存在を示している。この時 $a_- = a_+$ 、 $b_- = b_+$ 、 $c_- = c_+$ であるから、これらのモードは導波路中心に対して反対称な変位分布を持つ反対称モードである。ただし、今回扱っているモデルは図 2.1 に示すように上下対称であるため、反対称モードは励振されない。そのため、式 (2.15) において $r = -1$ の極を持つ項は現われない。

漏洩モードの寄与

図 2.3 において、 $\beta < \beta_B$ の範囲では、 $Y(\beta)$ の虚部に小さなリップルが生じていることがわかる。これらのリップルは純実数極以外の極の存在を示している。これを確認するために、図 2.4 に β 平面における極の分布を計算した結果を示す。導波モードを示す 2 つの純実数極以外に、虚部を持つ複素数の極が複数存在することがわかる。この複素数の極によって特徴付けられるモードは伝搬に伴って減衰する。つまり、これらの極は漏洩モードの存在を表す。

図 2.4: β 平面における極の分布

なお、複素数の β を扱う場合には注意を要する。複素極はお互い共役な 2 つの極の対として現われるが、 $x_1 > 0$ の場を考えると、漏洩モードは伝搬と共に界が減衰するため、虚数部が負である β を評価する必要がある。この時、漏洩されたエネルギーは導波路外へ伝搬するため、虚数部が正の ζ は負の実部を持つ。つまり、 x_2 の増加と共に界は増大する。これは、漏洩モードの特徴的かつ非常に重要な振る舞いであり、その理由について詳しくは文献 [1] 等をご参照頂きたい。一方、虚数部が正の極は伝搬とともに増大する波動を表現するため、不適切な極であり、評価する必要はない。

2.3.3 留数定理による励振効率の導出

各モードの特性を評価する場合、式 (2.14) における計算に影響するのは極周りの積分のみであり、その留数が各モードの伝達特性を与える。よって、式 (2.14) は留数定理を用いて評価することができる。なお、式 (2.15) における第 2 項は、励振源近傍におけるエバネセント場の影響によるものであり、今回解析対象とする固有モードの特性には全く影響しない。

以下、固有モードによる寄与のみを考えるものとし、各モードごとに伝達特性を個別に評価する。

$r=1$ を与える N 個の β をそれぞれ β_n とすると、式 (2.14) の第 1 項に対して留数定理を適用することにより、各モードによる伝達特性は

$$G_n(x_d) = -2\pi j \operatorname{Res}_{\beta \rightarrow \beta_n} [Y(\beta) \exp(-j\beta|x_d|)]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{j\beta_n w^2}{\xi_n dr/d\beta|_{\beta=\beta_n}} \text{sinc}^2(\xi_n w/2) \exp(-j\beta_n |x_d|) \\
&= \zeta_n w^2 F \text{sinc}^2(\xi_n w/2) \exp(-j\beta_n |x_d|)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

で与えられる。ここで、

$$F = \frac{\xi_n^2 + \zeta_n^2}{\xi_n^2(2\alpha_B + \alpha_G \zeta_n W) + \alpha_G \zeta_n^2(2 + \zeta_n W)} \tag{2.17}$$

である。

次に、規格量として平面波の伝搬に対する伝達関数 $\tilde{G}(x_d)$ を求める。 $\tilde{G}(x_d)$ は $W \simeq w \rightarrow \infty$ の時の基本モードの伝達関数として以下のように導出することができる。

$$\begin{aligned}
\tilde{G}(x_d) &= \lim_{W \rightarrow \infty} \left[\frac{\zeta_0 w^2}{2 + \zeta_0 W} \text{sinc}^2(\xi_0 w/2) \exp(-j\beta_0 x_d) \right] \\
&= w \text{sinc}^2(\xi_0 w/2) \exp(-j\beta_0 |x_d|)
\end{aligned} \tag{2.18}$$

なお、基本モードでは $W \rightarrow \infty$ の時 $\xi \rightarrow 0$ となるが、式 (2.11) より、 $\zeta_0 W \simeq \xi_0 w = \pi$ を満足しなければならない。このため

$$\tilde{G}(x_d) = \frac{4}{\pi^2} \frac{w}{\alpha_G} \exp(-j\beta_0 |x_d|) \tag{2.19}$$

となる。これを規格量として $G_n(x_d)$ を評価すると、最終的に各モードの相対伝達関数 η を以下のように定義することができる。

$$\eta_n = \frac{G_n(x_d)}{|\tilde{G}(x_d)|}$$

$$= \frac{\pi^2}{4} \alpha_G \zeta_n w F \text{sinc}^2(\xi_n w/2) \exp(-j\beta_n |x_d|) \quad (2.20)$$

この結果は導波モードに対してその直交性を利用して求めた解析結果 [2] と一致する。ここで、 $x_d = 0$ の時、相対伝達関数は各モードの励振効率を与える。なお、今回提案した解析ではモードが導波型であるか漏洩型であるかを区別する必要がない。即ち、式 (2.20) の結果は導波モードばかりでなく、漏洩モードに対しても直ちに適用可能である。

2.4 解析例

前節までの結果を利用し、規格化導波路幅 $\hat{W} = W/\lambda$ および速度比 β_G/β_B を変数として漏洩モードの励振効率・減衰量の計算をおこなった。なお、今回の計算では圧電基板として ST カット水晶を想定し、 $\alpha_G = \alpha_B = 0.692$ とした。また、 $W = w$ とした。

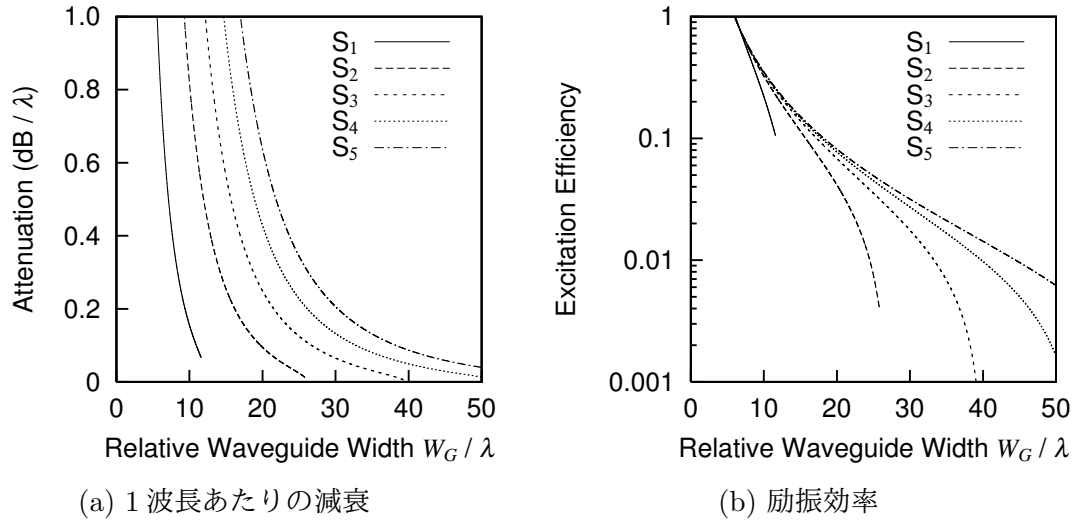


図 2.5: $\beta_G/\beta_B = 1.03$ とし、規格化導波路幅を変化させた時の減衰量および励振効率

図 2.5 に、 $V_G = 3138$ m/s、 $V_B = 3151$ m/s として、規格化導波路幅 $\hat{W}$ を変化させた場合の減衰量および励振効率を示す。

規格化導波路幅が大きくなるにつれて伝搬に伴う減衰量は急激に小さくなり、ある点で漏洩モードはカットオフとなる。カットオフとなった漏洩モードは、その後導波モードへと変化する。減衰量が急激に小さくなるのは、導波路幅が大きくなったことにより伝搬に伴う境界での反射回数が減ったためだと考えられる。また、励振効率も $\hat{W}$ の増加に伴い減少するが、特に低次のモードほど、カットオフ付近においてそれほど小さくならないことがわかる。

次に図 2.6 に $\hat{W} = 20$ で一定として、領域 1 と 2 の速度比 $\gamma = \beta_G/\beta_B$ を変化させた場合の減衰量および励振効率を示す。 $\hat{W}$ を変化させたときと同様に、速度比が大きくなるにつれて減衰量は急激に小さくなるのがわかる。この減衰量の急激な減少は速度比の増加に伴い、導波路の閉じ込め効果が強くなったために起こると考えられる。

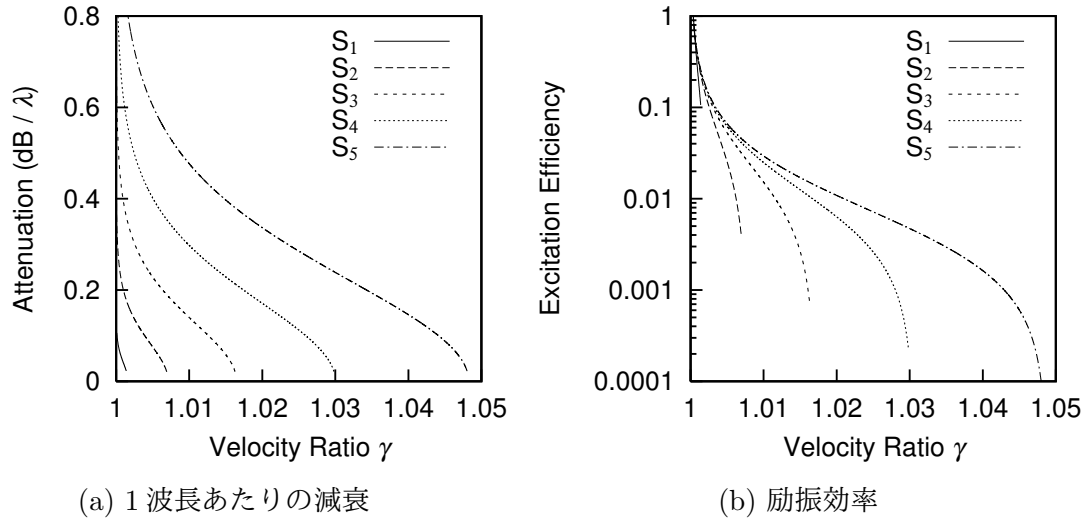


図 2.6: $\hat{W} = 20$ とし、速度比を変化させた時の減衰量および励振効率

以上の結果を考慮すると、カットオフの付近においては、減衰量は非常に小さく、励振率は無視できない程度の値をとるため、漏洩モードはデバイスのスプリアス特性に非常に大きな影響を及ぼすと考えられる。

2.5 モード結合法によるシミュレーション

本節では前節までの導出結果を利用して横モードの影響を考慮したシミュレーションをおこない、実際に作製したデバイスの実測特性と比較する。なお、本節ではバスバー幅を有限とした 5 層構造を解析対象とする。多層構造の場合であっても、各領域を順に接続することにより、前節で述べた 3 層構造の場合と全く同じ問題として扱うことができる。多層構造に対する計算方法については付録 A で詳しく説明する。

2.5.1 試作用デバイスの構造

試作用デバイスとして図 2.7 のような 2 ポート共振器を考える。基板は ST カット水晶、電極材料は Al を使用する。なお、文献 [3] で用いられている構造を参考とした。

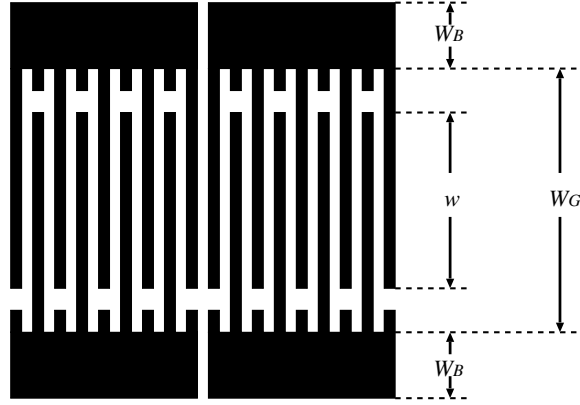


図 2.7: 試作デバイスの構造

$W_G = 10\lambda$ 、 $h/\lambda = 0.028$ として、前章までの手法により、各モード ($S_2 \sim S_6$) の伝搬減衰を計算した結果を図 2.8 に示す。伝搬に伴う減衰量はバスバー幅が大きくなるにつれて小さくなり、 S_5 モードに着目すると、バスバー幅 $W_B = 28\lambda$ 付近で減衰が約 $0.001 \text{ dB}/\lambda$ と非常に小さくなるのがわかる。なお、 S_0 、 S_1 は導波モードであるため、減衰量は零である。

次に、 $W_G = 10\lambda$ 、 $W_B = 28\lambda$ において、電極指交差幅 w と開口長 W_G の比 w/W_G の変化に伴う各モードの励振効率の変化を図 2.9 に示す。 $w/W_G = 0.3$ から 0.5 の範囲において S_5 モードの励振効率が非常に大きくなるのがわかる。

以上の結果を基に決定した試作デバイスの設計パラメータを表 2.1 に示す。今回の試作では、 S_5 モードの変化を見るために、 w/W_G を 0.5 としたサンプルと、 0.7 としたサンプルの 2 つを作製した。

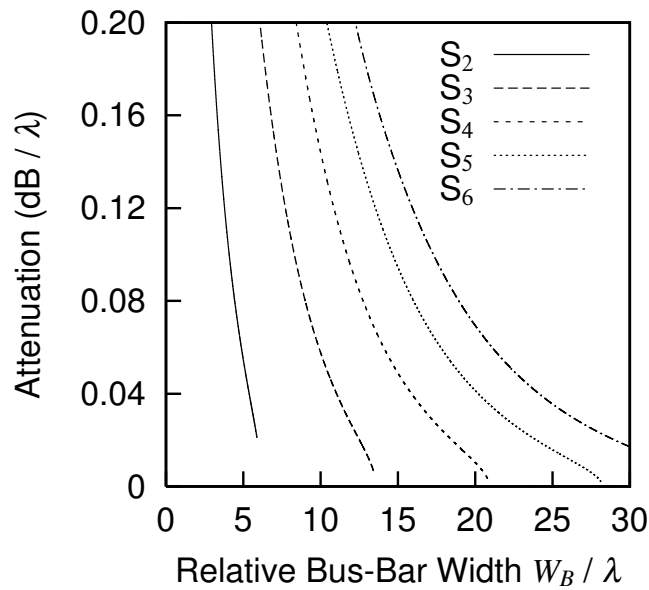


図 2.8: バスバー幅による伝搬減衰の変化

表 2.1: 2 ポート共振子の設計パラメータ

基板	ST カット水晶
電極材料	Al
h/λ	0.028
波長 λ	12.5 μm
開口長 W_G	10 λ
バスバー幅 W_B	28 λ
電極対数	250 対
w/W_G	0.7, 0.5

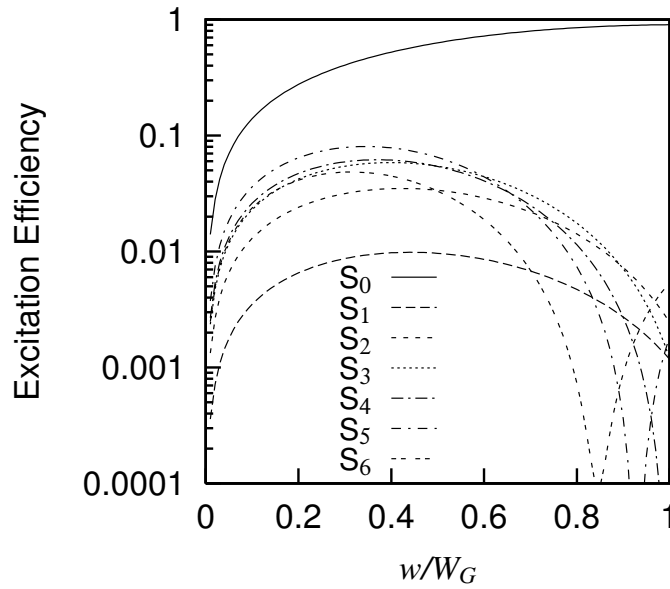


図 2.9: 電極指交差幅による励振効率の変化

2.5.2 シミュレーション手法

シミュレーションにはモード結合 (Coupling of Modes : COM) 法 [4] を利用する。COM 法において、圧電基板上の波動の振る舞いは以下の 3 つの方程式によって特徴付けられる。

$$\frac{\partial U_+(X)}{\partial X} = -j\theta_u U_+(X) - j\kappa U_-(X) + j\epsilon v \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial U_-(X)}{\partial X} = +j\kappa U_+(X) + j\theta_u U_-(X) - j\epsilon n v \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial I(X)}{\partial X} = -4j\epsilon U_+(X) - 4j\epsilon U_-(X) + j\omega C v \quad (2.23)$$

ここで、 $U_{\pm}(X)$ は各 $\pm X$ 方向に伝搬する規格化された SAW の振幅、 $I(X)$ は バスバーを流れる電流である。また、 β_u は非摂動の場合の基本モードの波数であり、 θ_u は $\theta_u = \beta_u - \pi/p$ で、 β_u のブラッグ周波数からのずれを表す。 v は IDT への印加電圧、 κ 、 ϵ は、それぞれ基本モードの相互結合係数および変換係数であり、 C は IDT 一对あたりの静電容量である。

シミュレーションの手順は以下の通りである。

まずはじめに、ソフトウェア FEMSDA[5] を用いた数値計算 [6] により、グレーティング領域において摂動が無い場合の SAW 速度 $V_u^G (= \omega/\beta_u)$ 、 κ 、 ϵ および C を求める。また、ソフトウェア VCAL[7] を用いてバスバーおよび自由表面での基本モードの速度 V_u^B 、 V_u^F をそれぞれ導出する。そして、その数値計算の結果をから求めた V_u^G 、 V_u^B 、 V_u^F を利用して、これまでに述べた解析をおこない、非摂動の場合における n 次横モードの波数 $\beta_u^{(n)}$ と変換係数 $\epsilon^{(n)}$ を決定する。なお、 $\epsilon^{(n)}$ は解析により求まる励振効率 η_n を用いて、 $\epsilon^{(n)} = \epsilon\sqrt{\eta_n}$ で定義される。

次に、決定した COM パラメータを用い、従来の COM 法によるシミュレーション [8] をおこなうことで、それぞれのモードに対するアドミタンス行列 $[Y^{(n)}]$ を個別に計算する。この時、得られた $[Y^{(n)}]$ は、図 2.10 に示すように 2 つの寄与の和として表現される。その内の 1 つは IDT の静電容量の寄与を表し、その行列の要素は $\hat{Y}_{kl}^{(n)} = j\omega C_0 \delta_{kl}$ で与えられる。もう一方は動アドミタンスの寄与を表し、その要素は $\tilde{Y}_{kl}^{(n)} = Y_{kl}^{(n)} - \hat{Y}_{kl}^{(n)}$ で与えられる。なお、今回の解析では各モードごとの κ を決定できないので、 κ はモードの次数 n によらず一定で、一次元解析の場合と等しいと仮定する。

以上から得られた $[\tilde{Y}^{(n)}]$ を図 2.11 のように並列接続することにより、デバイス全体のアドミタンス行列 $[Y^T]$ を全てのモードの寄与の和として計算する。

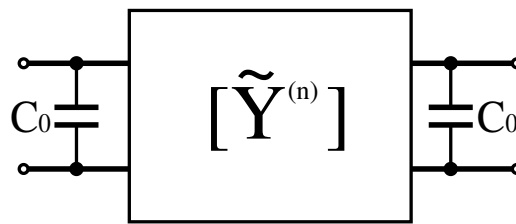


図 2.10: n 次モードに対するアドミタンス行列

2.5.3 シミュレーションと実験の比較

図 2.12 に、表 2.1 の共振子に対してシミュレーションをおこなった結果を実験結果と共に示す。なお試作デバイスは、松下電器産業株式会社 (現パナソニック株式会社) の山田徹氏に依頼して作製して頂いた。

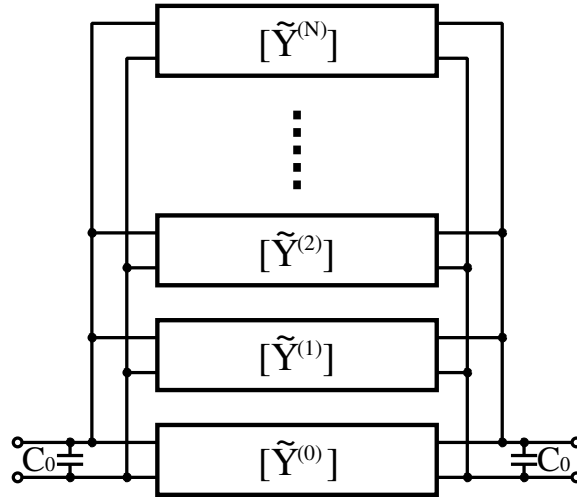


図 2.11: デバイス全体のアドミタンス行列

シミュレーションと実験結果を比較すると、 S_0 による主共振と、漏洩モードである S_5 によるピークは、その周波数位置、電極指交差幅の変化に伴う強度の変化ともにシミュレーションと実測の間で非常に良く一致していることがわかる。電極指交差幅の変化に伴う S_5 モードのピーク強度の変化もシミュレーションにより良く表現されている。一方、シミュレーションでは S_5 の手前に導波モードである S_1 から S_4 によって生じるピークを確認できるが、実験結果ではその付近でピークは生じておらず、逆にディップのようにになっている。これに対して、 S_1 から S_4 モードに $0.01 \sim 0.03$ [dB/ λ] 程度の伝搬損失を個別に加えてシミュレーションを再度おこなった結果を図 2.13 に示す。この時、シミュレーション結果と実験結果は良く一致していることがわかる。

以上の結果から、 S_1 から S_4 のモードは何らかの影響で非常に損失が大きくなっていたものと考えられる。但し、同様にバスバー領域を伝搬する S_5 がその影響を受けないことから、この損失の原因は単なる境界の荒れや、バスバー上のボンディングの影響とは考えられず、現在のところ不明である。この原因の究明は今後の課題である。

2.6 まとめ

本章では、IDT のような導波路構造を伝搬する SAW の各モードのうち、漏洩モードの特性解析に対して適用可能な手法を提案した。

具体的には、通常のスカラポテンシャル理論に対し線波源による励振および受信の概念を導入し、入出力間の伝達関数をフーリエ積分形式で導出した。次に留数定理を用いることにより各モードの伝達関数を個別に導出し、それぞれの励振効率を求めた。その結果は導波モードに対してモードの直交性を利用して求めた解析結果と一致した。

なお、本章で提案した手法は、計算過程においてモードが導波型か漏洩型かの規定をする必要がないので、導波モードだけでなく漏洩モードに対しても適用可能である。

次に導出した式を利用し、漏洩モードの励振効率および伝搬減衰の計算をおこない、導波路幅や各領域の音速が漏洩モードの特性に対して及ぼす影響について考察した。その結果、カットオフ付近において、減衰量は非常に小さく、励振効率も無視できない程度の値を取るため、漏洩モードがデバイスのスプリアス特性に及ぼす影響は大きくなるとの結論を得た。

さらに、提案した手法の妥当性を確認するためにテスト用の共振子を作製し、シミュレーション結果と実測結果を比較した。その結果、漏洩モードによるピークは位置・大きさ共に理論と実測の間で良く一致し、本手法の妥当性を確認することができた。ただし、導波モードによるスプリアスがシミュレーションから予測されたものよりも非常に小さく、実測と計算結果を一致させるためには理論的に導出されたものよりも大きな減衰量を与える必要があった。この原因の究明については今後の課題である。

