

(千葉大学学位申請論文)

**AlN 圧電薄膜を使用した  
高性能バルク弾性波デバイスに関する研究**

**2009 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

上田 政則



# AlN 圧電薄膜を使用した

## 高性能バルク弾性波デバイスに関する研究

第1章 緒論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	7
1.3 論文の構成と概要	8
参考文献	10
第2章 BAW デバイスの構成、特徴と課題	13
2.1 まえがき	13
2.2 BAW デバイスの構造と設計	13
2.2.1 共振器構造	13
2.2.2 フィルタの設計	17
2.3 SAW デバイスとの比較	21
2.3.1 設計手法	21
2.3.2 製造工程	23
2.3.3 Q ファクタとフィルタ損失	25
2.3.4 耐電力性能	27
2.3.5 非線形特性	28
2.3.6 技術の棲み分け	29
2.4 むすび	29
参考文献	30

第3章 低損失化のための材料の選択	33
3.1 まえがき	33
3.2 電極材料の共振器特性への影響	33
3.3 各種電極材料を使用したデバイスのシミュレーション	40
3.4 実験的検証	43
3.5 むすび	44
参考文献	45
第4章 Air-gap 型高周波 FBAR デバイスの提案と実証	47
4.1 まえがき	47
4.2 Air-gap 型 FBAR 構造	47
4.3 2 GHz 帯 FBAR デバイス	49
4.3.1 FEM による構造シミュレーション	49
4.3.2 実験的検証	51
4.4 X-band FBAR フィルタ	53
4.4.1 目標性能と設計	53
4.4.2 FEM による構造シミュレーション	56
4.4.3 共振器特性と考察	58
4.4.4 X-band フィルタの特性	63
4.5 K-band フィルタの試作例	63
4.6 むすび	68
参考文献	69
第5章 大電力伝送時の非線形特性の解析とその対策	71
5.1 まえがき	71
5.2 非線形歪みの発生と評価	71
5.3 非線形解析回路モデルの提案	73

5.3.1	線形解析	73
5.3.2	2次非線形歪みの計算	76
5.3.3	3次非線形歪みの計算	78
5.3.4	実験的検証	79
5.4	相互変調歪みの周波数依存性の計算	82
5.5	偶数次モードの非線形歪みの改善	85
5.5.1	SAW および BAW 共振器の2次歪み	85
5.5.2	BAW デバイスの2次歪み改善の提案	88
5.6	デュプレクサの相互変調歪み特性	92
5.7	むすび	94
	参考文献	95
 <b>第6章 結論</b>		<b>97</b>
 謝辞		<b>99</b>
 本論文に関する発表論文リスト		<b>101</b>
 関連出願特許		<b>105</b>



# 第1章 緒論

## 1.1 研究の背景

水晶や  $\text{LiNbO}_3$ 、 $\text{LiTaO}_3$  に代表される圧電単結晶や圧電セラミックを使用した弾性波デバイスはその性質から、TV の IF (Intermediate Frequency) フィルタ、コンピュータのクロック、携帯電話のフィルタからアクチュエータやセンサと、その応用範囲は広く、工業界に無くてはならない存在になってきている。

SAW (Surface Acoustic Wave) デバイスは、その開発から約 40 年が経過するが、1970 年代以降、TV の IF フィルタの開発と実用化が進み、1990 年代以降携帯電話用の IF および RF (Radio Frequency) フィルタとして広く使用され、近年特に移動体通信用途として爆発的な市場規模に成長し、大きなビジネスになっている。図 1-1-1 携帯電話の変遷を示すが、2001 年の IT バブル崩壊の影響以外、右肩上がりの傾向にあり、2006 年にはワールドワイドで 10 億台を超えるまでに至っている(図中 2007 以降は予測値)[1-1]。携帯電話に使用される SAW フィルタは 90 年代半ば以降、サービスエリアの拡張と都市部(過密エリア)での接続性を考慮し、一つの端末に複数のシステムや周波数帯、例えば、GSM (Global System for Mobile Communication) 端末では 900 MHz (EGSM: Extended GSM) と 1800 MHz (DCS: Digital Communication System)、1900 MHz (PCS バンド: Personal Communications Service)を同一端末に組み込んだ端末や、アナログである AMPS (Advanced Mobile Phone Service)と CDMA(Code Division Multiple Access)を同一端末にインテグレートされた機種の開発、普及が広がり、それに伴い使用されるフィルタの数量も爆発的に増加してきた。90 年代後半以降、RF-IC の技術開発が進み、受信回路はスーパーヘテロダイン構成からダイレクトコンバージョンに変更が進み、外付けの SAW IF フィルタが不要になってきている。2000 年代以降 WCDMA (Wide-band CDMA) 機の開発と普及が進み、各国で対応できるマルチバンド型の WCDMA 機、例えば WCDMA band 1 (2.1 GHz 帯)+band 5 (800 MHz 帯)+band 2 (PCS バンド)のような機器の開発、普及が進み、デュプレクサの使用数量が増加してきている。さらに、WCDMA 機に GSM の機能を盛り込んだ機器の開発も進んできており、使用される RF デバイスの個数は増加傾向にある。参考までに各国で使用される WCDMA システムの配置を図 1-1-2 に示す[1-2]。

