

外部素子による弾性波デュプレクサの  
アイソレーション改善に関する研究

2020年2月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース

岩城 匡郁

(千葉大学審査学位論文)

外部素子による弾性波デュプレクサの  
アイソレーション改善に関する研究

2020年2月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース

岩城 匡郁

# 外部素子による弾性波デュプレクサの アイソレーション改善に関する研究

## 目次

<b>第1章 序論</b>	1
1.1 研究の背景	1
(a) 帯域外不要応答の抑圧	3
(b) 部品端子数・占有面積の削減	5
1.2 研究の課題	7
1.3 本研究の目的	8
1.4 本論文の構成	8
<b>第2章 外部素子による弾性波デュプレクサの広帯域アイソレーション向上の検討</b>	15
2.1 まえがき	15
2.2 外部素子を用いた減衰性能改善の基本原理	15
2.2.1 外部素子を用いた位相・振幅補償回路	15
2.2.2 理論モデルによる考察	16
2.3 多重モード共振器を用いた補償回路の提案	18
2.3.1 等価回路による検証	18
2.3.2 SAW シミュレーションによる検証	22
2.4 800 MHz 帯デュプレクサの作製による効果の検証	26
2.4 まとめ	32
<b>第3章 外部素子としての位相・振幅補償回路の複数帯域への拡張検討</b>	35
3.1 まえがき	35
3.2 送信・受信帯域同時減衰性能改善の必要性	35
3.3 多重モード共振器の設計自由度の向上	36
3.4 SAW シミュレーションによる検証	39
3.5 2 GHz 帯デュプレクサを用いた効果の実験的考察	47
3.6 まとめ	51

第 4 章 外部素子による弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討	53
4.1 まえがき	53
4.2 Converged-Rx マルチプレクサ構成と課題	53
4.3 外部回路を用いたクロスアイソレーションの向上の検討	57
4.4 Converge-Rx 構成を用いた 4 周波数帯マルチプレクサの実証	62
4.5 まとめ	66
第 5 章 結論と今後の展望	69
付録1 携帯端末における不要応答測定	73
A. はじめに	73
B. 測定系	73
C. 測定結果	75
付録2 ラダー型フィルタの急峻性について	77
A. はじめに	77
B. ラダー型フィルタのトポロジー	77
C. 動作関数型フィルタとラダー型フィルタの比較	78
C.1 バターワースフィルタ	78
C.2 チェビシェフフィルタ	79
C.3 楕円関数フィルタ	81
C.4 ラダー型弾性波フィルタ	82
本論文に関する報告	85
謝辞	87

# 第1章

## 序論

### 1.1 研究の背景

弾性波、例えば弾性表面波 (SAW : Surface-Acoustic-Wave) やバルク弾性波 (BAW : Bulk-Acoustic-Wave) はその名の示すように弾性体の表面や内部を伝搬する波動であり、その性質を利用した電子部品は様々な工業分野で利用されている。フィルタデバイスへの応用で言えば、トランスバーサル型のテレビ用中間周波数 (IF) フィルタに端を発し、移動体通信用の IF フィルタが水晶や  $\text{LiTaO}_3$ 、 $\text{LiNbO}_3$  等の圧電単結晶基板上の SAW で実現され、後により周波数の高い高周波 (RF) フィルタへと応用が進んでいった [1].

当初、1 GHz 以下の周波数帯で実用化されていた SAW フィルタであるが、携帯電話の周波数帯の上昇に合わせ高周波への対応が進み、現在は 2.5 GHz 帯の SAW フィルタが実用化され、研究レベルでは 5 GHz 帯の SAW フィルタも開発がなされているなど [2]、移動体通信システムの変遷に合わせ進化が進んだ。この過程において、例えば、清水らによる Bleustein-Gulvaev-Shimizu 波 (BGS 波) (SH 波) の発見 [3-5] とその後の橋本らによる  $\text{LiTaO}_3$  上の SH 波の非漏洩カット角の伝搬の発見による低損失化 [6, 7]、同じく橋本らを初めとするモード結合パラメータを用いた SAW の数値解析による高精度シミュレータの開発 [8-10]、SAW 共振器による多重モードフィルタ [11, 12] やラダーフィルタ [13] などのフィルタトポロジーの実現による低損失、高減衰化、 $\text{LiTaO}_3$  とサファイア等の積層基板における線膨張係数差や [14, 15]、圧電基板上に堆積した厚膜  $\text{SiO}_2$  の逆の速度温度係数 (TCV) 特性を用いた [16, 17] 低温度ドリフトもしくはゼロ温度ドリフト SAW (TC-SAW) の実現、非線形成分を考慮することで相互変調歪み (IMD) 応答を抑制した SAW の実現 [18, 19]、最近では音速差を設けた支持基板上に薄化した圧電薄膜を積層することで、弾性波のエネルギーを表面に集中させることで厚み振動子並みの高い Q 値の実現 [20, 21] など数々のブレイクスルーがあった。

一方で、BAW デバイスのフィルタへの応用については、水晶フィルタによって端を発し、MEMS 分野における薄膜・微細加工技術の進展と 2 GHz 以上の高周波フィルタの需要の高まりを受けて、 $\text{AlN}$  などの圧電薄膜による厚み振動を活用した BAW フィルタが実用化された [22, 23]。BAW フィルタの実用化の過程においては、横モードや [24]、非線形応答の抑制 [25] などの技術開発が行われ、最近では添加元素をドーピングした圧電薄膜により、従来課題であった電気機械結合係数を増加させるなどブレイクスルーがあった [26, 27]。

## 第1章 序論

その結果、SAW や BAW を用いたフィルタ、デュプレクサは現在の携帯電話において欠くことのできないキーデバイスとして多数用いられることとなっている。

図 1-1 は 2008 年から 2018 年にかけての携帯電話(大手メーカースマートフォン)の対応周波数 Band 数と搭載弾性波フィルタデバイス数の変遷について表したものである。実に 10 年で対応周波数 Band 数、デバイス員数ともに 4 倍、特に 2014 年以降 LTE (Long-Term-Evolution)における Carrier Aggregation (CA)の普及に伴い大きく数量を増やしている。今後においても、送信側 CA や 4×4 MIMO (Multi-Input-Multi-Output)、第 5 世代通信システム (5G)向け周波数への対応が考えられており、更に員数は増加すると予測されている。

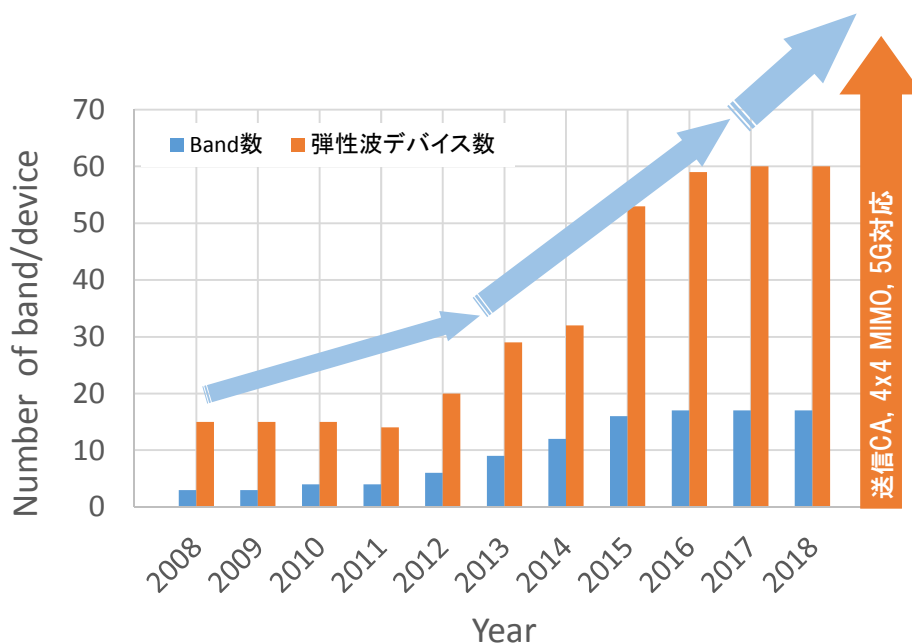


図 1-1: 携帯電話端末の対応周波数バンドと搭載弾性波デバイス数の変遷

( データ出展:Navian Inc. RFDM17-18 )

このように数々の技術革新が行われた結果、携帯端末向けの弾性波フィルタデバイスの性能は、高速・大容量通信に必要な高い要求を満たすものとなりつつある。しかし、未解決の課題も未だ存在する。

例えば、弾性波フィルタデバイスにおいて改善が求められている項目としては、挿入損失の低減、帯域外不要応答の抑圧、非線形応答の抑制、部品端子数・占有面積の削減、耐電力性の向上等がある。

これらの中で、以下本研究では帯域外不要応答の抑圧および部品端子数・占有面積の削減についてのこれまでの取り組みと現状について述べる。

(a) 帯域外不要応答の抑圧

帯域外不要応答の抑圧は携帯電話端末の動作において極めて重要である。典型的な例として、周波数分割複信 (FDD) システムにおけるデュプレクサの例を考える。図 1-2 に示すように、弾性波デュプレクサは通信端末の RF フロントエンドに位置し、第一には増幅器から送出されるアップリンク信号をフィルタリングし空間への不要信号の輻射を抑制することで他システムとの干渉を防止する。また、同時に、基地局より送出された微弱な (-100 dBm 程度) ダウンリンク信号を受信するにあたり、外乱をフィルタリングし、低雑音増幅器 (LNA) へ受信信号を導く役割を果たす。FDD システムの場合は送受信が同時に行われるため、送信端子から受信端子への信号の漏洩防止も重要である。送出波は強い信号強度 (+24 dBm 程度) を持っているため、送信帯域内はもちろん、帯域外であっても相互変調成分に基づく隣接チャネル漏洩があり、これらが受信経路に重畳するとノイズフロアを押し上げ受信感度が劣化してしまう。

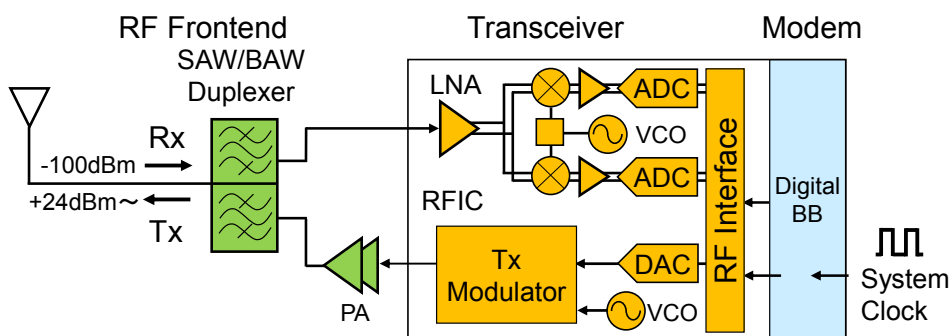


図 1-2: 携帯電話端末のブロック図 (FDD)

例えば、筆者らが実際の LTE 端末を用いて測定したところによると [28]、電力増幅器 (PA) 出力の受信帯域雑音強度は -130 dBm/Hz 程度であり、熱雑音より相当高いレベルにある。デュプレクサのアイソレーションが 55 dB と仮定すると、LNA 入力段での雑音強度は -185 dBm/Hz となる。3GPP の要求する LTE での Reference sensitivity (-100 dBm@5 MHz) を満足するためには 5 dB のマージンを加味して -190 dBm/Hz 程度以下が要請されるから [29]、ギリギリのところで作動しているのが現状である。これは受信系 NF=4.5~5 dB を想定した場合であるが、前述のように Carrier Aggregation 等により、アンテナ段のコンポーネントが付加され、損失が増加した場合には要請される NF がその分だけ低下し、より厳しい状態になると言える。

さて、このように不要信号除去はデュプレクサを構成する弾性波フィルタにとって重要な課題であるところ、従来主に以下のような対策がなされてきた。

- ・減衰極の生成

# 第1章 序論

弾性波フィルタ、ここでは最も一般的なラダートポロジの構成を例に述べる。ラダーフィルタはその構成上、通過帯域外は容量性の領域となり、抑圧度は良くない。そこで、減衰極を生成することで、帯域外減衰量を確保する手法がとられている。

減衰極を生成する手法としては、図 1-3 に示すようにラダートポロジの並列腕共振器にシャントインダクタを付与する構成が考案されている [30, 31]。インダクタンス値を適切に設定することで無限遠方にあった伝送ゼロ点を通過帯域近傍に位置せしめることができ、この手法は現在に到るまで広く用いられるようになっている。

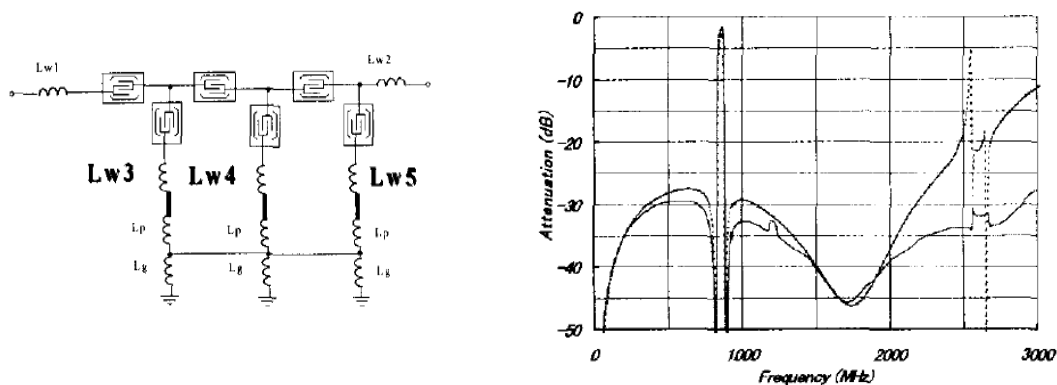


図 1-3:ラダーフィルタにおける減衰極の生成 [30]

また、プレーナーフィルタにおいても用いられる手法であるが、入力側と出力側ポートをカップリングさせたり、外部回路を用いる手法もある [32, 33]。

弾性波フィルタの場合においては、例えば図 1-4 のように入出力ポートそれぞれにインピーダンス整合のために設けられているシャントインダクタ同士を電磁結合させる手法[34]が提案されている。

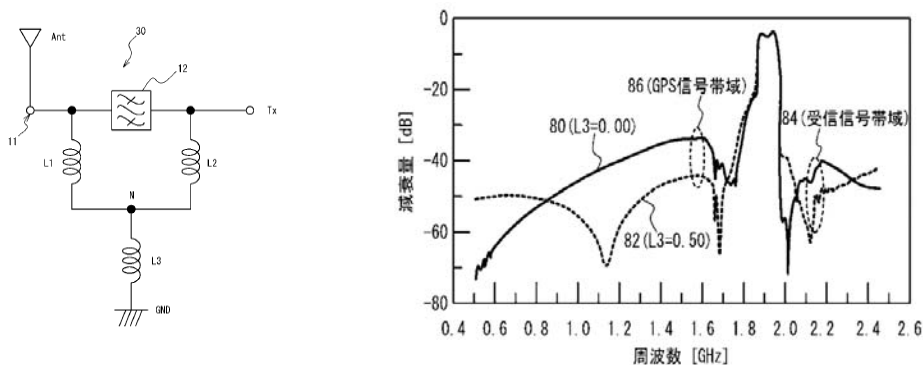


図 1-4: 入出力間のカップリングによる減衰特性の改善 [34]



また、外部回路を用いる手法としては、多重モードフィルタの入出力ポート間にキャパシタを挿入し、帯域外減衰量を向上させる構成 [35]、フィルタの入出力ポートやデュプレクサの送受信ポート間に伝送線路を配置し、線路の位相・振幅を制御することで、所望の帯域の帯域外減衰量を改善する方法(図 1- 5)が筆者らの研究チームにより提案されるなどしている [36–39]。尚、上述した手法は、挿入損失を維持したまま減衰性能を向上させる回路工夫であるが、挿入損失の劣化を厭わなければノッチ回路をフィルタに直列に挿入するなどの手法もある。

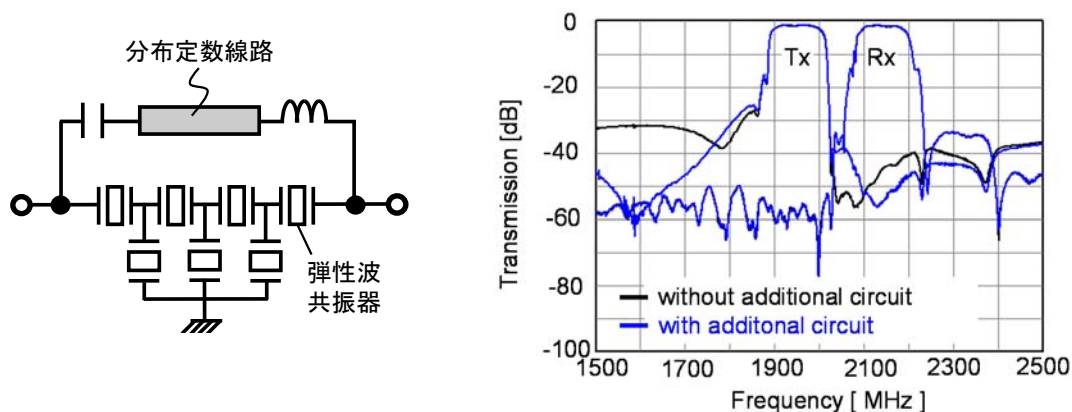


図 1- 5: 入出力間の外部回路による帯域外抑圧改善 [39]

### (b) 部品端子数・占有面積の削減

また、冒頭で述べたように、携帯通信端末に搭載される弾性波フィルタデバイスの員数は増加しており、占有面積の削減、端子数の削減も重要な課題である。

このうち占有面積については、パッケージ技術の進展により、大幅に小型化がなされてきた経緯がある。しかし、チップサイズのパッケージが登場するに到り [40]、更なる占有面積の削減のためにはデバイスを集積化・モジュール化する必要性が生じた。例えば、図 1- 6 には最近の携帯通信端末(スマートフォン)の構成図を示すが、送信系にマルチバンドマルチモードのパワーアンプを用いることで複数のデュプレクサに対し1つのアンプで給電する所謂 PAMiD (Power Amplifier Module in Duplexer) 構成や、複数のデュプレクサのアンテナ部を1つに集約した Quadplexer や Triplexer などのマルチプレクサ構成などが採用され占有面積と端子数の削減が行われている。

また、図 1- 6 を参照して分かるように、現在の通信端末では受信端子の集約は行われていないが、これも原理的には集約が可能である。例えば、複数のデュプレクサで一つの LNA を共有する構成(図 1- 7) [41] が提案されている。

以上のように、帯域外不要応答の抑圧性能の向上と、部品端子数・占有面積の削減のため多々努力がなされてきた。しかし、未だ課題もあり、これらについて次節で述べる。

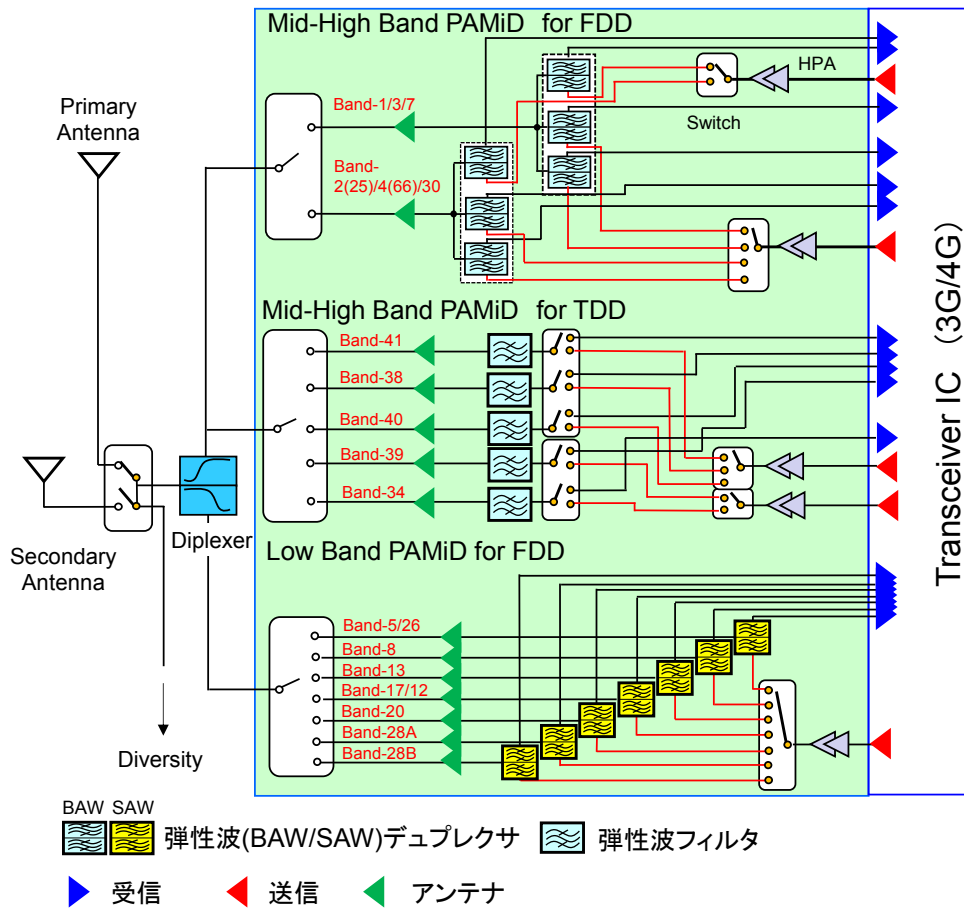


図 1-6: スマートフォンの RF フロントエンド構成図

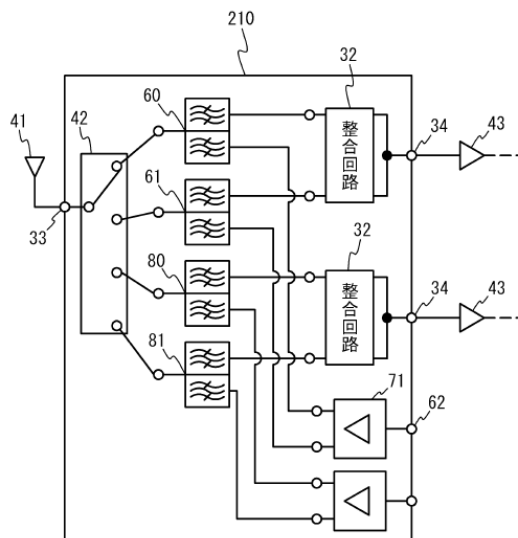


図 1-7: 受信端子を共通化したデュプレクサ構成 [41]

### 1.2 研究の課題

1.1 節で述べたように、携帯端末向け弾性波フィルタデバイスの課題である帯域外不要応答抑圧性能の向上と部品端子数・占有面積の削減に向け、過去多数の努力がなされてきた。しかし、これらについては十分とは言えず、以下の課題が残存していた。

#### (1) 広帯域に渡る不要応答抑圧

従来用いられてきた帯域外抑圧の手法は、基本的に共振系を用い伝送ゼロ点を生成する手法である。そのため、原則としてある1点の周波数帯では非常に良く不要応答を抑圧できるが、その周波数帯から外れると急速に効果が減じる。このため、例えば現在の携帯電話で用いられる数10 MHzの周波数帯全体を一度に抑圧する構成とはなっていない。

もちろん、広帯域の不要応答抑圧を得るために複数の共振系を作りこむことも可能ではある。しかし、多数のインダクタを必要としたり、付加回路を用いる方式では伝送線路を別途フィルタ外に実装する必要もあり、回路規模が増大し、時代の要請に逆行することになってしまう。

#### (2) 複数バンド間に生じる不要応答抑圧

部品数削減に伴う課題もある。端子の削減において複数の周波数帯のデュプレクサを電氣的に接続するが、一方の周波数バンドの送信ノイズが他方の周波数バンドの受信帯域へ混入し、受信感度に影響を及ぼす。このような異なる周波数バンド間における不要信号の伝搬を抑圧する必要があり、その性能はクロスアイソレーション特性で規定される。クロスアイソレーションはアンテナ端子および受信端子共通化時において特に問題となる。アンテナ端子共通化時には、例えば互いの周波数帯域のインピーダンスが十分に大きく見えるようダイプレクサを介して接続したり、フィルタ設計や整合回路設計で通過帯域外を高インピーダンス化する工夫がなされている [42]。しかし、受信端子共通化時のクロスアイソレーションの課題については議論されておらず、解決すべき課題である。

### 1.3 本研究の目的

本研究は1.2節で述べた弾性波デバイス、特にデュプレクサ、マルチプレクサ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) 弾性波デュプレクサのアイソレーション性能の向上

弾性波デュプレクサの更なる不要応答抑圧性能の向上のためには、携帯通信端末で用いられる数10MHzの周波数帯全体に渡って不要応答を抑制できる技術が必要である。本研究では、弾性波素子、特にSAWの多重モード共振器の位相反転特性に注目し、それを外部素子に用いて不要応答を広帯域で減衰させる手法を確立することを目的とする。まず、手法として外部素子を用いて位相・振幅を制御した場合の不要応答抑圧性能について理論的に考察し、さらに多重モード共振器の等価回路を用いて外部回路としての効果を検証する。その後、解析結果を基にモード結合法(COM: Coupling-of-mode)を用いた高精度シミュレーションを行い、それに基づいて作製した実際のデュプレクサにおける結果と比較することで手法の妥当性を確認する。

#### (2) 弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション性能の向上

急増する弾性波デバイスの占有面積削減には複数のフィルタ・デュプレクサの端子同士を統合したマルチプレクサ構成が必要となるが、実用化にあっては異なる周波数バンド間の信号漏洩を防止するため、クロスアイソレーションを確保する必要がある。本研究では、特に受信端子を統合するマルチプレクサにおいて外部素子を用いてクロスアイソレーションを向上させる手法について電磁界回路シミュレーションにより考察し、当該手法に基づいて作製した実際のマルチプレクサにおける結果と比較することで手法の妥当性を確認する。

### 1.4 本論文の構成

本論文は5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。

#### 第2章 外部素子を用いた弾性波デュプレクサの広帯域アイソレーション向上の検討

第2章では、まず不要応答を広帯域で減衰させる位相・振幅補償回路について効果を検証する理論モデルを提案し、それを基に外部素子を用いた弾性波デバイスの減衰性能改善の限界について考察する。

次に、具体的な素子構成として多重モード共振器を用いた補償回路を提案し、等価回路、およびSAWによる実現を想定したモード結合理論に基づくシミュレーションを行い、その振る

## 第1章 序論

舞いについて考察する。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。

### 第3章 外部素子としての位相・振幅補償回路の複数帯域への拡張検討

第3章では、近年のRFフロントエンドの動向を踏まえ、互いに隔離した複数帯域のアイソレーションについて、第2章で提案した外部素子としての位相・振幅補償回路を拡張することで対応可能かモード結合法による高精度シミュレーションによる検討を行う。また、実際にRFフロントエンド部での実使用を想定し、作製したデュプレクサにより用いて、どの程度のアイソレーション性能改善が得られるかを確認する。

### 第4章 外部素子を用いた弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討

第4章では弾性波マルチプレクサ、特に受信端子を共通化する構成において、クロスアイソレーションにより劣化が生じる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。

マルチプレクサにおいては通常アンテナ段において半導体スイッチを用いるが、クロスアイソレーションの劣化がアンテナスイッチ自体の有限のアイソレーション性能によるものであることを示す。

また、クロスアイソレーション改善のため、アンテナスイッチ自体のアイソレーション性能を向上させる回路構成について検討し、LC共振系を用いた構成が最適であることを示す。