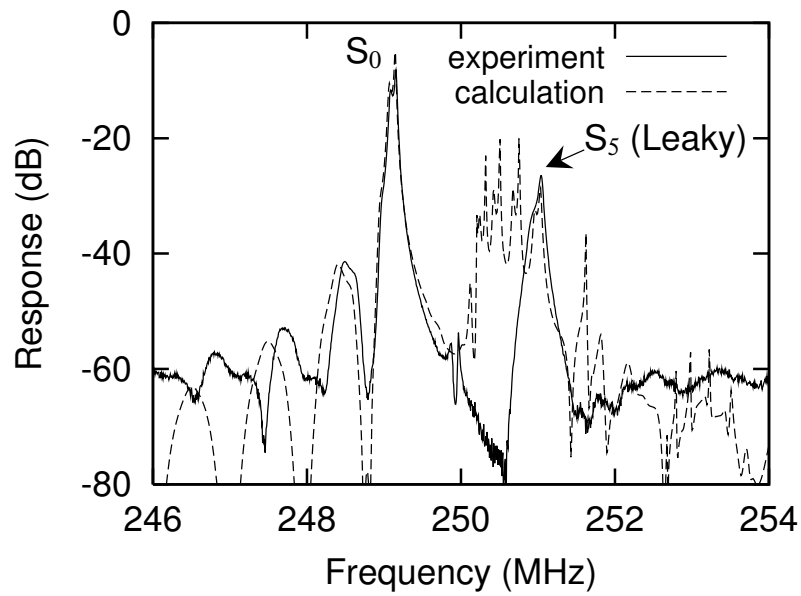
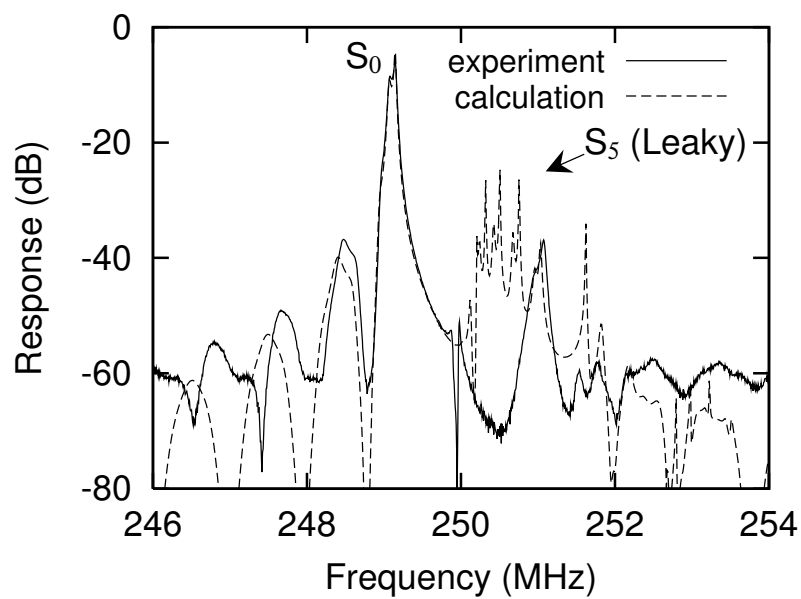
(a) $w/W_G = 0.5$ (b) $w/W_G = 0.7$

図 2.12: シミュレーション結果

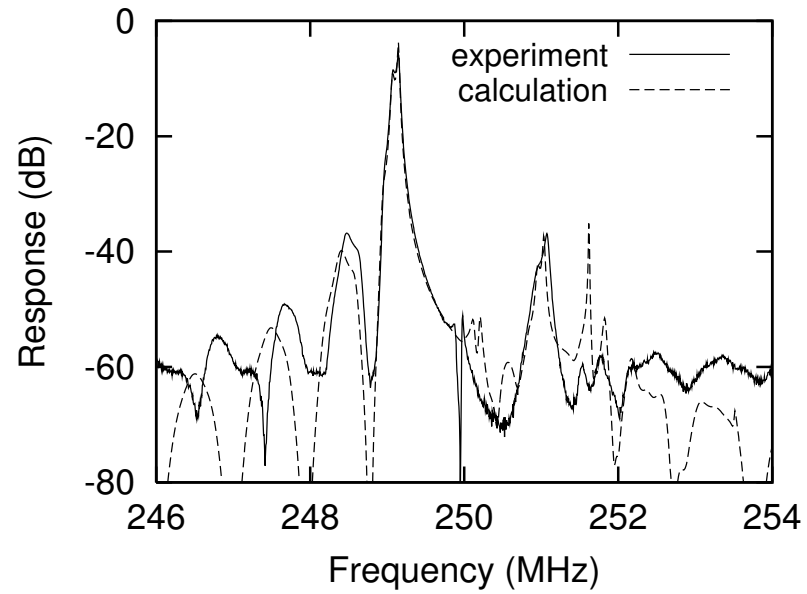
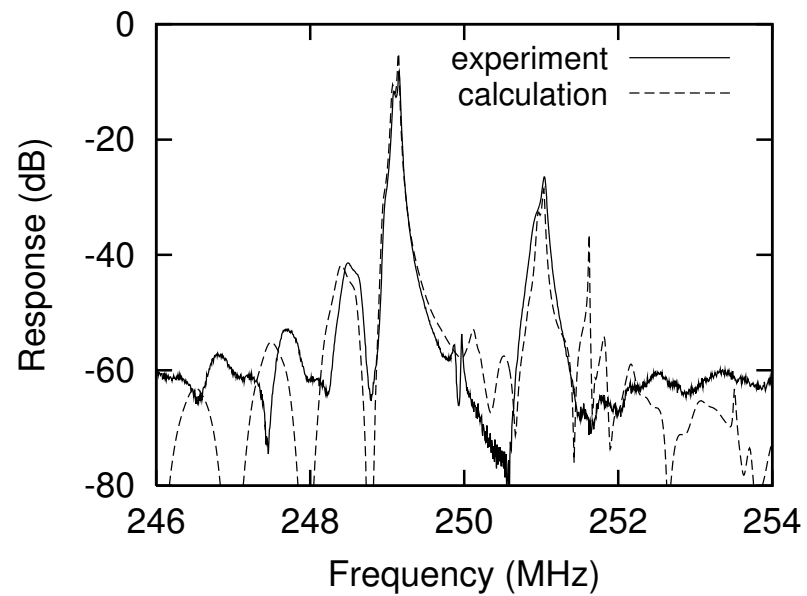
(a) $w/W = 0.7$ (b) $w/W = 0.5$

図 2.13: 伝搬損失を考慮した場合のシミュレーション結果

参考文献

- [1] K. Hashimoto, “Surface acoustic wave devices in telecommunications – modelling and simulation–,” chapter 1, pp.1–23, Springer Verlag, Berlin, 2000.
- [2] K. Hashimoto, “Surface acoustic wave devices in telecommunications – modelling and simulation–,” chapter 5, pp.123–161, Springer Verlag, Berlin, 2000.
- [3] Y. Yamamoto and S. Yoshimoto, “SAW transversely guided mode spurious elimination by optimization of conversion efficiency using w/w0 electrode structure,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.229–234, 1998.
- [4] D.P. Chen and H.A. Haus, “Analysis of metal-strip SAW grating and transducers,” IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol.SU-32, pp.395–408, 1985.
- [5] G. Endoh, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “SAW propagation characterization by finite element method and spectral domain analysis,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.34, pp.2638–2641, 1995.
- [6] K. Hashimoto, T. Omori, and M. Yamaguchi, “Analysis of SAW excitation and propagation under metallic grating structures,” vol.I, pp.133–183, World Scientific, 2000.
- [7] K. Hashimoto and Y. Yamaguchi, “Free software products for simulation and design of surface acoustic wave and surface transverse wave devices,” Proc.Freq. Contr. Symp., pp.300–307, 1996.
- [8] K. Hashimoto, “Surface acoustic wave devices in telecommunications – modelling and simulation–,” chapter 7, pp.191–235, Springer Verlag, Berlin, 2000.

第 3 章

SAW デバイスにおける非線形信号の影響とその測定方法

3.1 まえがき

本章では SAW デュプレクサで発生する非線形信号の影響とその評価方法について述べる。非線形信号の測定では、正確な結果を得るために、測定時に用いる機器自身が発生する非線形信号の影響や、測定系内でのインピーダンス不整合による信号の反射の影響を取り除く必要がある。ここではそれらを考慮した測定系の構成を示す。また、実際に SAW デュプレクサの非線形信号を測定し、その抑圧の必要性についても述べる。

3.2 非線形信号とその影響

3.2.1 非線形性

デバイスが非線形性を有する場合、ある周波数成分を持つ信号の入力に対し、非線形性によって入力信号とは異なる周波数成分の信号が発生し、出力される。これを非線形信号と呼ぶ。例えばキャパシタが非線形性を有する場合、印加された電圧 V_{in} に対し、出力される電流 I_{out} は、

$$I_{out} = \frac{dQ}{dt} \quad (3.1)$$

$$Q = C_1 V_{in} + C_2 V_{in}^2 + C_3 V_{in}^3 + \cdots \quad (3.2)$$

と表現される。ここで、 $C_n (n \neq 1)$ は n 次の非線形容量である。

このキャパシタに対し、以下の2つの周波数成分を持つ信号の入力を考える。

$$V_{in} = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (3.3)$$

式 (3.2) に対して式 (3.3) を代入すると、2 次の非線形項に対して

$$\begin{aligned} Q^{(2)} = \frac{C_2}{2} [& A_1^2 + A_2^2 \\ & + A_1^2 \cos 2\omega_1 t \\ & + 2A_1 A_2 \{ \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \} \\ & + A_2^2 \cos 2\omega_2 t] \end{aligned} \quad (3.4)$$

3 次の非線形項に対して

$$\begin{aligned} Q^{(3)} = \frac{C_3}{4} [& 3A_1(A_1^2 + 2A_2^2) \cos \omega_1 t + 3A_2(2A_1^2 + A_2^2) \cos \omega_2 t \\ & + A_1^3 \cos 3\omega_1 t \\ & + A_1 A_2 \{ A \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \} \\ & + A_1 A_2 \{ A \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \} \\ & + A_2^3 \cos 3\omega_2 t] \end{aligned} \quad (3.5)$$

を得る。

これらの信号のうち、 $2\omega_1$ や $3\omega_1$ のように入力信号の整数倍の周波数成分を持つ信号を高調波、 $\omega_1 \pm \omega_2$ や $2\omega_1 \pm \omega_2$ のように2つの入力信号の和や差の周波数成分を持つ信号を相互変調歪み (intermodulation distortion : IMD) と呼ぶ。

次に図 3.1 に示すような携帯電話のフロントエンド部に用いられる SAW デュプレクサを考える。デュプレクサには、送信 (Tx) 端から送信信号が、アンテナ (Ant) 端から受信信号が印加される。受信信号は様々な周波数成分を有するが、所望の周波数成分以外の信号は妨害波として振る舞う。デュプレクサが非線形性を持つ場合、これらの2つの信号により先に述べた高調波や IMD が発生する。この非線形信号が受信帯域に発生する場合、それらは本来必要な受信信号と切り分けることができないため、受信機の感度に影響を与える。例えば、送信

帯の周波数を f_{Tx} 、受信帯の周波数を f_{Rx} 、妨害波の周波数を $f_{jam} = 2f_{Tx} - f_{Rx}$ とすると、 $2f_{Tx} - f_{jam} = f_{Rx}$ となり、受信帯域に 3 次 IMD(IMD3) による信号が発生し受信感度を劣化させる (図 3.2)。一般的には、携帯電話の RF フロントエンド部の熱雑音は -110 dBm 程度であり、受信感度の劣化を防ぐため、非線形信号の出力はそれ以下にすることが要求される。

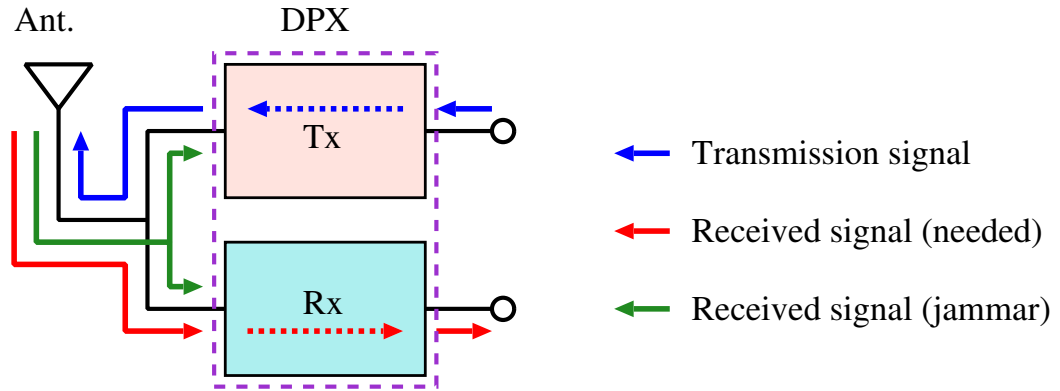


図 3.1: SAW デュプレクサに印加される信号

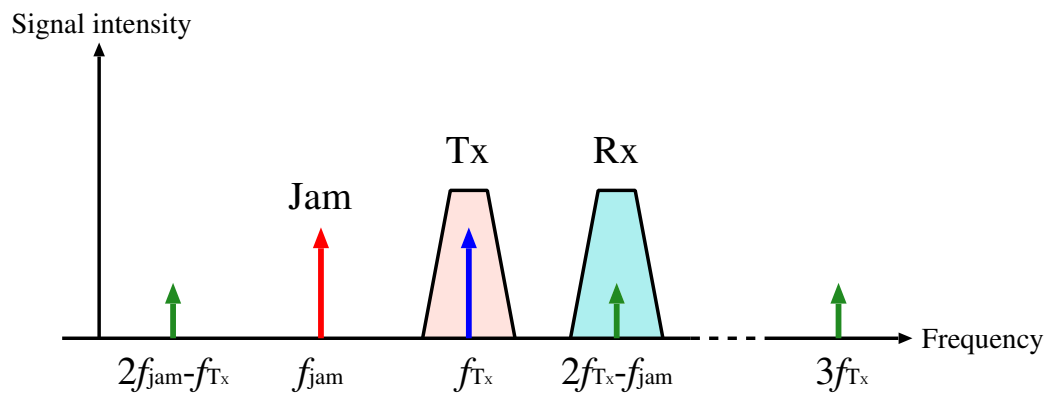


図 3.2: 非線形信号による受信感度への影響

3.2.2 キャリアアグリゲーションと非線形信号

近年では、キャリアアグリゲーション (carrier aggregation : CA) と呼ばれる、伝送速度向上のための通信技術が実用化されつつある [1]。CA では CC(Component Carrier) と呼ばれる複数の LTE キャリアを同時に用いて通信をおこなうことで、広い通信帯域によるデータ伝送が可能になる。CA は以下の 3 種類に分類される。

(a) Intra-band Contiguous CA

同じバンド内で隣接する複数のキャリアを用いて通信する方式

(b) Intra-band Non-contiguous CA

同じバンド内で連続しない複数のキャリアを用いて通信する方式

(c) Inter-band Non-contiguous CA

異なるバンドのキャリアを複数用いて通信する方式

各方式における CC の周波数関係は図 3.3 に示す通りである。

これらの中でも、特に Inter-band Non-contiguous CA について積極的な開発が進んでいる。受信側における CA(down-link CA : DL-CA) の技術は既に実用化されており、送信側(up-link CA : UL-CA) については 2017 年頃の実用化が見込まれている。この UL-CA の実現可否と SAW デュプレクサの線形性には密接な関係がある。

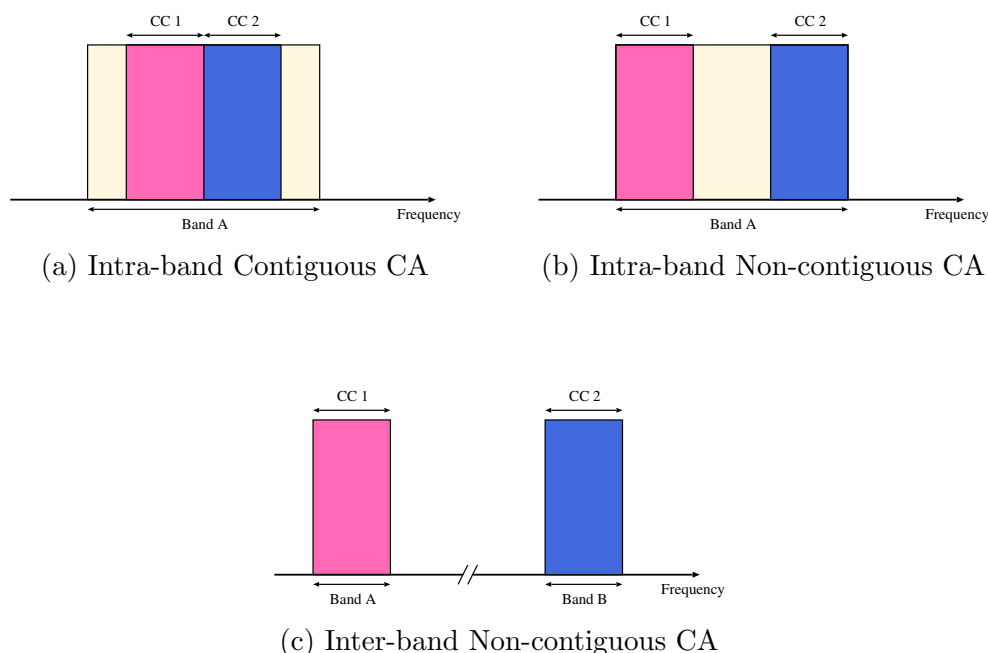


図 3.3: 各方式の CA における CC の周波数位置

Inter-band の CA をおこなう際のデュプレクサの構成については様々なものが考えられるが、ここでは最も単純な構成を図 3.4 に示す。この構成ではアンテナを 2 つのデュプレクサで共有し、送信および受信を 2 つのバンドで同時におこなう。このような場合、一方のバンドの送信端から入力される信号が他方のデュプレクサに回り込み、妨害波として動作する状況が考えられる。送信信号はアンテナから受信される一般的な受信信号と比較して非常に大電力であるため、その信号を要因として発生する非線形信号の強度も非常に大きい。したがって、従来の構成と比較すると、UL-CA で使用されるデュプレクサには非常に高い線形性が要求される。

例えば、従来の構成では線形性評価時の妨害波の電力は -15 dBm で規定されるのに対し、UL-CA での使用を想定した場合の妨害波電力は 10 から 25 dBm 程度となる。よって、非線形信号のレベルを従来構成と同等とするためには少なく見積っても 25 dB 以上の線形性改善が必要であるが、現在のところそのような大幅な改善は達成されておらず、大きな課題となっている。

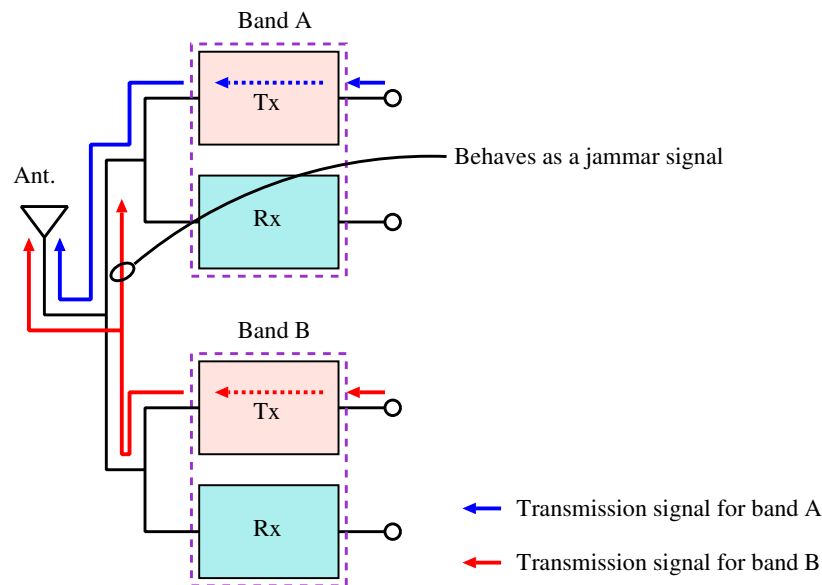


図 3.4: CA でのデュプレクサの構成例

3.3 非線形信号の測定方法

非線形信号は、その発生要因となる主信号と比較すると非常に微小な信号であり、その測定結果は様々な要因によって影響されやすい。そのため、それらの影響の除去を考慮せずに単純な測定系を構築した場合、不要な応答の影響が重畳され、正確な測定結果を得ることができなくなる。特に測定器自体が発生させる非線形信号や、測定系の中でのインピーダンス不整合による反射の影響などには注意を要する [2]。

本検討で用いる測定系では、それらの影響を除去し高精度な非線形信号測定が可能な構成を用いている。本節では、測定条件に応じて用いる各測定系の構成について説明する。なお、以下で説明する各構成においてスペクトラムアナライザ (spectrum analyzer : SA) 出力におけるノイズフロアは -130 dBm 以下である。

3.3.1 1ポート共振器の高調波測定系

図 3.5 に 1 ポート共振器の高調波測定に用いる構成を示す。共振器は図中の端子 1 と端子 2 に対して直列に接続される。入力信号はシグナルジェネレータ (signal generator : SG) を用いて端子 1 側から入力し、端子 2 側から出力される高調波成分を SA を用いて検出する。入力信号は連続波であり、入力信号のパワーは端子 1 の点において定義する。

SG の次に配置されているパワーアンプ (power amplifier : PA) は試験の仕様を満す入力信号の強度を得るために用いる。端子 1 側に配置されるダイプレクサは SG や PA が発生させる非線形信号の影響を除去するため、および端子 1 から入力側を見た際に、高調波が発生する周波数帯のインピーダンスを $50\ \Omega$ に近づけるために使用する。出力側に配置するダイプレクサは、入力信号の SA への侵入に伴う非線形信号の発生を防ぐために使用する。SA 前に配置されるハイパスフィルタは、ダイプレクサで落とし切れなかった入力信号成分を除去するために用いる。各アッテネータは共振器や各アクセサリでのインピーダンス不整合による反射の影響を減らすために用いる。なお、各アクセサリは測定する共振器の周波数に適したものを適宜選択する。

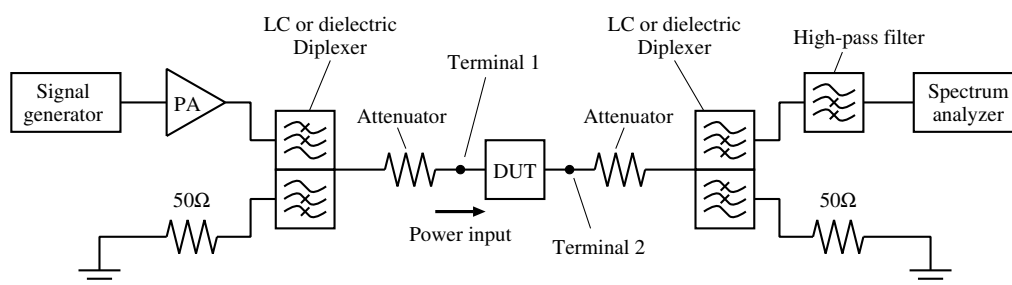


図 3.5: 1 ポート共振器の高調波測定系

3.3.2 1ポート共振器の IMD 測定系

図 3.6 に 1 ポート共振器の IMD 測定に用いる構成を示す。共振器は高調波測定の場合と同様に図中の端子 1 と端子 2 に対して直列に接続する。入力信号は 2 つの SG を用いて端子 1 側から異なる周波数成分を持つ 2 波を同時に印加し、端子 2 から出力される IMD 信号を測定する。今回は、SG1 側を基本波、SG2 側を妨害波として扱っている。

用いるアクセサリの用途は前項で述べた通りである。SG 近傍に配置しているアイソレータは、入力信号がインピーダンスの不整合によって SG に逆流するのを防ぐことを目的としている。なお、今回の測定系で用いている誘電体デュプレクサは、入力信号 2 波と出力信号の

全てが近い周波数位置に存在する場合を想定して使用している。出力信号の周波数が入力信号の周波数から遠く離れる場合などには、ダイプレクサなどを選択する必要がある。

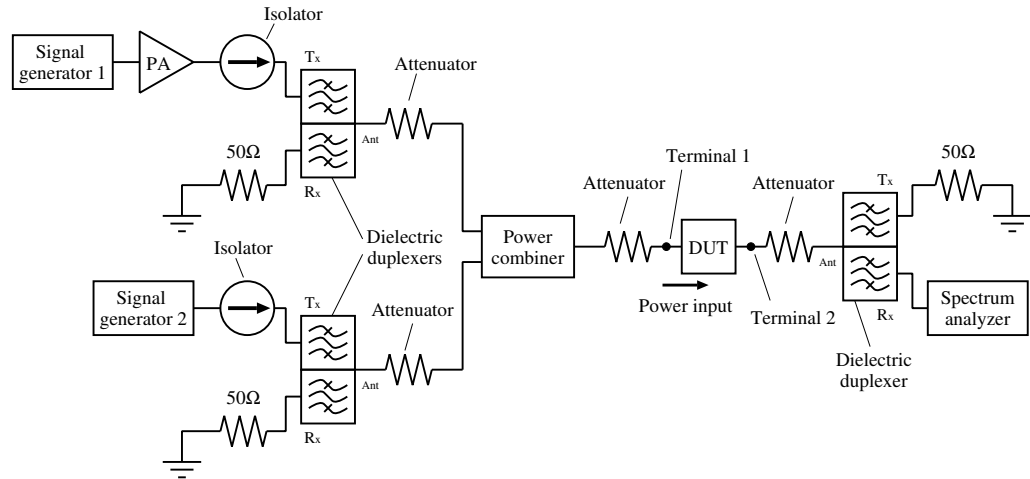


図 3.6: 1 ポート共振器の IMD 測定系

3.3.3 デュプレクサの IMD 測定系

図 3.7 に SAW デュプレクサの IMD を測定する際に用いる構成を示す。この構成では、デュプレクサの送信 (Tx) 端を端子 1 へ、アンテナ (Ant) 端を端子 2 へ、受信 (Rx) 端を端子 3 へ、それぞれ接続する。入力信号は、基本波を想定した信号を SG1 を用いて端子 1 から、妨害波を想定した信号を SG2 を用いて端子 2 から同時に入力する。非線形信号は端子 3 から出力されるものを測定する。なお、デュプレクサの測定では、2 つの入力信号のパワーは共に端子 2 (Ant 端) において定義される。アクセサリの用途は前項までと同様である。