移動体通信用 SAW デバイスの開発が市場要求にマッチし、大きな産業へと成長して

きたが、その背景には苦勞して得た画期的な發明、技術開發があつたからである。 SAW  
デバイスを RF 段に使用するに当たって、挿入損失 (IL: Insertion Loss) の低減は大きな

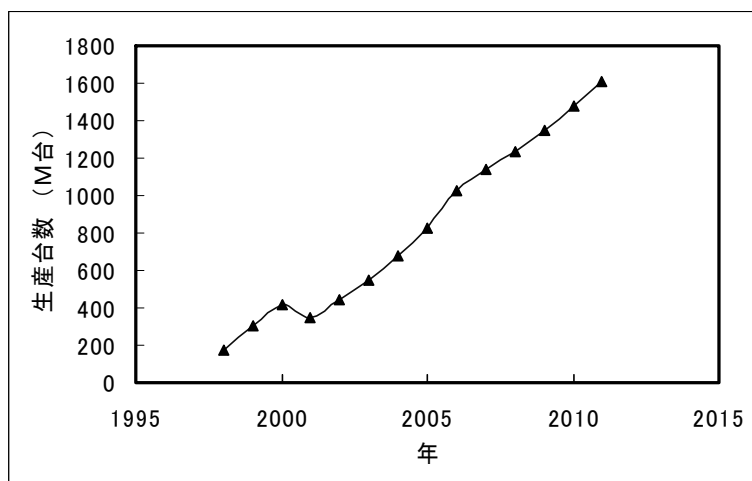


図 1-1-1. 携帯電話ワールドワイドでの出荷台数  
(出展 Navian Inc. 調査レポート“RF Devices/Modules For  
Cellular 2006-2007”)



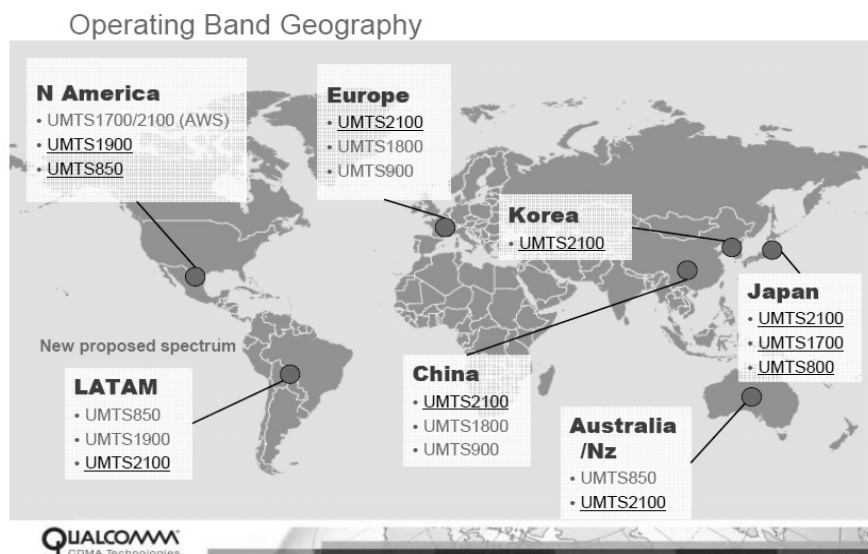


図 1-1-2. 各国で使用される WCDMA システム

(図中 UMTS : Universal Mobile Telecommunications System)

(出展 S. Mollenkopf, “The Challenges of Tunable Front Ends in UMTS Cellular Handsets”, *IEEE Int'l. Microwave Symp. Workshop Note & Short Courses*, WME-1 (2007).)