さらに、実際に4周波数バンドのデュプレクサを用いたマルチプレクサを作製し、アイソレーション性能が所望の改善を得ることを示す。

### 第5章 結論と今後の展望

第5章では本研究により得られた成果を整理すると共に、提案した技術の応用範囲、今後の展望についての検討をおこなう。

## References

- [1] 門田道雄, "弾性表面波デバイス", 日本音響学会誌, 67巻10号, pp.494–495, 2011.
- [2] T. Kimura, M. Omura, Y. Kishimoto and K. Hashimoto, "Comparative Study of Acoustic Wave Devices Using Thin Piezoelectric Plates in the 3-5GHz Range", IEEE MTT-S Transactions, Vol. 67, No. 3, pp. 915–921, 2019.
- [3] J. L. Bleustein, "A New Surface Wave in Piezoelectric Materials", Applied Physics Letters, Vol. 13, No.12, pp.412-413, 1968.
- [4] Y. V. Gulyaev, "Electroacoustic surface waves in solids", Soviet Phys. JETP Lett. 9, pp.37–38, 1969.
- [5] 太田義徳, 中村僖良, 清水洋, "導体被覆による圧電体中のShear Waveの表面集中", 電子通信学会超音波研究会資料, US69-3, pp.1–12, 1969.
- [6] K. Hashimoto, Y. Yamaguchi, S. Mineyoshi, K. Kawachi, M. Ueda, and G. Endo, "Optimum leaky-SAW cut LiTaO<sub>3</sub> for minimised insertion loss devices," Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.245–254, 1997.
- [7] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endo, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Optimal cut leaky SAW on LiTaO<sub>3</sub> for high performance resonators and filters," IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, Vol.48, pp.1442–1448, 2001.
- [8] K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi, "Modelling of Shear-Horizontal-Type Surface Acoustic Waves and Its Application to COM-Based Device Simulation," Proc. IEEE Ultrasonic Symp., pp.127-132, 2001.
- [9] K. Hashimoto, "Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications," pp.191–235, (Springer, Berlin, 2000).
- [10] K. Hashimoto, "Simulation of Surface Acoustic Wave Devices," Jpn. J. Appl. Phys. 45, pp.4423-4428, 2006.
- [11] 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.
- [12] T. Morita, Y. Watanabe, K. Ono, and Y. Nakazawa, "Wideband bandpass low loss double-mode SAW filters," Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.95–104, 1992.
- [13] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, "Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones," Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.111–115, 1992.
- [14] M. Miura, T. Matsuda, Y. Satoh, M. Ueda, O. Ikata, Y. Ebata, and H. Takagi, "Temperature Compensated LiTaO<sub>3</sub>/Sapphire Bonded SAW Substrate with Low Loss and High Coupling Factor

- Suitable for US-PCS Application,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1322–1325, 2004.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] H.Nakanishi, H.Nakamura, T.Tsurunari, J.Fujiwara, Y.Hamaoka, and K.Hashimoto, “Zero Temperature Coefficient of Frequency Surface Acoustic Wave Resonator for Narrow Duplex Gap Application on SiO<sub>2</sub>/Al/LiNbO<sub>3</sub> Structure,” Jpn. J. Appl. Phys., 50, 7, 2011, 07HD13-1~4.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, H. Yamazaki, T. Fuyutsume, H. Kyoya, T. Nakao, H. Kando, M. Hiramoto, T. Toi, M. Koshino, and N. Nakajima, “High-performance SAW resonator on new multilayered substrate using LiTaO<sub>3</sub> crystal,” IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control, Vol. 64, No. 9, pp. 1382–1389, Sep. 2017.
- [21] T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, T. Fuyutsume, T. Nakao, M. Hiramoto, T. Toi, and M. Koshino, “I.H.P. SAW technology and its application to microacoustic components” Proc. IEEE Ultrason. Symp., Sep. 2017, pp. 1–8.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] R. Thalhammer, J. Kaitila, S. Zieglmeier, L. Elbrecht., “Spurious Mode Suppression in BAW Resonators”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.456–459, 2006.
- [25] 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, 2010, 07HD12.
- [26] K. Umeda, H. Kawai, A. Honda, M. Akiyama, T. Kato, and T. Fukusa, “Piezoelectric properties of ScAlN thin films for piezo-MEMS devices,” in Proc. MEMS 2013, pp. 733–736.
- [27] T. Yokoyama, Y. Iwazaki, Y. Onda, T. Nishihara, Y. Sasajima, M. Ueda, “Highly

- piezoelectric co-doped AlN thin films for wideband FBAR applications”, IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control, Vol. 62, No. 6, pp. 1007–1015, 2015.
- [28] M. Iwaki, K. Matsumoto, K. Kobayashi, “Impact of RFIC Spurious Noise on Receiver of Cellular handset in Communication State”, Proc. of IEEE 93<sup>rd</sup> ARFTG Microwave Measurement Conference, 2019, [DOI: 10.1109/ARFTG.2019.8739206].
- [29] M. Yamaguchi, Y. Endo, P. Fan, S. Muroga, M. Nagata, “Analysis of Patterned Magnetic Thin-film. Noise Suppressor for RF IC Chip”, Proc. IEEE International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits, pp. 45–49, 2017.
- [30] S. Mineyoshi, O. Kawachi, M. Ueda and Y. Fujiwara, “Analysis and optimal SAW ladder filter design including bonding wire and package impedance”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.175–178, 1997.
- [31] 橋本 研也, 山口 正恆, “ラダータイプSAWフィルタにおける寄生回路素子の影響に関する一考察”, 電子情報通信学会 超音波研究会, US96–101, Vol. 96, No. 546, pp. 29–34, 1997.
- [32] W. Feng, W. Che and Q. Xue, “Transversal Signal Interaction”, IEEE microwave magazine, pp.84–96, 2014.
- [33] 小西編「通信用フィルタ回路の設計と応用」pp. 31, 総合電子出版社 (1994/東京).
- [34] 李, “弾性波デバイス”, 日本国特許4663770号, 2008.9.29 出願
- [35] S. Beaudin, S. Damphouse and T. Cameron, “Shoulder Suppressing Technique for dual mode SAW resonator”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.389–392, 1999.
- [36] J. Tsutsumi and K. Matsumoto, “Super-Isolation Duplexer Aiming for Removing Rx Inter-stage Filter in W-CDMA Handsets,” Proc. 38th IEEE European Microwave Conference, pp.1066–1069, 2008.
- [37] J. Tsutsumi and K. Matsumoto, “Impact of super-isolation duplexer on SAW-less receiver RF front-end for cellular phones,” Proc. 39th IEEE European Microwave Conference, pp.322–325, 2009.
- [38] J. Tsutsumi, S. Inoue, M. Iwaki, M. Hara, H. Nakamura, K. Matsumoto, M. Ueda and Y. Satoh “A design technique to enhance isolation of duplexer in single-ended and differential modes,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1833–1836, 2011.
- [39] M. Iwaki, J. Tsutsumi, Y. Endo, H. Nakamura, and Y. Satoh “An attenuation improvement technology for ladder SAW/FBAR filters and duplexers employing cancellation circuit,” Proc. IEEE European Microwave Conference, pp.751–754, 2014.
- [40] K. Sakinada, A. Moriya, M. Kitajima and O. Kawachi, “A Study of Wafer Level Packaging of SAW Filter for Module Solution”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 2693–2695, 2009.



## 第1章 序論

[41] 堤, “通信モジュール”, 日本国特許5823168号, 2011.5.24 出願

[42] “Design of a BAW Quadplexer Module Using NI AWR software”, application note of AWR National Instruments.



## 第2章

# 外部素子による弾性波デュプレクサの広帯域アイソレーション向上の検討

### 2.1 まえがき

本章では、弾性波デュプレクサにおいて、多重モード共振器を外部素子として用いた場合に、広帯域に渡るアイソレーション性能を向上させる手法を提案し、その特性について考察する。また、提案した手法の有効性を、モード結合法を用いた高精度シミュレーションにより検証し、それを用いて設計した実際の高周波デュプレクサにおいて所望の特性が得られるか確認する。

### 2.2 外部素子を用いた減衰性能改善の基本原則

#### 2.2.1 外部素子を用いた位相・振幅補償回路

第1章において述べたように、弾性波フィルタデバイスの帯域外不要応答の抑圧に外部回路を用いる構成が提案されている。基本的な概念としては、図2-1に示すように、フィルタの外部素子として位相器・減衰器を設け（以下、このような外部回路を補償回路と呼ぶ）、そこを流れる信号の位相・振幅を制御することでフィルタ通過帯域外において、同振幅・逆位相の信号を生成し、フィルタの抑圧性能を向上させるものである [1]。

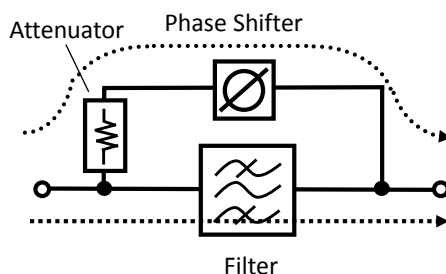


図 2-1: 位相・振幅補償回路の模式図

しかし、本方式については現在まで理論的考察が行われておらず、効果や課題である広帯域の抑圧が可能であるか見通しが得られていない。そこで、次節以降理論モデルによる考察を行う。

### 2.2.2 理論モデルによる考察

外部素子を用いた広帯域抑圧の原理と効果を考えるために、図 2-2 を参照する。図 2-2 は弾性波フィルタの主たる信号経路 (Main Path) と、外部素子による補償回路 (Compensation Path) を模式的に示した図になる。図に示すように、端子 A から入力された信号は分岐し、主経路と補償回路を伝搬しつつ、各々の経路の電気特性に応じた位相・振幅の信号に変化する。そして、経路の右端で合成され端子 B から出力される。ここで、 $P_m$ 、 $P_c$  はそれぞれ主経路と補償回路を伝搬する信号の強度、 $P_{com}$  は合成後の信号強度である。

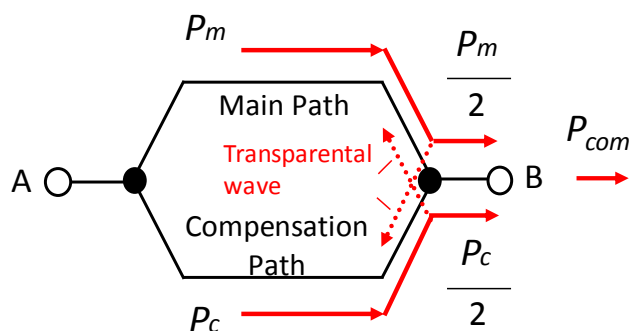


図 2- 2: RF 信号干渉の理論モデル

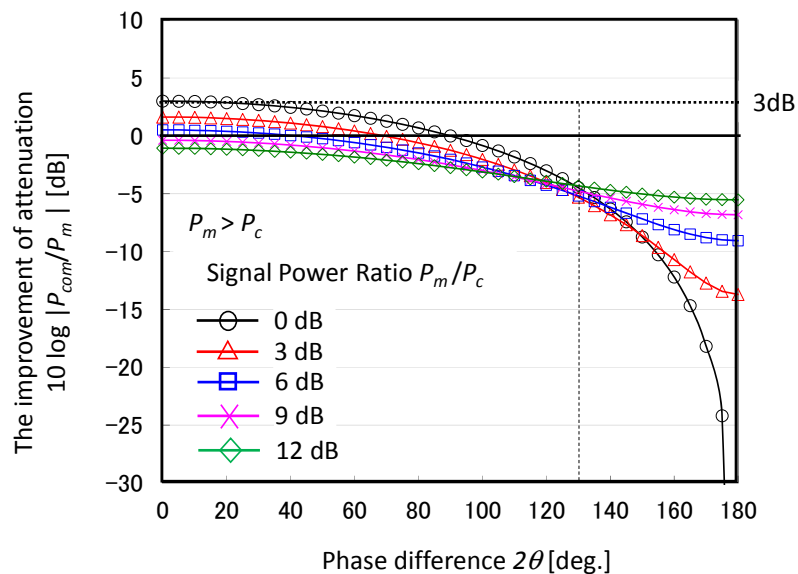
さて、ここで合成後の信号強度は、主経路と補償回路を伝搬する信号の位相・振幅により決定されるところ、両経路を伝搬する信号の位相差を  $2\theta$  とすると、合成後の信号の強度  $P_{com}$  は式(1)で与えられる信号振幅  $T_{com}$  を介して式(2)のように現わされる。簡単のために、主経路と補償回路のインピーダンスの大きさは着目する周波数帯で略同一と仮定している。

$$T_{com} = \sqrt{\frac{P_m}{2}} e^{-i\theta} + \sqrt{\frac{P_c}{2}} e^{+i\theta} \quad (1)$$

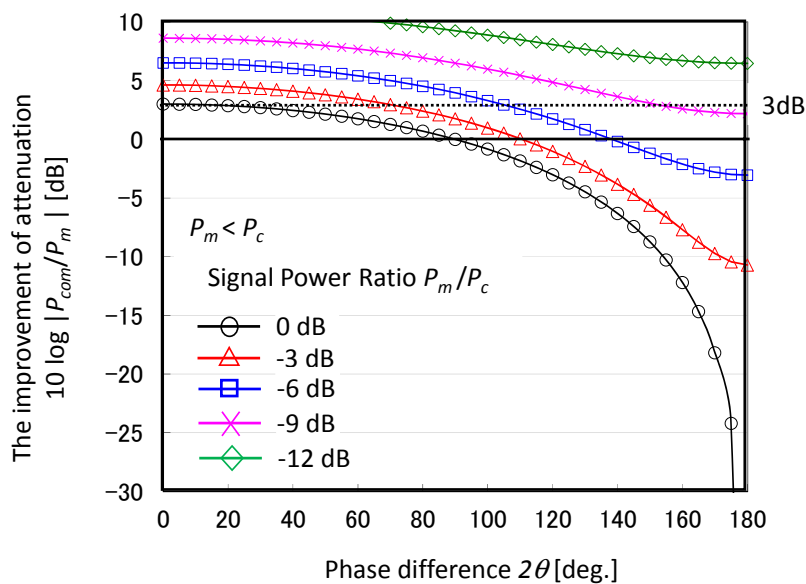
$$\begin{aligned} P_{com} &= T_{com} \cdot T_{com}^* \\ &= \frac{P_m + P_c}{2} + \sqrt{P_m P_c} \cos 2\theta \end{aligned} \quad (2)$$

図 2- 2 をフィルタの帯域外の振る舞いを表現していると考えたと、上記式から外部素子をフィルタに付加した場合の抑圧特性の改善度  $|P_{com} / P_m|$  が両経路を伝搬する信号の強度比  $P_m / P_c$ 、位相差  $2\theta$  によってどのように変化するかを確認することができる。

図 2- 3 にその結果を示す。



(a)



(b)

図 2-3: フィルタ減衰量改善度の位相・振幅依存性 (a)  $P_m > P_c$ , (b)  $P_m < P_c$

図に示すように、減衰量の改善度は主経路と補償回路の信号の位相差  $2\theta$  に大きく依存する。特に  $P_m > P_c$  の場合、位相差  $130^\circ$  を境に改善量が大きく変化する。位相差が  $130^\circ$  以上であれば振幅差によらず 5 dB の減衰量改善が得られる。このことは、本方式を用いた不要信号の抑圧は位相・振幅の変動に対しマージンを持っており、広帯域抑圧を考慮するにおいて、周波数毎の位相・振幅ばらつきが許容されると言え、補償回路を用いた方式の有用性を示す根拠となる。

一方で、 $P_c > P_m$  の場合においては両経路を伝搬する信号がほぼ逆位相の時に改善が限られてしまう。

以上のことより、実際の外部素子設計においては、以下のクライテリアを満たすことが肝要となる。

- ① 主経路を伝搬する信号強度 ( $P_m$ ) は、補償回路を伝搬する信号強度 ( $P_c$ ) より大
- ② 両経路を伝搬する信号の位相差 ( $2\theta$ ) は  $130^\circ$  以上
- ③ 両経路を伝搬する信号の強度差  $|P_m/P_c|$  は 3 dB 未満

## 2.3 多重モード共振器を用いた補償回路の提案

### 2.3.1 等価回路による検証

さて、実際に位相・振幅補償回路を外部素子として弾性波フィルタへ実装するにあたり、多重モード共振器を用いることが考えられる。ここでは SAW の多重モード共振器を想定するが、例えば 2 重モード共振器 (DMS : Double-Mode SAW Resonator) の場合、図 2-4 に示す等価回路で表現され、対称モードと反対称モードの動アドミタンスがトランス結合された 2 端子対の回路で現わされる [2]。構成中に位相変換のトランスを有しており、これが位相調整に寄与し、その一方で端子に並列接続された共振器容量が振幅調整に寄与し、補償回路としての目的に合致すると考えられるからである。

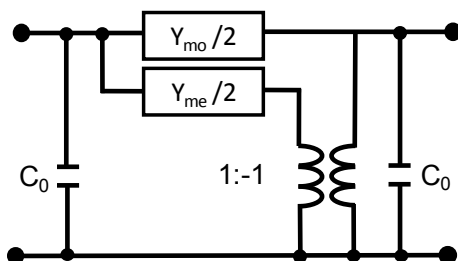


図 2-4:2 重モード共振器の等価回路

図 2-5 は図 2-4 に示した DMS 共振器を外部素子として用いたデュプレクサの構成例である。受信帯域の減衰量を向上させるために、送信 (Tx) フィルタに外部素子として DMS 共振器を接続する構成としている。一般的に高周波側の減衰量を確保し易く、かつ低損失であるため Tx フィルタとしては共振器を直列並列に梯子型に接続したラダー型フィルタが用いられる [3]。本構成では 6 段のラダーフィルタとした。また、DMS 共振器とフィルタをキャパシタを介して電氣的に接続することで、外部素子を流れる信号強度の調整を容易としている。

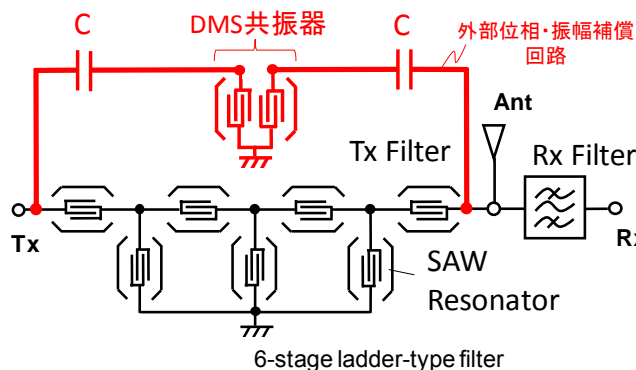
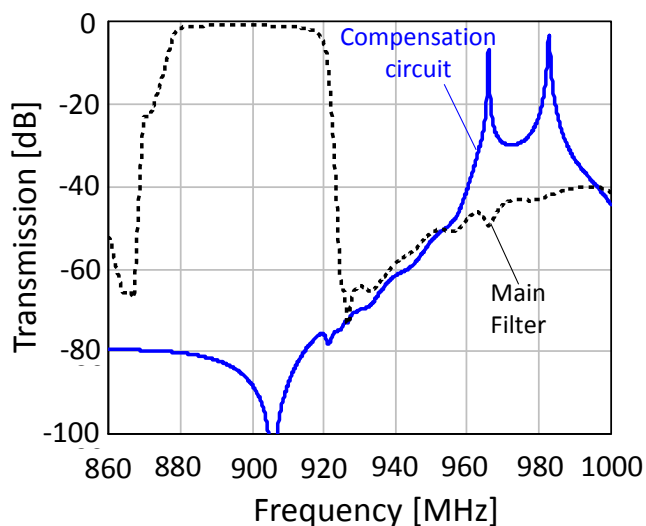


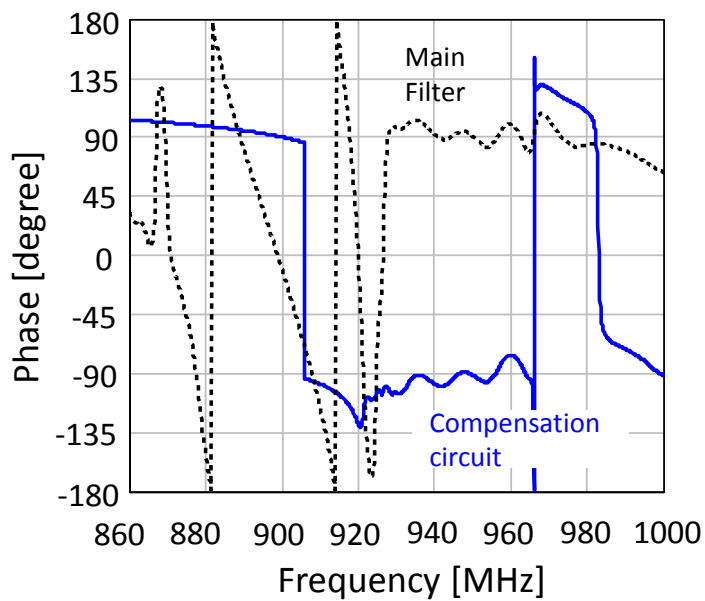
図 2- 5: DMS を外部素子として用いたデュプレクサの構成図

さて、図 2- 6 には本構成を用いた場合の各経路毎の通過特性、および経路全体としての通過特性をそれぞれ線形回路シミュレーションにより計算した結果を示す。主経路としての送信フィルタは通過帯域が 880-920 MHz、抑圧域が 925-965 MHz の LTE-Band VIII の周波数帯のフィルタであり、外部回路としての DMS 共振器の低周波側のスロープをラダーフィルタの抑圧域に位置せしめる設計としている。

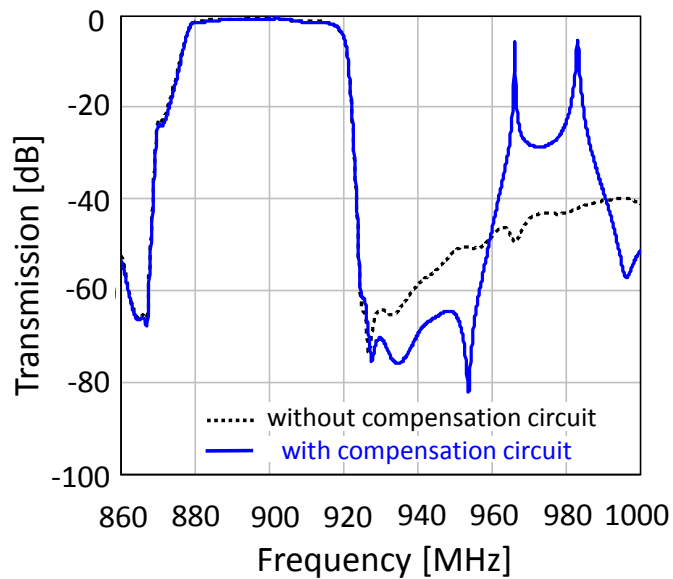
この構成をとることによって、抑圧域全域(40 MHz 幅)において両経路に略同一振幅・逆位相の信号を伝搬させることが可能となっている。回路全体の減衰量はこれにより抑圧域で約 10~15 dB の改善が得られている。960 MHz 帯より上にある補償回路の二つのピーク応答は、それぞれ DMS 共振器の対称・反対称モードの共振応答に相当する。



(a)



(b)



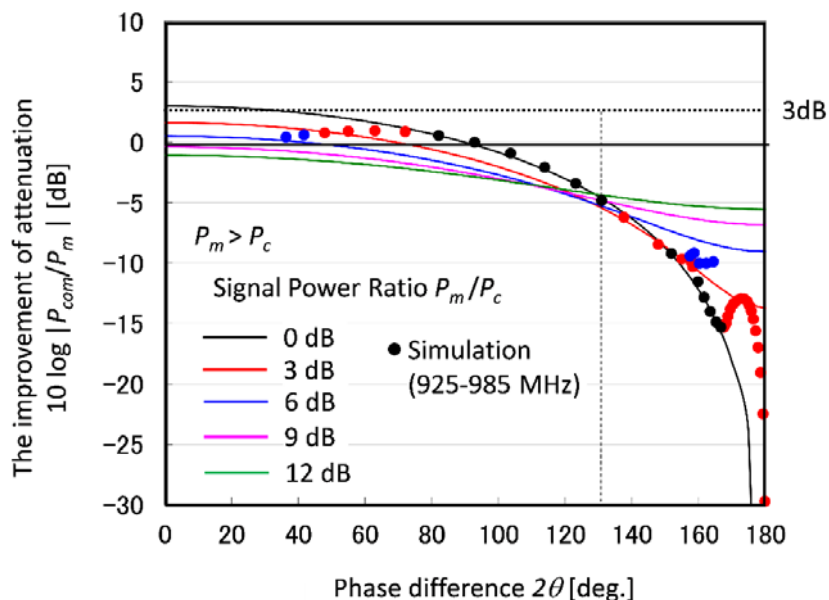
(c)

図 2- 6: SAW フィルタおよび外部回路の電気特性(計算)

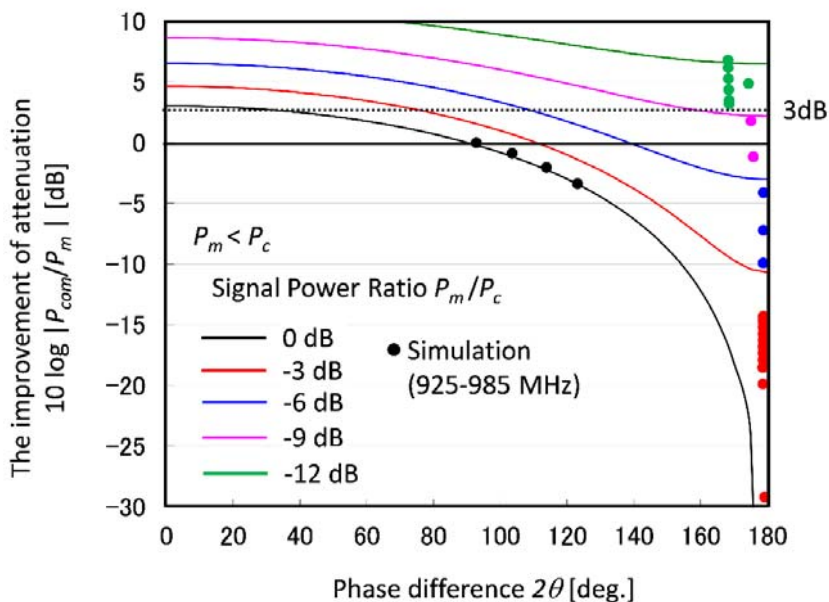
(a) 各径路の通過特性 (b) 各径路の位相 (c) 両経路合成後の通過特性



さて、ここで本構成におけるフィルタ減衰量の改善が、2.2.2 で導出した結果と一致するか確認のために、先に導出した理論曲線上に図 2-6 で求めた抑圧域近傍(925-985 MHz)の各周波数での減衰の改善量を重ねてプロットした結果を図 2-7 に示す。



(a)



(b)

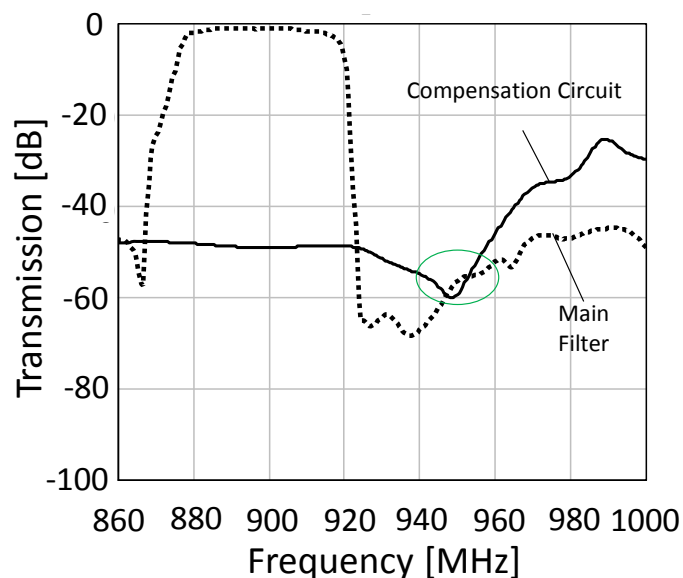
図 2-7: フィルタ減衰量改善度の理論と回路シミュレーションの比較 (a)  $P_m > P_c$ , (b)  $P_m < P_c$