3.4 非線形信号の測定例と RF フロント エンド 部への影響度

本節では、前節で紹介した測定系を用い、SAW デュプレクサの 2 次 IMD (IMD2) および 3 次 IMD (IMD3) の測定をおこなう。

測定に用いるデュプレクサは UMTS のバンド 5 での使用を想定して設計された物であり、回路構成は図 3.8、伝送特性は図 3.9 に示す通りである。Tx 側は 1 ポート共振子を用いたラダー型フィルタ、Rx 側は縦結合共振子型フィルタと 1 ポート共振子により構成される。測定には、図 3.7 の測定系を用いる。

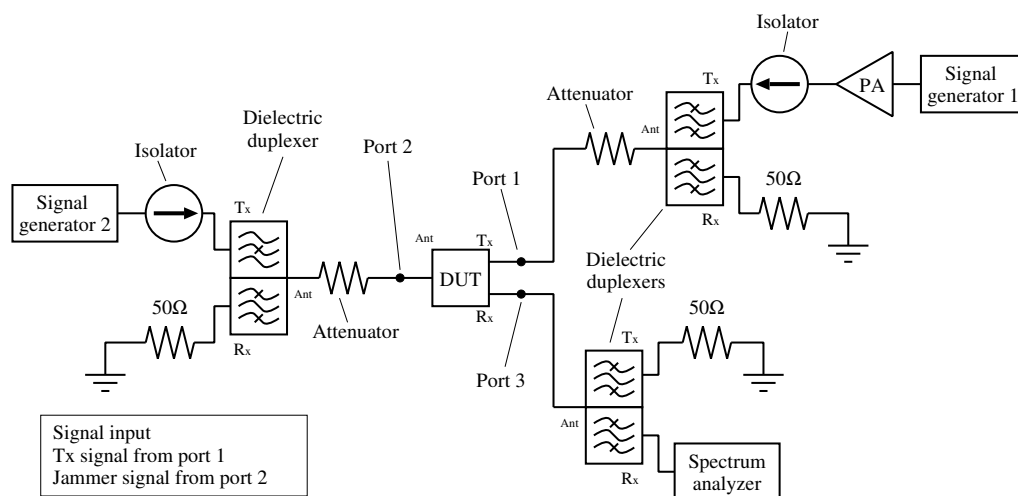


図 3.7: デュプレクサの IMD 測定系

測定の際には、異なる周波数成分を持つ2つの連続波を、それぞれ Tx 端および Ant 端から、基本波および妨害波として印加する。各信号の入力信号は Ant 端においてそれぞれ 21 dBm および -15 dBm である。

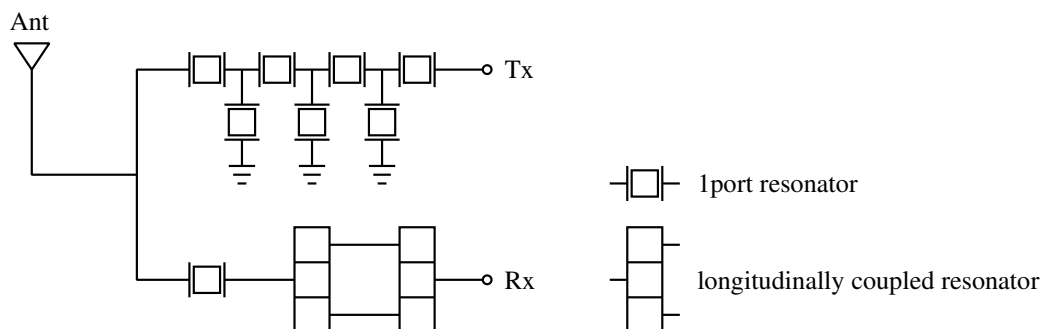


図 3.8: デュプレクサの構成

IMD2 の測定では、基本波の周波数 f_1 を 822 から 851 MHz、妨害波の周波数 f_2 を 1.694 から 1.752 GHz で掃引し、 $f_2 - f_1$ の周波数である 872 から 901 MHz に出力される信号を観測する。一方、IMD3 の測定では、基本波の周波数 f_1 を 822 から 851 MHz、妨害波の周波数 f_2 を 772 から 801 GHz で掃引し、 $2f_1 - f_2$ の周波数である 872 から 901 MHz に出力される信号を観測する。

図 3.10 および図 3.11 に IMD2 および IMD3 の測定結果を示す。測定結果では、IMD2 の信号強度が -128 から -117 dBm 程度、IMD3 の信号強度が -109 から -93 dBm 程度である。

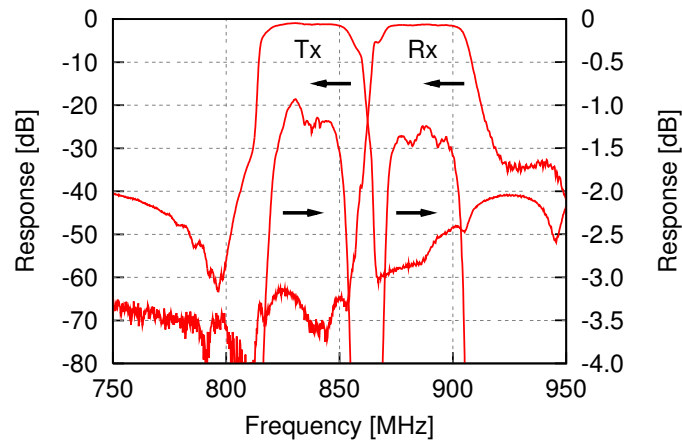


図 3.9: デュプレクサの伝送特性

今回の測定結果では、IMD3 については評価の基準となる RF フロントエンド 部のノイズレベルである -110 dBm を超える信号強度が出ているため、受信感度の劣化を防ぐためには線形性の改善が必要となる。また、IMD2 については、IMD3 と比較してその信号強度は弱く、今回の測定条件では RF フロントエンド 部のノイズレベルを下回る強度となっている。これは 1 章でも触れたように、IDT 構造の対称性が原因であると考えられ、上田らの報告 [3] と一致する結果である。ただし、UL-CA を想定した測定の場合には妨害波の強度が 25 dB 以上増加するため、IMD2 についても -100 dBm を超える出力が予想される。したがって、UL-CA での使用を考えた場合には 2 次非線形性についても改善が必要であることがわかる。

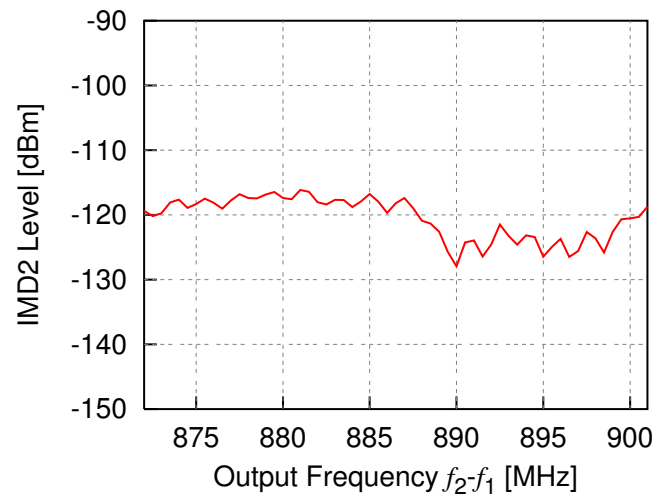


図 3.10: IMD2 の測定結果

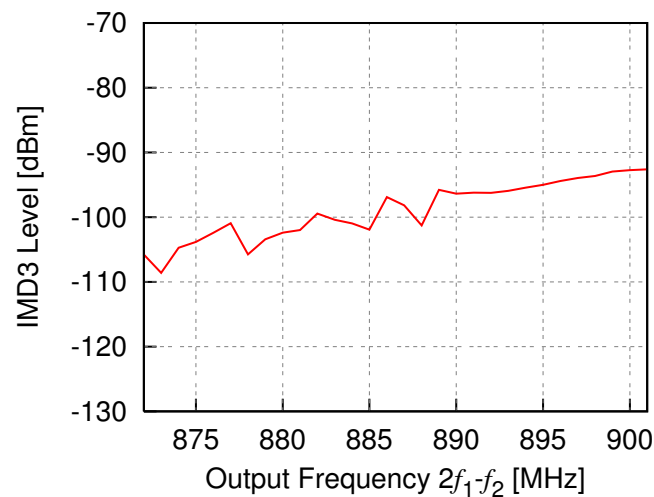


図 3.11: IMD3 の測定結果

3.5 まとめ

本章では、SAW デュプレクサの非線形性が携帯電話の受信感度に対して及ぼす影響について説明した。また、今後利用が開始される UL-CA の実現のために線形性の改善が非常に重要な課題であることを述べた。次に、本論文でその非線形信号を測定する際の構成を示した。これは非線形信号は非常に微小な信号であり、測定時に用いる SG や SA 自身が発生する非線形信号や測定系内におけるインピーダンス不整合の影響などにより測定結果が大きく変動することから、それらの影響を除去することを意識した構成を組む必要があるためである。さらに、本章で示した構成を用いて一般的な構成の SAW デュプレクサの非線形信号測定をおこない、UL-CA での使用を想定した場合には 2 次、3 次の非線形信号を共に抑圧する必要があることを示した。

参考文献

- [1] 三木, 岩村, 岸山, アニール, 石井, “Lte-advanced における広帯域化を実現する Carrier Aggregation,” NTT Docomo テクニカル・ジャーナル, vol.18, pp.12–21, 2010.
- [2] Y. Wang, F. Thalmayr, N. Wu, and K. Hashimoto, “Considerations for measurement setup for second-order nonlinearity in radio-frequency bulk acoustic wave duplexers,” IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol.57, pp.1854–1859, 2010.
- [3] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh, and K. Hashimoto, “Nonlinear distortion of acoustic devices for radio-frequency front-end circuit and its suppression,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.49, pp.07HD12.1–07HD12.5, 2010.

第 4 章

2次非線形信号の発生メカニズムとその抑圧に関する検討

4.1 まえがき

序論でも述べたように、SAW デバイスにおける 2 次非線形信号は、IDT 構造の対称性により受信効率が非常に悪く、FBAR のような BAW デバイスと比較してその信号強度が非常に小さいため [1]、現在まで問題視されてこなかった。しかし、3 章での測定結果からもわかるように、微小な信号は受信されているため、UL-CA のように大電力の信号が入力される場合には非常に小さな非線形性であっても抑圧が必要となる。また興味深いのは、対称構造の IDT でどのように 2 次非線形信号が受信されるのかという点である。この理由については、今までのところ詳細な報告は無い。

本章では、 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ (42-LT) 基板上に作製された SAW 共振子およびデュプレクサを対象に、2 次非線形信号の発生メカニズムについて調査をおこなう。具体的には、作製した共振子における非線形信号の測定結果および理論解析の結果から、42-LT 基板が有する非対称性に着目する。また調査結果を基に、2 次非線形性の原因となる圧電基板の非対称性を実効的に打ち消す IDT 構造を提案し、それによる線形性改善効果を確認する。

4.2 実験的考察

まず本節では、1 ポート SAW 共振子の 2 次高調波 (H2) の発生について、実験的に考察する。表 4.1 は測定に用いる共振子の構造パラメータである。

図 4.1 に、1 ポート共振子をネットワークアナライザの入出力端子間に直列に接続した場合の反射係数 S_{11} の測定結果を示す。共振点および反共振点はそれぞれ 837.1 MHz および 866.8 MHz である。

H2 の測定には 3 章で示した図 3.5 の測定系を用いる。入力信号としてはパワー +15 dBm の連続波 (CW) 信号を端子 1 に入力し、端子 2 における非線形出力をスペクトラムアナライ

表 4.1: 1 ポート共振子の構造パラメータ

Substrate	42° Y-X LiTaO ₃
Wavelength	4.6 μm
Film thickness	Ti : 30 nm Al : 430 nm
Metallization ratio	0.5
Electrode overlap length	100 μm
Number of IDT electrode pairs	80
Number of reflector electrodes	15
IDT-reflector gap	2.3 μm
Bus-bar width	15.0 μm
Dummy electrode length	4.0 μm
Finger-dummy gap	0.5 μm

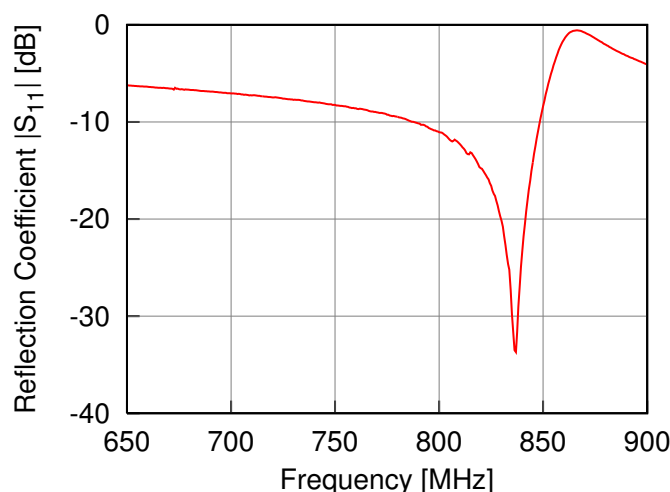


図 4.1: 1 ポート共振子の S パラメータ測定結果

ザで測定する。入力信号は 650 から 900 MHz で掃引し、非線形信号は 2 倍の周波数である 1.3 から 1.8 GHz に出力される。

図 4.2 に測定した H2 の信号強度の測定結果および測定時に共振子に印加される電圧を回路シミュレータによって見積もった結果を出力周波数の関数として示す。H2 信号の最小値は共振点近傍である 837 MHz 付近に、最大値は反共振点近傍である 867 MHz 付近に見られる。ピーク強度は -92 dBm であり、ノイズフロアのレベルである -130 dBm に比べて十分に大きい。

図 4.2 において印加電圧の周波数依存性は、H2 の周波数特性と非常に類似している。また、H2 の信号は共振点から遠く離れた点においても十分大きな強度を持つ。共振点から離れた周波数領域では音響的な波動はほとんど励振されないため、この領域では音響的な非線形性以

外の要因によって H2 が発生していると考えられる。これらの結果から、少なくとも誘電体 (基板) の非線形性 (つまり 2 次の誘電率) が H2 の発生原因の 1 つであると結論付けた。

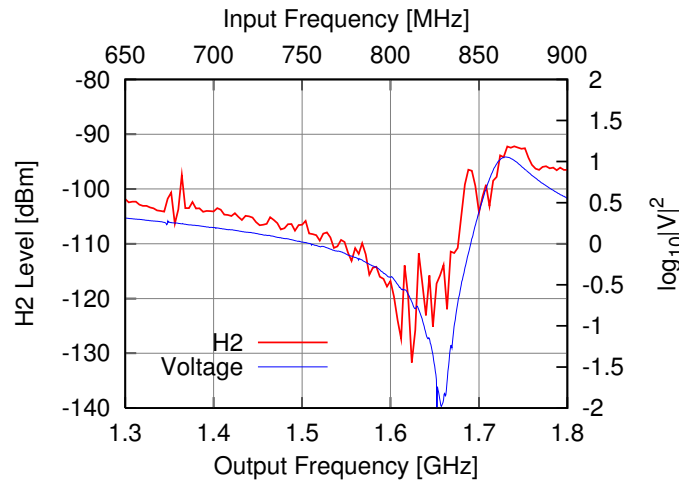


図 4.2: H2 の測定結果と測定時に印加される電圧

次に、電極指端とダミー電極の間とギャップ幅を異ならせた 3 種類の 1 ポート共振子を作製し、その H2 信号を測定した。各 1 ポート共振子のギャップ幅以外の構造パラメータは表 4.1 の通りとし、ギャップ幅はそれぞれ 0.5、0.7、0.9 μm とした。

図 4.3(a) および (b) に H2 の測定結果を示す。図 4.3(a) のほとんどの周波数において、ギャップ幅が大きくなるに従い H2 のレベルは単調に低下する。この結果から、誘電体の非線形性による非線形信号の発生は、主に電極指端とダミー電極の間のギャップで生じていることがわかる。

次に、図 4.3(b) において、1.7 GHz に急峻なピークが存在し、その強度はギャップ幅の増加と共に強まることがわかる。このような急峻な周波数依存性は音響的な非線形性なども H2 の発生に寄与している事を示している。

1.7 GHz のピークの原因を特定するため、表 4.1 の構造の共振子内の音響的な状態をサニャック干渉計に基づくレーザプローブシステム [2, 3] で観測した。測定は共振子の表面において 838 MHz から 848 MHz まで 2 MHz 刻みでおこない、測定結果は波数空間のデータに変換した。

測定結果は図 4.4 に示す通りである。図中、 β_{x1} と β_{x2} は、それぞれ IDT 長さ方向と開口長方向の波数である¹。図中、 β_{x1} と β_{x2} は、それぞれ IDT 長さ方向と開口長方向の波数である。図 4.4(a) において β_{x1} 軸上に 2 つの明いスポットを確認することができる。これらのスポットは $\pm x_1$ 方向 (IDT 長さ方向) へ進行する波動の存在を示しており、IDT によって励振

¹この波数面において、特定のスポットが現れる場合、そのスポットは固有モードの存在を表し、原点からそのスポットへのベクトルが、そのスポットの要因となるモードの波数ベクトルに相当する。したがって、 β_{x1} 軸上にスポットが存在する場合には IDT 長さ方向へ伝搬する基本モードの存在を示し、上下対称にスポットが現れる場合には導波路構造の中で反射を繰り返しながら伝搬する高次横モードの存在や導波路外への波動の斜め放射を表す。

されるメインモードのリーキー SAW によるものである。

一方、図 4.4(b) から (f) では、リーキー SAW による 2 つのスポットに加え、各象限に 1 つずつ、計 4 つのスポットを確認することができる。これらのスポットはリーキー SAW と同じ $|\beta_{x1}|$ を持ち、 β_{x2} は非零である。これらはリーキー SAW との結合によって生じたレイリー SAW の斜め伝搬を示している。実際、この周波数範囲におけるレイリー SAW のバスバーや自由表面へのエネルギー漏れについては幾つかの報告がある [4, 5, 6]。

さらに、今回の観測結果では、レイリー SAW の斜め伝搬はおよそ 840 MHz から始まり、その強度は主応答の 2 倍の周波数における H2 信号の急峻なピークに対応して変化している。この結果から、H2 信号における 1.7 GHz の急峻なピークはレイリー SAW の斜め伝搬によるものと考えられる。

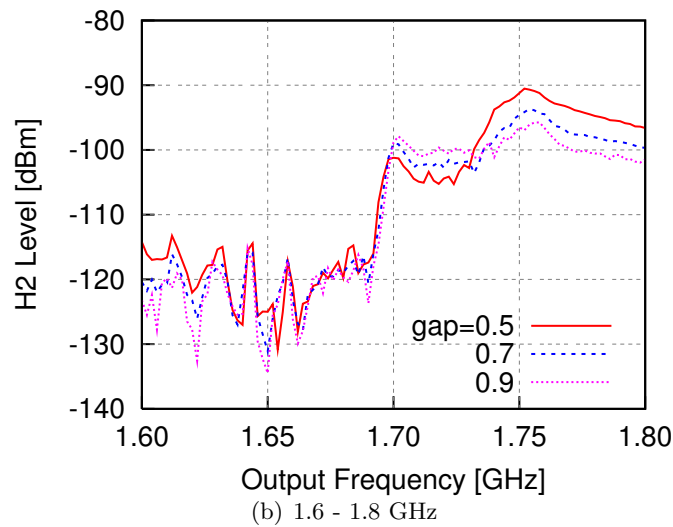
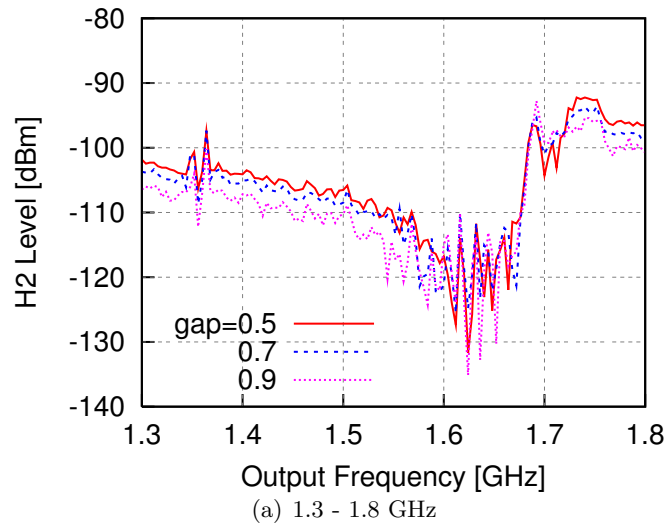


図 4.3: H2 信号強度のギャップ幅依存性の測定結果

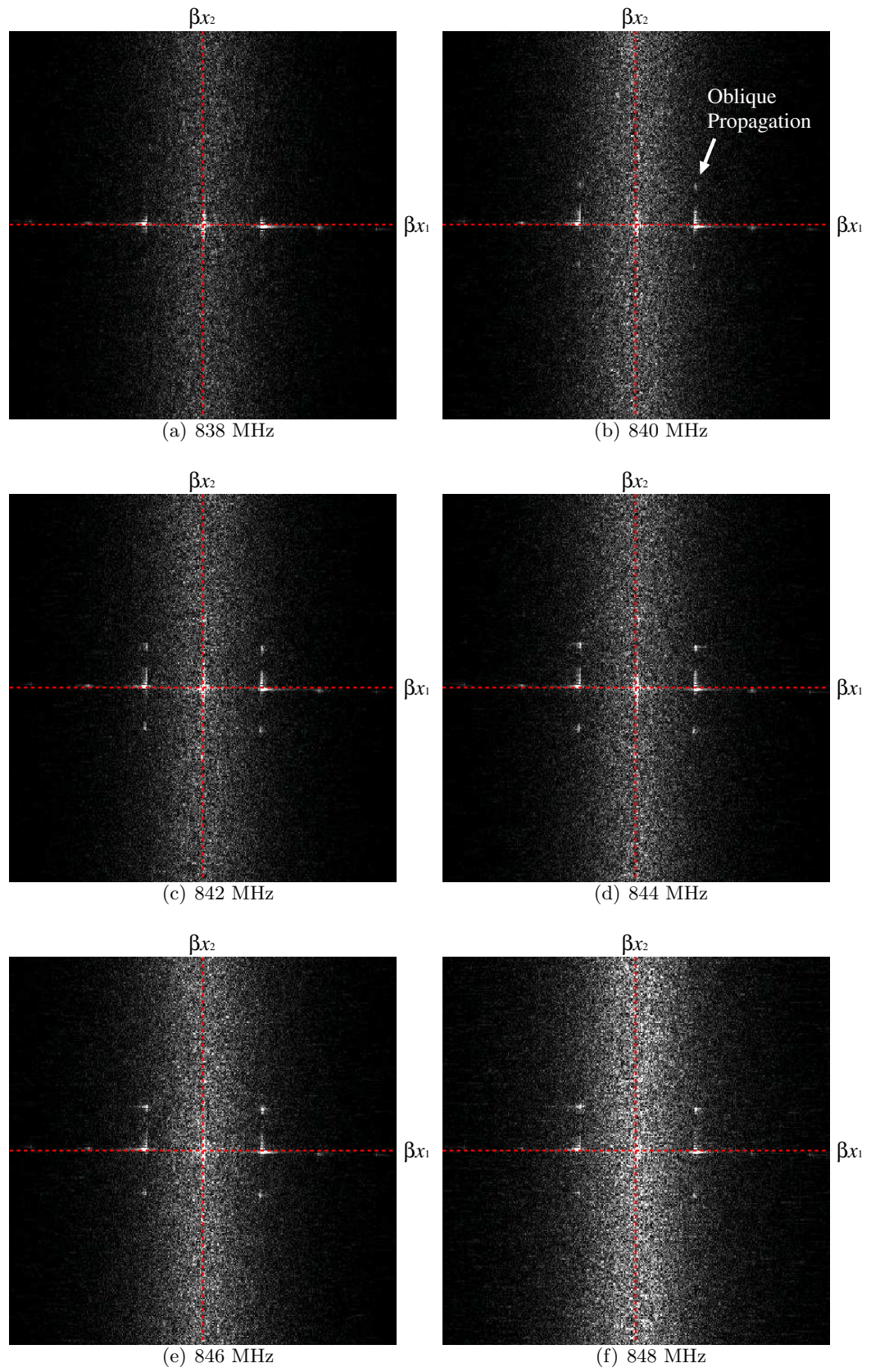


図 4.4: 波数領域での音響場の測定結果

4.3 2次非線形信号の発生メカニズム

本節では 42-LT 基板が有する非対称性から SAW デバイスにおける 2 次非線形信号の発生メカニズムについて考察する。

図 4.5 は今回の考察で用いる座標系と IDT の構成である。 x_1 軸は SAW の伝搬方向に対して平行に、 x_2 軸は電極指の長手方向に平行に取る。42-LT 基板は x_2 - x_3 面に対して鏡面对称性を有する一方で、 x_1 - x_3 面に対しては結晶の c 軸の傾きにより非対称性を持つ。図中、 $E_i^{(1)}$ は IDT により発生する線形の電界である。IDT の構造の対称性により、 $E_1^{(1)}$ は IDT の中心に対して反対称でなければならない。一方、 $E_3^{(1)}$ は IDT 中心に対して対称であり、かつ電極指間ギャップの中心に対しては反対称である。