課題であったのと、SAW デュープレクサに応用するためには高耐電力設計や電極材料の開発、位相整合回路内蔵型の小型パッケージの開発が必要であった。これら課題を克服するために 1992 年にラダー型 SAW フィルタの提案 [1-3]、小型 SAW デュープレクサ開発 [1-4]、低損失基板である  $42^\circ\text{Y LiTaO}_3$  基板の提案 [1-5] 等が成された。これらの技術は現在、世界中で広く使用されるまでになった。しかし、これら SAW デバイスの技術を持ってしても実現困難であったデバイスがあった。それは PCS デュープレクサである。送信側 (Tx) 周波数 1850 - 1910 MHz、受信側 (Rx) 周波数 1930 - 1990 MHz で Tx - Rx 間の遷移領域は僅か 20 MHz で、フィルタには広帯域かつ急峻なスカート特性が要求される (図 1-1-4 参照)。当時、SAW の技術では実現不可能とまで言われてきた。筆者も複数名の研究員、事業部門のエンジニアと SAW PCS デュープレクサの開発に携わり、多くの工数と費用、労力を費やし世界初の PCS SAW デュープレクサの実用化に漕ぎ着けたが [1-6]、筆者らより数年前に実用化に至った技術があった。現 Avago 社 (旧 Agilent 社) の FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) <sup>(注1)</sup> デュープレクサである。

圧電薄膜のバルク波 (BAW : Bulk Acoustic Wave) <sup>(注2)</sup> を使用した共振器およびそれを使用したフィルタの提案は 1980 年、東北大学名誉教授である中村[1-7]、Lakin [1-8]、Grudkowski [1-9]が独立に報告、以降 1985 年、佐藤等より ZnO 共振器を使用した発振器の報告がなされ [1-10]、1999 年には Ruby 等から AlN を使用した PCS FBAR デュープレクサの報告 [1-11]、後に実用化され、その後、FBAR フィルタや SMR (Solidly Mounted Resonator) <sup>(注3)</sup> フィルタの開発、実用化が加速した。RF フィルタ用に使用される材料として、ZnO もしくは AlN の報告が多数なされている。厚み縦振動の結合係数を考慮すると、ZnO のそれは AlN の値と比較し大きく、広帯域フィルタ用としては適している。しかしながら、周波数の温度特性、実験的に確認した共振器の  $Q$  特性を比較した場合、AlNの方が優れていることが分かる(表 1-1-1、図 1-1-3 参照)。現在では移動体通信用には AlN を使用したデバイスがほぼ 100%と考えられる。本研究においても AlN を採用している。

表 1-1-1. 圧電薄膜の特性比較

Material properties	AlN	ZnO
$K^2$ (%)	6.5	8.5
TCF (ppm/°C)	-25	-60
Velocity (m/s)	11300	6080
$Q$	excellent	good