図に示すように、等価回路シミュレーションで求めた各経路の位相・振幅差と減衰量の改善度の関係は、先に理論式より求めた曲線と非常に良い一致を示している事が分かる。これにより、図 2- 6 に示した減衰量の改善は外部回路を用いた位相・振幅制御によりもたらされた結果であると判断できる。

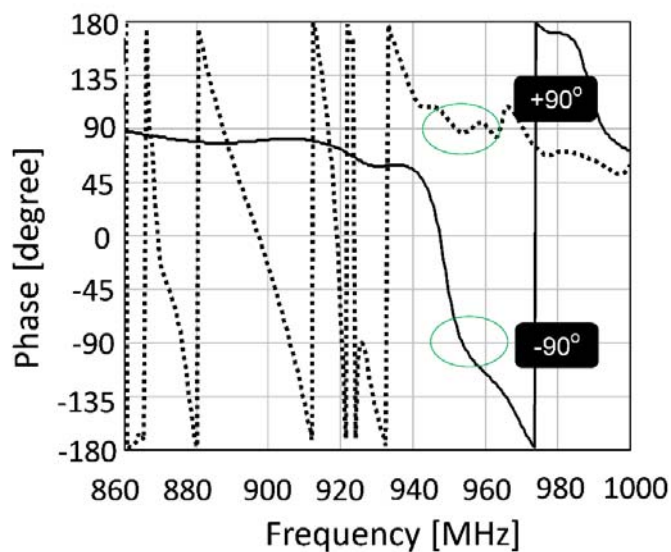
### 2.3.2 SAW シミュレーションによる検証

提案した回路を更に具体性のあるものにするため、モード結合法を用いた高精度な SAW シミュレーションツールを用い[4-6]、具体的な外部回路設計を実施した。ここで、SAW としては最も一般的に用いられる  $42^\circ\text{-Y-X LiTaO}_3$  基板上の SH-SAW とした。

図 2- 8 には、最適化した後の主経路と外部回路それぞれの電気特性を示す。等価回路を用いた場合の図 2- 6 (a), (b)と比較すると、帯域幅はやや狭くなっているものの、950 MHz 前後で同振幅、逆位相とすることができている。



(a)



(b)

図 2- 8: SAW シミュレーションにより最適化した主経路と外部回路の電気特性

(a) 各径路の通過特性 (b) 各径路の位相

シミュレーションの結果を詳細に検証するため、図 2- 9 に示すように DMS フィルタを 1 ポート終端の対称・反対称接続構成とし、同相モード、逆相モードの応答について、等価回路に基づく結果と SAW シミュレーションに基づく結果の比較を実施した。

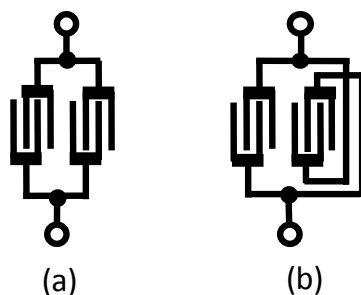


図 2- 9: DMS 共振器を変換し 1 ポート共振器とした構成図 (a) 対称構成 (b) 反対称構成

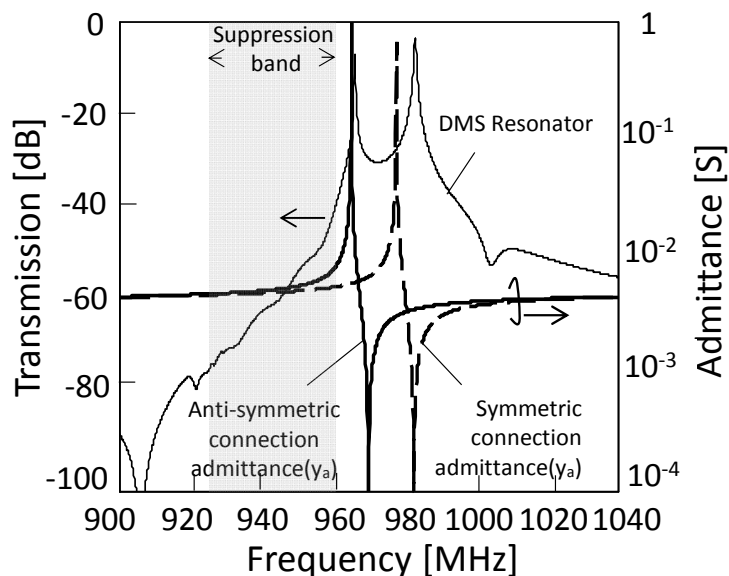
## 第2章 外部素子による弾性波デュプレクサの広帯域アイソレーション向上の検討

すると、図 2-10 から分かるように、等価回路における DMS 共振器の特性に比して、SAW シミュレーションにおける DMS 共振器の対称、反対称構成の共振特性はいずれも  $Q$  が低く、また、反対称構成においては逆相モードに加え、同相モードの共振点にも応答が生じている違いがあった。この要因としては、高精度 SAW シミュレーションにおいては電極指抵抗を考慮したこと、表 1 に示すように、設計自由度を向上させるため IDT Pitch に変調を施しており、反対称接続の構成において、同相モードも励振可能な状態になっていたためと考える。

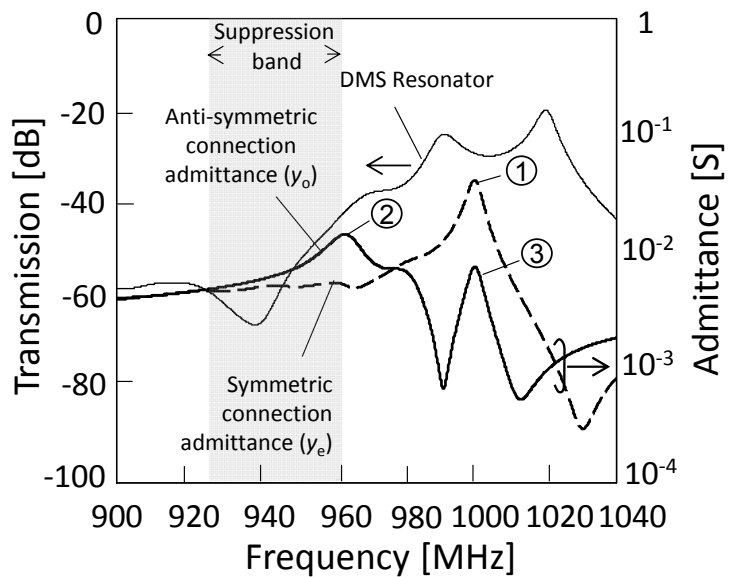
一方で、対象とする抑圧帯域 (925-965 MHz) の応答は両者においてほぼ同様であり、その点は SAW シミュレーションで再現されていることが分かった。

表 1: SAW シミュレーションにより最適化後の DMS 共振器の設計パラメータ

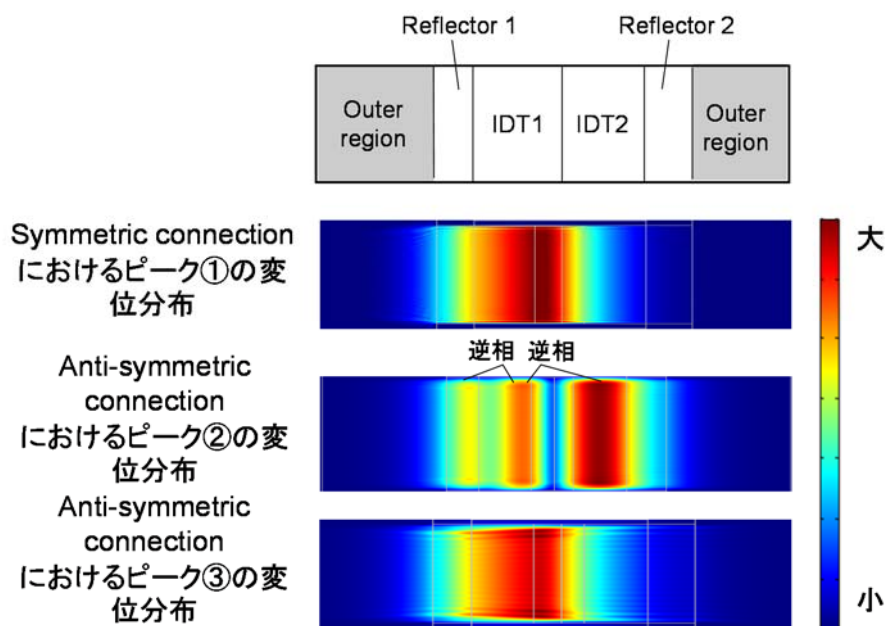
	Reflector1	IDT1A	IDT1B	IDT2A	IDT2B	Reflector2
Pitch of IDT ( $\mu\text{m}$ )	3.71	3.81	3.73	3.82	3.90	4.0
IDT Pairs	3.5	5.5	2.5	2.0	5.5	4.0



(a)



(b)



(c)

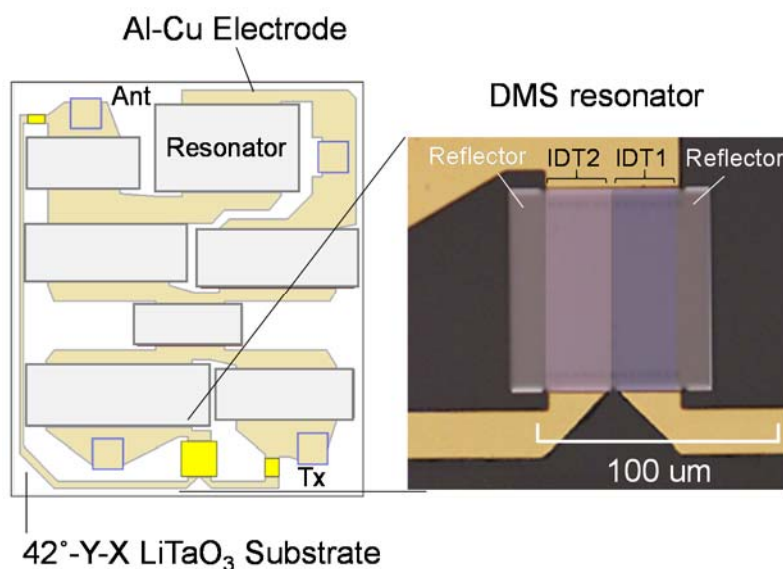
図 2- 10: DMS 共振器の対称・反対称モードの応答

(a) 等価回路に基づく結果 (b) SAW シミュレーションに基づく結果 (c) SAW シミュレーションに基づく変位分布(絶対値)

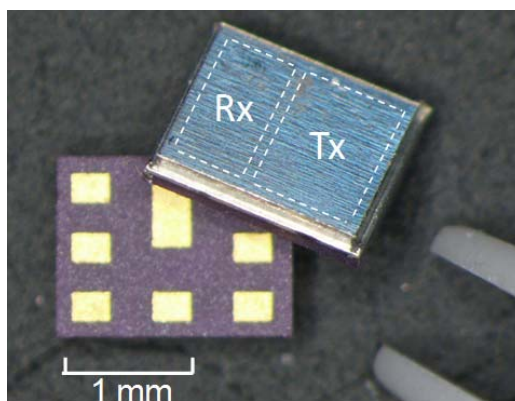
## 2.4 800 MHz 帯デュプレクサの作製による効果の検証

上述の SAW シミュレーションにより導出した位相・振幅補償回路の効果を検証するため、実際に 800 MHz 帯の SAW デュプレクサを作製し、検証を行った。

図 2-11 には作製したデュプレクサの送信チップ外観のレイアウトおよび光学顕微鏡像を示す。主経路としての送信フィルタは上述したように 6 段のラダー型フィルタである。一方で、補償回路は 2IDT 構成の DMS 共振器および 2 つの終端キャパシタである。抑圧域の微小な電力を制御するためいずれも高インピーダンスの設計となっており、全体に占める面積は僅か 2-3 % 程度である。今回作製したデュプレクサはこの送信フィルタと、別途作製した受信フィルタを 1.7×1.3 mm の個片パッケージに搭載して、気密封止した構造である。



(a)

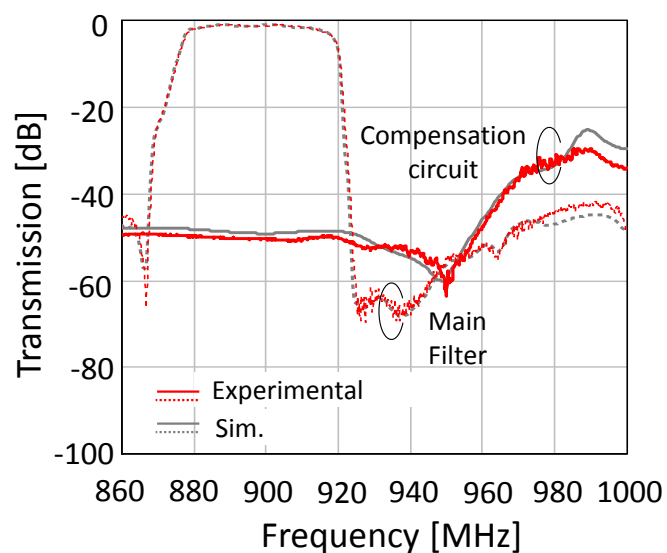


(b)

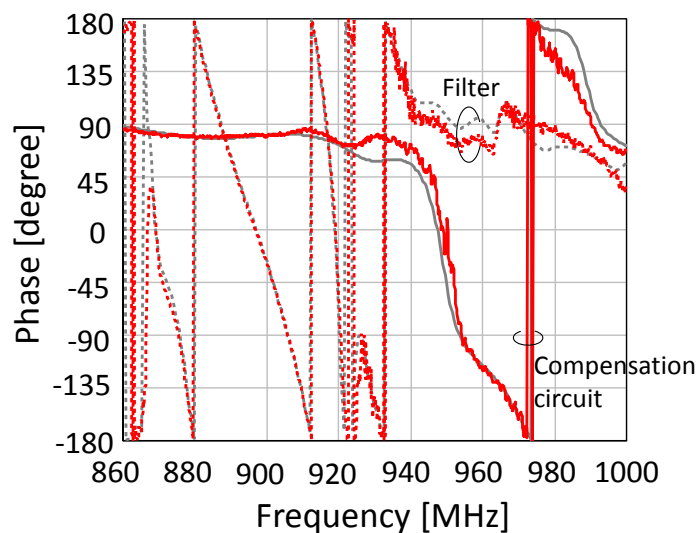
図 2-11: 作製したデュプレクサの外観 (a) 送信チップ (b) デュプレクサ全体

さて、図 2- 12 には、作製したフィルタの主経路のみ、および外部回路のみの特性をそれぞれ測定した結果を SAW シミュレーションにより求めた特性と比較して示す。

今回設計に用いたシミュレーションでは、モード結合パラメータは主経路に対してフィッティングして導出したものを用いたが、外部回路のみの特性においても実測と良く一致していることが確認でき、意図した特性となっている事が分かる。



(a)



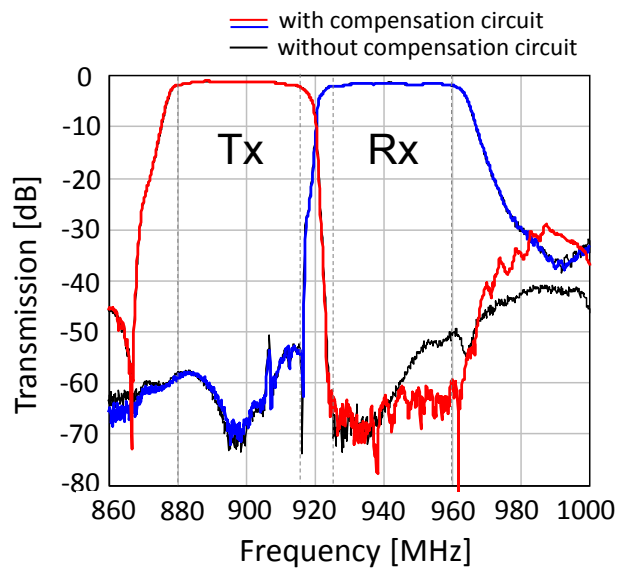
(b)

図 2- 12: 主経路および補償回路の電気特性の実測-シミュレーション間の比較

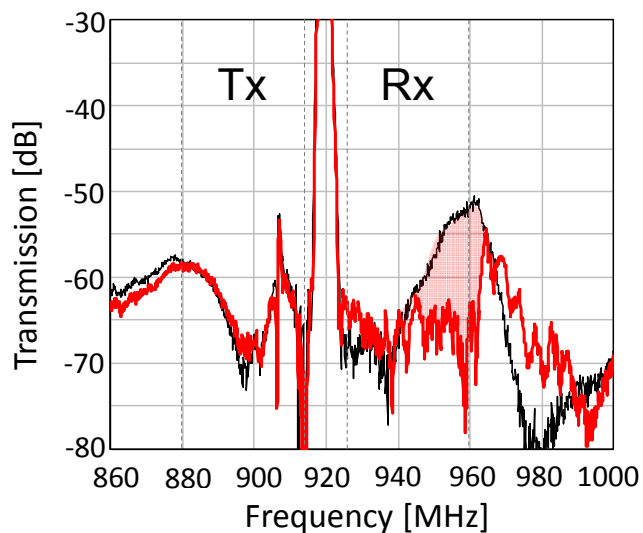
(a) 各径路の通過特性 (b) 各径路の位相

## 第2章 外部素子による弾性波デュプレクサの広帯域アイソレーション向上の検討

また、図 2-13 は、実際に作製したデュプレクサの外部回路有無による特性差を示したものである。

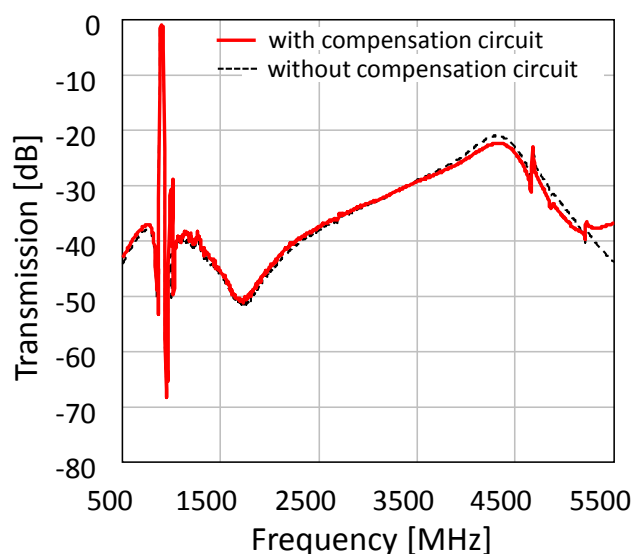


(a)



(b)





(c)

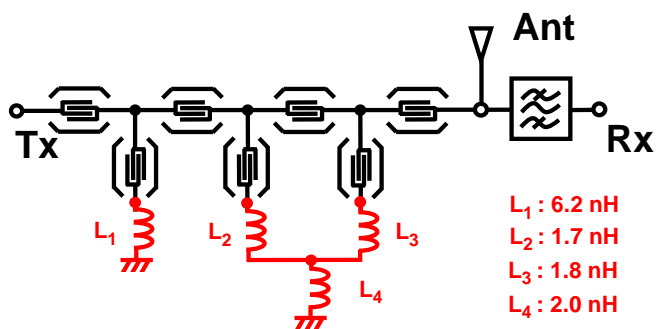
図 2- 13: 800 MHz 帯 SAW デュプレクサの外部回路有無による特性変化

(a) 送信—アンテナ、アンテナ—受信端子間の通過特性 (b) 送信—受信端子間の通過特性 (アイソレーション特性) (c) 送信—アンテナ端子間の通過特性(広帯域)

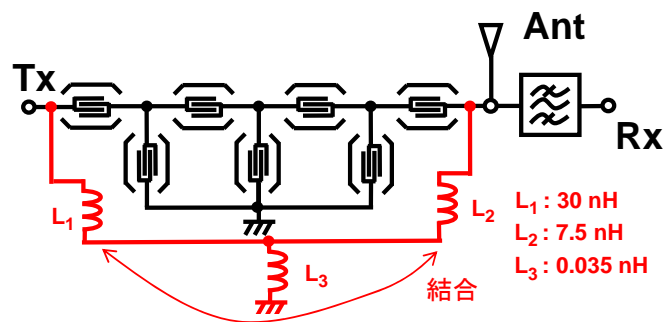
図に示すように、外部回路を用いることで抑圧域の高周波側(950-960 MHz)において、最大 15dB の減衰量の改善が得られた。またこれにより平均 65 dB の受信帯域アイソレーションが確保可能となった。減衰量の改善が得られた周波数帯は図 2- 8 で減衰量の改善が見込まれた周波数帯と一致しており、位相・振幅補償回路がうまく機能したと考える。

また、図 2- 6 の等価回路シミュレーションの結果と比較すると、抑圧域低周波側(940-950 MHz)の減衰量改善度が異なるが、等価回路においては図 2- 10 に示すように DMS 共振器の低周波側の伝送ゼロ点が 900 MHz 近傍に位置するのに対し、実際の設計においては、40 MHz 程度高い周波数帯に位置していることによると考える。これは、実設計においてはレイアウトの影響による寄生容量が含まれているためと考えるが、いずれにしても、通過帯域近傍は元々の減衰量が大きいため、抑圧域全体で高減衰を得るという当初の目標は達成されたと言える。外部回路付加による広帯域特性への影響がないことも確認している(同図(c))。

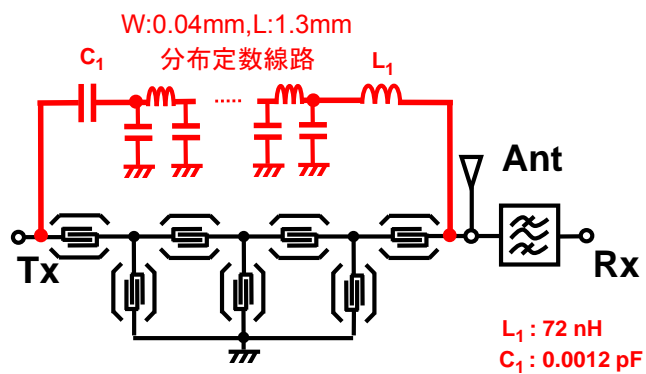
さらに、比較のために、800 MHz 帯 SAW 共振器と主たる構成を図 2- 14 黒色部の様に同一としたままで、周辺回路(図 2- 14 赤色部)に従来の帯域外抑圧の改善技術を用いた構成とした場合の送信フィルタ特性を作製した。その特性を、図 2- 15 に、比較表を表 2 に示す。



(a)



(b)



(c)

図 2- 14: 外部素子を用いた弾性波デュプレクサの構成図

(a) 比較例 1 (b) 比較例 2 (c) 比較例 3

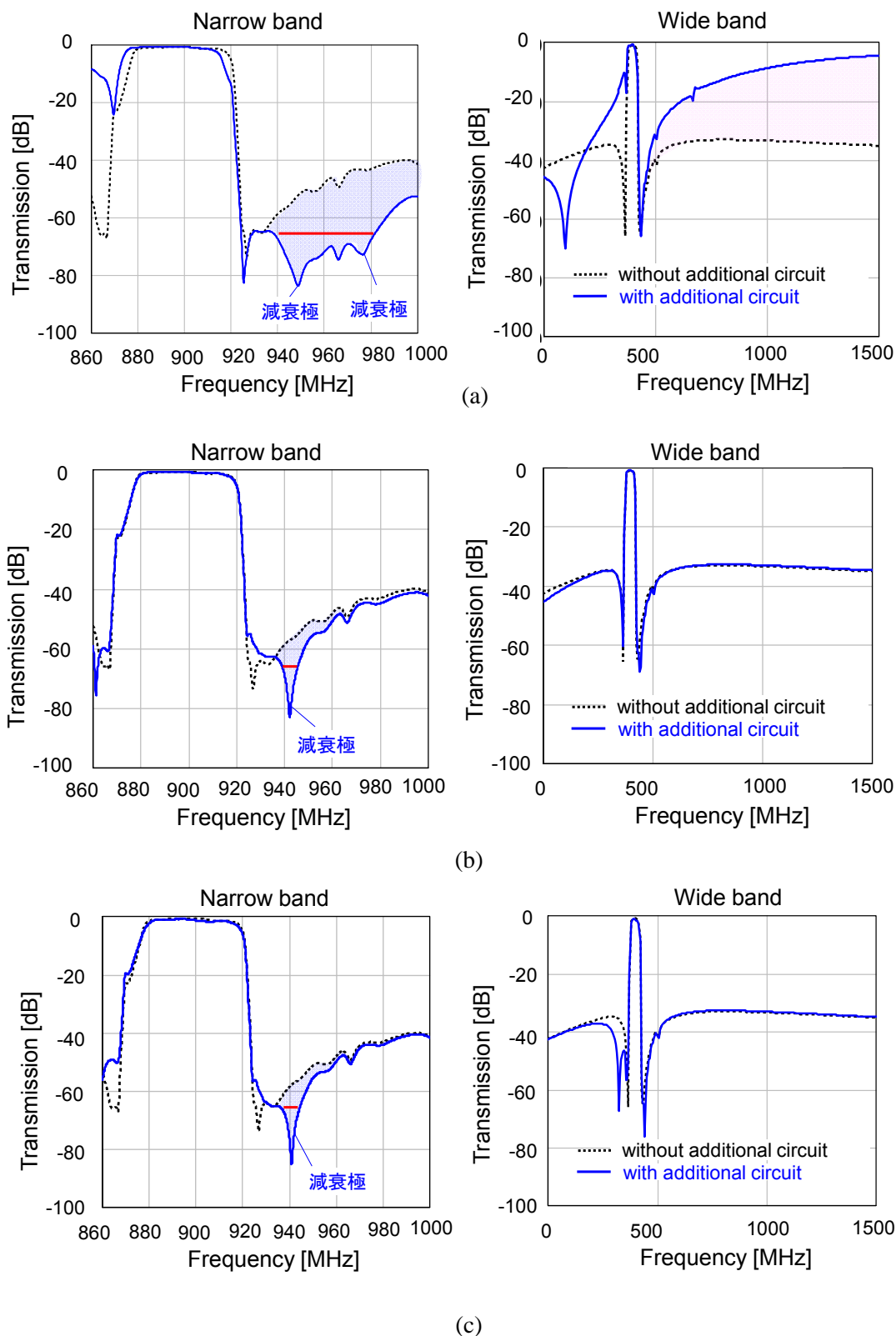


図 2- 15: 外部素子を用いた弾性波デュプレクサの送信フィルタ特性図 (シミュレーション)

(a) 比較例 1 (b) 比較例 2 (c) 比較例 3

これらとの比較から、本研究において提案した手法は、従来手法より広帯域にわたって改善可能なことが分かる。図 2- 15(a)も広帯域にわたってアイソレーションが改善されているが、通過域上端付近の特性が劣化し、高域外の帯域外抑圧が極端に劣化している。

表 2: 減衰性能改善技術の比較

	比較例1	比較例2	比較例3	本研究
抑圧65dB以上の帯域幅	40 MHz* ○	5 MHz< ×	5 MHz< ×	40 MHz ○
高周波特性	20 dB以上劣化 ×	維持 ○	維持 ○	維持 ○
外部素子のChip内実装	不可 ×	不可 ×	不可 ×	弾性波素子のみで可 ○
抑圧原理	減衰極の生成		位相・振幅補償	

\*複数の減衰極を生成した場合

## 2.4 まとめ

本章では、多重モード共振器を外部素子として用いた場合に、広帯域に渡るアイソレーション性能を向上させる手法を提案し、その特性について考察した。また、提案した手法の有効性を、モード結合法を用いた高精度シミュレーションにより検証し、それを用いて設計した実際の 800 MHz 帯 SAW デュプレクサにおいて所望の特性が得られることを確認した。

さらに、本研究において提案した手法は、弾性波素子のみで回路を構成するためフィルタチップ上で完結し、実装基板を選ばない点でも優れている。

このような点から、本提案手法は実際に SAW/BAW デュプレクサ製品に活用され、現在市場で広く用いられている。

## References

- [1] M. Iwaki, J. Tsutsumi, Y. Endo, H. Nakamura, and Y. Satoh, “An attenuation improvement technology for ladder SAW/FBAR filters and duplexers employing cancellation circuit,” Proc. IEEE European Microwave Conference, pp.751–754, 2014.
- [2] K. Hashimoto, T. Omori and M. Yamaguchi, “Operation Mechanism of Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters with Pitch-Modulated IDTs and Reflectors”, Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.456–459, 2006.
- [3] 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.
- [4] K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi, “Modelling of Shear-Horizontal-Type Surface Acoustic Waves and Its Application to COM-Based Device Simulation,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.127–132, 2001.
- [5] K. Hashimoto, “Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications,” pp.191–235, (Springer, Berlin, 2000).
- [6] K. Hashimoto, “Simulation of Surface Acoustic Wave Devices,” Jpn. J. Appl. Phys. 45, pp.4423–4428, 2006.