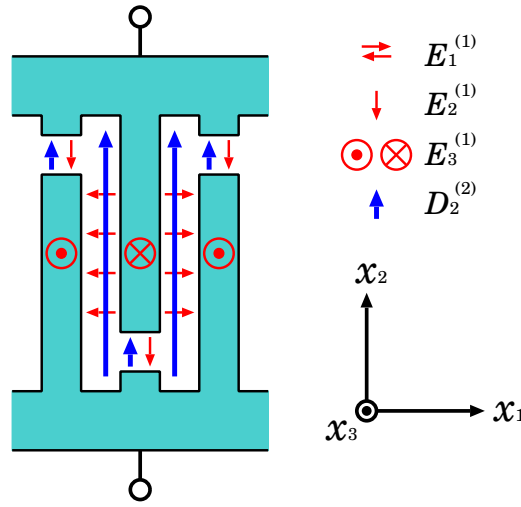


図 4.5: IDT によって生じる電界と測定可能な 2 次非線形信号

萩原らは、誘電分極と電氣的に発生する音響歪みは同一のメカニズムで生じるため、圧電定数 e_{ijk} は本質的に純実数であり、高次の項を持たないと指摘している [7]。その理論に従えば、電界 E_i 、電束密度 D_i 、歪み S_{ij} および T_{ij} は以下の圧電構成方程式の関係を満す。

$$D_i = \epsilon_{ij}^{(1)} E_j + \epsilon_{ijk}^{(2)} E_j E_k + \epsilon_{ijkl}^{(3)} E_j E_k E_l + e_{ijk} S_{jk} + 2h_{klij} E_j S_{kl} \quad (4.1)$$

$$T_{ij} = c_{ijkl}^{(1)} S_{kl} + c_{ijklmn}^{(2)} S_{kl} S_{mn} + c_{ijklmnop}^{(3)} S_{kl} S_{mn} S_{op} - e_{kij} E_k - h_{ijkl} E_k E_l \quad (4.2)$$

ここで h_{ijkl} は電歪定数、 $\epsilon_{ij}^{(1)}$ 、 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ 、 $\epsilon_{ijkl}^{(3)}$ はそれぞれ 1 次、2 次、3 次の誘電率である。また、 $c_{ijkl}^{(1)}$ 、 $c_{ijklmn}^{(2)}$ 、 $c_{ijklmnop}^{(3)}$ はそれぞれ 1 次、2 次、3 次の弾性定数である。これらの中で、 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ 、 $c_{ijklmn}^{(2)}$ 、 h_{ijkl} が 2 次非線形性に寄与する。なお、2 次非線形信号の場合には入力信号の周波数と出力される非線形信号の周波数が同時に共振周波数近傍に位置することはないため、音響

的な非線形性である $c_{ijklmn}^{(2)}$ の寄与は無視することができる。よって本節では $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と h_{ijkl} による 2 次非線形信号の発生についてのみ議論する。

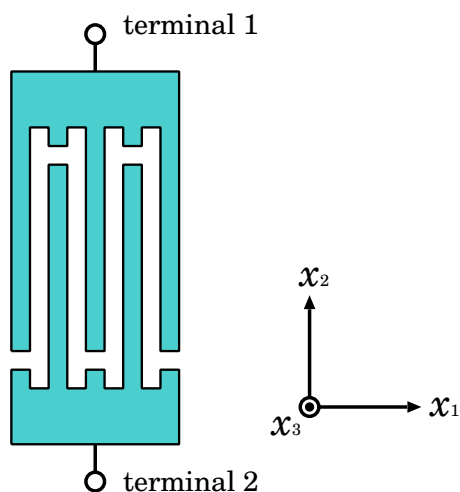
付録 B では、42-LT 基板と電極の対称性 (図 4.5 参照) を考慮した場合、2 次非線形性の発生メカニズムとして以下の 4 つの可能性を挙げている。

- (a) IDT 電極指間において $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と静電場の寄与により発生する $D_2^{(2)}$
- (b) 電極指端とダミー電極のギャップにおいて $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と静電場の寄与により発生する $D_2^{(2)}$
- (c) IDT 電極指間において h_{ijkl} 、静電場、斜め伝搬する波動の歪み、の寄与により発生する $D_2^{(2)}$
- (d) 電極指端とダミー電極のギャップにおいて h_{ijkl} 、静電場、斜め伝搬する波動の歪み、の寄与により発生する $D_2^{(2)}$

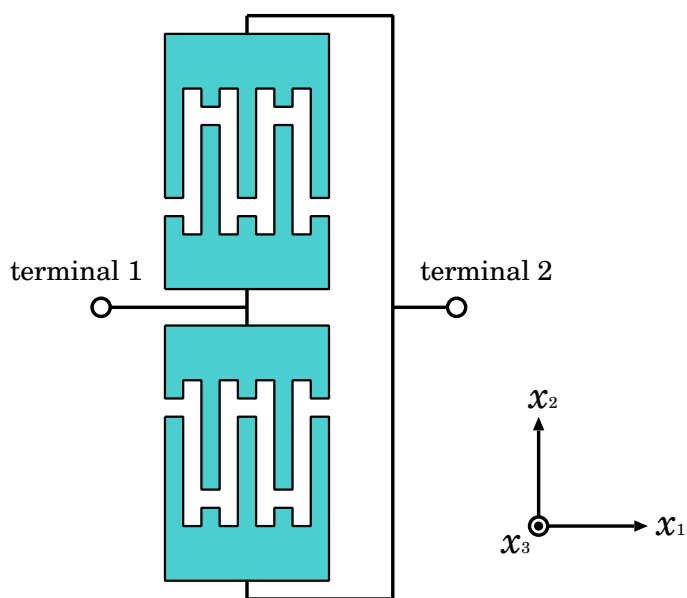
前節の実験結果から考えると、メカニズム (b) が 2 次非線形信号の主要因であり、メカニズム (d) が 1.7 GHz の急峻なピークの原因となっていると結論付けるのが妥当であろう。メカニズム (a) および (c) も H2 の発生に寄与している可能性はあるが、その影響はそれほど大きくないと考えられる。なぜならば、メカニズム (a) と (c) による非線形信号は電極指端とダミー電極の間のギャップ幅の影響を受けないはずであり、前節の実験結果を説明できないからである。

4.4 並列分割反転接続構造

前節の考察によれば、SAW 共振子の 2 次非線形性を抑圧するためには圧電基板の非対称性を実効的に打ち消す必要がある。この打ち消しを実現するために、図 4.6 の IDT 設計を提案する。この構造を並列分割反転接続 (parallelly divided and reversely connected : PDRC) 構造と呼ぶ。具体的には、IDT を 2 等分し、電氣的に並列に接続する。また、分割した 2 つの IDT は x_1 - x_3 面に対して対称となるように配置する。この提案した PDRC 構造は x_2 - x_3 面だけでなく x_1 - x_3 面に対しても対称であるため、圧電基板の非対称性によって発生した 2 次非線形信号は電氣的に完全にキャンセルされる。



(a) 従来型 IDT



(b) PDRC 構造

図 4.6: 従来型 IDT と PDRC 構造

図 4.7 に PDRC 構造を用いて作製した 1 ポート共振子と通常構造の 1 ポート共振子の反射特性の測定結果を示す。PDRC 構造では僅かに結合係数が減少し、その結果、反共振点が若干低周波側にシフトしている。また、共振点における品質係数 Q が僅かに劣化している。これは共振子を分割したことにより分割後の各 IDT の開口長が小さくなったためであると考えられる。

図 4.8 に H2 信号の測定結果を示す。この結果から、1.58 GHz 以下および 1.67 GHz 以上の

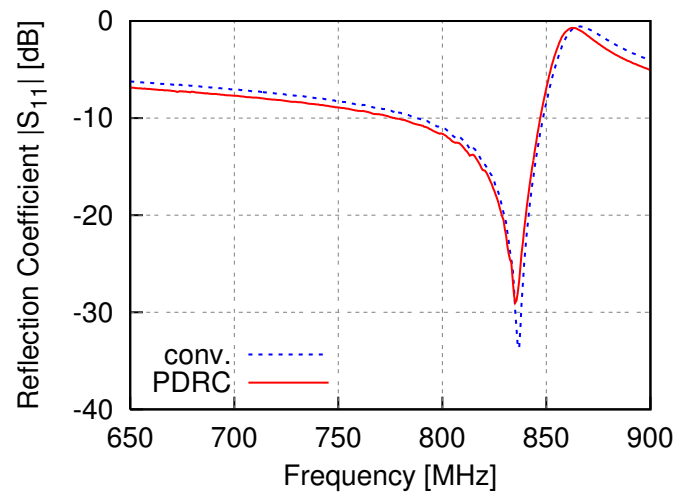


図 4.7: PDRC 構造を用いた 1 ポート共振子の反射特性

周波数において 2 次非線形信号の応答が劇的に改善されていることがわかる。その改善量はおよそ 10 から 25 dB である。それに加え、通常構造では 1.7 GHz に見られた急峻なピークもほとんど消えていることがわかる。これらの結果から、SAW デバイスにおける 2 次非線形信号の主要因は 42-LT 基板が有する非対称性であること、および提案した PDRC 構造はその非対称性の影響を打ち消すのに効果的であること、を確認した。なお、PDRC 構造を用いた場合でも、1.7 GHz 近傍にピークを持つブロードな 2 次高調波の応答が残っていることがわかる。この応答の原因については現在ところ良くわかっておらず、その解明が今後の課題である。

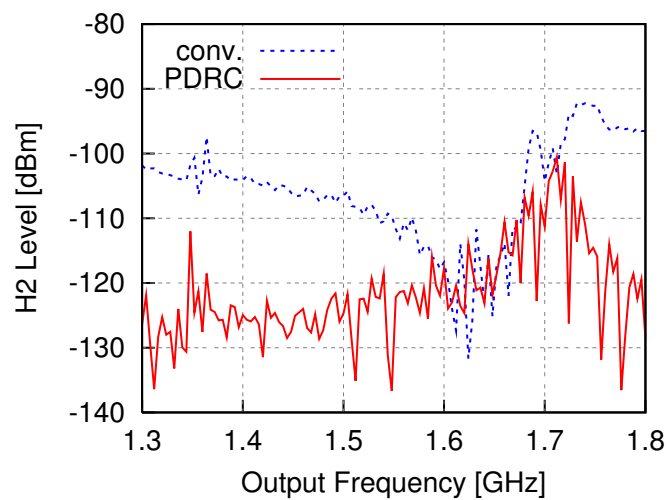


図 4.8: PDRC 構造を用いた 1 ポート共振子の H2 信号強度

次に、PDRC 構造を UMTS(Universal Mobile Telecommunication System) のバンド 5 用

SAW デュプレクサに適用し、その効果を調査した。図 4.9 の破線円で示すように、PDRC 構造はアンテナポートに最も近い直列段および並列段の 1 ポート共振子に適用した。

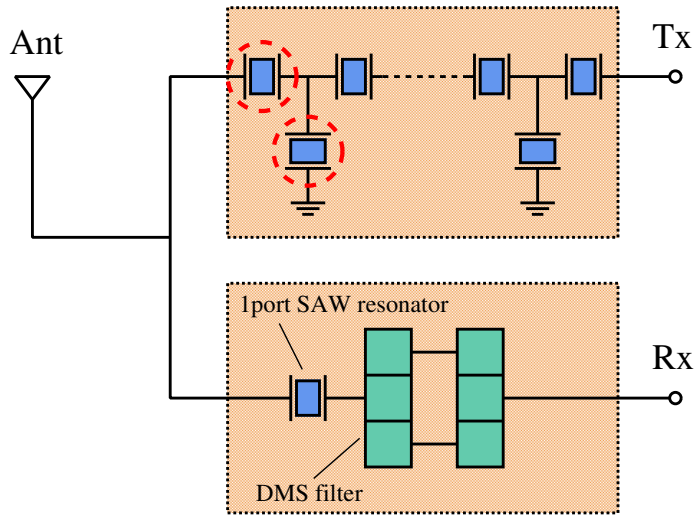


図 4.9: 作製したデュプレクサの構成

線形性の評価には 3 章の図 3.7 に示す測定系を用い、2 次 IMD(IMD2) を測定した。入力信号は Tx 端子 (端子 1) から 21 dBm の CW 信号を基本波として、アンテナ端子 (端子 2) から -15 dBm の CW 信号を妨害波として同時に印加した。各信号の入力パワーは端子 2 において定義した。基本波および妨害波の周波数 f_1 、 f_2 は、それぞれ 822 から 851 MHz および 1.694 から 1.752 GHz で掃引し、872 から 901 MHz に出力される IMD2 の信号 $f_2 - f_1$ を Rx 端子 (端子 3) で観測した。

図 4.10 に作製した SAW デュプレクサの伝送特性を示す。今回のケースでは、PDRC 構造を導入することにより、Tx 側の伝送特性に若干の劣化が見られる。図 4.11 に IMD2 の測定結果を示す。PDRC 構造を適用することにより IMD2 の信号レベルが最大で 20dB 程度改善されていることがわかる。これにより、SAW デュプレクサに対しても PDRC 構造の有効性が示された。

4.5 まとめ

本章では 42-LT 基板上に作製された SAW デバイスの 2 次非線形信号の発生メカニズムについて実験的および理論的に考察をおこなった。その結果 42-LT 基板の非対称性が 2 次非線形信号の発生要因であることを明らかにした。また、以下の 2 つのメカニズムが非線形信号の発生に主に寄与することを示した: (a) $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と静電場の寄与、(b) h_{ijkl} 、静電場、斜め伝搬する波動の歪みの寄与。これらの 2 つの寄与による非線形信号は、電極指端とダミー電極のギャップで発生する。

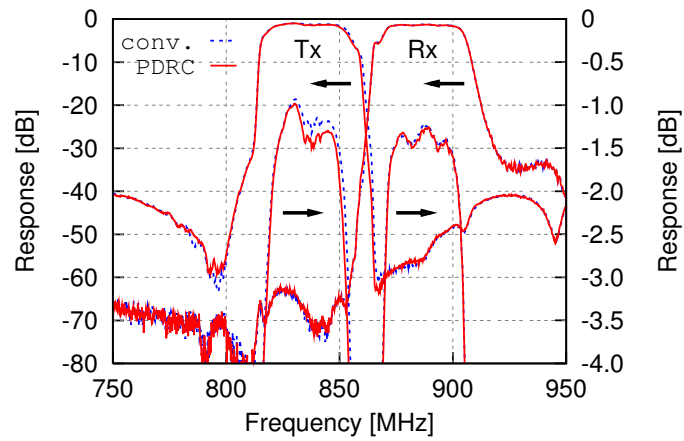


図 4.10: PDRC 構造を用いたデュプレクサの伝送特性

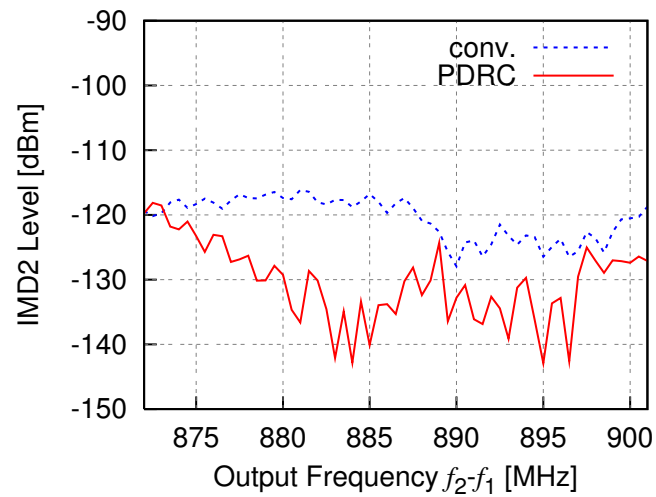


図 4.11: PDRC 構造を用いたデュプレクサの IMD2

さらに、圧電基板の非対称性を打ち消すための PDRC 構造を考案した。考案した設計は 1 ポート共振子およびデュプレクサに適用し、その効果を確認した。

なお、PDRC 構造を用いた場合でも 2 次非線形信号は完全には抑圧されなかった。残された信号の発生メカニズムの解明が今後の課題である。

参考文献

- [1] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh, and K. Hashimoto, “Nonlinear distortion of acoustic devices for radio-frequency front-end circuit and its suppression,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.49, pp.07HD12.1–07HD12.5, 2010.
- [2] K. Hashimoto, H. Kamizuma, M. Watanabe, T. Omori, and M. Yamaguchi, “Wavenumber domain analysis of two-dimensional SAW images captured by phase-sensitive laser probe system,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.54, pp.1072–1075, 2007.
- [3] N. Wu, K. Kashiwa, K. Hashimoto, T. Omori, and M. Yamaguchi, “Focus adjustment system of laser probe for radio frequency surface and bulk acoustic wave devices,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.48, pp.108002.1–108002.2, 2009.
- [4] J.V. Knuuttila, J. Koskela, P.T. Tikka, M.M. Salomaa, C.H. Hartmann, and V.P. Plessky, “Asymmetric acoustic radiation in leaky SAW resonators on lithium tantalate,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.83–86, 1999.
- [5] J. Koskela, J.V. Knuuttila, T. Makkonen, V.P. Plessky, and M.M. Salomaa, “Acoustic loss mechanisms in leaky SAW resonators on lithium tantalate,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.209–213, 2000.
- [6] S. Inoue, K. Nakamura, H. Nakazawa, J. Tsutsumi, M. Ueda, and Y. Satoh, “Analysis of Rayleigh wave radiations from leaky SAW resonators,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.1953–1956, 2013.
- [7] M. Hagiwara, S. Takahashi, T. Hoshina, H. Takeda, and T. Tsurumi, “Analysis of nonlinear transient responses of piezoelectric resonators,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.58, pp.1721–1729, 2011.

第 5 章

SAWデバイスの3次非線形信号に対する電極膜の影響

5.1 まえがき

SAW デバイスにおける 3 次非線形信号の発生箇所および発生メカニズムは、これまで度々議論の俎上に載せられてきたが、今までのところ明確な結論は出ていない。序論でも述べたように、非線形信号のモデル化については幾つか報告があり、[1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]、その報告の中で 3 次非線形信号の発生箇所やそのメカニズムについて多少言及しているものもあるが、モデルに導入されている現象やデバイスの駆動条件が限定的であるため、メカニズムの解明や発生箇所の特定には至っていない。以前には、3 次非線形信号の発生箇所が圧電基板であると示唆する内容の報告もあるが [7]、筆者らの検討では、その内容に反する結果が得られており、3 次非線形信号の振る舞いについても前章で述べた 2 次非線形信号と同様に不明な点が多かった。

本章では 42° YX-LiTaO₃(42-LT) 基板上に作製された SAW デバイスにおいて、電極の材料および層構造が 3 次の非線形信号に対して及ぼす影響について Al 電極の結晶性の影響および Al 電極内の音響的な歪みの影響という 2 つの観点から評価をおこなう。まず、Al 電極の結晶性が異なる幾つかの共振子のサンプルを作製し、その結晶性が 3 次非線形性に及ぼす影響について調査をおこなう。次に、Al 膜内の音響歪みが 3 次の非線形信号に及ぼす影響について、有限要素法による計算結果を用いて検証する。

5.2 Al 電極の結晶性の影響

はじめに、42-LT 基板上に Al 電極の結晶性が異なる 3 種類の 1 ポート共振子を作製し、各共振子の 3 次高調波 (H3) および 3 次 IMD(IMD3) の測定をおこなった。各共振子はそれぞれサンプル A、B、C とする。

それぞれの共振子の構造パラメータは同一であり、表 5.1 に示す通りである。また、共振子は UMTS のバンド 5 用 SAW デュプレクサでの使用を想定して設計されたものである。図 5.1 にそれぞれの共振子における電極膜の Al{200} 面の極点図を X 線回折 (XRD : X-ray diffraction) によって測定した結果を示す。サンプル A では六回回転対称のピークを確認することができ、Al 電極が単結晶状に配向しているのに対し、サンプル B では円対称性を有しており、多結晶状に Al が配向していることがわかる。一方でサンプル C ではピークは確認できない。これは、Al 電極膜が多結晶で、かつ配向性が非常に悪いことを示している。

表 5.1: 1 ポート 共振子の構造パラメータ

Substrate	42° Y-X LiTaO ₃
Wavelength	4.6 μm
Film thickness	Ti : 30 nm Al : 430 nm
Metallization ratio	0.5
Electrode overlap length	100 μm
Number of IDT electrode pairs	80
Number of reflector electrodes	15
IDT-reflector gap	2.3 μm
Bus-bar width	15.0 μm
Dummy electrode length	4.0 μm
Finger-dummy gap	0.5 μm

図 5.2 に各共振子をベクトルネットワークアナライザの入出力端子に対して直列に接続した場合の反射係数 S_{11} の測定結果を示す。共振点と反共振点の周波数は、それぞれ 837.1 MHz と 866.8 MHz である。測定結果では、それぞれの共振子の反射特性はほぼ一致している。このことから、Al 電極の結晶性は共振子の線形特性にほとんど影響を及ぼさないことがわかる。

図 5.3(a) および (b) に H3 と IMD3 の測定結果を示す。測定には 3 章の図 3.5 および図 3.6 で示した測定系を用いた。これらの結果から、Al 膜の結晶性により非線形信号の強度が大きく変化することがわかる。また、非常に興味深いことに、結晶性の良い膜ほど強い非線形性を示していることが確認できる。最も結晶性が悪いサンプル C ではサンプル A と比較して H3 のピークレベルがおおよそ 5 dB 程度良い。

今回の駆動条件における H3 のピーク形状と IMD3 のレベルは、詳しくは 6 章で述べるが、音響的な非線形性によって決定される。したがって、Al 電極内での音響的な非線形性が SAW デバイスにおける 3 次非線形信号の主たる発生原因の 1 つであると考えられる。

Al 層の下に存在する Ti 層も 3 次非線形信号の発生源である可能性はある。しかし、Ti は Al と比較して非常に硬い材料であり、かつ今回のケースでは Al 層と比較して Ti 層は非常に薄いので、非線形性に与える影響は小さいと考えられる。