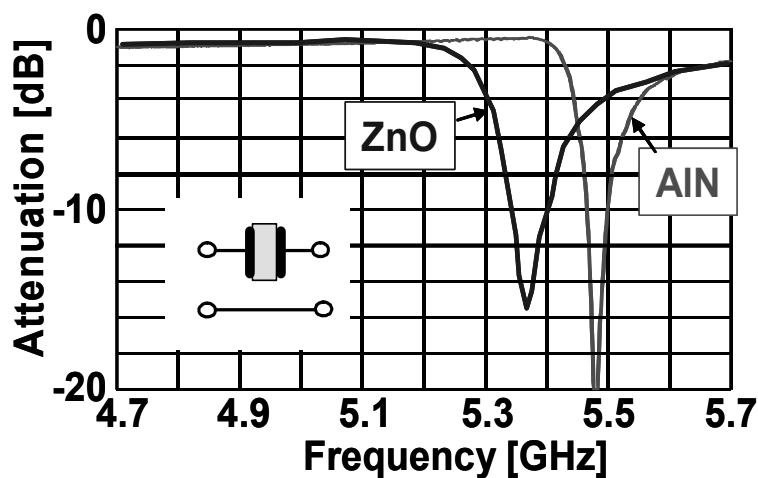


図 1-1-3. ZnO および AlN を使用した FBAR の通過特性

なぜ BAW か？ それは SAW では実現が困難な特長があるからである。①共振器の  $Q$  が高く高周波向きであること、②高耐電力性能、③高静電耐圧 (ESD)、④モノリシック化が可能であること、等が挙げられる (詳細は第 2 章で議論)。これら特長を生かした、1.9 GHz (PCS band) および 2.1 GHz 帯デュプレクサ (WCDMA band 1) の開発および実用化が進み、800 ~900 MHz 帯 (WCDMA band 5,8) および 1.5 GHz (GPS) フィルタの開発、実用化も進んでいる [1-12~1-18]。BAW デュプレクサのビジネス規模は SAW のそれと肩を並べるまでに成長しつつある。特に、高周波用途で大電力を扱い、損失やスカート特性の仕様が厳しいシステムで有効であると考えられる。

BAW の特長をさらに改善し、抱えている課題を解決してゆけば、さらなるマーケットの拡大が期待できるはずである。システム要求、今後のマーケットトレンドより、以下の 3 項目の改善が重要であると考ええる。

#### 1) 共振器の高 $Q$ 化、フィルタの低損失化

PCS デュプレクサのような仕様ではフィルタの温度特性やデバイスの生産性を考慮して急峻なスカート特性が要求される。具体的にはパスバンド-3.5 dB の周波数ポイントと抑圧度-40 dB の周波数ポイントの遷移領域はおよそ 10 MHz 以下が要求される。さらにバンド拡張型の PCS G バンドが検討され、Tx、Rx バンドは 5 MHz 拡張され Tx - Rx 遷移領域は 15 MHz とさらに厳しくなっている (図 1-1-4)。WCDMA band 3 (Tx : 1710 - 1785 MHz, Rx : 1805- 1880 MHz) デュプレクサでは、バンド幅 75 MHz、Tx - Rx 間の遷移領域は 20 MHz とバンド幅が広い分、PCS バンドより厳しい要求となっている。WCDMA band 1 (Tx : 1920 - 1980 MHz, Rx: 2110 - 2170 MHz) デュプレクサでは、Tx - Rx 間の周波数遷移幅の規格は緩いものの、1.5 dB 程度の超低損失なフィルタが要求される。さらに、携帯端末のマルチバンド化が進んでいるが、システム切り替え用の半導体スイッチの損失は、バンド数の増加とともに大きくなる傾向にある。そのため、デュプレクサの低損失化は機器の性能を維持するためには重要な項目である。最近、第 4 世代機 (4G) の周波数割り当ての議論がされつつあるが、その候補として 3400 - 3600 MHz が検討されおり [1-19]、この周波数領域に Tx, Rx が厳しい間隔で配置されることも予想される。

#### 2) 簡易で高性能な FBAR 構造の提案と高周波数化への対応

BAW デバイスは基本構造は簡単であるが、SAW の製造工程と比較して複雑であり、コスト高の傾向にある。簡易な構造で、高性能な FBAR デバイスの提案が成されれば、

マーケットに対するインパクトは大きい。その FBAR を利用し、特に今後開拓が必要な高周波領域への適用の検討は重要である。携帯電話や無線 LAN で使用されている主な周波数領域は 800 MHz から 5 GHz 帯であり、6 GHz 帯以下の周波数領域は逼迫している状況である。6 GHz 帯以上の周波数領域の有効利用の活動も始まり[1-20]、そのなかで低コストで高性能なフィルタの開発は重要項目である。X-band や K-band といった高周波領域において FBAR の可能性を検討することは非常に興味深いことである。