## 第3章

# 外部素子としての位相・振幅補償回路の複数帯域への 拡張検討

### 3.1 まえがき

前章では、多重モード共振器を外部素子として用いた場合に、位相・振幅補償により広帯域に渡るアイソレーション性能を向上させる手法を提案し、その特性について考察した。

本章では、前章で提案した外部素子としての位相・振幅補償機能を、単一の抑圧帯域だけでなく、離隔した複数の周波数帯へ拡張可能かどうかについて、検討を行う。具体的には、外部素子としての弾性波の多重モード共振器の構成を見直し、設計自由度を向上させることでデュプレクサの送信および受信帯域のアイソレーションについて同時に抑圧度を改善させる検討を行う。

また、提案した多重モード共振器による外部回路の有効性について、実際の高周波デュプレクサを作製し、所望の特性が実現可能か確認する。

### 3.2 送信・受信帯域同時減衰性能改善の必要性

序章において、デュプレクサの受信帯域減衰量と無線通信システムの受信感度に密接な関係があることを述べた。ここでは、送信帯域の減衰量の影響について述べておく。図 1-2 を参照すると、デュプレクサに印加された送信信号は、送信フィルタを通過しアンテナ端子から空中へ輻射されると同時に、受信フィルタを介して受信帯域へ送達される。FDD システムの場合、送信信号は受信信号から、周波数軸上で分離され、受信信号に対する雑音とはならない様に思える。しかし、例えばデュプレクサの送信帯域アイソレーションが 50 dB 程度であったとすると、+24 dBm の送信信号がパワーアンプから送出された場合、-34 dBm 程度の送信信号が受信回路へ到達してしまう。これは受信信号(-100 dBm 程度)に比べ著しく振幅の大きな信号であり、所謂 Self-interference や Reciprocal Mixing と言った歪みによる受信感度の劣化をもたらすこととなる [1]。このため、受信フィルタから出力される外乱としての送信信号は十分に抑圧される必要がある。

### 3.3 多重モード共振器の設計自由度の向上

デュプレクサの受信帯域および送信帯域のアイソレーションを改善するために、図 3-1 に示すように送信・受信端子間に位相・振幅補償用の外部回路を用いる構成を提案する。前章で提案した構成を流用し、送信・アンテナ端子間および受信・アンテナ端子間に2つの補償回路を設ける構成も考えられるが、本構成であれば一つの補償回路で済む点で有利である。

また、主経路としてのデュプレクサは、図 3-2 に示すように送信側にラダーフィルタ、受信側に DMS フィルタを用いた構成を取り上げる。ラダーフィルタは低損失で、高周波側の減衰急峻性に優れ、一方 DMS フィルタは低域側の減衰特性に優れるため、SAW デュプレクサの回路構成として良く用いられ、一般化した議論に適している。

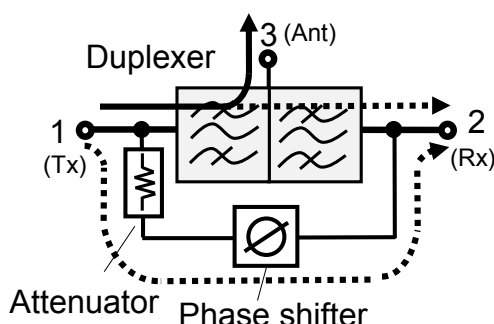


図 3-1: 位相・振幅補償回路の模式図

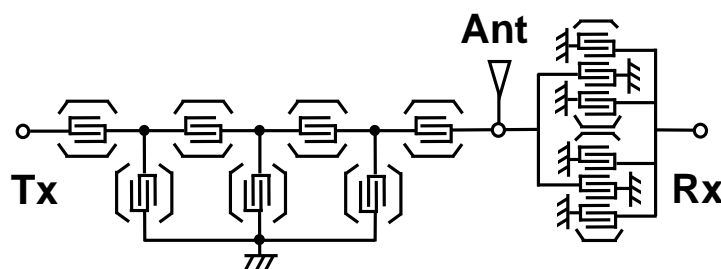


図 3-2: SAW デュプレクサの回路構成図

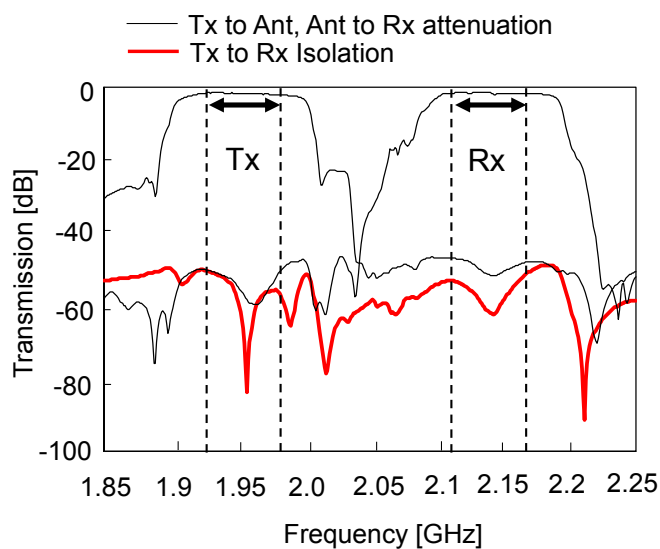
また、本章で取り上げるデュプレクサの周波数として、送信-受信帯域の離隔幅の大きい (190 MHz) LTE-Band I (Tx : 1920-1980 MHz, Rx : 2110-2170 MHz) の周波数を選択した。これは、本回路を複数周波数帯のデュプレクサを一体化したマルチプレクサへも適用すると考えた場合に、大きく離隔した周波数帯のアイソレーション(クロスアイソレーション)を抑圧する必要が生じることを視野に入れたものである。

さて、ここで、モチーフとする SAW の Band I 向けデュプレクサの主経路としての送信-受信端

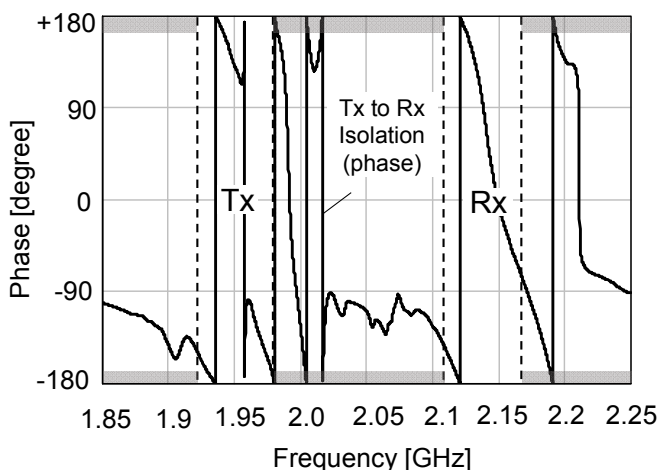


子間アイソレーション特性をモード結合法に基づく SAW の高精度シミュレーションより求めた結果を図 3-4 に示す. ここで, SAW としては最も一般的に用いられる  $42^\circ\text{-Y-X LiTaO}_3$  基板上の SH-SAW を用いている.

前述のように、本章では、送信周波数(1920-1980 MHz)、受信周波数(2110-2170 MHz)帯のアイソレーションを同時に改善したい為、両方の周波数帯に着目するが、図 3-4 (b)に示すようにいずれの周波数帯においても、非常に急峻な位相の周波数変動を示しており、外部回路では、これに対して略逆位相の信号を生成する必要があり、前章の構成に比べ回路規模を増大させる必要があると言える.



(a)



(b)

図 3-3: シミュレーションにより導出した 2 GHz 帯 (Band I) SAW デュプレクサの電気特性

(a) 通過特性およびアイソレーション特性(振幅) (b) アイソレーション特性(位相)

ここで、急峻な位相特性の起源について考察する。そもそも、送信-受信端子間のアイソレーション特性は、送信フィルタの位相特性、受信フィルタの位相特性の合成特性と言える。図には個々の経路の位相特性を計算した結果を示すが、各経路個別にみると、位相変化は比較的緩やかに行われていることが分かるが、これを合成することで、複雑な位相変化を示すこととなる。

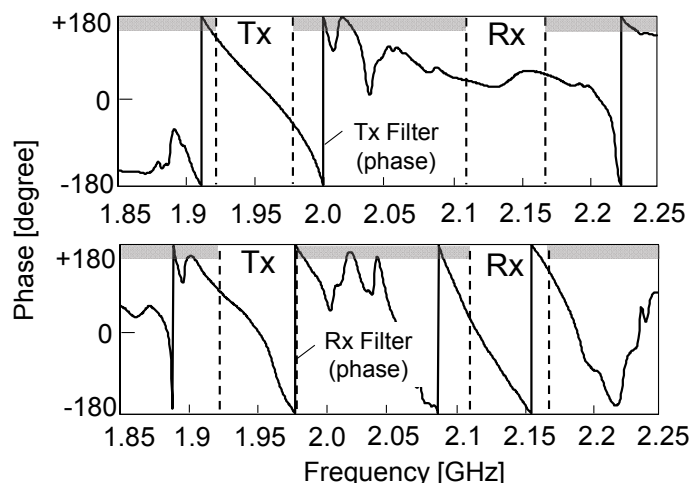


図 3-4: シミュレーションにより導出した 2 GHz 帯 (Band I) SAW デュプレクサを構成する送信フィルタの位相特性(上段)、受信フィルタの位相特性(下段)

このような急峻な位相特性の変動は、本設計に限定されたものではなく、一般的な SAW デュプレクサに良く見られるものである。

さて、このような急峻な位相特性に対応する外部回路として、図 3-5 に示すような、3 IDT 型の DMS フィルタを用いることを提案する。3 IDT 型の DMS フィルタは SAW デュプレクサの受信フィルタとして広く用いられており、設計の自由度が高い上に、比較的コンパクトにレイアウトできる利点がある。実際には 5 IDT 型 [2]、7 IDT 型の DMS フィルタも実用に供されているが、レイアウトの制約が大きくなるため、今回は採用しなかった。

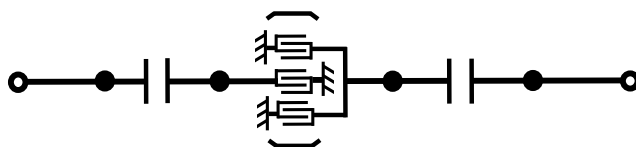


図 3-5: 3IDT 型 DMS 共振器を用いた外部回路

### 3.4 SAW シミュレーションによる検証

提案した回路の設計パラメータを最適化するため、モード結合法を用いた SAW の高精度シミュレーションを実施し、その設計について詳細検討を行った。主経路同様に、 $42^\circ$ -Y-X LiTaO<sub>3</sub> 基板上的 SH-SAW を用いた。

図 3- 6 には設計最適化後のレイアウト(a)、および IDT Pitch 分布図を示す。図に示すように、DMS の設計としては、反射器を 3、中央 IDT を 7、左右の IDT を 4 セクションにそれぞれ分けた所謂 Pitch 変調 [3, 4]の構成とし、設計自由度を向上させた。これは、今回受信フィルタに用いた DMS 共振器と同様の構成としている。さて、図 (b) に示すように、IDT の Pitch 分布を受信フィルタを構成する共振器と今回最適化を行った共振器で比較すると、受信フィルタを構成する共振器は中央 IDT から左右対称な Pitch 分布、かつ中央より周辺部において Pitch が大なる方向へ分布する。これは、広帯域かつ低損失なフィルタ特性を得るためである。

一方で、今回、位相・振幅補償回路に向け最適化した DMS では、全くランダムな Pitch 分布となり、特別な規則性は見受けられなかった。離隔した周波数域で急峻な位相変化を実現するために、フィルタを構成する DMS とは全く異なる設計に収束したものと判断する。

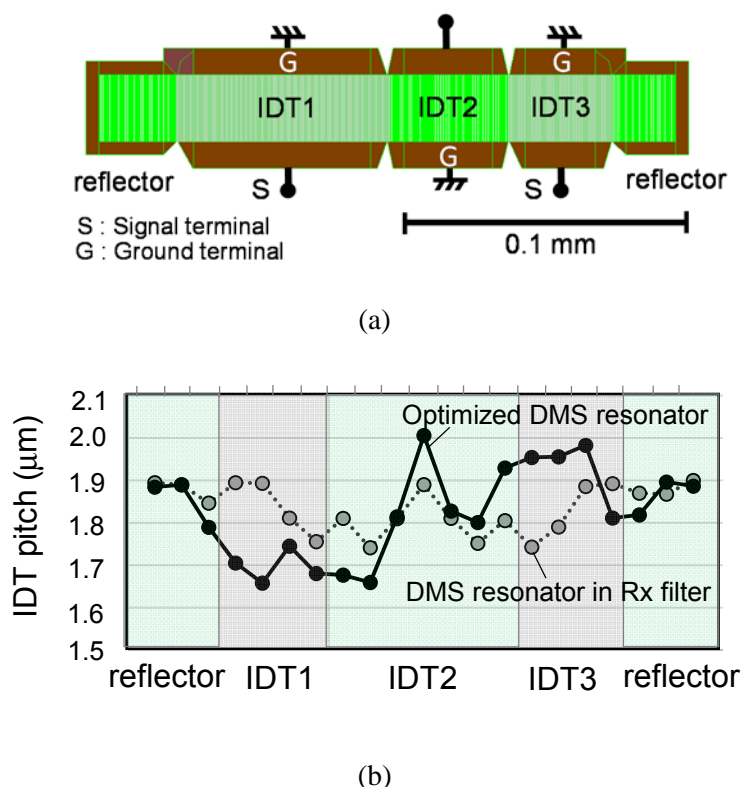


図 3- 6: (a) 最適化後の 3IDT-DMS 共振器のレイアウト (b) IDT Pitch 分布

さて、最適化後の DMS を含む補償回路と、主経路たる送信フィルタの位相・振幅特性について所望の同振幅・逆位相の条件を満たしているか、確認を行った。但し、この際にお互いの経路のインピーダンスを考慮しつつ単独の経路の特性を計算する必要があり、図 3-7 の構成の回路を用いてこれを導出した。

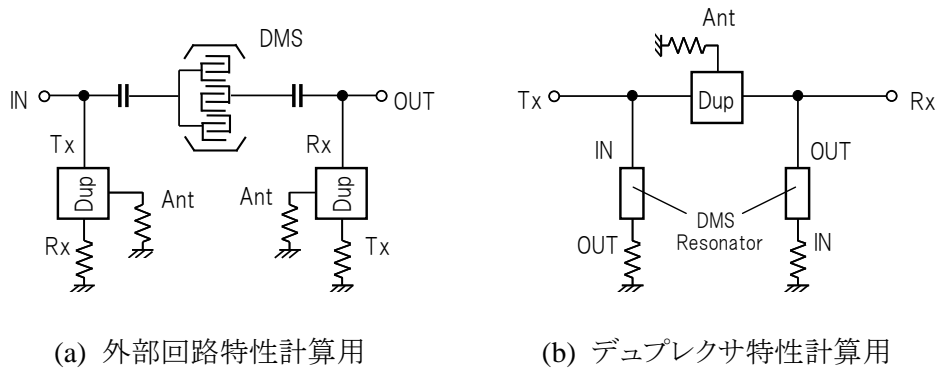
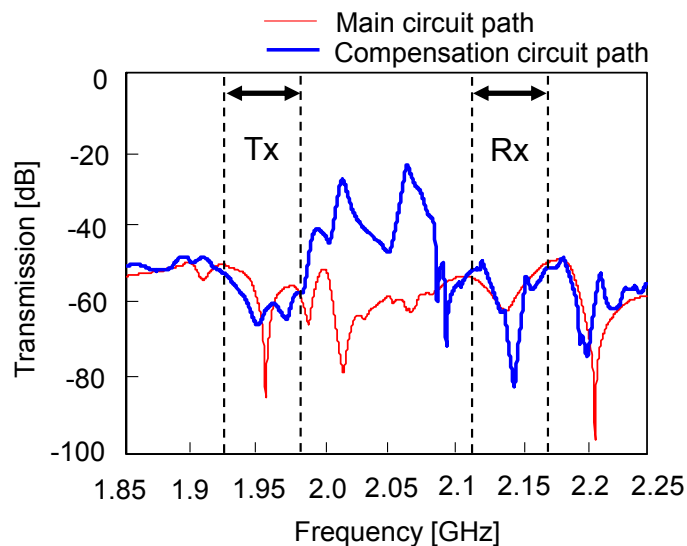
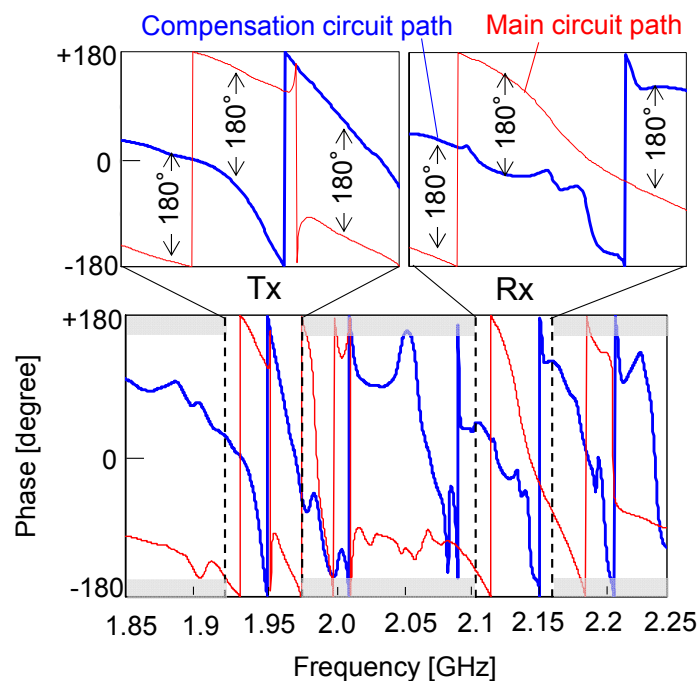


図 3-7: 各経路毎の特性を算出するための回路構成

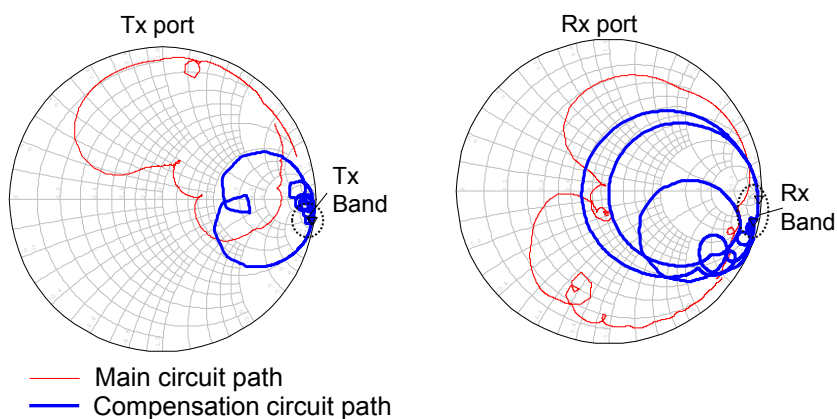
図 3-8 には計算結果の比較図を示す。同図(a)に示すように、最適化後の補償回路の振幅特性は送信帯域と受信帯域の中間の周波数を除き、概ね同振幅の特性を維持している。送信・受信帯域の中央に共振様のピーク的な応答があることから、DMS の通過域の高周波側応答がデュプレクサの受信帯域、低周波側応答がデュプレクサの送信帯域に対応した特性を形成していると考えられる。



(a)



(b)



(c)

図 3- 8:シミュレーションにより最適化したデュプレクサの主経路および補償回路それぞれの特性比較 (a) アイソレーション特性(振幅) (b) アイソレーション特性(位相) (c) 送信端子・受信端子から見込んだ反射特性

また、図(b)には位相特性の比較図を示すが、送信帯域・受信帯域のいずれにおいても、主経路に対し、補償回路は略逆位相の特性を実現することができている。仔細に見れば、各通過帯域外においても概ね逆相となっており、設計自由度の高い DMS を用いる事で位相調整が広範囲に実施可能であることが確認できた。

### 第3章 外部素子としての位相・振幅補償回路の複数帯域への拡張検討

また、各経路の終端ポートにおける反射特性を図(c)に示すが、補償回路の送信および受信帯域におけるインピーダンスはほぼ無限で、主経路へ悪影響を及ぼさないことが確認できる。

次に、最適化後の DMS 共振器の特性について更に詳細に調べるため、図 3-9 に示す 2 種類の接続形態(対称構成、反対称構成)における共振器のアドミタンス特性を、補償回路および主経路を構成する DMS 共振器それぞれについて計算し、比較を行った(図 3-10)。

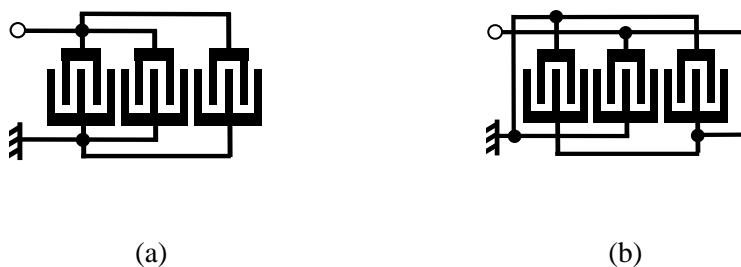
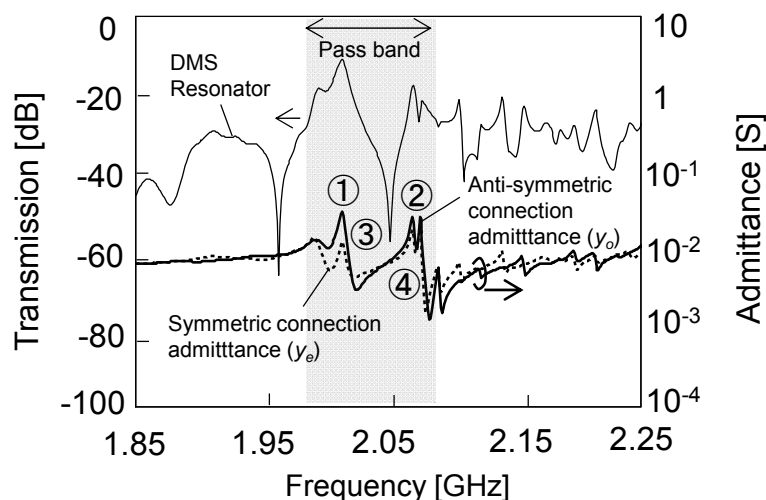
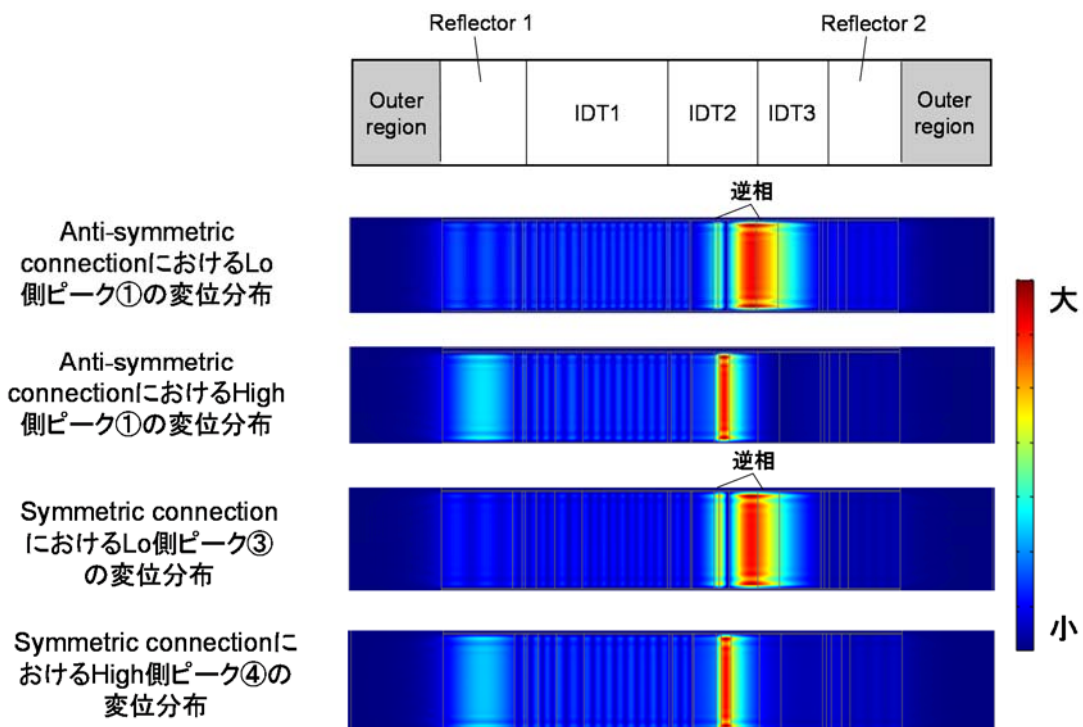


図 3-9: DMS 共振器を変換し 1 ポート共振器とした構成図 (a) 対称構成 (b) 反対称構成

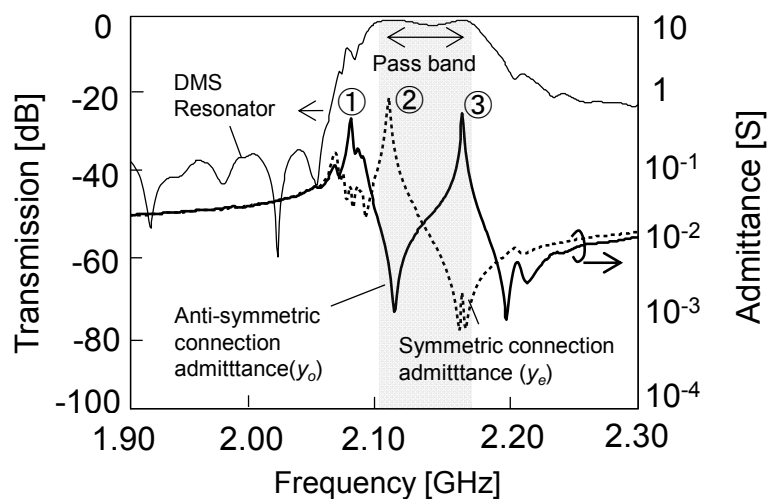
まず、図 3-10 から分かることは、補償回路を構成する DMS 共振器においては共振器の接続形態によらず略同一の周波数で共振しているということである。これは、今回の用途においては DMS 共振器はフィルタとしての機能を期待しない。そのため、同図(c)に示す通常のフィルタとして用いられる DMS のように複数のモードの共振周波数を互い違いに配置することでフラットな通過帯域を形成する必要がなく、このように設計が最適化されたと考える。



(a)



(b)



(c)