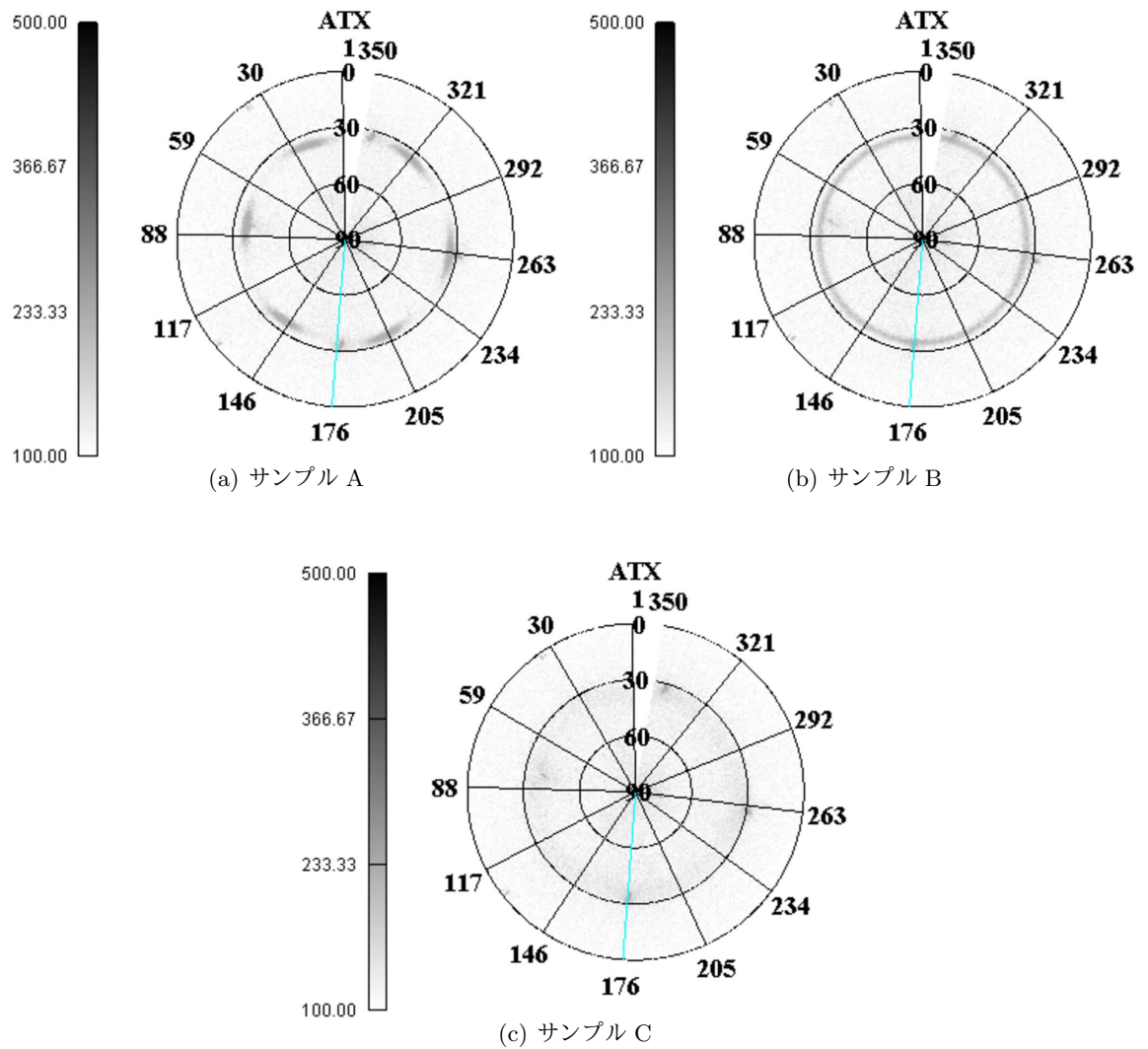


図 5.1: XRD による極点図の測定結果

5.3 電極の層構造の影響

前節の検討において、Al 電極の結晶性を劣化させることにより 3 次非線形信号の強度を低減できることを示した。しかし、実際のデバイスでは結晶性は素子の耐電力性に大きな影響を及ぼすため、より長い寿命時間を得るためには結晶性の良い電極を用いる必要がある。したがって、線形性の改善に結晶性の悪い電極を用いることは許容されない。

本節では、もう 1 つの視点として、電極内の音響歪みの影響について検討する。非線形信号の発生源が電極であることから、電極内の音響歪みに起因して非線形信号が発生していると予想される。そのため、電極の層構造を調整し、Al 電極内の音響歪みを小さくすることで、電極の結晶性を保持したままでの 3 次非線形信号低減が期待できる。

本検討では、共振子のインピーダンスをほぼ同等の特性としたままで、IDT 電極において Al 膜と Ti 膜の層の厚みを変えた積層構造を 3 種類用意し、その積層構造を用いた各 1 ポート

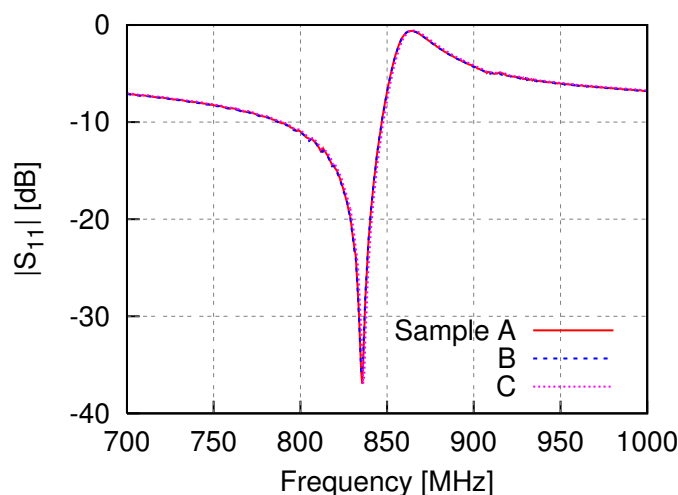


図 5.2: 1 ポート共振子の S パラメータ測定結果

共振子の 3 次非線形信号の変化について調査した。

積層構造の設計にはムラタソフトウェア株式会社で開発された有限要素法プログラム Femtet®[8] の 2 次元圧電解析を用いた。計算モデルは図 5.4 に示す通りであり、1 対の電極指を考慮し、さらに周期境界条件を用いることによって無限長の 1 ポート共振子を計算対象としている。表 5.2 に各構造における各層の厚みを示す。有限要素法の計算では、各構造における電極の結晶性は同じであるとし、Al と Ti の弾性定数および質量密度は各構造で同一のものを用いた。

表 5.2: 各電極設計における各層の厚み

Electrode type	Ti thickness [nm]	Al thickness [nm]
A	30	430
B	110	300
C	184	200

図 5.5(a) および (b) に、図 5.4 の右側電極の基板表面と Ti 層との境界および Ti 層と Al 層との境界における歪み S_4 の計算結果を示す。歪みの他の成分については、今回の構造では S_4 に比べてその値が非常に小さいため、ここでは示さない。なお、この結果は共振子の共振点から +2 MHz 高い周波数点での計算値である。

圧電基板と Ti 層の境界では各構造間の S_4 の変化は非常に小さい。各共振子のインピーダンスはほぼ同一の特性となるように層構造が設計されていることから、SAW の基本特性はこの境界面における S_4 の影響で決定されており、電極内での S_4 の分布はほとんど影響を及ぼさないことがわかる。つまり、大雑把に言えば、SAW の基本特性は電極構造全体の重さのみによってほとんど決まっている。

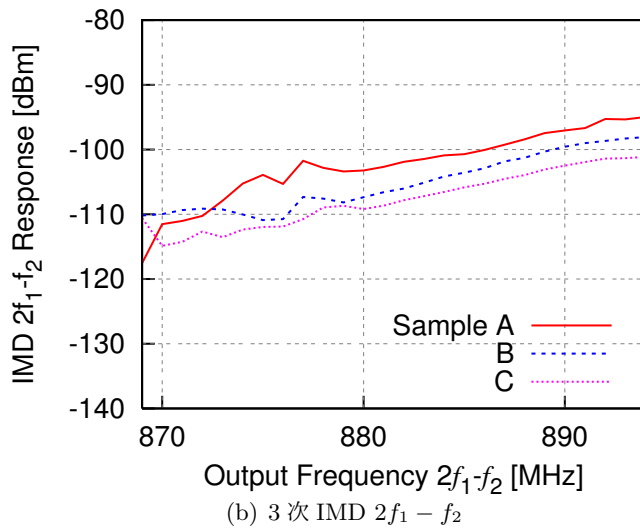
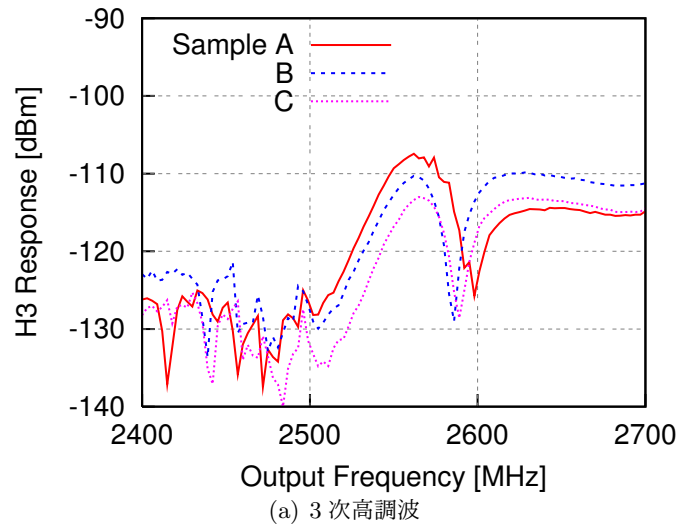


図 5.3: 3 次非線形信号の測定結果

一方で、Ti 層と Al 層の境界面においては、 S_4 は Ti 膜厚の増加にともない急激に減少する。これについては 2 つの原因が考えられる。1 つは Ti と Al の硬さが大きく異なる点である。つまり、Ti は Al よりもかなり硬い材料であるため、圧電基板から Al 層への信号の伝達が阻害され则认为られる。もう 1 つは Al 層が薄くなることによる質量の減少である。これにより、Ti と Al の境界面における Al の質量の影響が小さくなり、それによつて境界面における変形量が小さくなることが考えられる。

次に表 5.2 の層構造を用いて表 5.1 の設計の共振子を作製し、層構造の変化が 3 次の非線形性に及ぼす影響について調査をおこなつた。なお、Al 層の結晶性が単結晶状 (図 5.1(a)) となるように電極の成膜をおこなつた。

図 5.6 に作製した共振子の反射特性の測定結果を示す。共振特性自体は 3 つの共振子でほぼ

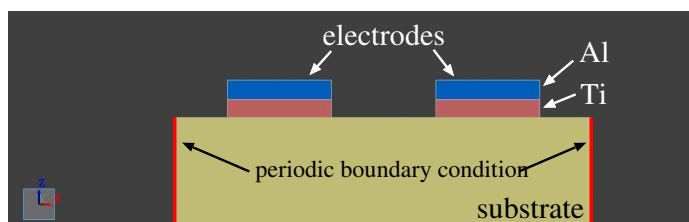


図 5.4: 2次元 FEM での計算モデル

同様であるが、タイプ B とタイプ C の共振子における共振周波数はタイプ A の共振点に比べて若干高くなっている。これは有限要素法に用いた材料定数の誤差か、電極断面形状の理想形状からのずれに起因するものと考えられる。

図 5.7(a) および (b) に H3 と IMD3 の測定結果を示す。予想通り、Ti の厚みの増加と共に、それぞれの非線形信号のレベルは低下していくことがわかる。タイプ C の共振子ではタイプ A の共振子と比較して、H3 および IMD3 とともにピークレベルでおよそ 10 dB の改善が得られた。この結果は、Al 電極内の歪み S_4 が 3 次非線形信号の発生要因の 1 つであるという予想が正しいことを裏付けるものである。

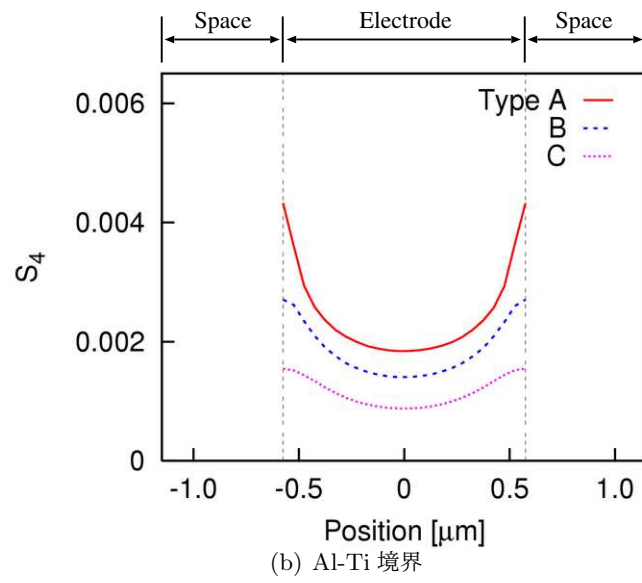
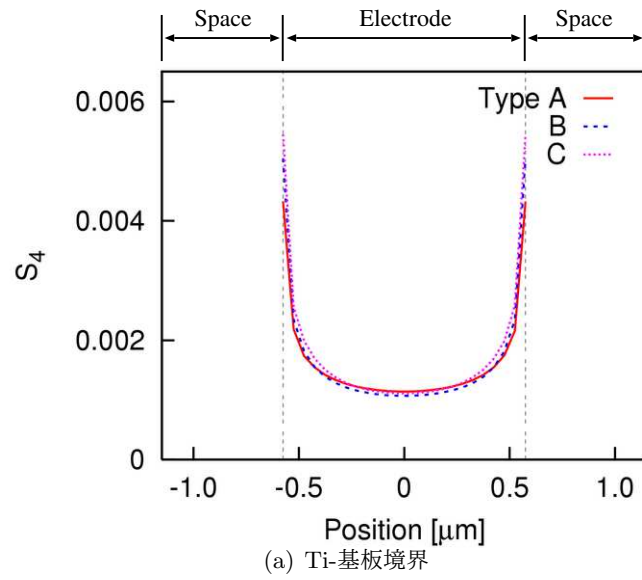
5.4 まとめ

本章では 42-LT 基板上の SAW デバイスにおいて、IDT を構成する電極が 3 次の非線形性に及ぼす影響について、Al 膜の結晶性および Al 膜内の音響的な歪みという 2 つの観点から詳細な検討をおこなった。

まず、IDT 電極における Al 膜の結晶性が 3 次非線形信号の強度に大きな影響を及ぼすことを示した。この結果から、良い結晶性の電極ほど強い 3 次非線形性を有することが明らかになった。このことから、Al 層が 3 次非線形信号の主たる発生源の 1 つであると結論付けた。

次にインピーダンスを固定し、電極膜の積層構造を変化させた 3 種類の共振子を作製し、電極の積層状態によって変化する Al 内の音響歪みが 3 次の非線形性に及ぼす影響について調査をおこなった。その結果、Al 層内に音響歪みが集中しないように電極の積層構造を決定することにより、3 次非線形信号の強度の低減が可能であることを示した。このことから、Al 層内の音響歪みが 3 次非線形信号の発生要因の 1 つであることが明らかになった。

なお、図 5.7 から分かるように、今回提案した構造においても 3 次非線形信号が完全に抑圧されたわけではない。4 章で述べた 2 次の非線形性と比較すると、3 次非線形信号の振る舞いは複雑であり多くの物理的現象の影響を考慮する必要がある。さらなる線形性改善のためには、その発生メカニズムを明らかにしなければならない。当然、今回の検討で用いた Ti と Al の 2 層構造は 3 次の線形性改善に対してのみならず、共振子の基本特性に対しても最適化されたものではない。今回提案した層構造の設計手順は最適な構造を探るうえで有効に活用できると考えている。

図 5.5: S_4 の計算結果

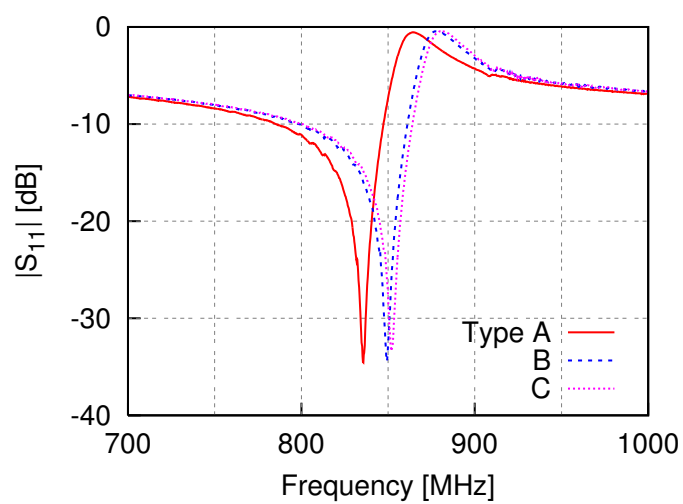


図 5.6: 表 5.2 の電極構造を持つ共振子の S パラメータ

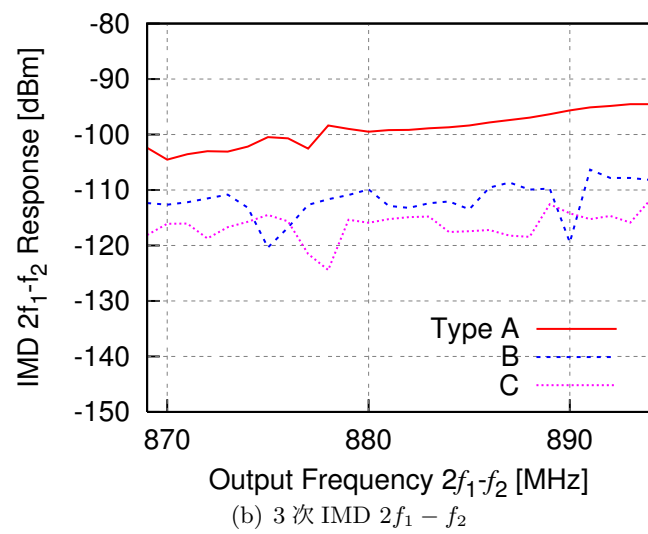
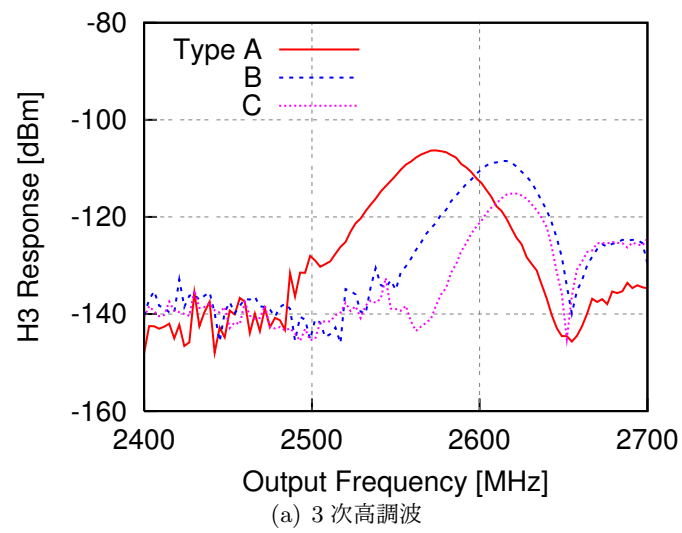


図 5.7: 3 次非線形信号の測定結果

参考文献

- [1] 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,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.283–286, 2010.
- [2] 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,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1837–1841, 2011.
- [3] S. Inoue, M. Iwaki, J. Tsutsumi, H. Nakamura, M. Ueda, Y. Satoh, and S. Mitobe, “A triple-beat-free PCS SAW duplexer,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.67–70, 2012.
- [4] L. Chen, M. Solal, J. Briot, S. Hester, D. Malocha, and P. Wahid, “A nonlinear Mason model for 3rd order harmonics and intermodulation simulations of SAW duplexers,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.56–60, 2012.
- [5] M. Solal, L. Chen, J. Gratier, and S. Hester, “A nonlinear P matrix model to simulate intermodulation products in SAW devices,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.61–66, 2012.
- [6] M. Mayer, W. Ruile, J. Johnson, I. Bleyl, K. Wagner, A. Mayer, and E. Mayer, “Rigorous COM and P-matrix approaches to the simulation of third-order intermodulation distortion and triple beat in saw filters,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1965–1968, 2013.
- [7] M. Mayer, W. Ruile, J. Johnson, J. Kiwitt, R.S. Jose, E. Schmidhammer, I. Bleyl, K. Wagner, A. Mayer, and E. Mayer, “Application of a rigorous nonlinear P-matrix method to the simulation of third order intermodulation in test devices and duplexers,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.787–790, 2014.
- [8] “<http://muratasoftware.com/>”.

第 6 章

シミュレーションに基づく 3 次非線形信号の発生メカニズムの考察

6.1 まえがき

本章では、3 次非線形信号の発生要因として考えられる複数の現象を網羅的に導入したシミュレーション手法を提案し、その計算結果を基に詳細に 3 次非線形信号の発生メカニズムについて議論する。まず、8 個の非線形項を圧電構成方程式に導入し、IDT 内の各電極における非線形応力および非線形電流を線形解析の結果と非線形係数を用いて表現する。その結果を等価回路モデル上で与えることにより、外部端子に出力される非線形信号の強度を評価することができる。各非線形係数は駆動条件の異なる幾つかの非線形信号の測定結果にフィットすることにより決定する。この手法を用いることにより、各非線形項が様々な駆動条件下で非線形信号に及ぼす影響を評価する。

6.2 非線形信号のシミュレーション手順

6.2.1 線形解析

まず始めに、今回の解析で用いるモデルを図 6.1 に示す。このモデルは圧電基板上の IDT (Inter Digital Transducer) による励振および受信を表現するために、複数の励振源および受信点を有する。 k 番目の励振源は $x = x_{ek}$ に、 l 番目の受信点は $x = x_{rl}$ に配置される。このモデルをモード結合 (COM : Coupling of Modes) 理論 [1] や P-matrix モデル [2, 3] のような 1 次元解析と対応させるために、線形状態における e 形式の圧電構成方程式により、応力 T 、電束密度 D 、歪み S および電界 E の関係を以下のように表現する。

$$T = cS - eE \quad (6.1)$$

$$D = eS + \epsilon E \quad (6.2)$$

ここで c 、 ϵ および e はそれぞれ弾性スティフネス定数、誘電率、圧電定数である。

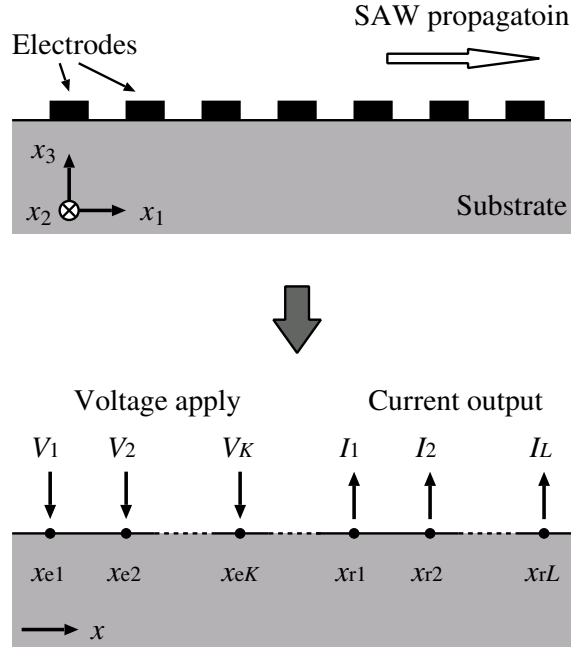


図 6.1: 計算モデル

受信点 l で受信される電流 I_l は以下のように評価される。

$$I_l = A_l \left. \frac{\partial D}{\partial t} \right|_{x=x_{rl}} = j\omega A_l D|_{x=x_{rl}} \quad (6.3)$$

ここで A_l は各受信点における実効的な電極面積である。

一方、COM 理論や P-matrix モデルでの解析から励振源 k によって受信点 l に励起される電流 I_l は

$$I_l = \left(Y_{lk}^{(A)} + Y_{lk}^{(E)} \right) V_k \quad (6.4)$$

と表現される。ここで $Y_{lk}^{(A)}$ と $Y_{lk}^{(E)}$ はそれぞれ入出力間の音響的および電氣的な伝達アドミタンスであり、 V_k は励振源 k における印加電圧である。また、複数の励振源による励振を考慮した場合、各受信点における電流 $\hat{I}_l$ は

$$\begin{aligned}\hat{I}_l &= \sum_{k=1}^K \left(Y_{lk}^{(A)} + Y_{lk}^{(E)} \right) V_k \\ &= \hat{I}_l^{(A)} + \hat{I}_l^{(E)}\end{aligned}\quad (6.5)$$