### 3) 大電力伝送時の非線形歪みの低減

近年普及が進む WCDMA システムでは IMD (Inter Modulation Distortion) 仕様が厳しいものになっている[1-21]。図 1-1-5 に RF ブロック図の例を示すが、例えば非線形歪みを有するデュプレクサを回路中に使用した場合、アンテナからは非線形歪みによる高調波の発生が、受信側出力端子からは混変調歪み (CM: Cross Modulation) や IMD が発生し、受信感度を劣化させる恐れがある。SAW の非線形歪みに関する報告はコンボルの開発や RF フィルタの開発段階で報告例があるが [1-22]、BAW の報告例は少なく [1-23]、実用的な解析手法の提案は未だなされていない。BAW フィルタ実用上、非線形解析手法の提案と、2 次歪み低減の対策の検討の意義は大きい。

本研究は、BAW デバイスの高性能化や低コスト化、次世代もしくは次々世代の高周波無線用途の可能性の検討を行なうものであり、それを計算や実験で実証し、BAW デバイスの今後の発展に役立てるものである。

注 1～3) 本論文では、FBAR, SMR はその構造の差から用語を使い分けることにする。BAW デバイスは、FBAR および SMR 構造を包含する用語として使用する。

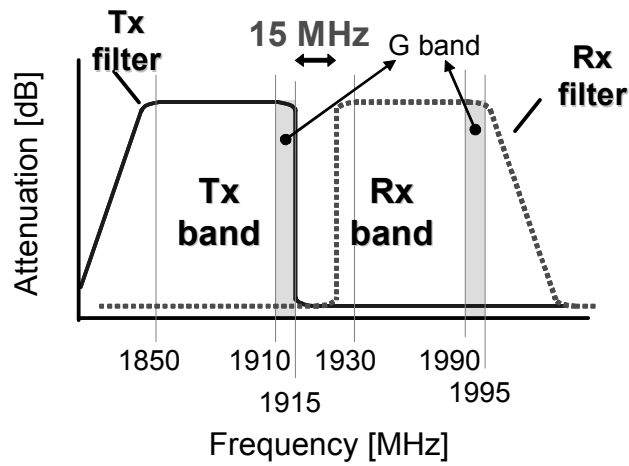


図 1-1-4. PCS バンドの周波数アロケーション

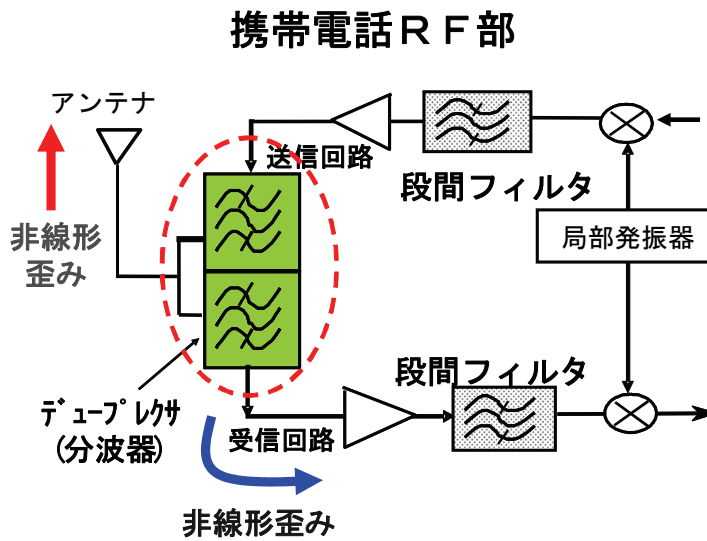


図 1-1-5. 携帯電話 RF 部ブロック図の例

## 1.2 研究の目的

BAW デバイスは優れた特長を有しているが、今後のデバイス展開においては、性能のさらなる改善、コスト耐力のある構造の提案が必要である。本研究は圧電薄膜として AIN を使用した BAW デバイスに関するもので、主な目的を以下に示す。

### 1) 低損失化のための電極材料の解析と検討

携帯電話等の RF 回路に使用される BAW デバイスでは、波長に対し電極の厚さの影響を無視できない。電極材料の選択は高い  $Q$  や結合係数を確保するためには重要で、フィルタ特性そのものを決定付ける。これまで Mo 等の電極材料の提案がなされているが [1-24], 本研究は、高  $Q$ 、高結合係数化を目指し、電極材料の材料定数（密度、ヤング率）が共振器特性やフィルタ特性へ与える影響を定量的に解析し、選択すべく材料の指針を示すものである。さらには、実験的検証を実施し、解析の妥当性と新たな材料を提案することを目的とする。