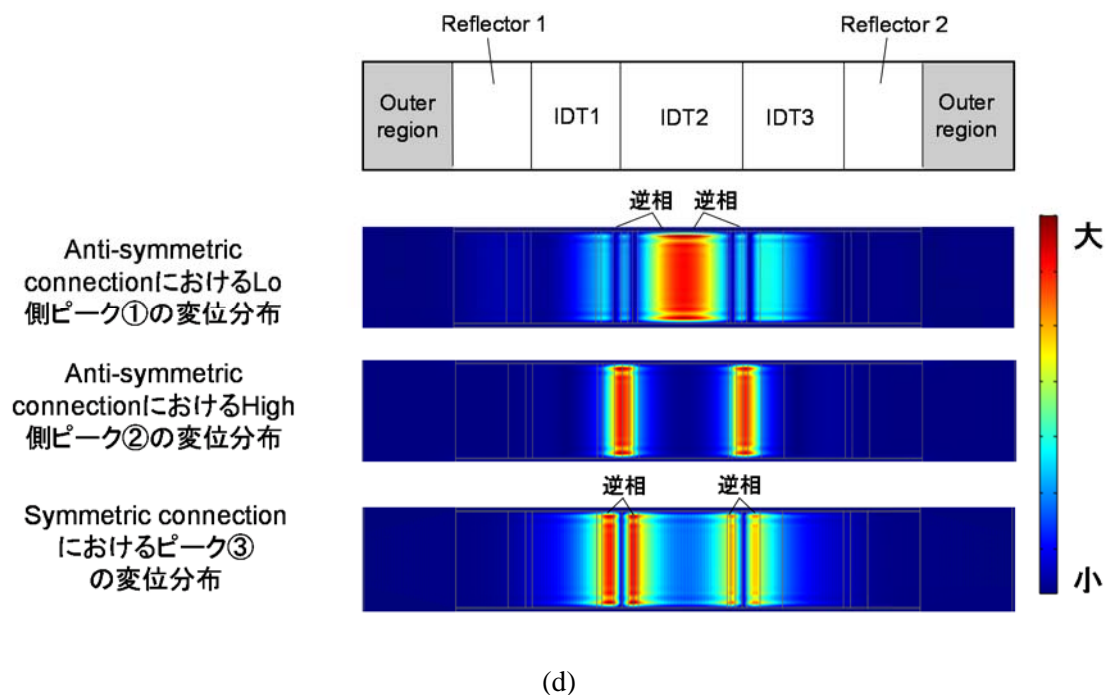
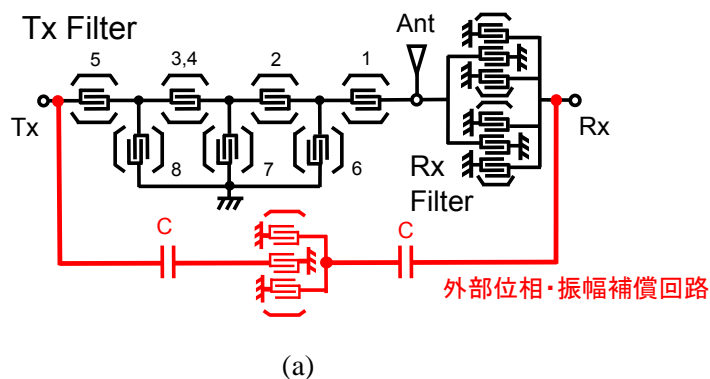


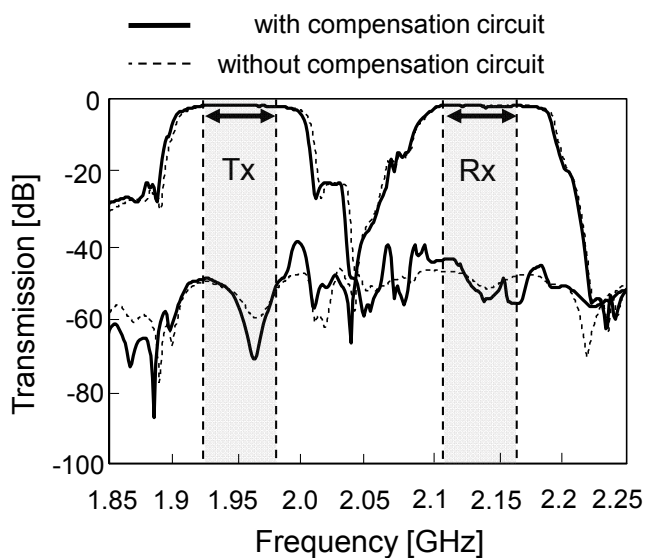
図 3-10: 計算により求めた、DMS 共振器の対称・反対称モードの電気特性  
 (a) 外部回路として最適化した DMS 共振器の応答 (b) その SAW 変位分布 (絶対値)  
 (c) 主経路を構成する DMS 共振器の応答 (d) その SAW 変位分布 (絶対値)

逆に言えば、通過帯域を形成しないぶん通過帯域外の位相・振幅特性を所望のものとするためにこのような共振周波数に最適化されたと言える。

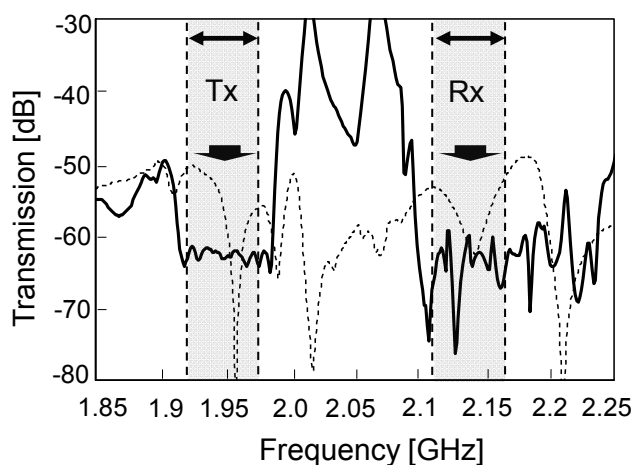
図 3-11 には最適化した補償回路を主経路と合成させた時のデュプレクサ特性を SAW の高精度シミュレーションにより計算した結果((b), (c))、および回路の模式図((a))を示す。







(b)



(c)

図 3- 11:計算により導出した、外部回路を有する LTE Band-I SAW デュプレクサ

(a) 回路模式図 (b) 通過特性 (c) アイソレーション特性

さて、図(a)に示すように、補償回路と主経路はデュプレクサの送信および受信端子で互いにキャパシタを介して接続する構成となっている。上述のように、キャパシタを含めた補償回路の終端インピーダンスは極めて高く、実質的に補償回路接続がデュプレクサへ影響しない設計となっている。

図(b), (c)には通過特性およびアイソレーション特性を示す。本回路は前章と異なり、送信-アンテナ端子間に補償回路を設ける構成ではない。このため、送信、受信フィルタの通過特性自体は回路の付加前後で変化はほとんど生じていない。

一方で、アイソレーション特性については、送信、受信帯域ともにトレンチ状に広帯域(各 60 MHz 以上)の抑圧の改善が得られている。これは前述のように、最適化により補償回路を構成する DMS 共振器が広範な周波数範囲で主経路に対して逆位相特性を実現できていることによる。また今回、回路を最適化するにあたり、抑圧帯域がおしなべて一律な減衰量となるように最適化の Goal 関数を設定しており、これがうまく反映されたと言える。

次に、得られた特性の安定度について考察をする。図 3-12 には送信受信フィルタの周波数間隔が±5 MHz 変動した場合の送信・受信帯域のアイソレーションの変動量について計算した結果を示す。まず、この範囲におけるアイソレーションの変動は送信帯で最大 3 dB、受信帯で最大 4 dB であった。具体的に変動に寄与する要因について考察すると、まず製造における成膜やエッチングばらつきなどの製造誤差がある。しかしながら、周波数調整技術により製造誤差による変動はサブ MHz のオーダーに抑制されており、実際にアイソレーションに与える影響はせいぜい 1 dB 以下といったところである。また、弾性波フィルタは一般に一定の温度ドリフト性を有するため周波数変動に注意を払う必要がある[5]。しかし、本回路構成の特徴として、主経路たるデュプレクサと外部回路は同一の弾性波を同一基板上で利用したものであるため、主経路に周波数変動が生じて補償回路も同様の周波数変動を生じ、実質的にアイソレーションの改善度には影響を与えない。これは別途チップ外に回路を設けるような方式に対して大きなメリットとなっている。このように、本回路構成は周波数変動に対しては十分なマージンを持っており、実用性を損なうことはない結論付けられる。

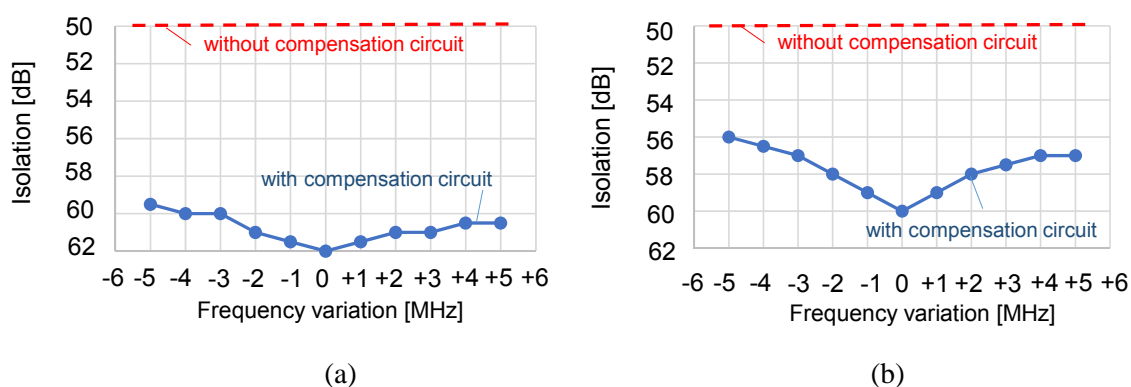


図 3-12: 計算により導出した送信・受信フィルタの周波数間隔変動の特性に与える影響  
 (a) Tx 帯アイソレーション (b) Rx 帯アイソレーション

### 3.5 2 GHz 帯デュプレクサを用いた効果の実験的考察

前章で述べた回路の効果を実証するため、実際に SAW デュプレクサを試作し効果の検証を行った。前述のように主経路としては送信フィルタがラダー6段、受信フィルタが DMS の 2 並列共振器からなる構成とし、弾性波としては 42°-Y-X LiTaO<sub>3</sub> 基板上の SH-SAW を用いた。補償回路の形成は図3-13に示すように送信、受信チップに分散させて回路要素を配置した。

送信端子のなるべく近い位置にデカップリングのキャパシタを配置し空中への送信信号の放射を抑制しつつ、DMS 共振器は受信フィルタチップ上に搭載した。これは、受信チップには元々 DMS が採用されており、同一の作製プロセスおよび設計パラメータを流用できるためである。これらの SAW チップはキャリア基板にフリップチップ実装し、半田で気密封止する構造となっている。本構造において注意すべき点としては、チップとパッケージ間の浮遊容量がアイソレーションに影響を与えるため、実装位置精度を厳格に管理する必要がある点が挙げられる。

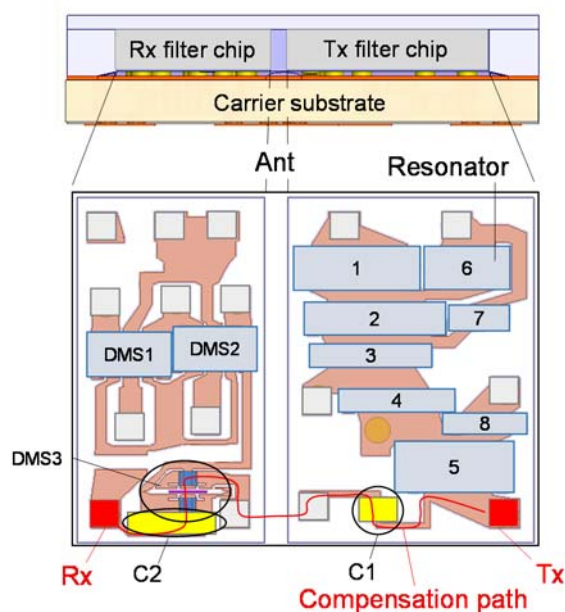


図 3-13: 作製した 2 GHz 帯デュプレクサのレイアウト図

また、図 3-14 には作製した補償回路を構成する DMS 共振器、およびデュプレクサ全体の外観写真を示す。共振器の占有面積は 0.23 mm×0.04 mm であり、全体の約 7 % のチップ占有率である。回路構成を 3 IDT 型の DMS としたため、前章の構成に比するとやや大きいものの、十分にオンチップ実装可能なサイズであり、外部回路を搭載したことによる製造や実装上の特別な変更は不要であった。

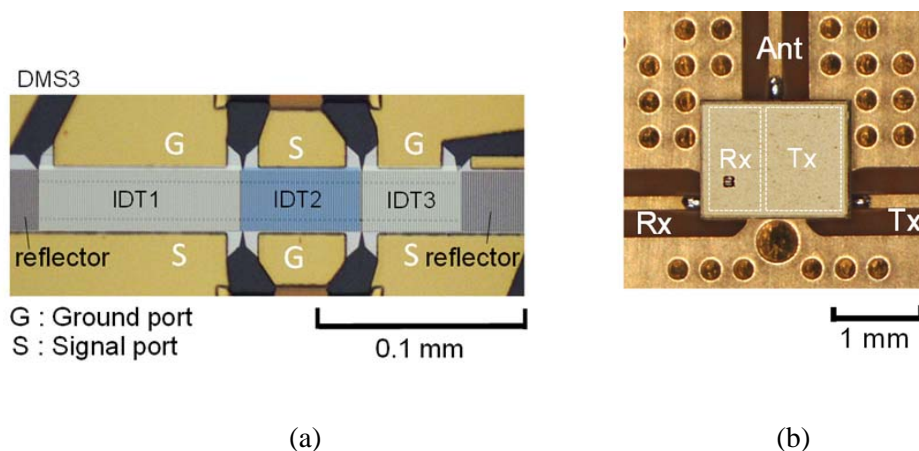
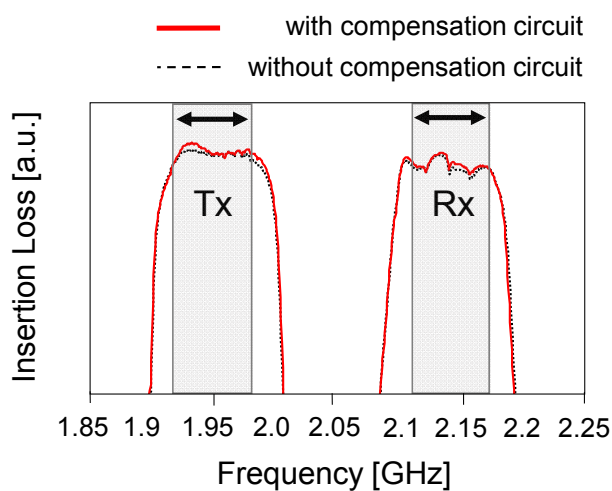
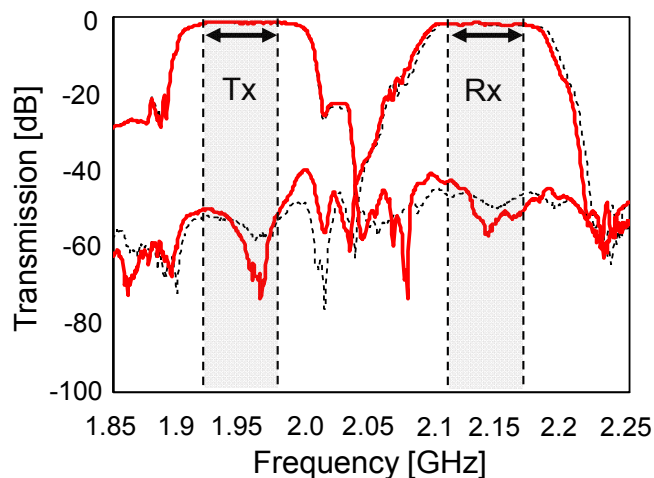


図 3-14: 作製したデバイスの光学顕微鏡像 (a) DMS 共振器、(b) デュプレクサ外観

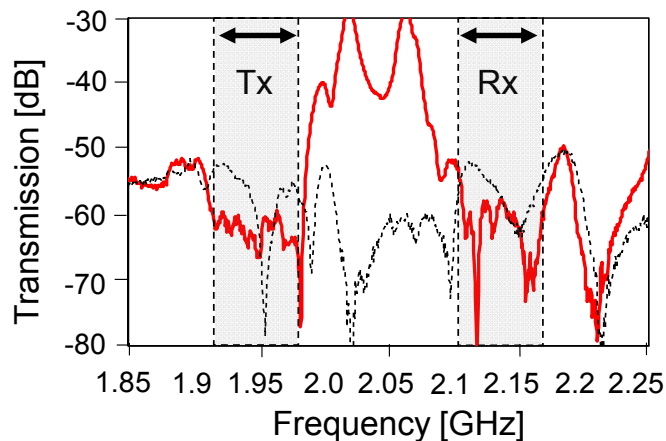
次に、実際に作製したデュプレクサの電気特性を図 3-15 に示す. 同図(a)に示すように外部回路の付加前後で挿入損失はほとんど(0.1 dB 以内)変動しなかった. このことは、外部回路のインピーダンスは前述のように十分高く維持されており、付加によって主経路の終端インピーダンスが影響を受けていないことを意味する. また、同様に図(b)に示すように送信、受信フィルタの通過特性も回路の影響を受けていない. 前述のように外部回路は送信・受信端子間に接続されているため、アンテナを経由する通過特性には影響を与えない事が確認できた.



(a)



(b)



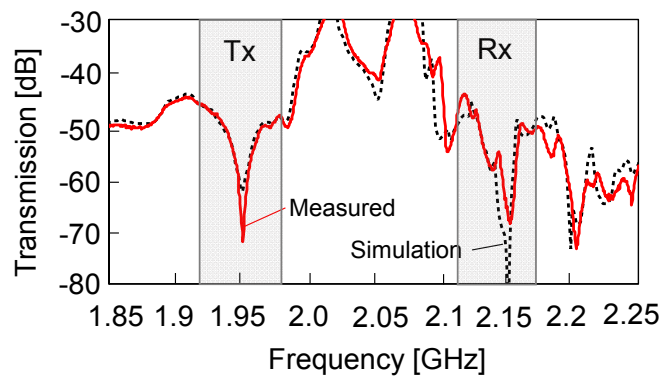
(c)

図 3- 15: 作製した 2GHz 帯デュプレクサの電気特性

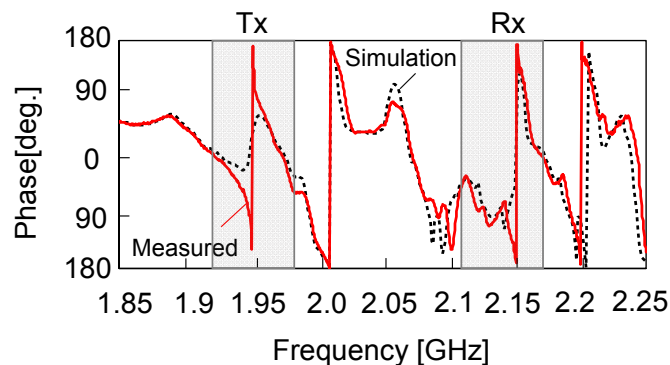
(a) 挿入損失 (b) 通過特性 (c) アイソレーション特性

一方で、図(c)に示すように、アイソレーション特性は外部回路の付加前後で大きく変化した。外部回路の付加により、送信・受信の両帯域で平均 65 dB の特性が得られ元の特性に比べ 15~20 dB のアイソレーション改善となった。これは、事前にシミュレーションで予測した特性とほぼ一致しており、所望の結果を得ることができたと考える。

ここで、COM シミュレーションの精度を詳細に確認するため、外部回路単独の特性を評価することができるチップを作製し、その振幅・位相特性についてシミュレーションとの比較を実施した結果を図 3- 16 に示す。



(a)



(b)

図 3- 16: 作製した外部回路の電気特性のシミュレーションとの比較

(a) 振幅特性 (b) 位相特性

図に示すように、シミュレーションと実測の外部回路の電気特性は位相・振幅ともに良く一致している。前述のように **DMS** 共振器の設計は通常のフィルタと大きく異なるものであったが、同一のモード結合パラメータを用いて設計が可能なる事が分かった。

ただ、精緻にみると受信帯域の通過帯域外において僅かに乖離が生じている。このことは元々のモード結合パラメータを導出した際に通過帯域外の精度をさほど重視していなかったことによると考えられ、今後パラメータ導出時のフィッティング精度を向上させることで改善可能と考える。

### 3.6 まとめ

本章では、多重モード共振器を外部素子として用いた場合に、単一の周波数帯のみならず、互いに離隔した複数の周波数帯に渡るアイソレーション性能を向上させる手法を提案し、その特性について考察した。また、提案した手法の有効性を、モード結合法を用いた高精度シミュレーションにより検証し、それを用いて設計した実際の2 GHz帯 SAW デュプレクサにおいて所望の特性が得られることを確認した。

今回、実験で検証したのは、デュプレクサの送信-受信間アイソレーションの同時改善であるが、本質的にはアンテナマルチプレクサにおける異周波数バンド間のクロスアイソレーション改善にも適用可能な技術であり、発展が期待できる。

## References

- [1] J. Zhou, T. H. Chuang, T. Dinc and H. Krishnaswamy, “Integrated Wideband Self-Interference Cancellation in the RF Domain for FDD and Full-Duplex Wireless,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol.50, No.12, December, pp.3015–3031, 2015.
- [2] J. Meltaus, V. P. Plessky, S. Harma and M. M. Salomma, “Low-Loss, Multimode 5-IDT SAW Filter”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 52, No. 6, pp.1013–1019, 2005.
- [3] O.Kawachi, S.Mitobe, M.Tajima, T.Yamaji, S.Inoue and K.Hashimoto, “Low-Loss and Wide-Band Double-Mode Surface Acoustic Wave Filter Using Pitch-Modulated Interdigital Transducers and Reflectors”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 54, No. 10, pp. 2159–2164, 2007.
- [4] K.Hashimoto, T.Omori and M.Yamaguchi, “Operation Mechanism of Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters with Pitch-Modulated IDTs and Reflectors,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 54, No. 10 , pp. 2152–2158, 2007.
- [5] R.T.Smith and F.J.Welsh, “Temperature Dependence of the Elastic, Piezoelectric and Dielectric Constants of Lithium Tantalate and Lithium Niobate”, *J. Appl. Phys.*, 42, pp.2219–2230, 1971.



## 第4章

# 外部素子による弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討

### 4.1 まえがき

第2章、第3章においては、単一の弾性波デュプレクサにおけるアイソレーション特性の向上について述べてきた。しかし、近年では、複数の周波数帯の信号を束ねる事で通信容量を拡大する所謂キャリアアグリゲーション (Carrier Aggregation) のような技術が用いられるようになっており、これに対応したマルチプレクサデバイス[1, 2]のアイソレーション確保が課題となってきた[3]。

序章において述べたように、現在はアンテナ端子を共通化したアンテナマルチプレクサが製品化され、携帯端末において用いられる。しかし、増加する周波数バンド数を考慮すると、RFIC のポート数削減に寄与できる、受信端子を共通化したマルチプレクサについて検討することが必要と考えられる[4]。

本章では、受信端子を共通化するアンテナマルチプレクサについて、実用化可能な設計を検討し、そこで生じるアイソレーションに関する課題について検討し、複数周波数帯に渡るアイソレーション性能である所謂クロスアイソレーションの改善のために外部回路を用いた改善手法について検討を行う。

また、提案した外部回路の有効性について、実際の高周波マルチプレクサを作製することで、所望の特性が得られるか確認する。

### 4.2 Converged-Rx マルチプレクサ構成と課題

受信端子を互いに共通化した RF フロントエンドの構成図を図 4-1 に示す。複数のデュプレクサの受信端子を統合し共通の LNA へ入力することで、マルチプレクサおよび RFIC 両方において端子数削減に寄与する構成となっている。図の例は受信側がバランス出力となっているため個別のデュプレクサから 2 本の端子が出ているが、現在主流となっているシングルエンド出力のデュプレクサにおいてはこれを各々1本の端子に置き換えればよい。以後、このように受信端子を統合したマルチプレクサを Converged-Rx マルチプレクサと呼ぶ。さて、LNA は一

般にある程度狭帯域で設計されている[5]. このため、同一の LNA を共有できるのは Lo-Band 同士、あるいは Mid、High-Band 同士の受信端子と言うことになる.

例えば、表 1 には携帯電話で用いられる代表的な周波数 Band (FDD)を示しているが、Lo-Band 同士であれば Band 8+20、Band 8+26、Band 8+12、Band 20+26、Band 26+12、High-Band 同士であれば、Band1(4)+25、Band1(4)+3、Band25+3 等の組合せが考えられる.