と表現される。

以上の導出により、式 (6.1) での受信点 l における歪み S および電界 E は、式 (6.5) の $\hat{I}_l^{(A)}$ および $\hat{I}_l^{(E)}$ を用いて以下のように計算される。

$$S_l = -\frac{j}{\omega e A_l} \hat{I}_l^{(A)} \quad (6.6)$$

$$E_l = -\frac{j}{\omega \epsilon A_l} \hat{I}_l^{(E)} \quad (6.7)$$

6.2.2 非線形性の導入

非線形応力 T_N および非線形電束密度 D_N を導入した場合、圧電構成方程式は以下のように表現される。

$$T = cS - eE + T_N \quad (6.8)$$

$$D = eS + \epsilon E + D_N \quad (6.9)$$

T_N と D_N の形式は考慮する非線形性の次数に応じて定義され、3 次の非線形性を考慮した場合には

$$T_N = \chi_m^{(03)} S^3 + \chi_m^{(12)} S^2 E + \chi_m^{(21)} S E^2 + \chi_m^{(30)} E^3 \quad (6.10)$$

$$D_N = \chi_e^{(03)} S^3 + \chi_e^{(12)} S^2 E + \chi_e^{(21)} S E^2 + \chi_e^{(30)} E^3 \quad (6.11)$$

となる。ここで $\chi_m^{(03)}$ 、 $\chi_m^{(12)}$ 、 $\chi_m^{(21)}$ 、 $\chi_m^{(30)}$ 、 $\chi_e^{(03)}$ 、 $\chi_e^{(12)}$ 、 $\chi_e^{(21)}$ 、 $\chi_e^{(30)}$ は3次非線形性への感受率を表す。また下付きの“m”および“e”は、それぞれ T_N および D_N への寄与を表す。具体的には、 $\chi_m^{(03)}$ と $\chi_e^{(30)}$ はそれぞれ3次の非線形弾性および非線形誘電率であり、その他は電気機械結合における非線形性を表す。また、エネルギー保存の法則から、 $3\chi_m^{(12)} = -\chi_e^{(03)}$ 、 $\chi_m^{(21)} = -\chi_e^{(12)}$ 、 $\chi_m^{(30)} = -3\chi_e^{(21)}$ の関係を満足する [4]。

単一の周波数成分の信号が印加された場合、式 (6.10)(6.11) は3次高調波 (H3) の影響を表す。一方、異なる周波数 ω_1 および ω_2 を持つ2つの信号が同時に印加された場合、H3 および3次 IMD(IMD3) の影響は、式 (6.10)(6.11) から適切な周波数成分を有する項を取り出すことにより評価できる。H3 の場合は $3\omega_1$ もしくは $3\omega_2$ の周波数成分を持つ項を、IMD3 の場合は式 (6.10)(6.11) から $2\omega_1 \pm \omega_2$ もしくは $2\omega_2 \pm \omega_1$ の周波数成分を持つ項を取り出せば良い。

2つの信号が同時に入力された場合、圧電体内の線形状態での歪みおよび電界は以下のように表現される。

$$S = S(\omega_1) + S(\omega_2) \quad (6.12)$$

$$E = E(\omega_1) + E(\omega_2) \quad (6.13)$$

式 (6.12)(6.13) を式 (6.10)(6.11) に代入することにより、3次の非線形性によって受信点 l に発生する非線形応力は、 $3\omega_1$ の周波数成分を持つ H3 について

$$\begin{aligned} T_{Nl}^{(3\omega_1)} = & -j \frac{1}{\omega_1^3} \left[\mu_m^{(03)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^3 + \mu_m^{(12)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \right. \\ & \left. + \mu_m^{(21)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 + \mu_m^{(30)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^3 \right] \end{aligned} \quad (6.14)$$

$2\omega_1 \pm \omega_2$ の成分を持つ IMD3 について

$$\begin{aligned} T_{Nl}^{(2\omega_1 \pm \omega_2)} = & -j \frac{1}{\omega_1^2 \omega_2} \left[3\mu_m^{(03)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right. \\ & \left. + \mu_m^{(12)} \left\{ 2\hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \right\} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +\mu_{\text{m}}^{(21)} \left\{ 2\hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)\hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)\hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2\hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right\} \\
& + 3\mu_{\text{m}}^{(30)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2\hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \Big] \tag{6.15}
\end{aligned}$$

となる。

非線形電流は式 (6.3) の関係から、 $3\omega_1$ の周波数成分を持つ H3 について

$$\begin{aligned}
I_{\text{Nl}}^{(3\omega_1)} &= \frac{3}{\omega_1^2} \left[\mu_{\text{e}}^{(03)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^3 + \mu_{\text{e}}^{(12)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \right. \\
& \quad \left. + \mu_{\text{e}}^{(21)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 + \mu_{\text{e}}^{(30)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^3 \right] \tag{6.16}
\end{aligned}$$

$2\omega_1 \pm \omega_2$ の成分を持つ IMD3 について

$$\begin{aligned}
I_{\text{Nl}}^{(2\omega_1 \pm \omega_2)} &= \frac{2\omega_1 \pm \omega_2}{\omega_1^2 \omega_2} \left[3\mu_{\text{e}}^{(03)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right. \\
& \quad + \mu_{\text{e}}^{(12)} \left\{ 2\hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \right\} \\
& \quad + \mu_{\text{e}}^{(21)} \left\{ 2\hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right\} \\
& \quad \left. + 3\mu_{\text{e}}^{(30)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \right] \tag{6.17}
\end{aligned}$$

として導出される。ここで μ は非線形係数であり、非線形感受率 χ に対して以下の関係性を持つ。

$$\begin{aligned}
\mu_{\text{m}}^{(03)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(03)}}{e^3 A_l^3} \\
\mu_{\text{m}}^{(12)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(12)}}{e^2 \epsilon A_l^3} \\
\mu_{\text{m}}^{(21)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(21)}}{e \epsilon^2 A_l^3} \\
\mu_{\text{m}}^{(30)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(30)}}{\epsilon^3 A_l^3} \\
\mu_{\text{e}}^{(03)} &= \frac{\chi_{\text{e}}^{(03)}}{e^3 A_l^3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mu_e^{(12)} &= \frac{\chi_e^{(12)}}{e^2 \epsilon A_l^3} \\ \mu_e^{(21)} &= \frac{\chi_e^{(21)}}{e \epsilon^2 A_l^3} \\ \mu_e^{(30)} &= \frac{\chi_e^{(30)}}{\epsilon^3 A_l^3}\end{aligned}$$

式(6.14)(6.15)(6.16)(6.17)において、非線形応力および非線形電流は印加される信号の角速度、非線形係数、および受信点での線形電流によって表現される。つまり、非線形係数を何らかの方法で決定することができれば、非線形応力および非線形電流は従来の線形解析の結果のみを用いることにより計算することができる。なお、本章では3次非線形信号についての式を導出したが、2次非線形信号についても同様の方法で非線形応力および非線形電流を求めることができる。これについては付録Cで述べる。

6.2.3 非線形信号レベルの評価

実際の非線形信号の評価では、各デバイスの外部端子における非線形信号の強度を測定する。この評価に対応するため、6.2.2項で導出した非線形応力および非線形電流を、回路シミュレータ上で、計算対象とするSAWデバイスの等価回路内に与える。

図6.2は1ポート共振子の等価回路の概略図である。非線形応力は電圧源として音響ノードへ、非線形電流は電流源として電気ノードへ接続する。電流源の値は同一の電気ノードへ流入する非線形電流の総和として算出する。

図6.2の等価回路に用いるSAW共振子のマルチポートYパラメータ(もしくはSパラメータ)はCOM理論から導出する。セラミックパッケージなどの周辺回路の影響は電磁界シミュレータANSYS HFSS[5]などによって個別に評価する。

これらの手順を用いることにより、デバイスの駆動周波数を決定すれば、各外部端子における非線形信号の信号強度を計算することができる。この一連の計算は市販の回路シミュレータであるAdvanced Design System (ADS)[6]などを使用することにより円滑に実行することができる。

非線形係数 μ は未知のパラメータであり、シミュレーションをおこなう際には前もって決定する必要がある。今回は、試作した共振子の非線形信号の測定結果に対し、シミュレーション結果をフィットすることにより非線形係数の値を決定した。

式(6.14)(6.15)(6.16)(6.17)には8個の非線形係数が存在するが、複数の駆動条件における測定結果に対してフィッティングをおこなうことにより、各非線形係数は容易に決定することができる。これは、(a)非線形応力 T_N は非線形信号が共振点 f_r の近傍に発生する時のみ影響が大きくなるのに対して非線形電束密度 D_N は全ての周波数範囲で影響が大きいこと、(b)音

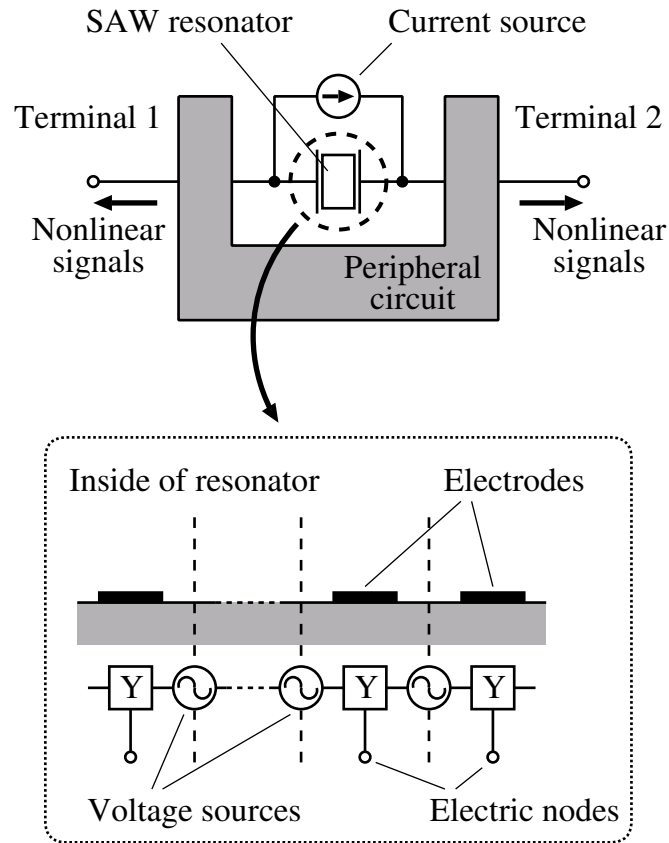


図 6.2: 外部端子における非線形信号強度の評価

響歪み S は駆動周波数が共振点 f_r 近傍の時のみ大きいのにに対して電界 E は全ての駆動周波数で無視できないこと、が理由である。この詳細については次節で述べる。

6.3 シミュレーションと考察

本節では、シミュレーションによるフィッティング結果と実測を比較することにより、前節で提案したシミュレーション手法の妥当性を評価する。また、式 (6.14)(6.15)(6.16)(6.17) における 8 個の非線形項の影響についても考察する。

6.3.1 シミュレーション結果と実測結果

今回の評価に用いた 1 ポート共振子の構造パラメータを表 6.1 に示す。検証用の共振子は 4 章および 5 章の実験に用いたものと同一設計であり、universal mobile telecommunication system (UMTS) のバンド 5 での使用を想定して設計されたものである。共振点と反共振点はそれぞれ 837.1 MHz および 866.8 MHz である。検証用共振子の反射係数の測定結果は図 6.3 に示すとおりである。

表 6.1: 1 ポート共振子の構造パラメータ

Substrate	42° Y-X LiTaO ₃
Wavelength	4.6 μm
Film thickness	Ti : 30 nm Al : 430 nm
Metallization ratio	0.5
Electrode overlap length	100 μm
Number of IDT electrode pairs	80
Number of reflector electrodes	15
IDT-reflector gap	2.3 μm
Bus-bar width	15.0 μm
Dummy electrode length	4.0 μm
Finger-dummy gap	0.5 μm

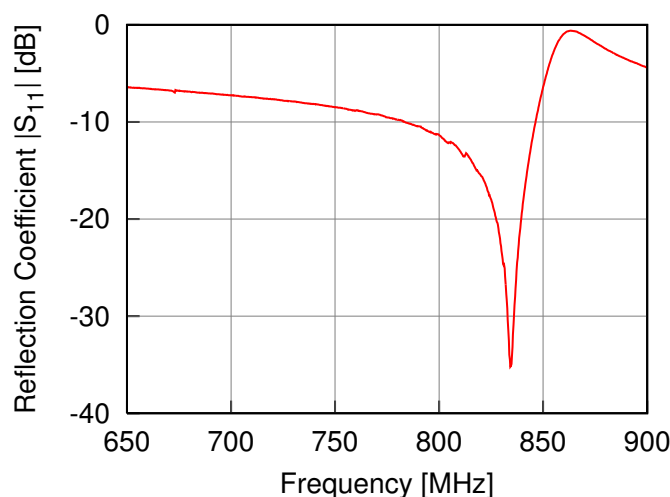


図 6.3: 検討に用いた共振子の S パラメータ

H3の測定には3章の図3.5で示した測定系を用いた。測定は表6.2に示すように、2つの信号入力条件についておこなった。条件Aでは、入力周波数 f_1 を、共振周波数 f_r (837.1 MHz)に近い800から900 MHzで掃引し、 $3f_1$ の周波数である2.4から2.7 GHzに出力されるH3の信号レベルを観測した。一方、条件Bの測定では、 f_1 を f_r のおよそ1/3倍である265から310 MHzで掃引し、 f_r の近傍である795から930 MHzに出力される信号を測定した。

IMD3の測定では、3章の図3.6で示した測定系を用いた。この測定では f_1 および f_2 の2つの周波数成分の信号を同時に検証用共振子に印加した。測定時のデバイスの駆動条件は表6.3に示すとおりである。全ての測定において、 f_1 は824から849 MHzで掃引した。測定条件CとDでは、 f_2 は f_1 と同時に $f_2 = f_1 - 45$ MHzとなるように掃引し、条件Cでは $2f_1 - f_2$ である869から894 MHzに出力される信号を、条件Dでは $2f_1 + f_2$ である2.427から2.496 GHz

表 6.2: 3 次高調波の測定条件

Condition	Input frequency [MHz]	Output frequency [MHz]
A	800 to 900	2400 to 2700
B	265 to 310	795 to 930

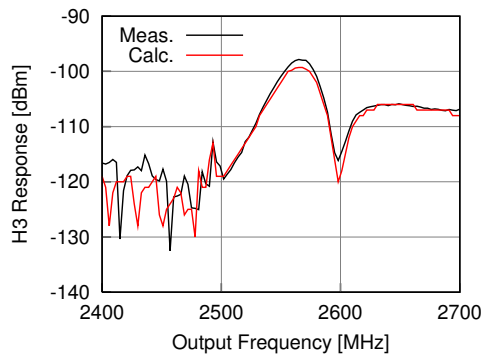
に出力される信号を測定した。また、条件 E では、 f_2 は $f_2 = 3f_1 + 45$ MHz となるように掃引し、 $-2f_1 + f_2$ の周波数である 869 から 894 MHz に出力される信号を測定した。なお、各測定において入力信号には連続波を用い、そのパワーは図 3.5 および図 3.6 の端子 1 において 15 dBm とした。

表 6.3: 3 次 IMD の測定条件

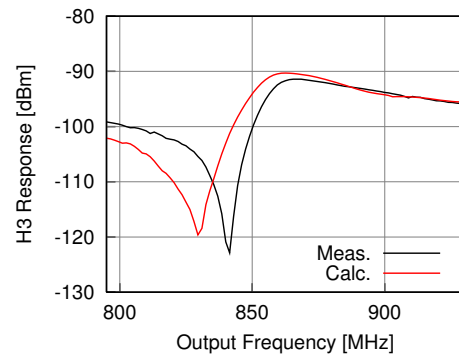
Condition	Input frequency f_1 [MHz]	Input frequency f_2 [MHz]	Output frequency [MHz]
C	824 to 849	779 to 804	869 to 894
D	824 to 849	779 to 804	2427 to 2496
E	824 to 849	2517 to 2592	869 to 894

表 6.2 および表 6.3 の駆動条件下における H3 と IMD3 の測定結果、および測定データに対するシミュレーションのフィッティング結果を図 6.4(a)-(e) に示す。この結果によると、シミュレーション結果は測定結果と非常に良く一致している。特に、図 6.4(a) でのピークレベルおよび 2.6 GHz 近傍におけるディップや、図 6.4(d) における IMD3 レスポンスの周波数依存性などが、今回提案したシミュレーション手法での計算により非常に良く表現されていることがわかる。

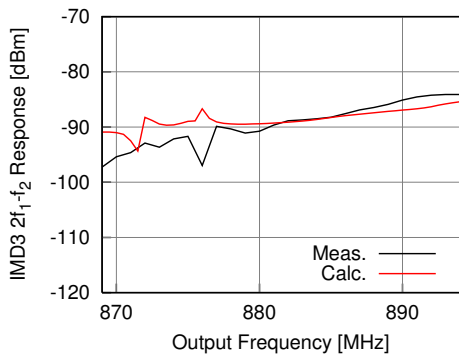
今回の全ての計算において非線形係数は固定した値を用いた。これは電極も含めてデバイスの構造が同じであれば、駆動条件によって非線形係数は変化しないと考えられるためである。非線形係数を固定した状態でも複数の駆動条件の測定結果に対してシミュレーション結果が良く一致していることから、今回提案した手法は 3 次非線形信号の振る舞いを良く表現していると考えられる。



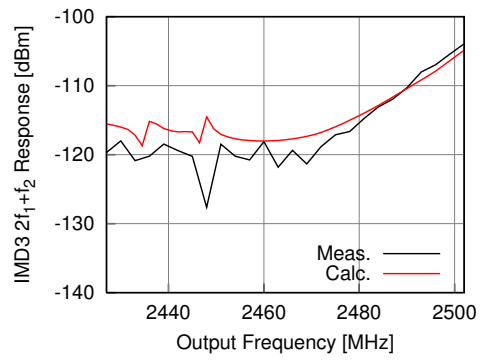
(a) 駆動条件 A



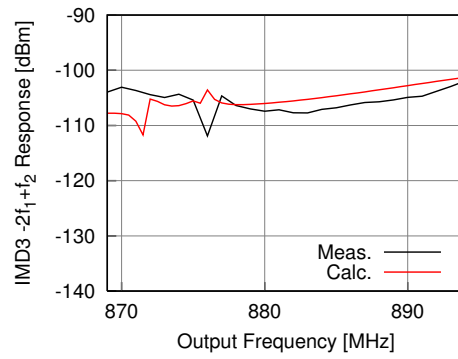
(b) 駆動条件 B



(c) 駆動条件 C



(d) 駆動条件 D



(e) 駆動条件 E

図 6.4: 各駆動条件における実測結果およびシミュレーション結果

6.3.2 各非線形項の寄与

図 6.5(a)-(e) に、図 6.4 におけるシミュレーション結果に対して各非線形項が及ぼす影響を示す。

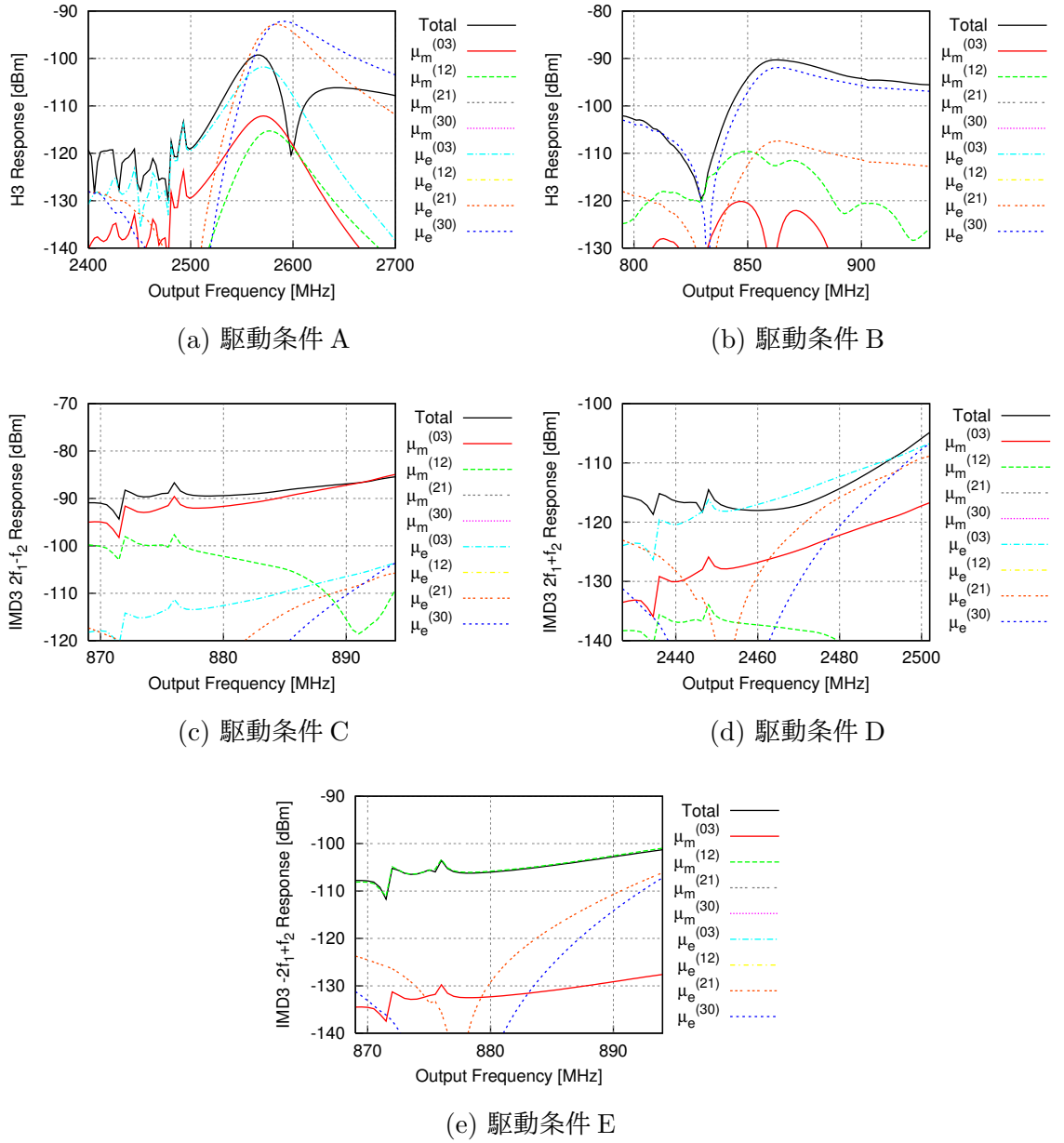


図 6.5: 各非線形係数の非線形信号への寄与

図 6.5(a) に示す条件 A では、 $\mu_e^{(03)}$ 、 $\mu_e^{(21)}$ 、および $\mu_e^{(30)}$ の影響が支配的である。特に、2.6 GHz 近傍に見られる急峻なディップはこれらの 3 つの項の影響が互いにキャンセルして発生していることがわかる。このケースでは非線形信号が発生する $3f_1$ の周波数が共振周波数 f_r と比較して非常に高いため、 $\mu_m^{(ij)}$ の影響は非常に小さい。一方、 $f_1 \sim f_r$ であることから、係数 $\mu_e^{(03)}$ が表す効果、つまり音響的な歪みによって発生する非線形電流の影響が非常に大きくなっていると考えられる。

図 6.5(b) の条件 B の場合、非線形誘電率の寄与を表す $\mu_e^{(30)}$ の影響が支配的である。これ

は $f_1 \ll f_r$ である一方 $3f_1 \sim f_r$ であり、非線形誘電率によって発生する電荷が音響的な共振を誘発しているためであると考えられる。840 MHz 近傍のディップは、IDT の入力アドミタンスが非常に大きくなる点である共振点の影響により発生している。ただし、厳密なディップの周波数点はわずかに共振点 f_r と異なる。これについては後程考察する。

図 6.5(c) の条件 C の場合、非線形信号の特性の大部分は $\mu_m^{(03)}$ によって決定される。つまり、この駆動条件下では非線形弾性の影響が非線形信号発生 of 主要因となる。これは入力信号の周波数である f_1 および f_2 と出力信号の周波数である $2f_1 - f_2$ が、共に共振周波数 f_r 近傍に位置し、線形信号および非線形信号に対して音響的な波動が効率的に励振・受信されるためである。一方、図 6.5(d) の条件 D の場合、非線形信号は主に $\mu_e^{(03)}$ 、 $\mu_e^{(21)}$ 、および $\mu_e^{(30)}$ に影響される。この条件では、 f_1 および f_2 は f_r に近いが、 $2f_1 + f_2 \gg f_r$ である。したがって音響的に励起された非線形電流の影響が大きくなると考えられる。

最後に、図 6.5(e) の条件 E の場合、 $\mu_m^{(12)}$ の影響が支配的である。この条件では、 f_1 および $f_2 - 2f_1$ は f_r に近いが、 $f_2 \gg f_r$ である。そのため電気機械結合の非線形性が支配的になると考えられる。