### 2) 簡易構造で高性能な Air-gap 型 FBAR の提案と高周波化の可能性の検討

BAW デバイスの普及には低コスト化は大きな Driving force となっており、構造および製造プロセスが簡単な BAW デバイスの提案が必要である。これまで Air-gap 型 FBAR が提案されているが[1-10]、さらにシンプルな独自構造の Air-gap 型 FBAR を提案し、その有効性をシミュレーションおよび実験的に確認する。さらには独自の Air-gap 型 FBAR が高周波用途としての有効性を確認することと、高周波化した場合の課題を明らかにする。具体的には 2 GHz 帯から X-band さらに K-band 帯共振器およびフィルタを試作、評価、解析を実施する。

### 3) 大電力伝送時の非線形歪みの解析と 2 次歪み低減手法の提案

WCDMA システムでは、非線形歪みに対する仕様が厳しくなっている。BAW デバイスの非線形歪みの解析に関する報告例は少なく、実用的な解析モデルの提案については未だなされていない。本研究では、BAW デバイスの新たな非線形歪みの解析手法を提案し、本解析手法を用いた共振器やフィルタの 2 次歪み、3 次歪みの計算を実施する。そして BAW デバイスの 2 次歪み低減手法を提案する。最後に、WCDMA band 1 BAW デュープレクサを試作し、本解析手法および 2 次歪み低減のための提案の妥当性を実験的に検証する。

## 1.3 論文の構成と概要

本論文は 6 章から構成され、2 から 5 章の概略を以下に示す。

第 2 章では、本論文の第 3 章以降を説明するに当たり必要なデバイス構造説明やフィル

タ設計に関しての説明を行なう。FBAR の代表的な構造を示し、ラダー型フィルタの設計定数とフィルタ特性への影響、フィルタ設計に当たり、キーとなるパラメータである結合係数や  $Q$  の特性への影響のシミュレーション結果を示し、共振器およびフィルタ設計の指針を示した。さらに本章では、SAW デバイスとの特性比較、具体的には、 $Q$  ファクタ、耐電力性能、設計手法、製造工程とコストに関する検討、非線形歪みを示し、弾性波デバイスとしての棲み分けの指針を示した。

第 3 章では、高  $Q$  で高結合係数を得るための電極材料の検討結果を報告する。FBAR の電極材料は一般的に高音響インピーダンスを有するものが適当とされているが、Mason の等価回路を使用し、密度、ヤング率の効果を定量的に考察した。各種電極材料を使用した場合の結合係数を比較し、共振器およびフィルタの損失を計算した。基本的には高ヤング率の材料が望ましく、Mo, Ru, W が候補となる。さらに実験的検証を実施し、調査範囲では Ru がベストであることを示した。

第 4 章では、電極および AlN の膜応力を積極的に使用し、構造がシンプルな Air-gap 構造の FBAR を提案、FEM (Finite Element Method) を使用した構造計算を実施、実験的検証結果を報告する。2 GHz から X-band (9 GHz) そして K-band (18 GHz) の共振器およびフィルタを試作、特性評価を実施した。2 GHz 帯で、共振  $Q$  1500 を確認、実用可能レベルの性能を得た。X-band では、最小挿入損失 1.7dB のラダー型フィルタを確認、K-band においても基本性能を得、本 Air-gap 型 FBAR の有効性を示した。

第 5 章では、AlN の厚み縦振動を使用した BAW の非線形歪みの解析手法、その実験的検証と BAW の IMD2 の抑制手法の提案、そして WCDMA band 1 デュプレクサを使用した実験的検証結果を報告する。本解析方法は、共振器の線形の等価回路と並列に非線形電流源を接続したモデルを提案、その非線形電流は線形電流に比例するものであるために、基本的に線形的解析で実施できる。本手法を使用し、高調波歪み解析、フィルタの IMD2 および IMD3 の解析を実施した。通常非線形歪みを抑えるためには、共振器の面積を大型化し、単位面積当たりの入力パワーを低減させることで対策が成されていたが、特に 2 次歪み出力は共振器の接続方法に大きく依存することが判明、そこに着目し、その低減方法を提案、band 1 デュプレクサで 20dB 以上の改善効果が得られることを確認した。