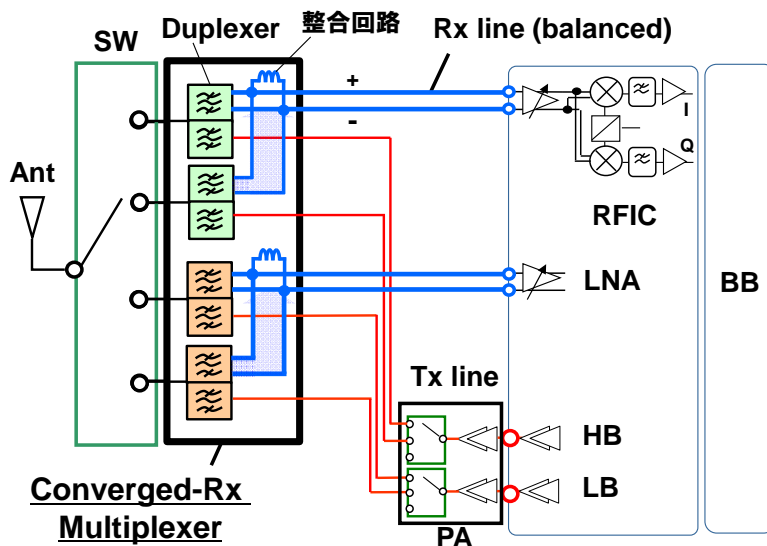


図 4- 1: Converged-Rx マルチプレクサを用いた RFFE の構成

表 1: 携帯電話で用いられる代表的な周波数 Band

Band	UL [MHz]	DL [MHz]		
<b>◆ Lo Band</b>				
8	880	915	925	960 GSM
20	832	862	791	821
5	824	849	869	894 Cell
26	814	849	859	894 extended B5
12	698	716	728	746 700M L (inc B17)
13	777	787	746	756 700M H
28A	703	733	758	788 APT700
28B	718	748	773	803
71	663	698	617	652
<b>◆ Mid-High Band</b>				
1	1920	1980	2110	2170 IMT Core
2	1850	1910	1930	1990 US PCS
25	1850	1915	1930	1995 extended B2
3	1710	1785	1805	1880 GSM/DCS/PCS
4	1710	1755	2110	2155 AWS (Rx Part of B1)
7	2500	2570	2620	2690

さて、ここで技術的な課題を二つ検討する。一つは、複数の Band を統合する際に生じるインピーダンス整合の問題である。これは、単一 Band のデュプレクサにおいて送信フィルタと受信フィルタをアンテナで共用化する際にも課題になるが、弾性波フィルタはその通過帯域外において容量性にあり、比較的低いインピーダンス応答を示す(図 4-2)。

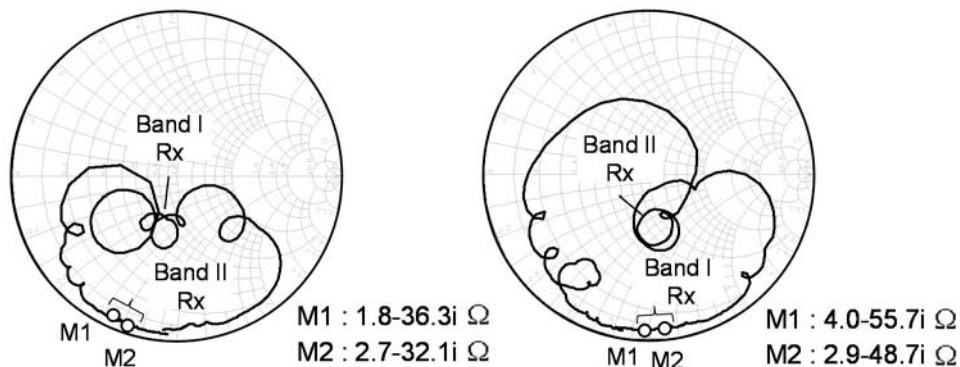


図 4-2: LTE Band-I および Band-II 向け SAW デュプレクサの受信端子反射特性

このため、例えば二つのデュプレクサをそのまま統合すると、透過損失が生じてしまう。そこで、図 4-1 に示すように整合インダクタを信号線に Shunt 接続する構成が一般に用いられ、接続する相手の通過帯域を高インピーダンス化し、透過損失を抑制することが行われる。

図 4-3 は Band-I デュプレクサの受信端に 7.5 nH、Band-II デュプレクサの受信端に 10.5 nH の整合インダクタンスを付与した場合の受信端から見込んだ反射特性である。元の図 4-2 の特性に比して相手帯域が高インピーダンス化している事が分かる。もちろん、L-C-L や C-L-C と言ったトポロジーの整合回路を用いることで更に通過帯域外を高インピーダンス化する事も可能であるが、素子数の増加はロスや占有面積の関係で好ましくなく、Shunt インダクタを用いる構成が最も望ましいと言える。

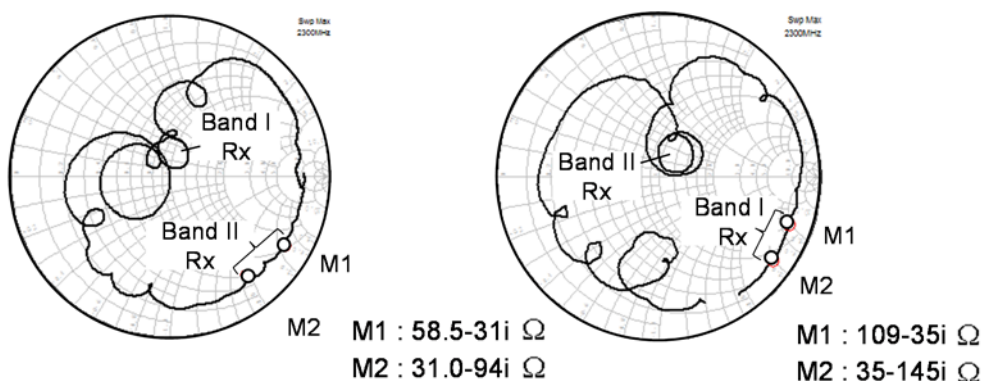


図 4-3: インピーダンス整合後の LTE Band-I および Band-II 向けデュプレクサの受信端子反射特性

#### 第 4 章 外部素子による弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討

さて、次にアイソレーションの課題について回路シミュレータによる計算結果を元に議論する。マルチプレクサを構成するデュプレクサの組合せの例として、周波数 Band- I と II を考える。

図 4- 4 に示すように、各周波数 Band のデュプレクサ単体の電気特性を表現する S-Parameter (散乱行列) とアンテナスイッチの特性を現す S-Parameter を接続した回路を用いる。アンテナスイッチは携帯電話用に用いられる CMOS スイッチを数種比較したが、概ね同様な特性であったので、ここでは代表 1 例を取り扱う。この時、デュプレクサの受信端子は前述のように互いの通過帯域が高インピーダンスに見え、透過損失が生じないよう Shunt-L で整合をとって接続している。

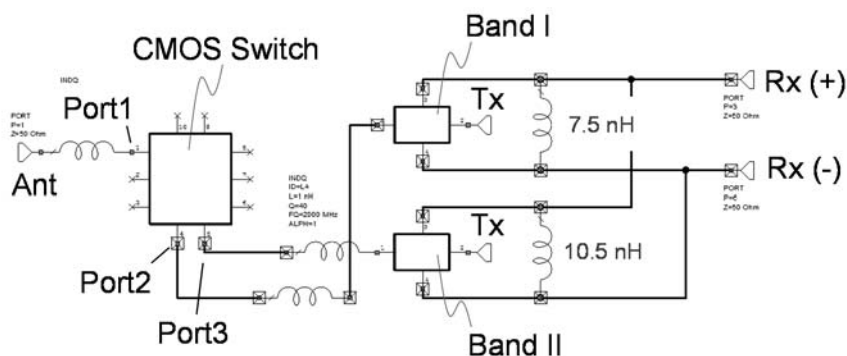


図 4- 4: LTE Band-I および II デュプレクサおよびアンテナスイッチにより構成したマルチプレクサの計算用回路ブロック

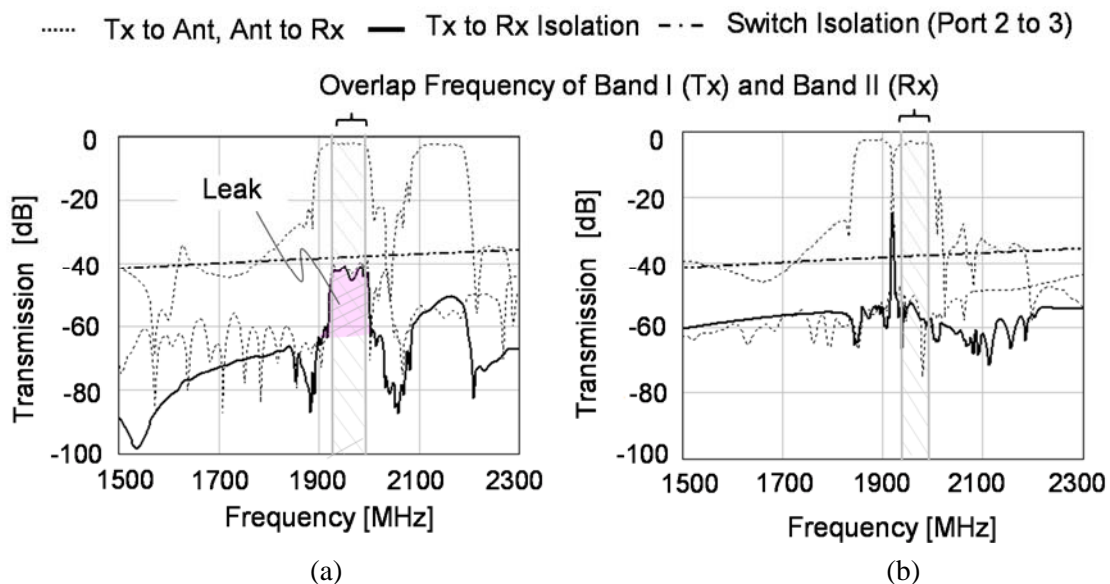


図 4- 5: 計算により求めたマルチプレクサの電気特性 (通過特性およびアイソレーション特性)  
(a) Band-I デュプレクサ (b) Band-II デュプレクサ

さて、図 4- 5 に示したのは各々のデュプレクサの電気特性である。特徴的な応答として、Band-I デュプレクサの送信-受信間アイソレーションが送信帯域において劣化していることが

挙げられる。この帯域においては、デュプレクサ単独では約 60 dB のアイソレーション特性が得られていたが、マルチプレクサ構成としたことで、20 dB 程度劣化してしまう。

この原因としては、図 4-6 に示すように、Band-I デュプレクサの送信信号がアンテナスイッチを介して Band-II デュプレクサへリークし、共通化された受信端子へ漏れ出てしまうためである。Band-I の送信帯域の一部が、Band-II の受信帯域周波数と重なっていることによるものだが、限られた周波数資源の中、このような周波数 Band の組合せは多く、受信端を統合するマルチプレクサにおいてこのような回り込みによるアイソレーションの劣化防止は大きな課題となる。

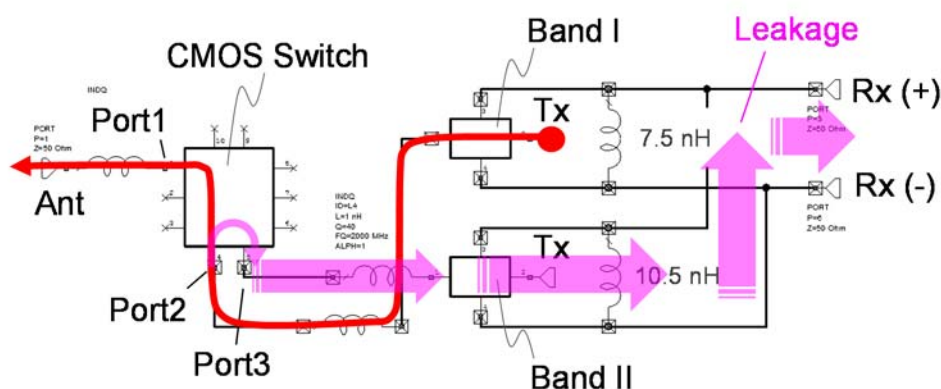


図 4-6:クロスアイソレーション劣化のメカニズム

### 4.3 外部回路を用いたクロスアイソレーションの向上の検討

上述のクロスアイソレーションの劣化防止のためには、40 dB 程度(2 GHz 帯において)しかないアンテナスイッチのアイソレーション特性を改善することが効果的である。携帯電話にて用いられるアンテナスイッチは一般的に CMOS FET の ON、OFF の組合せで実現されている。このようなスイッチにおいては、OFF State の素子を通じたリークがあり、改善するにはリーク成分を除去する必要がある。

ここで、図 4-7 には前章までにおいて議論した弾性波素子を用いた位相・振幅補償回路を含む 3 種類の CMOS スイッチのアイソレーション改善案を示す。

同図(a)は OFF State FET のキャパシティブな成分に対し並列にインダクタを接続することでラップ回路としたもの、図(b)はバランを用いて差動により同相のリーク信号を相殺するもの。図(c)は前述の通り DMS 共振器を用い、位相・振幅を補償することで、リーク信号を打ち消すものである。

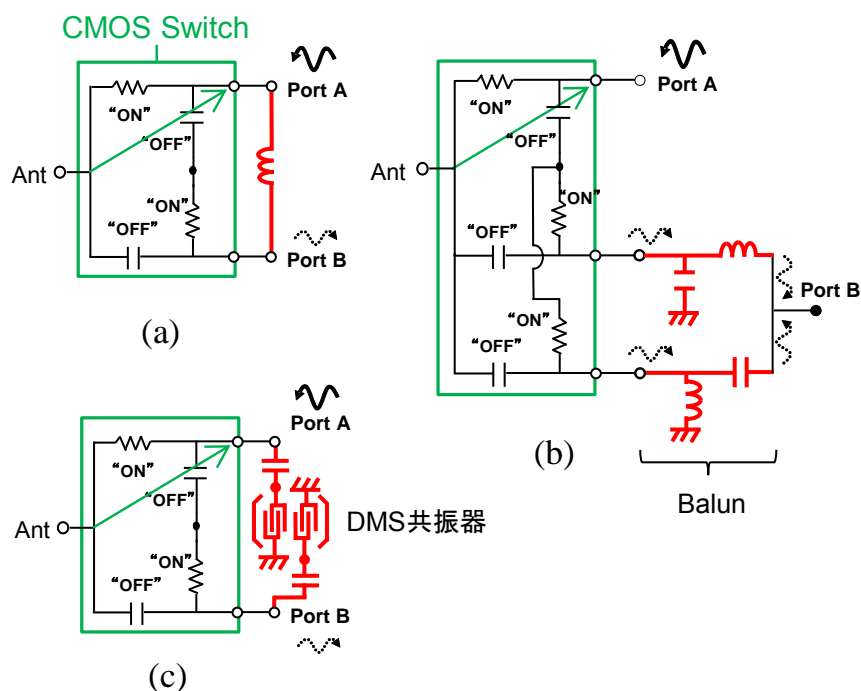


図 4-7: CMOS スイッチのアイソレーション改善案 (a) LCトラップ回路 (b) バランを用いた差動回路 (c) DMS を用いた位相・振幅補償回路

各々の構成におけるアイソレーション改善効果を検証するため、回路シミュレータを用いスイッチのアイソレーション特性を計算により求めた。(a), (b)については回路シミュレータ上で、(c)については、COM パラメータを用いた SAW の高精度シミュレーションにより設計を最適化した DMS 共振器の S-Parameter を用いている(図 4-8)。結果を表 1 に一覧にまとめてみた。

さて、この結果から以下の点が考察できる。各回路間で最大減衰量(2 GHz 近傍における)を比較すると構成(b) > 構成(a) > 構成(c)の順であった。構成(b)は漏れ出した信号をバランで差動化し同相除去の原理により効率良く抑圧できる。一方、前章までで用いていた(c)の DMS 共振器を用いた位相・振幅補償回路はそれほど良い結果が得られなかった。デュプレクサの通過帯域と異なり Off-State にある CMOS スイッチは基本的に周波数依存性の少ない純粋に容量性の応答を示す。このため、急峻な位相変化を示す弾性波共振器との相性が悪かったと考える。

そこで、以下の検討では(a)と(b)の回路を選択肢として残し、(c)は採択しないこととした。以下、(a)と(b)の構成について実際の素子を用いてスイッチアイソレーションの改善有無を確認した結果を示す。

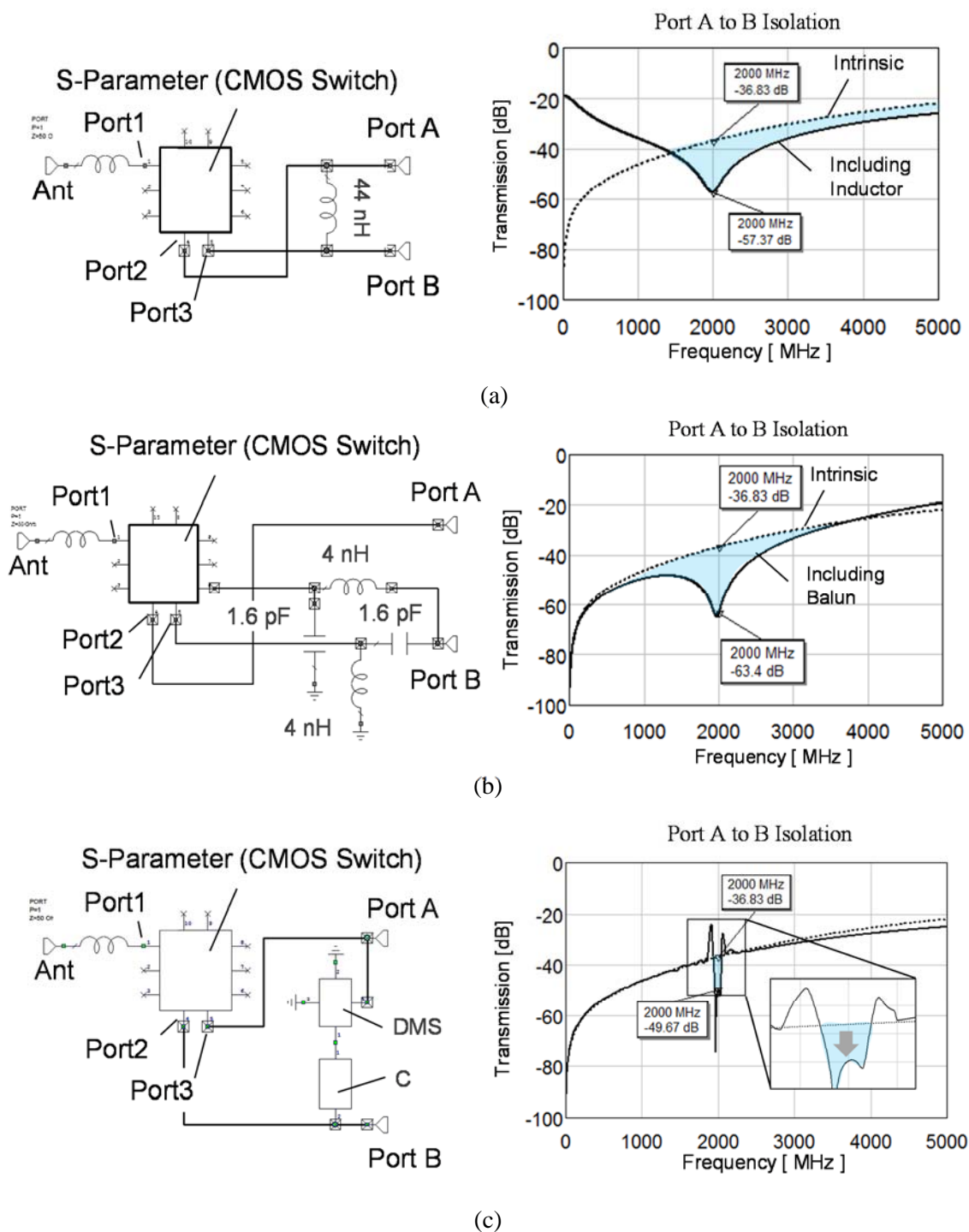


図 4-8: CMOS スイッチのアイソレーション改善効果検証シミュレーション結果  
 (a) LCトラップ回路 (b) バランを用いた差動回路 (c) DMS を用いた位相・振幅補償回路

表 1: CMOS スイッチのアイソレーション改善案と効果一覧

	構成(a)	構成(b)	構成(c)
最大減衰量 @2 GHz近傍	57 dB ○	63 dB ×	49 dB ×
構成 素子数	1 ×	4 ○	2 ○
外部素子の SW内実装	不可 ×	不可 ×	不可 ×
抑圧原理	減衰極の生成 LCトラップ		DMSによる 位相・振幅補償

図 4-9 に、実際に評価に使用した実装基板の外観図を示す。ベアチップの CMOS スイッチおよび外部回路を同一の樹脂基板上に半田実装した構造となっている。CMOS スイッチは携帯電話向けの汎用品を用いた。

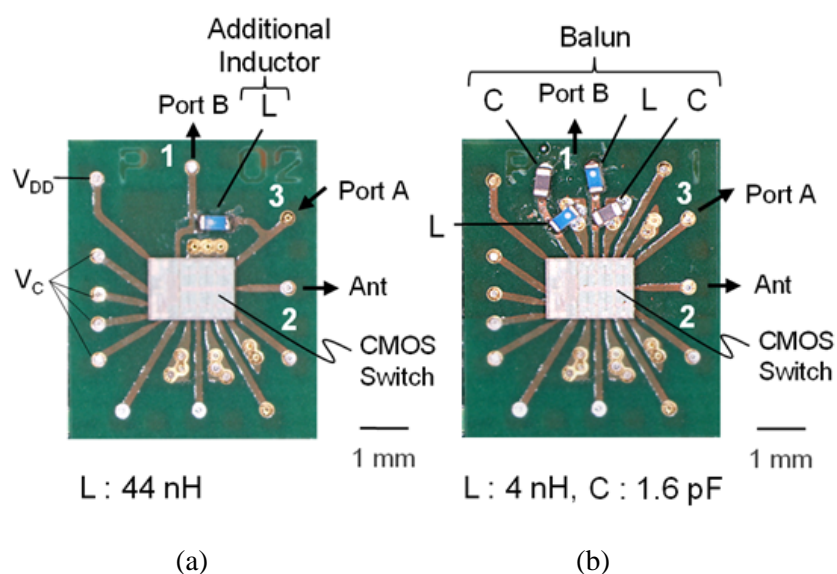
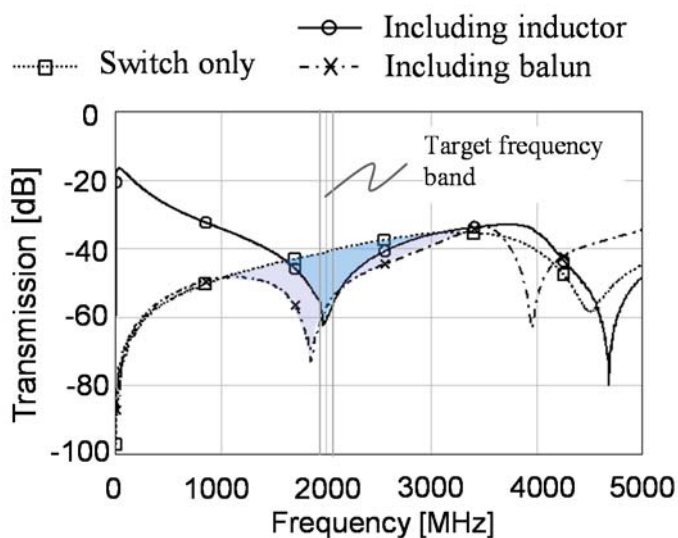


図 4-9: CMOS スイッチの外部回路によるアイソレーション改善効果検証用試作ボード外観  
(a) LCトラップ回路 (b) バランを用いた差動回路

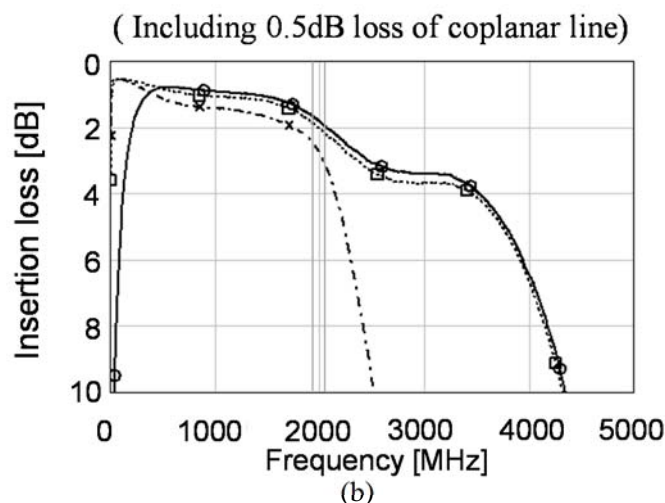
図 4-10 には実測した CMOS スイッチの電気特性を示している。同図(a)に示すように 2 GHz 近傍のアイソレーションはバランを用いた差動回路が最も良く減衰が得られ、概ねシミュレーシ



ンで予測した値が得られている。しかし、同図(b)に示す通過特性を確認すると、バランを挿入したことにより、スイッチ単独の場合に比べ約 1 dB 近く挿入損失が増加してしまっている。受信経路における NF の劣化は受信感度に大きな影響を与え、1 dB の損失を許容することは難しい。一方、LCトラップ回路を用いた構成では、アイソレーションは最大 60 dB 程度であるが、挿入損失の劣化が無く、回路規模も最小で済む。このため、総合的に判断すると、LC トラップ回路を用いた構成が CMOS スイッチのアイソレーション改善のための外部回路として最適であると結論づける。



(a)



(b)

図 4-10: 外部回路を用いた CMOS スイッチの電気特性評価結果

(a) アイソレーション特性 (b) 通過特性

#### 4.4 Converge-Rx 構成を用いた4周波数帯マルチプレクサの実証

前章までにおいて述べた Converged-Rx 構成のマルチプレクサの実用可能性を検証するために、実際に4周波数帯(Lo-Bandx2, Mid-Bandx2)対応のマルチプレクサを作製し、CMOSスイッチと組み合わせた場合の動作について確認を行った。

ここで、マルチプレクサの実装形態として、図4-11に示すような縦積み型の構造を用いることとした。通常マルチプレクサは構成する各Bandのフィルタチップを横に並べて用いる場合が多いが、複数のBandにおいて端子を共有できる場合、チップを縦積みにするすることで、搭載エリア(フットプリント)を最小化できると考えたからである。

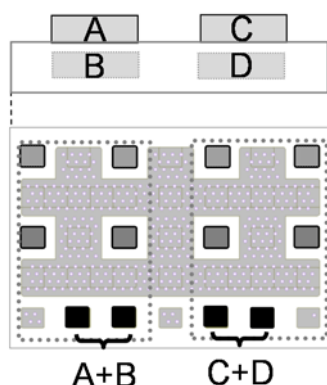
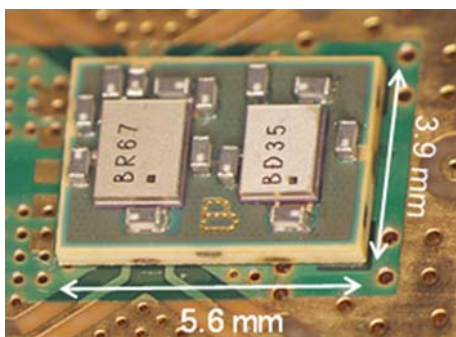
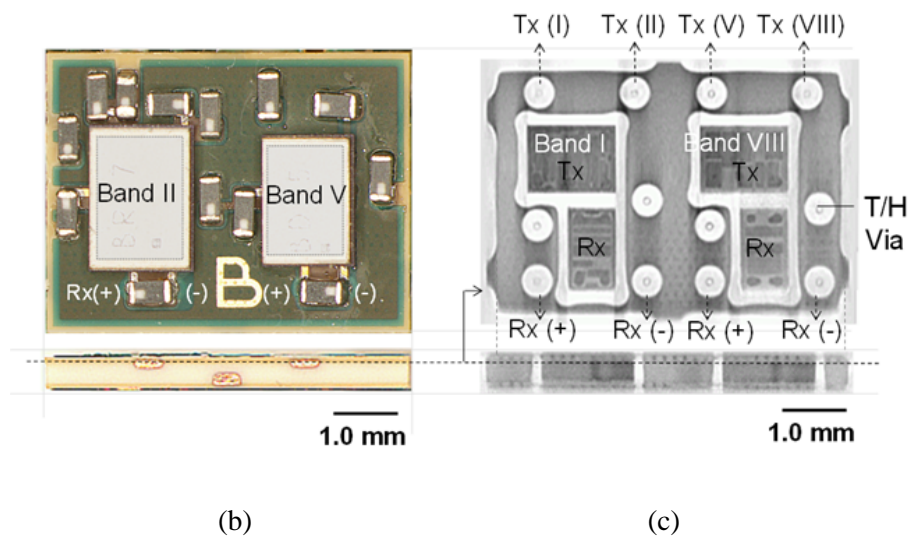


図4-11:4周波数帯マルチプレクサの構成概念図(側面図、および裏面端子配置図)

図4-12は作製したマルチプレクサの外観写真、および内部の断面CT断層写真である。マルチプレクサを構成するデュプレクサとしては、SAWを用いたLTE Band-I, Band-II, Band-V, Band-VIIIのものをを用い、Band-IとII, Band-VとVIIIそれぞれについてRxを統合し同一のLNAへ入力される構成とした。



(a)



(b) (c)  
 図4-12: 作製したマルチプレクサ  
 (a), (b) 外観写真 (c) CT 断面写真

Band-IIとBand-Vについては樹脂基板の表面に実装し、Band-IとBand-VIIIについてはWLP (Wafer-Level-Package)構造のチップを樹脂基板中に内蔵する構成とし縦積みを実現している。本樹脂基板は銅コアを用いているため、各信号端子間のクロストークが低減されるなどの特長があり、配線が密集するマルチプレクサに適した構造となっている [6].