なお、 $\mu_m^{(21)}$ および $\mu_e^{(12)}$ の影響は非常に小さく、今回の検討では、この 2 つの係数の値は零とした。萩原らによると圧電構成方程式を e 形式で記述した場合、電気機械結合係数の非線形性による項は現われない [7]。このことから $\mu_m^{(21)}$ および $\mu_e^{(12)}$ を零とすることは妥当であると考えられる。一方、 $\mu_m^{(12)}$ 、 $\mu_e^{(03)}$ および $\mu_e^{(21)}$ も電気機械結合の非線形性を表すが、今回のフィッティング結果では、それらの値を無視することはできない。これは、おそらく今回提案した手法で考慮されていないメカニズムが存在するためだと考えられる。例えば、5 章で示した通り、IDT を形成する電極の非線形性は無視することができないが、電極の変形は電気機械結合によって生じるため、それらの影響が各係数に反映されているのかもしれない。

今回の検討で得られた内容をまとめると以下の通りとなる。

- (a) $\mu_m^{(ij)}$ の影響は、非線形信号の出力周波数が f_r 近傍の場合に大きく、 $\mu_e^{(ij)}$ の影響はその他の場合に大きい。
- (b) f_1 および f_2 のどちらかが f_r に近い場合、 $\mu_m^{(ij)}$ および $\mu_e^{(ij)}$ のうち、非零の i を持つ非線形係数の影響が大きい。また、 $\mu_m^{(0j)}$ および $\mu_e^{(0j)}$ の影響は f_1 および f_2 の両者が f_r に近い場合に支配的になる。
- (c) 全ての条件において、 $\mu_m^{(21)}$ および $\mu_e^{(12)}$ の影響は無視できる。

これらの内容は今回検討に用いた SAW デバイスの非線形の振る舞いを非常に良く表現している。ただし、条件 B の場合のみこの説明に当てはまらない。上記の内容によれば、条件 B の場合には $\mu_m^{(30)}$ の影響が最も大きくなるはずであるが、フィッティングの結果では $\mu_e^{(03)}$ の影響により非線形信号の振る舞いが決定付けられており、 $\mu_m^{(30)}$ の影響はほとんど無い。しかし、実験結果とフィットしたシミュレーション結果の間には、共振点近傍におけるディップの周波数位置にずれがあることから、 $\mu_m^{(30)}$ の影響が正確に見積もられていない可能性がある。

1つの仮定として、 $\mu_m^{(30)}$ が複素数値を持つとし、再度フィッティングをおこなった。図 6.6 は、この仮定の基に駆動条件 B のシミュレーションをおこなった結果である。この結果では、図 6.4(b) において見られたディップの周波数のずれは無くなり、シミュレーションの結果は実測結果と良く一致している。この計算では $\angle(\mu_m^{(30)}) = 288.8^\circ$ とした。その他の駆動条件におけるシミュレーション結果はここでは示さないが、今回の変更に対しての影響は無かった。この位相シフトであるが、今回計算対象とした 42-LT は異方性を持つため、複数の電界成分や電界分布によって発生した 2 種類の電氣的な非線形信号が同時に受信されることなどにより生じるのかもしれない。

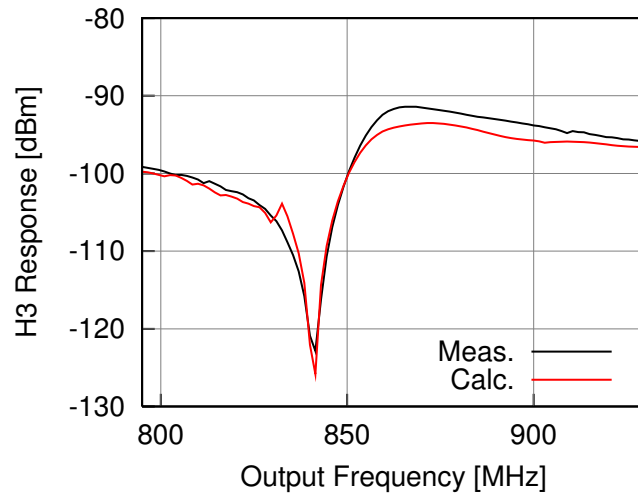


図 6.6: $\mu_m^{(30)}$ に複素数値を与えた場合の条件 B のシミュレーション結果

6.3.3 電極膜構成の影響についての考察

5.3 節で示した電極の膜構成による非線形信号レベルの変化について、本章で提案した手法を用いて考察した。図 5.7 の測定結果は本節での検討における条件 A および条件 C に対応し、その結果から、 $\mu_e^{(03)}$ 、 $\mu_e^{(21)}$ 、 $\mu_e^{(30)}$ 、および $\mu_m^{(03)}$ の寄与を確認することができる。

表 6.4 に、図 5.7 の測定結果に対して非線形係数をフィットした結果を示す。電極タイプ A、B、C の順に $\mu_e^{(03)}$ および $\mu_m^{(03)}$ が小さくなることがわかる。この結果は、電極構造の変化に伴って Al 電極内での歪み S_4 が小さくなり、音響的な効果による非線形信号発生量が低下することを等価的に表しているものと考えられる。これは 5.3 節での考察結果と一致する。

一方、 $\mu_e^{(21)}$ および $\mu_e^{(30)}$ は主に電氣的な非線形性を表現しており、電極構造の変化にはほとんど影響を受けないはずである。

しかし、今回のフィッティングの結果では、タイプ A の電極に対しタイプ B およびタイプ C の電極の方がその値が若干大きい。この電氣的な非線形性の強さについては、複数の実験結果から、同一構造のサンプル間でもばらつきが大きいことを確認している。このばらつき

の原因は圧電基板の個体差やサンプルの作製プロセス中でのサージ電圧の印加などの影響が考えられるが、詳しくはわかっていない。今回の電極タイプ A と電極タイプ B および C の間でみられた差は、このばらつきによるものだと考えている。

表 6.4: 各電極設計における非線形係数の変化

Electrode type	$\mu_e^{(03)}$	$\mu_e^{(21)}$	$\mu_e^{(30)}$	$\mu_m^{(03)}$
A	0.12	0.11	0.11	350
B	0.10	0.15	0.18	120
C	0.05	0.15	0.18	70

6.4 まとめ

本章では独自に開発したシミュレーション手法による計算結果を基に SAW デバイスにおける 3 次非線形信号の発生メカニズムについて考察をおこなった。まず始めに、圧電基板内で生じ得る全ての発生メカニズムを考慮したシミュレーション手法を開発し、その手法を用いて、各メカニズムが非線形信号の発生にどのように寄与しているかを調査した。

シミュレーションで用いる非線形係数は複数の駆動条件下での測定結果へのフィッティングにより一意に決定することができた。またフィッティングの結果から、SAW デバイスの 3 次非線形信号は複数のメカニズムの寄与によって生じており、その寄与の大きさが駆動条件により劇的に変化することを示した。さらに、決定された適切な係数を用いることにより、提案した手法によるシミュレーション結果は実測結果と非常に良く一致した。

3 次非線形信号は様々なメカニズムの寄与によって発生するが、今回提案した手法を用いることにより、各駆動条件において最も問題となるメカニズムを特定することができる。また、メカニズムが特定可能となったことにより、実際のデバイス設計の際に、要求される仕様まで線形性を改善する大きな足掛りを得た。

参考文献

- [1] K. Hashimoto, “Surface acoustic wave devices in telecommunications – modelling and simulation–,” chapter 7, pp.191–235, Springer Verlag, Berlin, 2000.
- [2] G. Tobolka, “Mixed matrix representation of SAW transducers,” IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol.26, pp.426–427, 1979.
- [3] G. Kovacs, “A generalised P-matrix model for SAW filters,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.707–710, 2003.
- [4] D.A. Feld, D.S. Shim, S. Fouladi, and F. Bayatpur, “Advances in nonlinear measurement & modeling of bulk acoustic wave resonators,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.264–272, 2014.
- [5] “<http://www.ansys.com>”.
- [6] “<http://www.keysight.com>”.
- [7] M. Hagiwara, S. Takahashi, T. Hoshina, H. Takeda, and T. Tsurumi, “Analysis of nonlinear transient responses of piezoelectric resonators,” IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol.58, pp.1721–1729, 2011.

第 7 章

結論

本研究では、SAW 導波路中を伝搬する横モードの一部である漏洩モードの励振・伝搬特性の解析手法の確立、および SAW デバイスにおける非線形信号の発生メカニズム解明とその抑圧手法の確立についての検討をおこなった。以下に本研究で得られた成果と今後の課題についてまとめる。

2 章では IDT のような SAW 導波路構造中を伝搬する横モードのうち、漏洩モードに対して適用可能な励振特性および伝搬特性の解析手法を提案した。具体的には、従来の導波モードの解析に対して用いられるスカラポテンシャル理論に対し、波源による励振および受信を導入し、入出力間の伝達関数を導出する方法を考案した。また得られた伝達関数を評価することにより各モードの波数および励振効率を評価した。その結果、漏洩モードはカットオフ近傍において、その減衰量は非常に小さく、励振効率も無視できない程度の値となるため、デバイスのスプリアス応答としての影響が大きくなるとの結論を得た。また、テスト用の共振子によりシミュレーション結果と実測を比較した。その結果、漏洩モードによるピークは位置、大きさともに良く一致し、本手法の妥当性を確認できた。なお、今回の比較では導波モードに対してシミュレーションと実測の不一致があり、その原因究明が今後の課題である。

3 章では SAW デュプレクサ非線形信号の評価方法を示した。非線形信号は非常に微弱な信号であり、測定時に使用する機器自身が発生させる非線形信号や測定系内におけるインピーダンス不整合の影響などにより正確な測定結果が得られなくなることから、それらの影響を除去する測定系の構成について述べた。また、一般的な設計の SAW デュプレクサの測定をおこない、2 次、3 次の非線形信号を共に抑圧する必要があることを示した。

4 章では 42-LT 基板上に作製された SAW デバイスの 2 次非線形信号の発生メカニズムについて、実験的および理論的に考察し、非線形性が 42-LT 基板の非対称性に起因して生じていることを明らかにした。また、以下の 2 つのメカニズムが非線形信号の発生に主に寄与する

ことを示した。

(a) 非線形誘電率 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と静電場の寄与

(b) 電歪定数 h_{ijkl} 、静電場、および斜め伝搬する波動の歪みの寄与

さらに、圧電基板の非対称性を打ち消すための PDRC 構造を考案し、1 ポート共振子およびデュプレクサでの 2 次非線形信号の抑圧効果を確認した。

なお、PDRC 構造を用いた場合でも 2 次非線形信号は完全には抑圧されなかった。残された信号の発生メカニズムの解明が今後の課題である。

5 章では 42-LT 基板上的 SAW デバイスにおいて、IDT を構成する電極が 3 次非線形信号に及ぼす影響について、Al 膜の結晶性および Al 膜内の音響歪の影響という 2 つの観点から検討した。

まず、Al 膜の結晶性によって 3 次非線形信号が大きな影響を受けることを示し、この結果から、電極内の Al 層が 3 次非線形信号の主な発生源の 1 つであることを明らかにした。次にインピーダンスを固定したまま電極の膜構成を変更した 3 種類の共振子を作製し、Al 電極内に音響歪が集中しない構造ほど 3 次非線形信号の強度が低くなることを示した。このことから、Al 電極内の音響歪が 3 次非線形信号の発生要因の 1 つであることを明らかにした。

6 章では 3 次非線形信号の発生メカニズムについてより詳細に調査するためにシミュレーション手法を提案し、その計算結果を基にシミュレーション手法に導入した各メカニズムが非線形信号に及ぼす影響について考察した。まず、シミュレーション手法としては、圧電構成方程式に 8 個の非線形項を導入し、非線形応力および非線形電束密度を表現した。またそれらを SAW デバイスの等価回路モデル上で与えることにより、外部端子から出力される非線形信号の評価を可能とした。開発したシミュレーション手法を用い、駆動条件の異なる複数の非線形信号の測定結果へのフィッティングをおこない、手法の妥当性と共に、デバイスの駆動条件により各非線形項の影響が大きく変化することを示した。得られた結果をまとめると以下の通りである。

(a) 音響的な非線形係数 $\mu_m^{(ij)}$ の影響は、非線形信号の出力周波数が共振周波数 f_r 近傍である場合に大きく、電気的非線形係数 $\mu_e^{(ij)}$ の影響はその他の場合に大きい。

(b) 駆動周波数 f_1 および f_2 のどちらかが f_r に近い場合、音響的非線形係数 $\mu_m^{(ij)}$ および電気的非線形係数 $\mu_e^{(ij)}$ のうち、非零の i を持つ非線形係数の影響が大きい。また、 $\mu_m^{(0j)}$ および $\mu_e^{(0j)}$ の影響は f_1 および f_2 の両者が f_r に近い場合に支配的になる。

(c) 全ての条件において、電気機械結合の非線形性を表す係数 $\mu_m^{(21)}$ および $\mu_e^{(12)}$ の影響は無い。

この取り組みにより、様々な駆動条件下で 3 次非線形信号の支配的な発生メカニズムを同定することが可能となった。

以上で述べた成果のうち、4 章および 5 章で提案した構造については高線形デバイスの実用化に向けて開発が進められており、6 章で開発したシミュレータについてはデバイスの設計段階における回路構成の最適化に利用されている。

付録 A.

多領域構造導波路への理論の拡張

2章で述べた解析手法を、より複雑な構造に対して適用することを考える。後に述べるが、通常の問題は図 A.1 に示すような 5 領域から構成される構造において、領域 2 の波源から励振された波動を領域 2 または領域 4 に在る受信部によって受信する問題に帰結する。

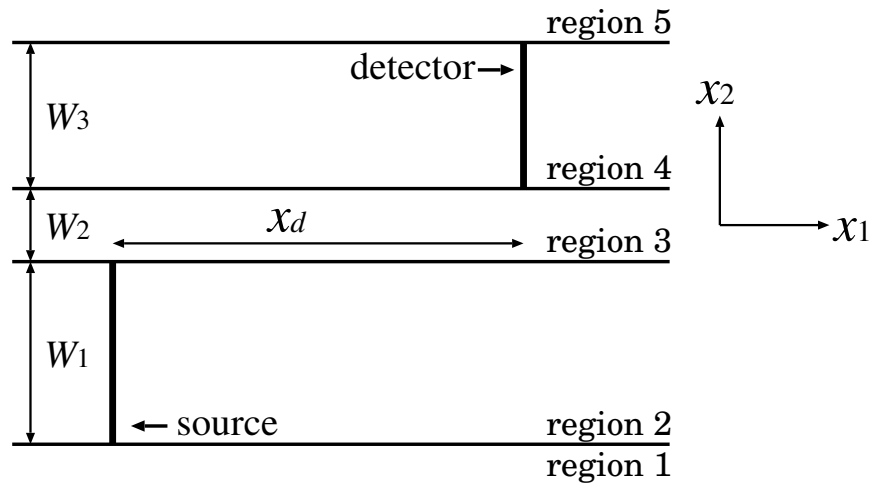


図 A.1: 多領域構造モデル

A.1 非励振領域の表現

図 A.2 の様な構造を考え、 $x_2 = y_m$ と $x_2 = y_{m-1}$ [$m = 1, 2, \dots, M-1, M$] に挟まれた領域 m における x_2 方向の界分布を次式で表現する。

$$\Phi = b_+ \exp(-j\xi_m x_2) + b_- \exp(+j\xi_m x_2) \quad (\text{A.1})$$

ここで、媒質の異方性パラメータを α とすると、 $\xi_m = \sqrt{\alpha(\beta_m^2 - \beta^2)}$ であり、 β_m は、領域 m

内を x_1 方向に伝搬する平面波の波数である。ただし、この領域には波源が無いもの ($m \neq S$) とする。

場を表現する変数として、境界 $x_2 = y_m$ と $x_2 = y_{m-1}$ における Φ と $\partial\Phi/\partial x_2$ を選ぶ。この時、式 (A.1) より得られる Φ と $\partial\Phi/\partial x_2$ は

$$\begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(-j\xi_m x_2) & \exp(+\xi_m x_2) \\ -j\xi_m \exp(-j\xi_m x_2) & j\xi_m \exp(+j\xi_m x_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_+ \\ b_- \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

と

$$\begin{pmatrix} b_+ \\ b_- \end{pmatrix} = \frac{1}{2j\xi_B} \begin{pmatrix} j\xi_m \exp(+j\xi_m x_2) & -\exp(+\xi_m x_2) \\ j\xi_m \exp(-j\xi_m x_2) & \exp(-j\xi_m x_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

を利用すると、以下の伝送行列を得る。

$$\begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_m} = \frac{1}{2j\xi_m} \begin{pmatrix} j\xi_m \{\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m)\} & -\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m) \\ \xi_m^2 \{\exp(-j\xi_m W_m) - \exp(+j\xi_m W_m)\} & j\xi_m \{\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m)\} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{m-1}} \quad (\text{A.4})$$

もしくは

$$\begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{m-1}} = \frac{1}{2j\xi_m} \begin{pmatrix} j\xi_m \{\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m)\} & \exp(-j\xi_m W_m) - \exp(+j\xi_m W_m) \\ \xi_m^2 \{-\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m)\} & j\xi_m \{\exp(-j\xi_m W_m) + \exp(+j\xi_m W_m)\} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_m} \quad (\text{A.5})$$

と表現できる。ここで $W_m = y_m - y_{m-1}$ である。

A.2 励振領域の表現

$x_2 = y_S$ と $x_2 = y_{S-1}$ に挟まれた IDT 領域 S における波動の励振を考える。2 章の解析と同様に IDT を $(x_1, x_2) = (0, \chi)$ に存在する点波源の集合として扱い、この時の領域 S における界分布を次式で表現する。

$$\hat{\Phi}(\beta, x_2 : \chi) = \begin{cases} c_+ \exp(-j\xi_S x_2) + c_- \exp(+j\xi_S x_2) & \cdots (\chi \leq x_2 \leq y_S) \\ d_+ \exp(-j\xi_S x_2) + d_- \exp(+j\xi_S x_2) & \cdots (y_{S-1} \leq x_2 \leq \chi) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

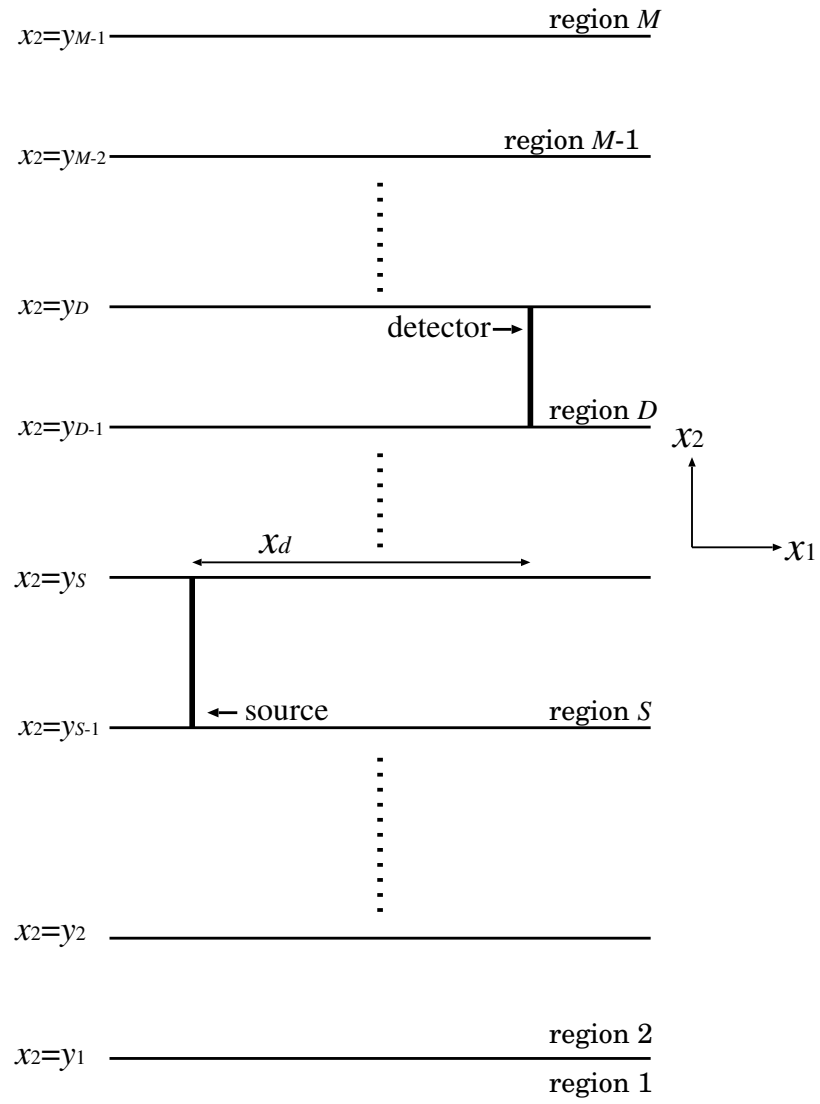


図 A.2: 考える構造

$x_2 = \chi$ における $\partial\hat{\Phi}/\partial x_2$ の不連続性に対して 2 章と同様の計算をおこなうことにより以下の関係を得る。

$$\begin{pmatrix} c_+ \\ c_- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_+ \\ d_- \end{pmatrix} + \frac{j}{4\pi\xi_S} \begin{pmatrix} \exp(+j\xi_S\chi) \\ \exp(-j\xi_S\chi) \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

この場合も、場を表現する変数として境界における $\hat{\Phi}$ と $\partial\hat{\Phi}/\partial x_2$ を選ぶと、

$$\begin{pmatrix} d_+ \\ d_- \end{pmatrix} = \frac{1}{2j\xi_S} \begin{pmatrix} j\xi_S \exp(+j\xi_S y_{S-1}) & -\exp(+\xi_S y_{S-1}) \\ j\xi_S \exp(-j\xi_S y_{S-1}) & \exp(-j\xi_S y_{S-1}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi} \\ \frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{S-1}} \quad (\text{A.8})$$

であるから、これを式 (A.7) に代入し、その結果を

$$\begin{pmatrix} \hat{\Phi} \\ \frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_S} = \begin{pmatrix} \exp(-j\xi_S y_S) & \exp(+\xi_S y_S) \\ -j\xi_S \exp(-j\xi_S y_S) & j\xi_S \exp(+j\xi_S y_S) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_+ \\ c_- \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

に代入すると最終的に次式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{\Phi} \\ \frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_S} &= \\ &\frac{1}{2j\xi_S} \begin{pmatrix} j\xi_S \{\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S)\} & -\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S) \\ \xi_S^2 \{\exp(-j\xi_S W_S) - \exp(+j\xi_S W_S)\} & j\xi_S \{\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S)\} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi} \\ \frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{S-1}} \\ &+ \frac{j}{4\pi\xi_S} \begin{pmatrix} \exp(-j\xi_S y_S) & \exp(+\xi_S y_S) \\ -j\xi_S \exp(-j\xi_S y_S) & j\xi_S \exp(+j\xi_S y_S) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp(+j\xi_S \chi) \\ \exp(-j\xi_S \chi) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

次に強制励振項に対して $y_{S-1} \leq \chi \leq y_S$ の範囲での積分を適用すると、最終的に以下の式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial\Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_S} &= \\ &\frac{1}{2j\xi_S} \begin{pmatrix} j\xi_S \{\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S)\} & -\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S) \\ \xi_S^2 \{\exp(-j\xi_S W_S) - \exp(+j\xi_S W_S)\} & j\xi_S \{\exp(-j\xi_S W_S) + \exp(+j\xi_S W_S)\} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi} \\ \frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{S-1}} \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{4\pi\xi_S^2} \begin{pmatrix} 2 - \exp(-j\xi_S W_S) - \exp(+\xi_S W_S) \\ j\xi_S \exp(-j\xi_S W_S) - j\xi_S \exp(+j\xi_S W_S) \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

A.3 要素の縦続接続

領域 1 における界分布は

$$\Phi = a_- \exp(\zeta_1 x_2) \quad (\text{A.12})$$

と表現できるから、境界 $x_2 = y_1$ における場は

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_2} = \zeta_1 \Phi \quad (\text{A.13})$$

を満足しなければならない。

一方で、一番上の領域 M の界分布は

$$\Phi = a_+ \exp(-\zeta_M x_2) \quad (\text{A.14})$$

と表現できるから、境界 $x_2 = y_M - 1$ における場は

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_2} = -\zeta_M \Phi \quad (\text{A.15})$$

を満足しなければならない。

以上で求めた式 (A.4)、(A.5)、(A.13)、(A.15) を利用すると、複数の非励振領域をあたかも単一の領域であるかのように繰り込むことができる。したがって、多領域構造であっても実効的に図 A.1 の構造に変換することができる。