第 6 章では、以上得られた結果についてまとめを行なう。

## 参考文献

- [1-1] Navian Inc. 調査レポート“RF Devices/Modules For Cellular 2006-2007”
- [1-2] S. Mollenkopf, “The Challenges of Tunable Front Ends in UMTS Cellular Handsets”,  
*IEEE Int'l. Microwave Symp. Workshop Note & Short Courses*, WME-1 (2007).
- [1-3] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of Low-Loss Band-Pass Filters Using SAW Resonators for Portable Telephones”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 111-115.
- [1-4] O. Ikata, Y. Satoh, H. Uchishiba, H. taniguchi, N. Hirasawa, K. hashimoto and H. Hohmori, “Development of Small Antenna Duplexer Using SAW Filters for handheld phones”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1993, pp. 111-114.
- [1-5] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endoh, M Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto and M. Yamaguchi, “Optimal Cut Leakey SAW on LiTaO<sub>3</sub> for High Performance Resonators and Filters”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.48, 2001, pp. 1442-1448.
- [1-6] J. Tsutsumi, S. Inoue, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, M. Ueda and O. Ikata, “Extremely Low-Loss SAW Filter and Its Application to Antenna Duplexer for the 1.9 GHz PCS Full-Band”, *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 2003, pp.861-867.
- [1-7] K. Nakamura, H. Sasaki and H. Shimizu, “A Piezoelectric Compsit TResonator Consisting of a ZnO Film on Anisotropically Etched Substrate”, *Jpn. J. Appl. Phys. Suppl. Vol, 20*, 1981, Suppl. 20-3, pp. 111-114
- [1-8] K. M. Lakin and J. S. Wang, “UHF Compsit Bulk Wave Resonators” *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1980, pp 834-837
- [1-9] T. W. Grudkowski, J. F. Black, T. M. Reeder, D. E. Cullen and R. A. Wagner, “Fundamental-mode VHF/UHF miniature acoustic resonators and filters on silicon” *Appl. Phys. Lett.* 37, 1980, pp.993-995.
- [1-10] H. Satoh, Y. Ebata, H. Suzuki and C. Narahara, “AN AIR-GAP TYPE PIEZOELECTRIC COMPOSITE THIN FILM RESONATOR”, *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 1985, pp.361-366.
- [1-11] R. Ruby, P. Bradley, J. D. Larson, III and Y. Oshmyansky, “1900 MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators (FBARs)”, *Electron. Lett.* 35, 1999, pp. 794-795.
- [1-12] P. Bradley, R. Ruby, A. Barfknecht, F. Geefay, C. Han, G. Gan, and Y. Oshmyansky, “A 5 mm ×5 mm ×1.37 mm Hermetic FBAR Duplexer for PCS Handsets with Wafer-Scale Packaging”,



- IEEE Proc. Ultrason. Symp*, 2002, pp. 925-929
- [1-13] R.Aigner, "Bulk-Acoustic-Wave Filters for Cell Phone Applications", *IEEE Int'l. Microwave Symp. Workshop Note & Short Courses*, WMB-14 (2004).
- [1-14] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, and A. Chien, "Thin Film Bulk Wave Acoustic Resonators (FBAR) for Wireless Applications". *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 813-821.
- [1-15] R.Ruby, "Overview of FBAR Filters, Duplexers, Quintplexers, and Front End Modules (FEM) at Avago", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference Workshops & Short Courses Digest*, WS12-1, 2006.
- [1-16] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T.Nishihara, M.Ueda, and Y.Satoh, "A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W-CDMA Application", *Proc. IEEE Ultrason. Symp*, 2005, pp. 93-96.
- [1-17] S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, M. Ueda and Y. Satoh, "An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate", *3rd Int. Symp. on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2007, pp. 93-96.
- [1-18] T. Nishihara, M. Iwaki, G. Endo, X. Mi, S. Taniguchi, M. Ueda and Y. Satoh, "BAW/SAW/IPD hybrid type duplexer with Rx balanced output for WCDMA Band I", *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, 2008, pp. 831-834.
- [1-19] <http://techon.nikkeibp.co.jp/article/NEWS/20071116/142615/>
- [1-20] <http://www.tele.soumu.go.jp/j/fees/purpose/kenkyu.htm>
- [1-21] J.Tsutsumi, S.Inoue, M.Ueda and R.Weigel, "Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers on Third Generation Mobile Phone Systems", *Proc. Of the European Micro Wave Association*, Vol. 3, 2007, pp. 120-127.
- [1-22] Y.Cho, S. Haitzuka, and M. Kadota, "Active Control of Nonlinear Piezoelectric Effect and its Application to 20 dB Efficiency Improvement of SAW Elastic Convolver", *Proc. Ultrason. Symp.* 1994, pp. 109-113.
- [1-23] R. Aigner, N. Huynh, M. Handtmann, S. Marksteiner, "Behavior of BAW devices at high power levels", *IEEE Int'l. Microwave Symp.*, WE1B, 2005.
- [1-24] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, and A. Chien, "Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 813-821.