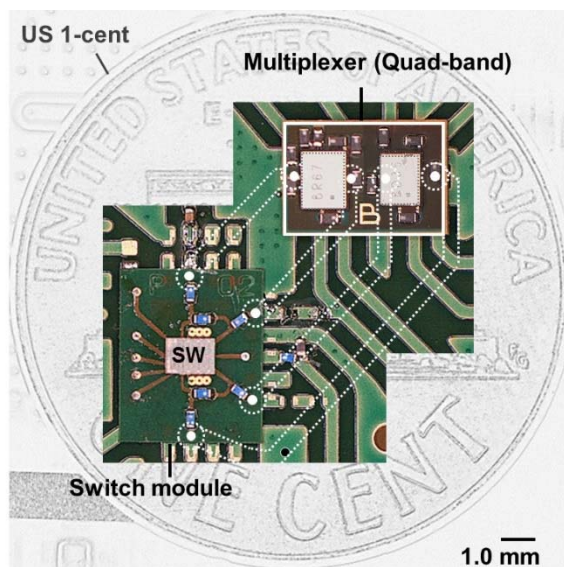


図4-13: CMOS スイッチとマルチプレクサを組み合わせて作製したモジュール

#### 第4章 外部素子による弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討

さて、実際の動作を検証するため、上記マルチプレクサと外部回路を用いた CMOS スイッチを統合したモジュールを作製し、クロスアイソレーション特性を評価した。

作製したモジュール基板の外観を図 4-13 に示すが、スイッチとマルチプレクサは互いに樹脂の実装基板内層に設けた信号線により接続されており、スイッチには Lo-Band, Mid-Band それぞれに応じた周波数帯でアイソレーションを向上させるためのチップ部品が外部回路として搭載されている。本モジュールはスイッチを含めたとしても US 1 セントコイン (直径約 19 mm) の中に余裕を持って納まるサイズであり、狙い通りコンパクトな構造となっている。

図 4-14, 図 4-15 には作製したモジュールを用いて評価したマルチプレクサの通過特性およびアイソレーション特性を示す。比較のため、アンテナスイッチにアイソレーション改善のための外部回路を設けていない場合の特性も併せて示す。

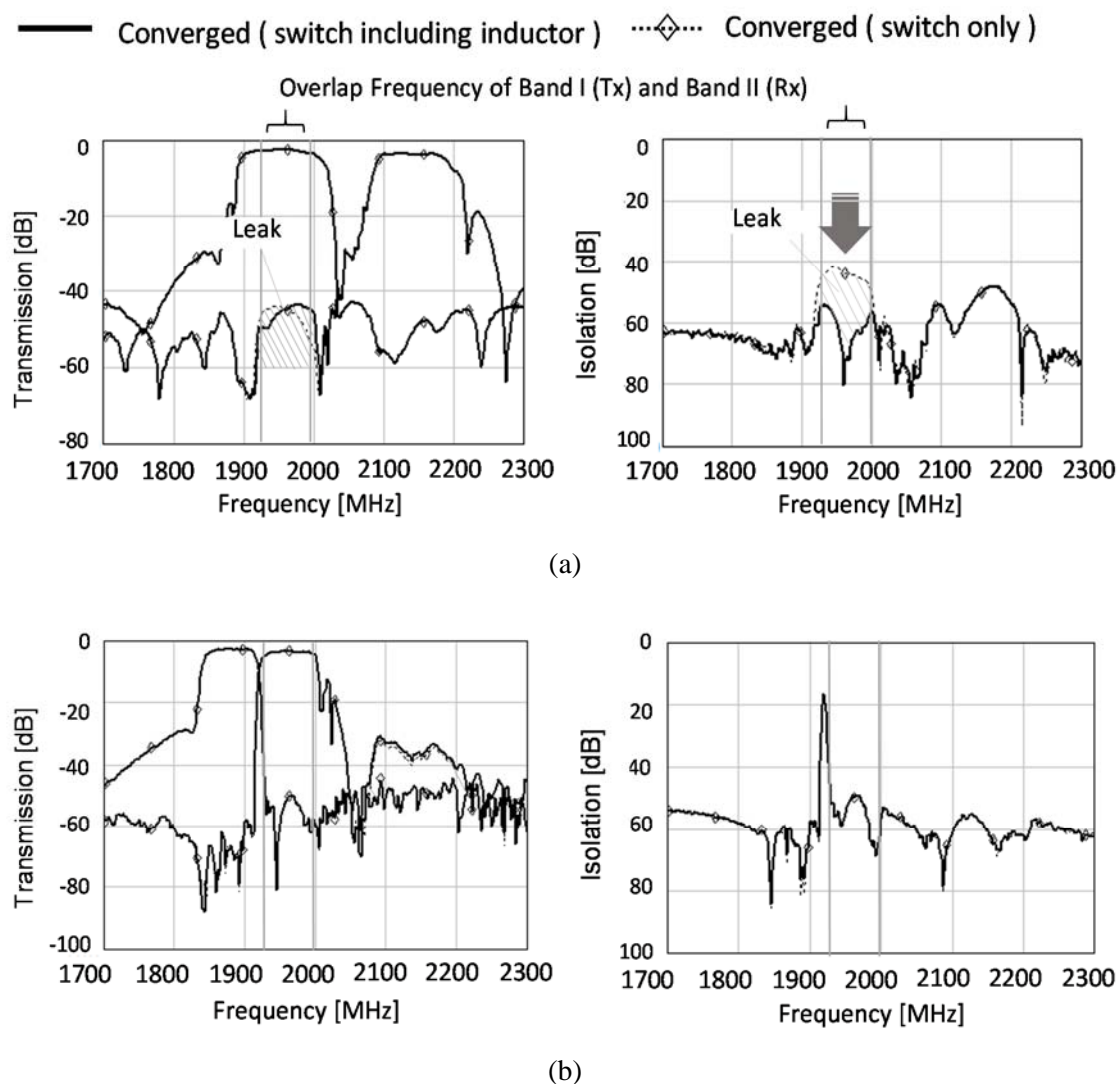


図 4-14: 作製したマルチプレクサモジュールの通過特性(左)、アイソレーション特性(右)

(a) Band-I デュプレクサ (b) Band-II デュプレクサ

#### 第4章 外部素子による弾性波マルチプレクサのクロスアイソレーション向上の検討

まず、Mid-Band の組合せである Band-I と II の特性について述べる。冒頭で述べたように、この組合せにおいては Band-I の送信帯域と Band-II の受信帯域がオーバーラップしており、アンテナスイッチの低アイソレーション性に起因するクロスアイソレーションの劣化が生じていた。今回、LC トラップ回路をスイッチの外部回路として設けたことで、帯域平均 45⇒60 dB まで Band-I デュプレクサの送信帯域アイソレーションを回復できている(図 4-14(a))。実用的なアイソレーションの目安が Typ. 55 dB であるのでこのようなトラップ回路によるスイッチのアイソレーション向上は Converged-Rx 型のマルチプレクサの実用化に有効な構成と言える。

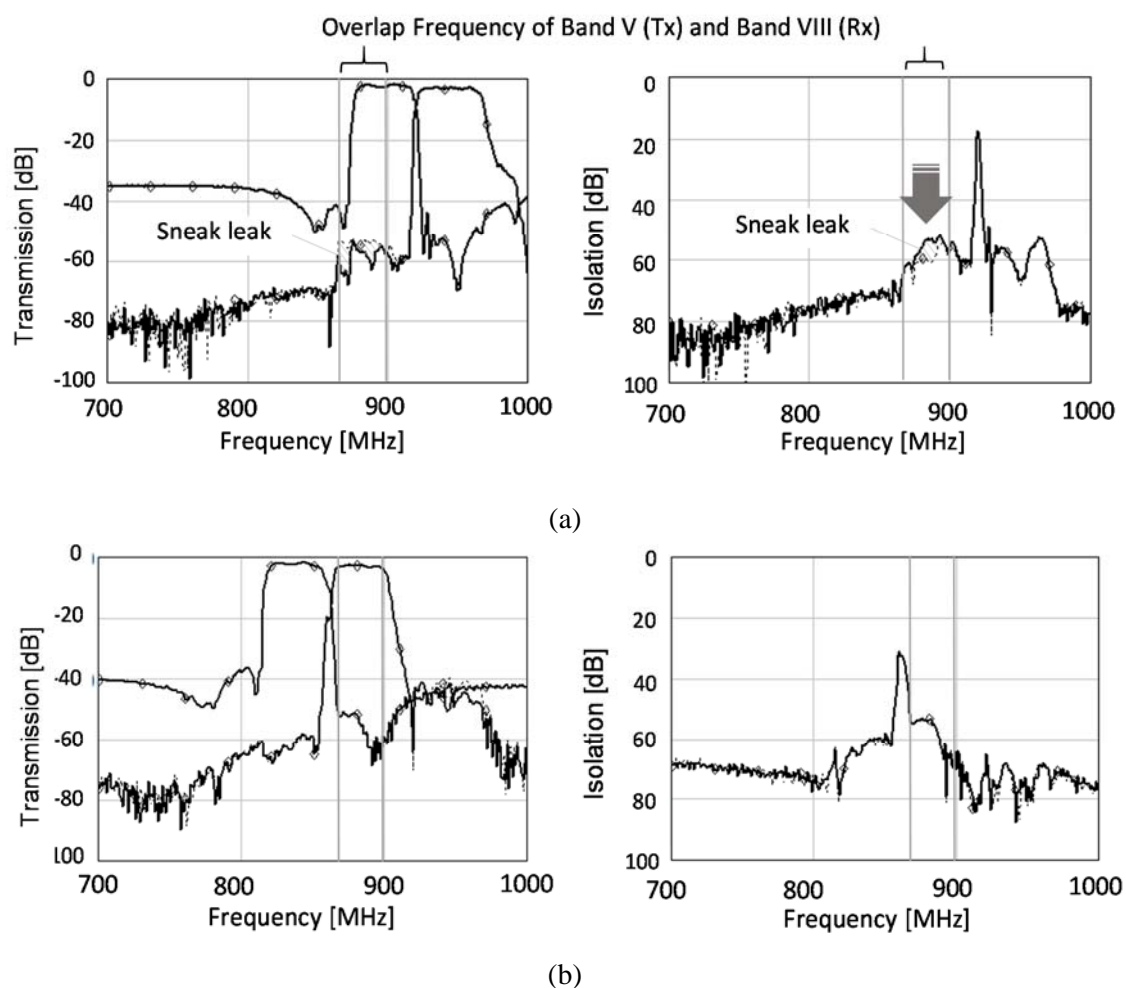


図 4-15: 作製したマルチプレクサモジュールの通過特性(左)、アイソレーション特性(右)

(a) Band-V デュプレクサ (b) Band-VIII デュプレクサ

次に、Lo-Band の組合せである Band-V と VIII の特性について述べる。Lo-Band (1 GHz 以下)においてはアンテナスイッチのアイソレーションは元々 50~60 dB 程度あり、外部回路を用いる必要性は Mid-Band (2 GHz 前後)より低いと思われた。しかし、実際には外部回路を付加したことで帯域がオーバーラップしている Band-V デュプレクサの送信帯域において、アイソ

レーションレベルが最大 8 dB 改善(図 4- 15(a))している. Mid-Band 同様にトラップ回路を用いたスイッチのアイソレーション向上は Lo-Band のマルチプレクサにおいても有効であると言える.

### 4.5 まとめ

本章では、複雑化する携帯電話の RF フロントエンドの簡素化のため、また伝送容量の拡大のため採用が進むマルチプレクサにおけるクロスアイソレーションの課題に着目し、特に受信端子を統合する Converged-Rx タイプのマルチプレクサについて、そのアイソレーション劣化要因であるアンテナスイッチの端子間リークを低減させる外部回路について比較検討を行った. その結果、LC トラップ回路を用いる構成で、サイズ、挿入損失、リーク低減効果の観点から最適であることを見出し、これを用いた 4 周波数帯(Lo-Bandx2, Mid-Bandx2)対応のマルチプレクサを作製、実際に外部回路を有する CMOS スイッチと組み合わせたモジュールにおいて、所望のクロスアイソレーション特性が得られることを明らかにした.

これにより、受信端子統合型のマルチプレクサの欠点が解消され、RF フロントエンドのみならず、RFIC 自体のポート削減、省面積化に繋がる道筋が得られたと考える.

## References

- [1] U.B.Koelle, “Multiplexers in Mobile Handsets with LTE-Advanced Carrier Aggregation”, *Microwave Journal*, Nov., 2015.
- [2] A. Link and P. Warder, “Golden Age for Filter Design”, *IEEE Microwave Magazine*, pp.60–72, Aug., 2015.
- [3] E. Schmidhammer, T. Metzger and C. Hoffmann, “Multiplexers: a necessary extension for 4G/5G systems”, *Proc. IEEE Int. Microwave Symp.*, pp.322–325, 2016.
- [4] 堤, “通信モジュール”, 日本国特許5823168号, 2011.5.24 出願
- [5] Z. Zhang, A. Dinh, Li Chen and M. Khan, “A low noise figure 2-GHz bandwidth LNA using resistive feedback with additional input inductors”, *IEICE Electronics Express*, Vol. 10, No. 21, pp.1–12, 2013.
- [6] M. Miyazaki, K.Ida, M. Miyazaki, T. Sawatari, H. Yokota, H. Kobayashi, Y. Hamada, Y. Sugiyama, R. Arai, and Y. Nakamura, “Development of embedded organic module technology”, *Journal of The Japan Institute of Electronics Packaging*, pp. 298–304, Vol. 10, Issue. 4, 2007.





## 第 5 章

### 結論と今後の展望

本研究では、弾性表面波(SAW)・バルク弾性波(BAW)を利用したデュプレクサにおいて、面積や端子数を増やさずに送受ポート間のアイソレーションを向上させる手法として、新規な外部回路の利用について検討した。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。

第 1 章では、近年の移動体通信端末では通信容量を確保するために、周波数 Band 数が急増し、RF フロントエンドの構成が複雑化していること。また、そこに用いられる弾性波デュプレクサにおいて、帯域外不要信号の除去性能の向上と部品端子数・占有面積の削減が課題となっていることを示した。

第 2 章では、多重モード SAW(DMS)共振器の位相反転機能を用いた帯域外不要応答相殺回路を提案した。回路の効果を理論的に確認すると共に、この回路を 800 MHz 帯デュプレクサに適用し、受信帯域での不要応答除去性能(アイソレーション)が約 15 dB 改善できることを実証した。

外部回路を用いた不要応答抑圧技術は過去にも幾つか提案されていたが、狭帯域(約 5 MHz)であったことと、チップ上に外部回路を実装できないことが問題であった。今回提案した回路は、約 40 MHz と広帯域に渡り抑圧性能の改善が可能であり、またチップ上に弾性波素子として作りこむことができたためデメリットがない構成とすることができた。

また、理論的考察より、外部回路の不要応答を相殺する機能を担保するために必要な条件が以下である事が今回初めて分かった。

性能を改善したいフィルタを主経路、外部回路を補償回路として、

- ① 主経路を伝搬する信号強度( $P_m$ )は、補償回路を伝搬する信号強度( $P_c$ )より大
- ② 両経路を伝搬する信号の位相差( $2\theta$ )は  $130^\circ$  以上
- ③ 両経路を伝搬する信号の強度差  $|P_m/P_c|$  は 3 dB 未満

このことより、提案回路が実用的な特性ばらつきに対する耐性を持っていることが分かり、同機能を搭載した SAW デュプレクサは量産され、市場において現在広く使われている。

第 3 章では、DMS 共振器の設計自由度を活用して、複数帯域にわたる不要応答抑圧を試

みた. DMS 共振器は、構成する共振器数、楕型電極の周期により、その通過特性をある程度合成可能である. 2 GHz 帯デュプレクサに対して、装荷する DMS 共振器の最適設計を行い、送信・受信帯域のアイソレーションを同時に改善できることを示した. さらに、実験的にもその効果を立証した.

複数帯域にわたる不要応答の抑圧は、信号の伝送容量拡大のために異なる周波数帯で同時に通信を行う際に必要なマルチプレクサにおけるクロスアイソレーションの課題も解決し得る.

第4章では、RF フロントエンド部の更なる簡素化、面積削減のために、複数の弾性波フィルタの受信端子を束ねる構成において問題となる、アンテナスイッチ経由の不要応答抑圧を検討し、損失と抑圧度の観点から LC 共振回路の利用が適していることを明らかにした. また、この手法を4周波数帯のデュプレクサを1パッケージに搭載したモジュールに適用し、アイソレーションが実用可能なレベルにまで向上することを実証した.

今回提案した技術は、図5-1に示すように携帯電話(iPhoneを例として示す)のRFフロントエンド部の広範囲に適用可能もしくは既に適用されており、アイソレーションの改善による受信感度マージンの拡大、受信端子削減によるRFフロントエンド面積の縮小に貢献できるものと言える.

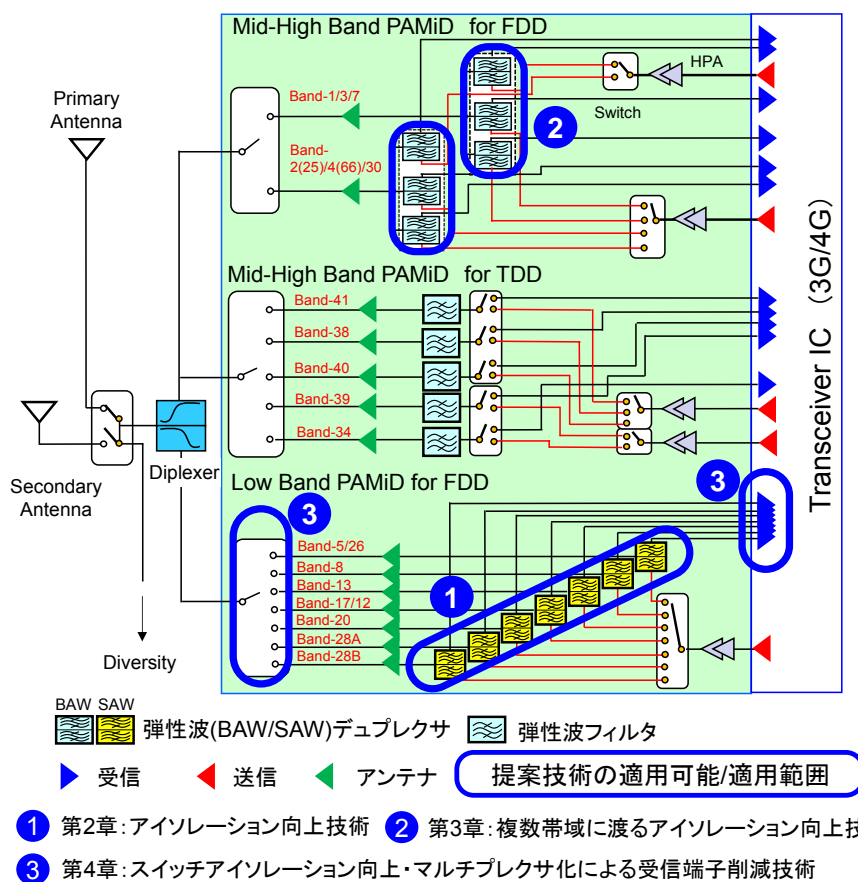


図5-1:提案技術の適用範囲(スマートフォンのRFフロントエンド部)

## 第5章 結論と今後の展望

尚、今後の展望としては、本研究では外部素子として多重モード SAW 共振器を用いたが、BAW を用いたケースへの応用、離隔周波数や適用可能帯域幅の拡大等が考えられる。

## 第5章 結論と今後の展望

## 付録 1

### 携帯端末における不要応答測定

#### A. はじめに

携帯電話用の端末は、無線通信の規格団体である 3GPP (Third Generation Partnership Project) や各国政府組織の定めた規格に則り、その不要電波の輻射が厳密に制限されている。これは、自由な電波の輻射を認めてしまえば、直ちに信号が混信し、通信インフラを維持できなくなることを考え見れば当然のことである。日本国内では総務省が管轄し、例えば違法な無線局の取り締まりなどを実際に行っている。

携帯電話端末メーカーや通信キャリアにおいては、端末から放射される電力を専用の通信シミュレーション機能を持った測定器(コミュニケーションテスタ)を用いて評価を行っている [1, 2]。これらの測定器は規格に沿った一連の評価を行えるよう、設定がプリセットされておりアンテナ端から放射される信号の状態を誰でも簡単に評価できる。

ところが、デュプレクサのように、RF フロントエンドの中段に位置するデバイスに対して実際の端末の動作において、どのような強度の信号が印加されているかの測定は、デバイスに必要な仕様を検討する上で必要であるが、今まで検討された例を見ない。本付録においては、このように RF フロントエンドの中段における信号強度を精密に測定するための手法について検討した結果について、実際の LTE 向けのスマートフォンを用いた測定結果を交えながら示す。

(本内容は、ARFTG2019 で発表した内容に基づく: M. Iwaki, K. Matsumoto, K. Kobayashi, “Impact of RFIC Spurious Noise on Receiver of Cellular handset in Communication State”, Proc. of IEEE 93rd ARFTG Microwave Measurement Conference, 2019, [DOI: 10.1109/ARFTG.2019.8739206]. “© 2019 IEEE. Reprinted, with permission”)

#### B. 測定系

図 A に示すのが、測定系の概要図である。4G のスマートフォンを用いた場合を示すが、表面のタッチスクリーンの下にある RF フロントエンド部を露出させ、同軸ケーブルを用い、コミュニケーションテスタ(例えば、Rohde & Schwartz<sup>TM</sup> 社の CMW500 など)と端末のアンテナ端子を接続する。これにより、擬似的に基地局との通信を行っている状態を再現することができる。

## 付録1 携帯端末における不要応答測定

次に、アクティブ FET プロブ (例えば Keysight™ 社の U1818A など) を別途用意し、そのディテクタを信号線に押し当て、スペクトラムアナライザ (例えば、Rohde & Schwartz™ 社の FSW26 など) で周波数毎の信号強度を評価する。これにより、RF フロントエンド内の任意の箇所の信号強度を実際の端末を用い容易に評価できる。

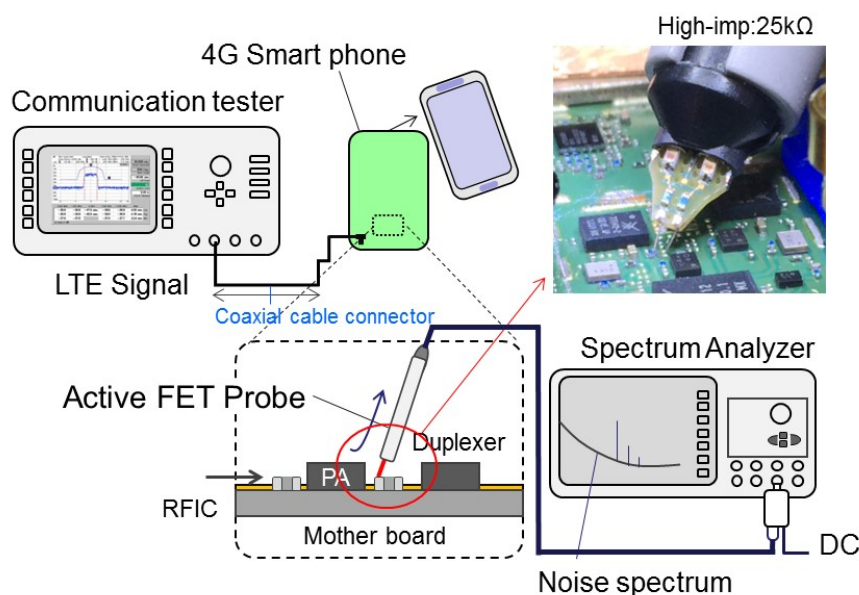


図 A: 携帯端末の RF フロントエンド部における不要応答の測定系

本手法のポイントとしては、2点あり、1点目は接触を伴うプローブを用いる点にある。通常 EMC (Electromagnetic Compatibility) の分野で不要輻射を測定するには磁界プローブを用いることが多い。これは非接触で空間への輻射を評価でき、空間分布図を作成可能なためである。しかし、今回のようにある特定の位置における信号の強度を定量性をもって評価しようとすると、むしろ曖昧さが残ってしまい適さない。接触式プローブにおいては対象箇所の信号のみを測定可能であるし、測定再現や信号強度のキャリブレーションも容易にとることができる。また、微弱な信号も取得し易い利点がある。

2点目は、スペクトラムアナライザの測定モードである。最新のスペクトラムアナライザには時間波形をフーリエ変換することで、高速に広帯域の信号スペクトラムを高分解能で取得できる FFT モードが搭載されている。本モードを用いると、従来の評価では見落としていたような狭帯域のスプリアス応答も取得することができ、RF フロントエンドで伝搬している信号の品質を詳しく把握することができる。

### C. 測定結果

ここで、図 B に実際に上述の測定系を用いて、RFフロントエンドの送信 PA とデュプレクサの段間の信号強度を測定した結果を示す。信号としては、LTE Band I、PUSCH RMC チャンネルの 5 MHz 帯域幅でアンテナ出力+19 dBm のものを用いた。現在の携帯電話端末においてはアンテナ出力+23 dBm が一般的であるが、プローブ保護のため当該出力とした。

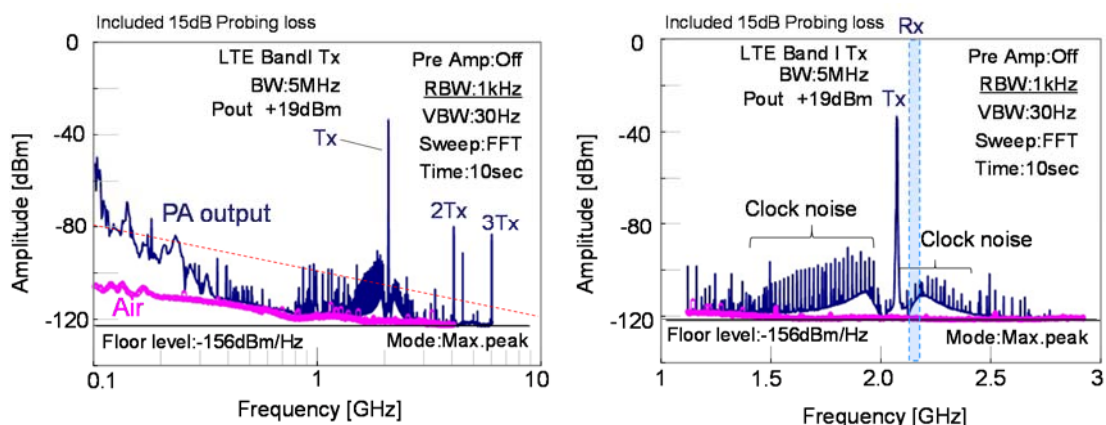


図 B: 実測信号スペクトラム(左:0.1-10 GHz), (右:1-3 GHz 拡大)

図に示すように、送信信号には送信帯域 (1.92-1.98 GHz) の信号以外に様々なノイズが重畳していることが分かる。特に無数のスプリアス様の応答は基準クロック信号に含まれる高調波成分であり、不要な応答である。

次に、受信感度に直接影響を及ぼす、受信帯域の不要応答について詳しく調べるため修正した測定系を図 C に示す。

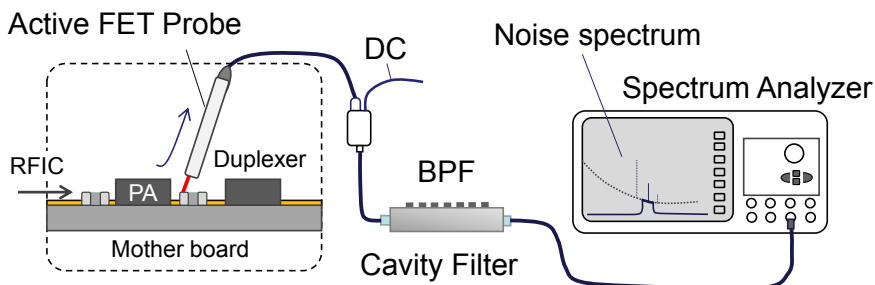


図 C: 携帯端末の RF フロントエンド部における不要応答の測定系(受信帯域用)

## 付録1 携帯端末における不要応答測定

図に示すように、スペクトラムアナライザの前段にバンドパスフィルタを挿入している。バンドパスフィルタの通過域を測定対象の Band-I の受信帯域 (2.11-2.17 GHz)とすることで、強大な送信信号の影響を除去して受信帯域の信号を評価できる。