ここで、波源が領域 S に一つだけ存在する場合を考えると、 $x_2 \leq y_{S-1}$ の各領域における境界 $x_2 = y_m$ [$m \leq S-1$] では

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_2} = \zeta_m \Phi \quad (\text{A.16})$$

$$\zeta_m = -j\xi_m \frac{(j\xi_m - \zeta_{m-1}) \exp(-j\xi_m W_m) - (j\xi_m + \zeta_{m-1}) \exp(+j\xi_m W_m)}{(j\xi_m - \zeta_{m-1}) \exp(-j\xi_m W_m) + (j\xi_m + \zeta_{m-1}) \exp(+j\xi_m W_m)} \quad (\text{A.17})$$

$x_2 \geq y_S$ の各領域における境界 $x_2 = y_m$ [$m \geq S$] では

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_2} = -\zeta_m \Phi \quad (\text{A.18})$$

$$\zeta_m = -j\xi_m \frac{(j\xi_m - \zeta_{m+1}) \exp(-j\xi_m W_m) - (j\xi_m + \zeta_{m+1}) \exp(+j\xi_m W_m)}{(j\xi_m - \zeta_{m+1}) \exp(-j\xi_m W_m) + (j\xi_m + \zeta_{m+1}) \exp(+j\xi_m W_m)} \quad (\text{A.19})$$

が成立する。なお、波源が複数存在する場合は、それぞれを独立に扱い、後に重ね合わせの理を適用すればよい。

A.4 受信の評価

上の手順により決定された Φ と $\partial\Phi/\partial x_2$ を利用して受信部からの出力を求める。まず、導波路内の場 $\phi(x_1, x_2)$ を

$$\phi(x_1, x_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi \exp(-j\beta x_1) d\beta \quad (\text{A.20})$$

と置き、 $x_2 = y_D$ と $x_2 = y_{D-1}$ に挟まれた領域 D に位置する受信部によって得られる出力 $G_D(x_d)$ を次式で表現する。

$$G_D(x_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{y_{D-1}}^{y_D} \frac{\partial \phi(x_1, x_2)}{\partial x_1} dx_2 d\beta \Big|_{x_1=x_d} \quad (\text{A.21})$$

これに式 (A.1) を代入すると

$$\begin{aligned} G_D(x_d) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\beta \exp(-j\beta x_d) \{\exp(-j\xi_D W_D) - 1\}}{\xi_D} \\ & \times \begin{pmatrix} \exp(-j\xi_D y_{D-1}) & \exp(+j\xi_D y_D) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_+ \\ b_- \end{pmatrix} d\beta \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

を得る。さらに式 (A.3) を代入すると

$$G_D(x_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{-j\beta \exp(-j\beta x_d)}{\xi_D^2} \mathbf{F} \begin{pmatrix} \Phi \\ \frac{\partial \Phi}{\partial x_2} \end{pmatrix} \Big|_{x_2=y_{D-1}} d\beta \quad (\text{A.23})$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} j\xi_D \{\exp(-j\xi_D W_D) - \exp(+j\xi_D W_D)\} & 2 - \{\exp(-j\xi_D W_D) + \exp(+j\xi_D W_D)\} \end{pmatrix}$$

を得る。

ただし受信部と波源が同一領域に存在する場合 ($D = S$) は、別個の解析が必要となる。式 (A.6) を式 (A.21) に代入し、 $y_{D-1} \leq \chi \leq y_D$ での積分を実行することにより、最終的に次式を得る。

$$\begin{aligned}
 G_D(x_d) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{-j\beta \exp(-j\beta x_d)}{\xi_D^2} \mathbf{F} \left(\begin{array}{c} \Phi \\ \frac{\partial \Phi}{\partial x_2} \end{array} \right) \Big|_{x_2=y_{D-1}} d\beta \\
 & + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{j\beta W_D \exp(-j\beta x_d)}{2\pi \xi_D^2} [\text{sinc}(\xi_D W_D) - 1] d\beta
 \end{aligned} \tag{A.24}$$

なお、式 (A.24) の第 2 項はエバネセント場による寄与で、 $x_d = 0$ の場合以外は零であり、通常解析においては特に考慮する必要は無い。すなわち、受信問題に対して波源と受信部が同一領域に在るか否かは通常区別しなくてもよいことがわかる。

そして、式 (A.24) に式 (A.11) と式 (A.18)、(A.19) の関係から求まる Φ_{D-1} 、 $\partial \Phi_{D-1} / \partial x_2$ を代入することにより入出力間の伝達関数を求めることができる。

付録 B.

2次非線形信号に対する理論解析

B.1 非線形誘電率の寄与による非線形信号の発生

$\epsilon_{ijk}^{(2)}$ と $E_i^{(1)}$ に起因して発生する 2 次非線形信号を考える。 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ は 3 階のテンソルであるので、圧電定数 e_{ijk} と同一の対称性を持つ [1]。42-LT 基板のように、基板の結晶構造が $x_2 - x_3$ 面に対して鏡面对称性を有する場合、 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ は $x_1 \rightarrow -x_1$ の変換に対して不変であることが要請される。つまり、添字 ijk に含まれる "1" の数が偶数である場合のみ、 $\epsilon_{ijk}^{(2)}$ は非零の値を持つ。したがって、2 次非線形性によって発生する非線形電束密度 $D_i^{(2)}$ は以下のように与えられる。

$$D_1^{(2)} = 2\epsilon_{113}^{(2)}E_1^{(1)}E_3^{(1)} + 2\epsilon_{112}^{(2)}E_1^{(1)}E_2^{(1)} \quad (\text{B.1})$$

$$D_2^{(2)} = \epsilon_{211}^{(2)}E_1^{(1)2} + \epsilon_{222}^{(2)}E_2^{(1)2} + \epsilon_{233}^{(2)}E_3^{(1)2} + 2\epsilon_{223}^{(2)}E_2^{(1)}E_3^{(1)} \quad (\text{B.2})$$

$$D_3^{(2)} = \epsilon_{311}^{(2)}E_1^{(1)2} + \epsilon_{322}^{(2)}E_2^{(1)2} + \epsilon_{333}^{(2)}E_3^{(1)2} + 2\epsilon_{323}^{(2)}E_2^{(1)}E_3^{(1)} \quad (\text{B.3})$$

$E_1^{(1)}$ と $E_1^{(3)}$ の対称性を考えると、 $\epsilon_{113}^{(2)}E_1^{(1)}E_3^{(1)}$ 、 $\epsilon_{311}^{(2)}E_1^{(1)2}$ 、 $\epsilon_{333}^{(2)}E_3^{(1)2}$ によって励振される $D_1^{(2)}$ および $D_3^{(2)}$ は電氣的に相殺され、IDT で検出することができない。これは、これまでの報告結果 [2] に一致する。

一方、 $\epsilon_{211}^{(2)}E_1^{(1)2}$ と $\epsilon_{233}^{(2)}E_3^{(1)2}$ によって発生する $D_2^{(2)}$ はバスバー間や電極指端とダミー電極のギャップに電位差を生じさせる。これらの成分は $E_1^{(1)}$ および $E_3^{(1)}$ の方向に依存せず一定方向に発生するため、IDT により受信される (図 4.5 参照)。

次に、電極指端とダミー電極のギャップにおける $E_2^{(1)}$ に注目すると、 $E_2^{(1)}$ は場所によらず同一極性である。そのため、ギャップ部において $\epsilon_{211}^{(2)}E_1^{(1)2}$ 、 $\epsilon_{222}^{(2)}E_2^{(1)2}$ 、 $\epsilon_{233}^{(2)}E_3^{(1)2}$ の影響は相殺されず、IDT により受信可能である (図 4.5 参照)。

B.2 電歪定数の寄与による非線形信号の発生

次に、 h_{ijkl} 、電界 $E_i^{(1)}$ 、歪み $S_{kl}^{(1)}$ の寄与による非線形信号の発生を考える。 h_{ijkl} は 4 階のテンソルであるため、 C_{ijkl} と同じ対称性を有する。

結晶構造が $x_2 - x_3$ 面に対して鏡面对称性を有する場合、 $x_1 \rightarrow -x_1$ の変換に対して h_{ijkl} が不変であることが要請される。つまり、添字 $ijkl$ に含まれる "1" の数が偶数である場合のみ、 $h_{ijkl}^{(2)}$ は非零の値を持つ。したがって、2 次非線形性によって発生する非線形電束密度 $D_i^{(2)}$ は以下のように与えられる。

$$D_1^{(2)}/2 = h_{1111}E_1^{(1)}S_1^{(1)} + h_{2211}E_1^{(1)}S_2^{(1)} + h_{3311}E_1^{(1)}S_3^{(1)} + h_{2311}E_1^{(1)}S_4^{(1)} \\ + h_{1312}E_2^{(1)}S_5^{(1)} + h_{1212}E_2^{(1)}S_6^{(1)} + h_{1313}E_3^{(1)}S_5^{(1)} + h_{1213}E_3^{(1)}S_6^{(1)} \quad (B.4)$$

$$D_2^{(2)}/2 = h_{1321}E_1^{(1)}S_5^{(1)} + h_{1221}E_1^{(1)}S_6^{(1)} + h_{1122}E_2^{(1)}S_1^{(1)} + h_{2222}E_2^{(1)}S_2^{(1)} \\ + h_{3322}E_2^{(1)}S_3^{(1)} + h_{2322}E_2^{(1)}S_4^{(1)} + h_{1123}E_3^{(1)}S_1^{(1)} + h_{2223}E_3^{(1)}S_2^{(1)} \\ + h_{3323}E_3^{(1)}S_3^{(1)} + h_{2323}E_3^{(1)}S_4^{(1)} \quad (B.5)$$

$$D_3^{(2)}/2 = h_{1331}E_1^{(1)}S_5^{(1)} + h_{1231}E_1^{(1)}S_6^{(1)} + h_{1132}E_2^{(1)}S_1^{(1)} + h_{2232}E_2^{(1)}S_2^{(1)} \\ + h_{3332}E_2^{(1)}S_3^{(1)} + h_{2332}E_2^{(1)}S_4^{(1)} + h_{1133}E_3^{(1)}S_1^{(1)} + h_{2233}E_3^{(1)}S_2^{(1)} \\ + h_{3333}E_3^{(1)}S_3^{(1)} + h_{2333}E_3^{(1)}S_4^{(1)} \quad (B.6)$$

ここで以下の関係に従い、歪みの省略表記を用いた。

$$\begin{pmatrix} S_1 & S_6 & S_5 \\ S_6 & S_2 & S_4 \\ S_5 & S_4 & S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & 2S_{12} & 2S_{13} \\ 2S_{12} & S_{22} & 2S_{32} \\ 2S_{13} & 2S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (B.7)$$

電極指間のギャップにおいて、 $h_{1321}E_1^{(1)}S_5^{(1)}$ 、 $h_{1221}E_1^{(1)}S_6^{(1)}$ 、 $h_{1123}E_3^{(1)}S_1^{(1)}$ 、 $h_{3323}E_3^{(1)}S_3^{(1)}$ 、および $h_{2323}E_3^{(1)}S_4^{(1)}$ により生じる $D_2^{(2)}$ はバスバー間に電位差を発生させ、その信号は IDT により受信される (図 4.5 参照)。つまり、静電場 ($E_1^{(1)}$ および $E_3^{(1)}$) と SAW の主モードによる歪み (S_1 、 S_3 、 S_4 、 S_5 、 S_6) が h_{ijkl} の寄与によってミキシングされることにより、2 次非線形信号が発生する。

電極指端とダミー電極の間のギャップでは、 $h_{3322}E_2^{(1)}S_3^{(1)}$ と $h_{2322}E_2^{(1)}S_4^{(1)}$ によって発生する $D_2^{(2)}$ が IDT により検出可能である。なお、斜め伝搬する SAW については、 S_2 は非零である。そのため、 $h_{2222}E_2^{(1)}S_2^{(1)}$ および $h_{2223}E_3^{(1)}S_2^{(1)}$ によって発生する $D_2^{(2)}$ についても、静電場と斜め伝搬する SAW のミキシングの寄与として特定の周波数において検出される可能性がある。

参考文献

- [1] B.A. Auld, Acoustic Fields and Waves in Solid, vol.I, 2nd edition, Krieger, Malabar, FL, 1990. Appendix 2.
- [2] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh, and K. Hashimoto, “Nonlinear distortion of acoustic devices for radio-frequency front-end circuit and its suppression,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.49, pp.07HD12.1–07HD12.5, 2010.

付録 C.

2次非線形信号に対する非線形応力および非線形電束密度の導出

6章の式(6.8)および式(6.9)に対して2次の非線形性を考慮した場合、非線形応力 T_N および非線形電束密度 D_N は

$$T_N = \chi_m^{(02)} S^2 + \chi_m^{(11)} SE + \chi_m^{(20)} E^2 \quad (C.1)$$

$$D_N = \chi_e^{(02)} S^2 + \chi_e^{(11)} SE + \chi_e^{(20)} E^2 \quad (C.2)$$

となる。ここで $\chi_m^{(02)}$ 、 $\chi_m^{(11)}$ 、 $\chi_m^{(20)}$ 、 $\chi_e^{(02)}$ 、 $\chi_e^{(11)}$ 、 $\chi_e^{(20)}$ は2次非線形性への感受率を表す。また、下付きの”m” および”e” は、それぞれ T_N および D_N への寄与を表す。具体的には、 $\chi_m^{(02)}$ と $\chi_e^{(20)}$ はそれぞれ2次の非線形弾性定数および非線形誘電率であり、その他は電気機械結合における非線形性を表す。特に、 $\chi_m^{(20)}$ と $\chi_e^{(11)}$ は電歪定数と呼ばれる。

単一の周波数成分の信号が印加された場合、式(C.1)(C.2)はH2の成分を表す。一方、異なる周波数 ω_1 および ω_2 を持つ2つの信号が同時に印加された場合、H2およびIMD2の成分は、式(C.1)(C.2)から適切な周波数成分を有する項を取り出すことにより評価できる。H2の場合は $2f_1$ もしくは $2f_2$ の周波数成分を持つ項を、IMD2の場合は式 $f_1 \pm f_2$ もしくは $f_2 \pm f_1$ の周波数成分を持つ項を取り出せば良い。

2つの信号が同時に入力された場合、式(6.12)(6.13)を式(C.1)(C.2)に代入することにより、2次の非線形性によって受信点 l に発生する非線形応力は、 $2\omega_1$ の周波数成分を持つH2について

$$T_{Nl}^{(2\omega_1)} = -\frac{1}{\omega_1^2} \left[\mu_m^{(02)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 + \mu_m^{(11)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) + \mu_m^{(20)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 \right] \quad (C.3)$$

$\omega_1 \pm \omega_2$ の成分を持つ IMD2 について

$$\begin{aligned}
 T_{\text{Nl}}^{(\omega_1 \pm \omega_2)} = & -\frac{1}{\omega_1^2 \omega_2} \left[2\mu_{\text{m}}^{(02)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right. \\
 & + \mu_{\text{m}}^{(11)} \left\{ \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right\} \\
 & \left. + 2\mu_{\text{m}}^{(20)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \right] \quad (\text{C.4})
 \end{aligned}$$

となる。

非線形電流は式 (6.3) の関係から、 $2\omega_1$ の周波数成分を持つ H2 について

$$I_{\text{Nl}}^{(2\omega_1)} = -j \frac{2}{\omega_1} \left[\mu_{\text{e}}^{(02)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1)^2 + \mu_{\text{e}}^{(11)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) + \mu_{\text{e}}^{(20)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1)^2 \right] \quad (\text{C.5})$$

$\omega_1 \pm \omega_2$ の成分を持つ IMD2 について

$$\begin{aligned}
 I_{\text{Nl}}^{(\omega_1 \pm \omega_2)} = & -j \frac{\omega_1 \pm \omega_2}{\omega_1 \omega_2} \left[2\mu_{\text{e}}^{(02)} \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right. \\
 & + \mu_{\text{e}}^{(11)} \left\{ \hat{I}_l^{(A)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) + \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(A)}(\omega_2) \right\} \\
 & \left. + 2\mu_{\text{e}}^{(20)} \hat{I}_l^{(E)}(\omega_1) \hat{I}_l^{(E)}(\omega_2) \right] \quad (\text{C.6})
 \end{aligned}$$

として導出される。ここで μ は非線形係数であり、非線形感受率 χ に対して以下の関係性を持つ。

$$\begin{aligned}
 \mu_{\text{m}}^{(02)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(02)}}{e^2 A_l^2} \\
 \mu_{\text{m}}^{(11)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(11)}}{e \epsilon A_l^2} \\
 \mu_{\text{m}}^{(20)} &= \frac{\chi_{\text{m}}^{(20)}}{\epsilon^2 A_l^2}
 \end{aligned}$$

$$\mu_{\text{e}}^{(02)} = \frac{\chi_{\text{e}}^{(02)}}{e^2 A_l^2}$$

$$\mu_{\text{e}}^{(11)} = \frac{\chi_{\text{e}}^{(11)}}{e\epsilon A_l^2}$$

$$\mu_{\text{e}}^{(20)} = \frac{\chi_{\text{e}}^{(20)}}{\epsilon^2 A_l^2}$$

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切丁寧なご指導およびご鞭撻をいただきました千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 橋本 研也 教授には、深く感謝し、心より御礼申し上げます。

本研究の遂行にあたり、千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 山口 正恒 名誉教授には多くのご助言とご指導をいただきました。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、数々のご助言をいただいた、千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 八代 健一郎 教授、工藤 一浩 教授、鷹野 敏明 教授には深く感謝し、心より御礼申し上げます。また、研究の遂行に際して暖かいご指導をいただきました千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 安 昌俊 准教授、大森 達也 助教には深く感謝いたします。

本研究を実施する機会を与えていただきました、株式会社村田製作所 通信・センサ事業本部 技術統括部 酒井 範夫 フェロー、株式会社村田製作所 通信・センサ事業本部 技術統括部 薄膜技術部 戸井 孝則 部長、平本 正博 シニアマネージャーをはじめ、関係部門の各位に心より御礼申し上げます。

また、研究を進めるにあたり、多大なご助言およびご協力をいただいた、株式会社村田製作所 通信事業本部 技術統括部 薄膜技術部 木村 哲也 氏、大村 正志 氏、中尾 武志 氏、三村 昌和 氏、鈴木 孝尚 氏、谷口 康政 氏、岸本 愉卓 氏、佐治 真理 氏、京屋 治樹 氏、木間 智裕 氏、坪川 雅 氏、紺野 彰 氏、株式会社村田製作所 モジュール事業本部 通信システム商品事業部 SAW 商品部 名古 克裕 プリンシパルリサーチャー、谷口典生シニアマネージャー、清水 康宏 氏、清水 寛司 氏、をはじめとする関係者各位に心より感謝いたします。

博士前期課程時代の同期である大澤 徳高 氏、小澤 寛司 氏、福田 倫弘 氏、中込 晶 氏をはじめとする研究室のメンバーの方々には多大なる御意見をいただきました。心より感謝いたします。

最後に、本研究を行うにあたり、心の支えとなり様々な面でサポートしてくれた両親および家族に深く感謝し、本論文の結びと致します。

本論文に関する報告

< 学術論文 >

1. **R. Nakagawa**, T. Yamada, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Analysis of Excitation and Propagation Characteristics of Leaky Modes in Surface Acoustic Wave Waveguides”, Jpn. J. Appl. Phys., **41**, pp. 3460-3464 (2002)
2. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, and K. Hashimoto, “Influence of electrode structure on generation of third-order nonlinearity in surface acoustic wave devices”, Jpn. J. Appl. Phys., **54**, 07HD11 (2015)
3. **R. Nakagawa**, H. 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**, 07HD12 (2015)
4. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, K. Nako, and K. Hashimoto, “Study on generation mechanisms of third-order nonlinear signals in surface acoustic wave resonators on the basis of simulation”, submitted to Jpn. J. Appl. Phys.

< 国際会議 >

1. **R. Nakagawa**, T. Yamada, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Analysis of Excitation and Propagation Characteristics of Leaky Modes in SAW Waveguides”, Proc. International Conference on New Piezoelectric Materials and High Performance Acoustic Wave Devices. (150th Committee on Acoustic Wave Device Technology 76th Technical Meeting), pp. 79-84 (2002)
2. **R. Nakagawa**, T. Yamada, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, “Analysis of Excitation and Propagation Characteristics of Leaky Modes in SAW Waveguides”, Proc. IEEE Ultrason. Symp. pp. 405-409 (2002)

3. K. Nako, **R. Nakagawa**, T. Suzuki, K. Takigawa, H. Shimizu, and H. Kyoya, “A new simulation model for nonlinearity of SAW resonator filters”, Proc. IEEE Ultrason. Symp. pp. 1842-1845 (2011)
4. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, and K. Nako, “A new simulation method for nonlinear characteristics of SAW devices”, Proc. EuMIC, pp. 292-295 (2013)
5. **R. Nakagawa**, K. Kyoya, H. Shimizu, and T. Kihara, “Effective suppression method for 2nd nonlinear signals of SAW devices”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 782-786 (2014)
6. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, and K. Kyoya, “Generation Mechanisms of 3rd Order Nonlinear Signals of SAW Devices”, Proc. Symp. on Ultrason. Electron., Vol. 35, pp. 115-116 (2014)
7. **R. Nakagawa**, K. Kyoya, H. Shimizu, and T. Kihara, “Generation Mechanisms of 2nd Order Nonlinear Signals of SAW Devices and Suppression Method of Them”, Proc. Symp. on Ultrason. Electron., Vol. 35, pp. 117-118 (2014)
8. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, and K. Hashimoto, “Study on generation mechanisms of third-order nonlinearity in SAW devices”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1-4 (2015)
9. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Shimizu, H. Kyoya, K. Nako, and K. Hashimoto, “Study on generation mechanisms of Third-order nonlinear signals in SAW devices on the basis of simulation”, Proc. Symp. on Ultrason. Electron., 1P3-4 (2015)
10. **R. Nakagawa**, T. Suzuki, H. Kyoya, H. Shimizu, T. Kihara, and K. Hashimoto, “Study on generation mechanisms of second and third-order nonlinearity of SAW devices”, Proc. Sixth International Symp. on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, pp. 98-109 (2015)

< 国内講演 >

1. 中川 亮, 山田 徹, 大森 達也, 橋本 研也, 山口 正恆, “SAW 導波路における漏洩モードの励振・伝搬特性”, 電子情報通信学会技術報告, pp. 25-30 (2001)

2. 中川 亮, 山田 徹, 大森 達也, 橋本 研也, 山口 正恆, “SAW 導波路における漏洩モードの励振・伝搬特性の解析”, 第 22 回超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム講演予稿集, pp. 385-386 (2001)
3. 中川 亮, 山田 徹, 大森 達也, 橋本 研也, 山口 正恆, “SAW 導波路における漏洩モードの励振・伝搬特性の解析”, 電子情報通信学会全国総合大会,(2002)
4. 中川 亮, 山田 徹, 大森 達也, 橋本 研也, 山口 正恆, “SAW 導波路における高次横モードの励振・伝搬特性”, 電子情報通信学会技術報告, pp. 13-18 (2002)
5. 名古 克裕, 中川 亮, 鈴木 孝尚, 滝川 和大, 清水 寛司, 京屋 治樹, “圧電基本式に基づいた縦結合共振子型 SAW フィルタの非線形特性シミュレーション手法”, 学振弾性波素子技術第 150 委員会, 第 121 回研究会資料, pp. 31-36 (2011)
6. 中川 亮, 京屋 治樹, 清水 寛司, 滝川 和大, 鈴木 孝尚, 名古 克裕, “圧電基本式に基づいた縦結合共振子型 SAW フィルタの非線形特性シミュレーション手法”, 電気学会電子回路研究会資料, ECT-11, 102-112, pp. 31-36 (2011)
7. 中川 亮, 京屋 治樹, 清水 寛司, 木原 尚志, “SAW デバイスにおける 2 次非線形信号の抑圧方法に関する検討”, 学振弾性波素子技術第 150 委員会, 第 137 回研究会資料, pp. 19-24 (2014)
8. 中川 亮, 鈴木 孝尚, 清水 寛司, 京屋 治樹, 橋本 研也, “SAW デバイスの 3 次非線形信号に対する電極膜の影響”, 学振弾性波素子技術第 150 委員会, 第 140 回研究会資料, pp. 19-24 (2015)

関連出願特許

< 国内出願特許 >

1. WO2015/002047 弾性表面波共振器及び弾性表面波フィルタ装置
2. WO2015/033891 弾性波共振子、弾性波フィルタ装置及びデュプレクサ
3. WO2015/033892 弾性波共振子、弾性波フィルタ装置及びデュプレクサ