図 D にはこのときの受信帯域のノイズスペクトラム測定結果を示す。送信信号はアンテナ出力で+24 dBm 時のものである。

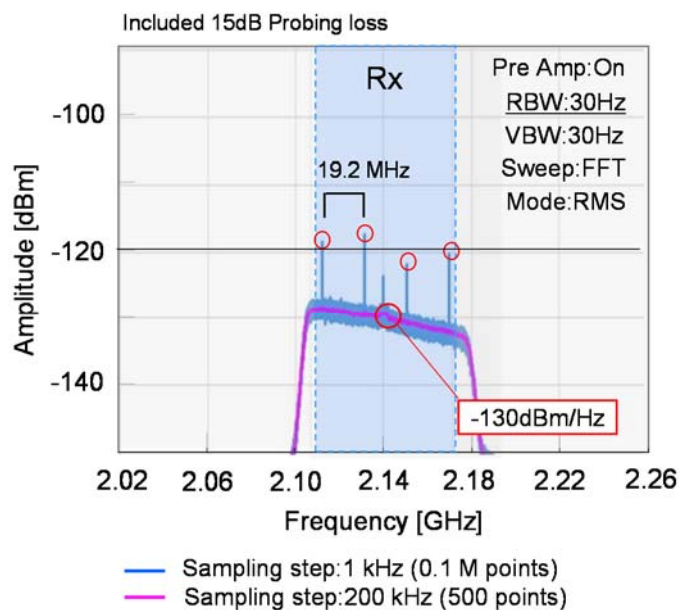


図 D: 実測信号スペクトラム(2.11-2.17 GHz: 受信帯域)

図に示すように、本測定系を用いることで、受信帯域ノイズを高ダイナミックレンジで観測でき、フロアノイズと分離して観測することができる。例えば本測定例においては受信帯域ノイズレベルは約-130 dBm/Hz であることが分かる。また、それに加え、FFT モードの高速測定の恩恵により、RBW:30 Hz という高分解能で測定を行うと、フロアノイズに重畳したクロックスプリアスも詳細に観測できる。受信帯のベースノイズレベルとクロックスプリアスノイズレベルの信号強度差を定量的に評価することができ、系に及ぼす不要応答の存在を詳細に把握できる。



## 付録 2

### ラダー型フィルタの急峻性について

#### A. はじめに

弾性波フィルタのトポロジーとしてラダー型フィルタが一般的に用いられていることを本文中で述べた。しかし、何故ラダー型フィルタがこれほどまでに用いられているかと言う点については詳しく述べなかった。本付録では、ラダー型フィルタの特性を一般的に知られている古典的な動作関数型フィルタの特性となるべく条件を同一にして比較し、その特徴と広く用いられている理由を明らかにする。

#### B. ラダー型フィルタのトポロジー

弾性波フィルタにラダー型のトポロジーを適用する着想は、古くは 1975 年頃に NTT の十文字らによる着想があった。しかし、携帯電話用としては狭帯域な構成で不完全なものであり、その後の 1990 年代初頭、富士通研究所の佐藤良夫博士らによる入出力インピーダンス整合を考慮した設計手法等の開発によって、市場の要求を満たす特性(低損失、広帯域、高抑圧等)が得られ、広く普及するようになった[1]。

この時に開発されたフィルタの設計はいわゆる定 K 型フィルタそのものの構成であり、図 A に示すように共振器を直並列に L 字型に組んだ構成を 1 セット(1 段と呼称される)とし、その入出力インピーダンス  $Z_i$ 、 $Z_o$  が終端インピーダンス  $R$  と等しくなるよう、式(A)に示すように共振器の容量を設計するものであった( $\omega_0$  はフィルタの中心周波数)。

$$1/\omega_0^2 C_{0s} C_{0p} \approx R^2 \quad (\text{A})$$

この設計においては各段が等しい入出力インピーダンスをもつため、容易に段数の増減ができ、その際に段間の不整合がなく低損失性が保たれるという点で定 K 型フィルタのメリットを享受した合理的な構成であった。

しかし、ラダー型フィルタのメリットはこれだけではない、通過帯域内に極、通過帯域の上下にそれぞれゼロ点を有する特徴がある。これは弾性波共振器の等価回路を考えた際に 2 重共振系となっていることに由来するが、このことにより、急峻な減衰性能が得られることが分かっている。

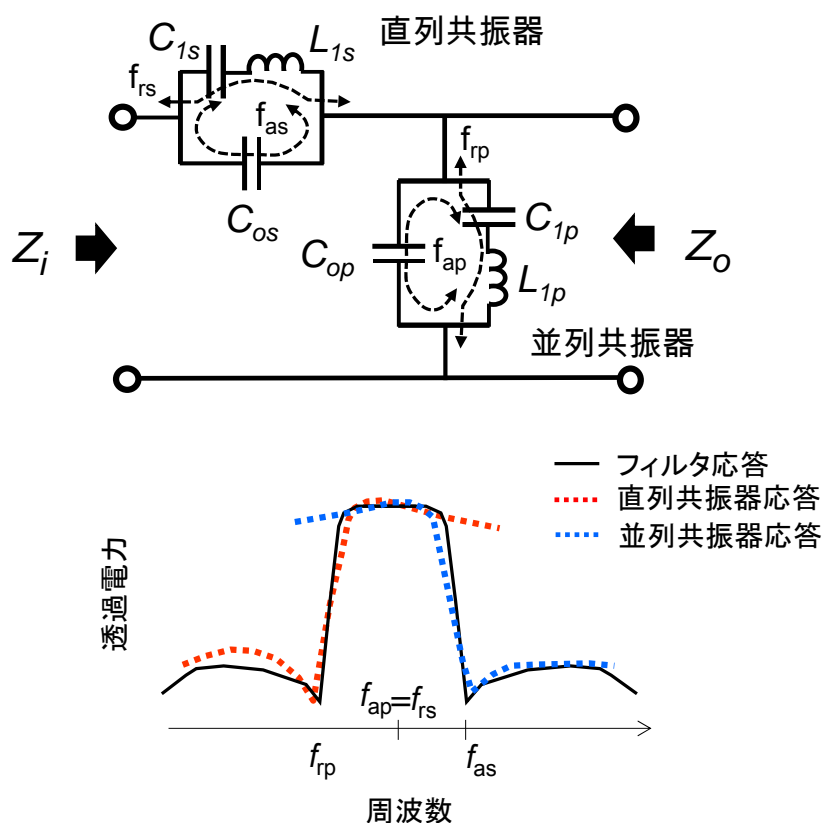


図 A: ラダー型弾性波フィルタの等価回路(1 セクション)と周波数応答

さて、ここで、ではラダー型フィルタの減衰急峻性は、一般に知られている動作関数型の種々のフィルタに対してどの程度優れているのだろうかという疑問がある。

フィルタ理論においては、チェビシェフ、バターワース、楕円関数と言った動作関数型のフィルタが理想フィルタ特性を近似したのとして知られ、特に楕円関数型のフィルタは関数論的に最も急峻なフィルタ特性が得られることで知られている。以下では、動作関数型フィルタとラダー型の弾性波フィルタを同一要素数で設計した場合の減衰急峻性について、等価回路を用いて比較し、その優劣について考察を行った。

## C. 動作関数型フィルタとラダー型フィルタの比較

### C.1 バターワースフィルタ

動作関数型フィルタの例として 5 次のバターワースフィルタを考える。動作関数としては、式(B)に示すとうりである ( $n=5$ )。  $\omega_0$  はカットオフ周波数。

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}} \quad (B)$$

既に公開されている設計定数表 [2]を用い、式(B)のフィルタを伝達関数表記したものが式(C)、1 Ωで規格化された等価回路表示したものが図Bである。

$$H(s) = \frac{1}{(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)} \quad (C)$$

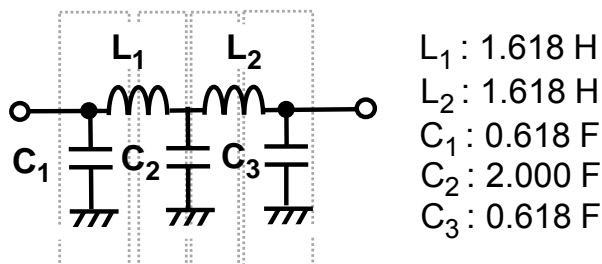
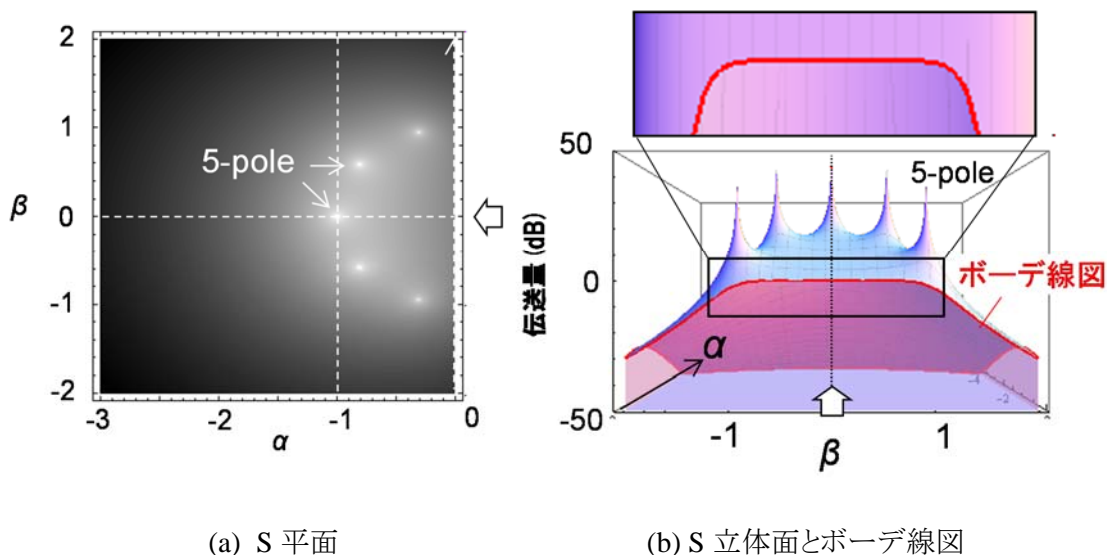


図 B:5 次のバターワースフィルタの等価回路(原型 LPF)

図に示したようにこのフィルタはL字型の要素を4セクション従属接続した構成と見ることができる。図Cには伝達関数を元で作成したs平面図(a)とs立体面図を虚数軸で断面図化した図(b)を示す。図(b)の断面図はいわゆるボデー線図であり、フィルタの周波数応答を示しているが、バターワースフィルタであるため、平坦な通過特性が得られている事が分かる。



(a) S 平面

(b) S 立体面とボデー線図

図 C:5 次のバターワースフィルタの s 平面図と立体面図

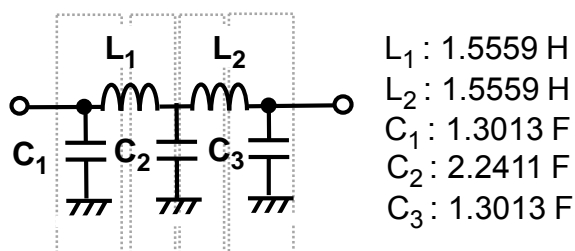
## C.2 チェビシェフフィルタ

次に、同様にして5次のチェビシェフフィルタ(リップル:0.1 dB)を考える。動作関数としては、式(D)に示すとうりである。 $T_n$ はn次のチェビシェフ多項式、 $\epsilon$ はリップル係数である。

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_0)}} \quad (D)$$

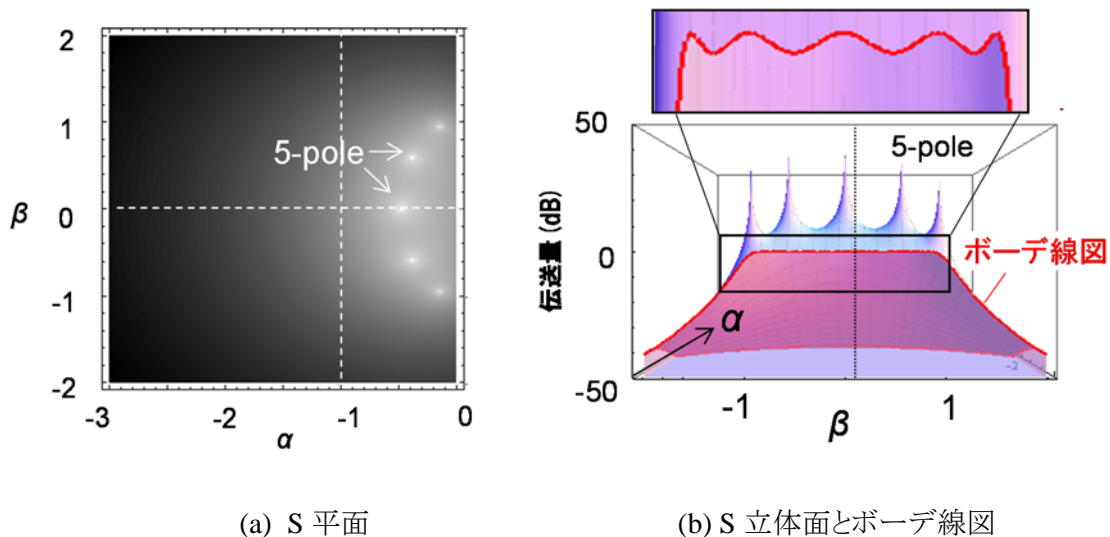
先と同様に公開されている設計定数表を用い、伝達関数表記したものが式(E)、1Ωで規格化された等価回路表示したものが図Dである。

$$H(s) = 0.2175 / \{(s + 0.4749)(s + 0.3842 - j0.5884)(s + 0.3842 + j0.5884)(s + 0.1468 - j0.9521)(s + 0.1468 + j0.9521)\} \quad (E)$$



図D:5次のチェビシェフフィルタの等価回路(原型LPF)

図Eには伝達関数を元で作成したs平面図(a)とs立体面図を虚数軸で断面図化した図(b)を示す。チェビシェフフィルタはバターワースフィルタと極の数は同数であるが、その配置により通過帯域にリップルを生じる事が特徴であるが、ボーンデ線図にこれを確認できる。



図E:5次のチェビシェフフィルタのs平面図と立体面図

### C.3 楕円関数フィルタ

次に、同様にして5次の楕円関数フィルタ(リップル:0.1773 dB)を考える. 動作関数としては、式(F)に示す通りである.  $R_n$ はn次の楕円関数式、 $\epsilon$ はリップル係数、 $\delta$ は選択係数である.

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2(\delta, \omega/\omega_0)}} \quad (F)$$

先と同様に公開されている設計定数表を用い、伝達関数表記したものが式(G)、 $1\Omega$ で規格化された等価回路表示したものが図Fである.

$$H(s) = 0.177(s - j1.6185)(s + j1.6185)(s - j1.1834)(s + j1.1834) / \{(s + 0.71354)(s + 0.06124 - j1.0333)(s + 0.06124 + j0.1.0333)(s + 0.32917 - j0.8626)(s + 0.32917 + j0.8626)\} \quad (E)$$

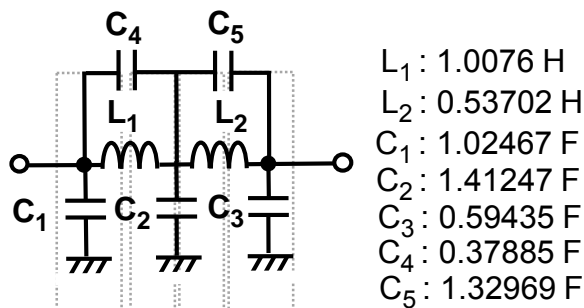
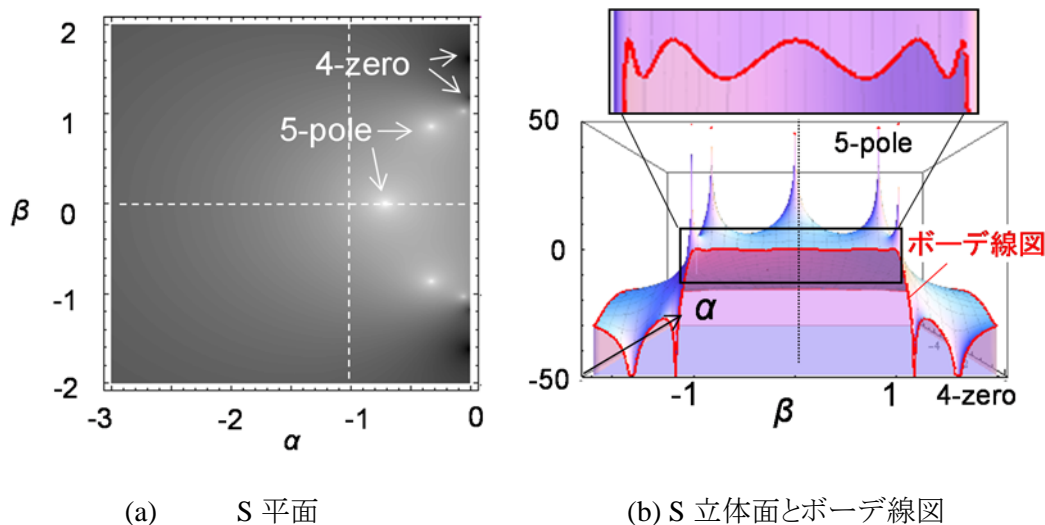


図 F:5 次の楕円関数フィルタの等価回路(原型 LPF)

図 G には伝達関数を元に作成した s 平面図(a)と s 立体面図を虚数軸で断面図化した図(b)を示す. 楕円関数フィルタは先の二つのフィルタと違い伝送ゼロ点を有する. このためフィルタの周波数応答に引き込みが生じ、急峻な減衰性能を得る事が分かる.



(a) S 平面 (b) S 立体面とボーデ線図

図 G:5 次の楕円関数フィルタの s 平面図と立体面図

### C.4 ラダー型弾性波フィルタ

先の動作関数型フィルタと比較するために、各共振器のインピーダンスを  $1\Omega$  で規格化した図 H に示す4セクションのラダー型弾性波フィルタの等価回路を作成した。この時、全共振器は同一容量、直列-並列共振器の周波数間隔はフィルタの比帯域(3 dB 点)が 3% となるように調整し、各共振器の共振-反共振周波数間隔はリップルが最小化されるよう中心周波数の 2% とした。

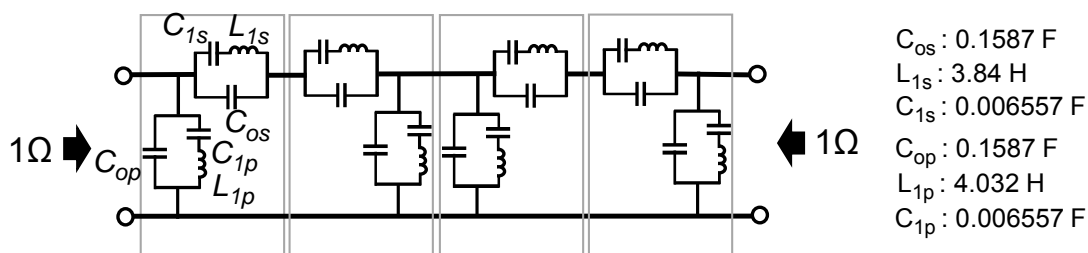


図 H: 4 段のラダー型弾性波フィルタの等価回路

回路シミュレーターを用い、上記ラダーフィルタの周波数応答と、前述した各フィルタトポロジーにおける周波数応答を計算し、通過特性を重ねてプロットしたものを図 I に示す。

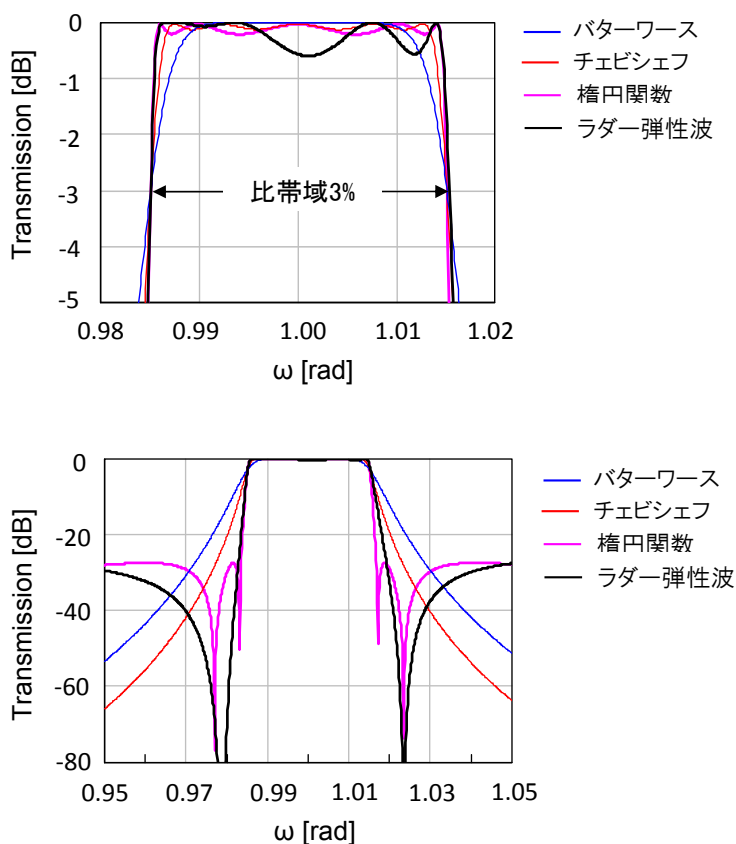


図 I: ラダー型弾性波フィルタと各種動作関数型フィルタの特性比較図

図に示すように、ラダー型フィルタの周波数応答は通過特性においては楕円関数型フィルタやチェビシェフフィルタ同様にリップルを有し、減衰特性においては楕円関数型フィルタのようにゼロ点を有している。そして、注目する減衰の急峻性については、各共振器の設計を同一とする最も簡素な構成ながら、5dB までは楕円関数フィルタと同等、5dB 以上の減衰領域においても楕円関数フィルタに次ぐ急峻性が得られていることが分かる。

実際の設計においては、各々のラダーセクションの設計を変えたり、付加インダクタンスをもちいて極やゼロ点の位置を調整するので、更に楕円関数型フィルタに近い特性が得られていると考えられ、実際にそのようなトライアルを行った例も報告されている [3]。

本考察より、ラダー型の弾性波フィルタは経験上急峻な特性が得られる事が分かっていたが、条件をほぼ同一にして比較した場合においても定 K 型フィルタの設計容易性と楕円関数型フィルタの理想特性を両立する類まれなフィルタであることが改めて分かった。

## References

- [1] 佐藤 良夫, 伊形 理, 宮下 勉, 松田 隆志, 西原 時弘, “SAW共振器を用いた低損失帯域フィルタ”, 電子情報通信学会 論文誌, Vol. J76-A, No. 2, pp. 245–252, 1993.
- [2] A.B.ウィリアムズ著, 加藤康雄 訳「電子フィルタ」, マグロウヒル (1985).
- [3] P. Bradley, S. Ye, J. Kim, K. Wang, H. Ko and Y. Xie, “A Generic 2.0 x 2.5 mm<sup>2</sup> UMTS FBAR Duplexer Based on 8-pole Near-Elliptic Filters,” Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.839–842, 2009.

## 著作権に係る記載

1. Chapter IV of this papers is based on  
M. Iwaki, T. Tanaka, M. Ueda and Y. Satoh, “Design Consideration on Converged Rx SAW Duplexer Module for Multiband RF Front End”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, 2017, vol.65, No.11, pp.4629–4635.  
“© 2017 IEEE. Reprinted, with permission”
  
2. Chapter II of this papers is based on  
M. Iwaki, M. Ueda and Y. Satoh, “Theoretical Analysis and Experimental Verification on High-Isolation Surface-Acoustic-Wave Duplexer with On-Chip Compensation Circuit”, IEICE Transactions, 2019, Vol.E102-C, No.10, pp.748–755.  
“© 2019 IEICE”.
  
3. Chapter III of this papers is based on  
M. Iwaki, M. Ueda and Y. Satoh, “High-Isolation SAW Duplexer with On-Chip SAW Compensation Circuit Optimized for Isolated Multiple Frequency Bands”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2019 [early access].  
“© 2019 IEEE. Reprinted, with permission”



## 本論文に関する報告

### <学術論文>

4. **M. Iwaki**, T. Tanaka, M. Ueda and Y. Satoh, “Design Consideration on Converged Rx SAW Duplexer Module for Multiband RF Front End”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, 2017, vol.65, No.11, pp.4629–4635, [DOI:10.1109/TMTT.2017.2742955].
5. **M. Iwaki**, M. Ueda and Y. Satoh, “Theoretical Analysis and Experimental Verification on High-Isolation Surface-Acoustic-Wave Duplexer with On-Chip Compensation Circuit”, IEICE Transactions, 2019, Vol.E102-C, No.10, pp.748–755, [DOI:10.1587/transele.2018ECP5075].
6. **M. Iwaki**, M. Ueda and Y. Satoh, “High-Isolation SAW Duplexer with On-Chip SAW Compensation Circuit Optimized for Isolated Multiple Frequency Bands”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2019 [early access], [DOI:10.1109/TUFFC.2019.2935786].

### <国際会議>

1. **M. Iwaki**, J. Tsutsumi, Y. Endo, H. Nakamura, and Y. Satoh “An attenuation improvement technology for ladder SAW/FBAR filters and duplexers employing cancellation circuit”, in Proc. IEEE 41<sup>st</sup> European Microwave Conference, 2011, pp.751–754, [10.23919/EuMC.2011.6101733].
2. J. Tsutsumi, S. Inoue, **M. Iwaki**, M. Hara, H. Nakamura, K. Matsumoto, M. Ueda and Y. Satoh “A design technique to enhance isolation of duplexer in single-ended and differential modes”, in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp.1833–1836, 2011, [10.1109/ULTSYM.2011.0458].
3. **M. Iwaki**, J. Tsutsumi, T. Tanaka, M. Ueda and Y. Satoh, “A converged Rx SAW duplexer module with embedded substrate for multi-band RF front-end”, in Proc. IEEE Int. Microwave Symp. , Jun. 2014, [DOI:10.1109/MWSYM.2014.6848617] .
4. **M. Iwaki**, M. Ueda and Y. Satoh “A Study on High-Isolation SAW Duplexer with On-Chip Compensation Circuit”, in Proc. 38th Symp. on Ultrasonic Electronics, 2017, 1P3–9.
5. **M. Iwaki**, M. Ueda, Y Satoh and O. Kawachi, “Recent Study on High-Isolation SAW/BAW devices”, The 7th International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, Chiba, 2018, 1A-4.

6. **M. Iwaki**, M. Ueda and Y Satoh, “Study on High-Isolation SAW Duplexer with On-Chip SAW Compensation Circuit Optimized for Isolated Multiple Frequency Bands”, in Proc. IEEE Ultrason. Symp. , Oct. 2018, [DOI:10.1109/ULTSYM.2018.8579983].
7. **M. Iwaki**, K. Matsumoto, K. Kobayashi, “Impact of RFIC Spurious Noise on Receiver of Cellular handset in Communication State”, Proc. of IEEE 93rd ARFTG Microwave Measurement Conference, 2019, [DOI: 10.1109/ARFTG.2019.8739206].

<関連出願特許(筆頭及び連名)>

・国内登録、出願特許

1. 特開 2011-49755 フィルタ、デュープレクサ、通信モジュール、通信装置
2. 特開 2011-160203 デュープレクサ、通信モジュール、通信装置
3. 特開 2012-109818 フィルタ回路、分波器および RF モジュール
4. 特開 2012-109865 分波器
5. WO11-092959 デュープレクサ、通信モジュール、通信装置
6. 特開 2013-118611 分波器、フィルタ及び通信モジュール
7. 特開 2014-96671 スイッチングデバイスおよびモジュール
8. 特開 2015-23411 スイッチ装置およびモジュール
9. 特開 2015-220700 フィルタおよび分波器

・米国登録特許

1. 8,970,320 Filter circuit, duplexer and RF module
2. 8,907,740 Duplexer
3. 8,279,021 Duplexer
4. 8,378,760 Duplexer, communication module and communication device
5. 9,219,467 Duplexer, filter and communication module
6. 9,093,976 Switching device and module
7. 9,270,263 Switching device and module
8. 9,742,377 Filter and duplexer
9. 9,559,661 Duplexer, filter and communication module