## 第2章 BAW デバイスの構成、特徴と課題

### 2.1 まえがき

本章では、本論文の第3章以降を説明するに当たり、提案されている代表的な BAW デバイスの構造の説明と、フィルタ設計手法を報告するとともに、SAW デバイスとの比較を行い、それらデバイスの特長、課題を説明する。さらにはデバイス開発に向けての指針を示す。

### 2.2 BAW デバイスの構造と設計

#### 2.2.1 共振器構造

図 2-2-1-1 に Cavity 型 FBAR の構造と SAW 共振器の構造を示す。FBAR の基本構造は圧電膜を電極でサンドイッチした構造で、中心周波数および電気機械結合係数、 $Q$  ファクタは基本的には圧電膜および電極膜の材質と厚さ、共振器の形状で決定される。特に、高周波領域においては、電極厚さ、材質の効果が顕著に現れる。近年実用化されている移動体通信用 RF デバイスのほぼ 100% は AlN の厚み縦振動を使用したものである。特に FBAR 構造では、良好な共振特性を得るために下部電極直下の基板がくりぬかれたキャビティ構造となっている。SAW 共振器においては、その中心周波数は電極厚さが無視できる低周波領域では、基本的には電極ピッチで制御され、電気機械結合係数は主に圧電材料、結晶方位に依存する。高周波領域においては電極厚み、材質、線幅の影響を考慮する必要がある。今日の移動体通信用の多くのデバイスで、 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$  基板の S-H (Shear-Horizontal) モードを使用している。SAW 共振器では FBAR と異なり、弾性波が基板表面を伝播することから弾性波を閉じ込めるための反射電極が必要となる。FBAR/SAW 共振器において、その電氣的動作は二重共振を有する共振回路で表すことができ、図中のような  $L, C, R$  から成る集中定数で表すことが可能で、共振器を組み合わせたラダーフィルタやラティスフィルタ[2-1]への応用が容易である。

次に FBAR および SMR の構造差について説明する。図 2-2-1-2 に簡単化した説明図を示す。SMR は基板にキャビティを必要とせず、その代わりに音響ミラーを配置した構造である。音響ミラーは波長の  $1/4\lambda$  厚みの低音響インピーダンス膜と高音響インピーダンス膜を交互に積層した構造を有し、基板に弾性波を漏洩させない構造となっている。但し、弾性波を励振させる個所においては FBAR も SMR も同様な構造を有する。

図 2-2-1-3 および図 2-2-1-4 に代表的な FBAR [2-2]および SMR 構造[2-3]を示す。 図 2-2-1-3 の FBAR は Mo/AlN/Mo の膜構造を有し、その直下にキャビティー構造を有する。 図 2-2-1-4 の SMR は高音響インピーダンス膜および電極として W を、低音響インピーダンス膜に SiO<sub>2</sub> を使用し、圧電膜には AlN を使用している。また図 2-2-1-5 に基板に Via-hole を形成した FBAR を示すが、Si を基板として使用した場合、ウエットエッチでは異方性エッチとなるために例えば (100) 面を使用した場合、テーパ角が 55° となり、デッドスペースが増加する構造となる。しかしながら、MEMS (Micro Electro Mechanical System) で使用される Deep-RIE (Deep Reactive Ion Etching) 技術を使用した場合には、高精度で直進性の良い Via-hole が形成可能で小型で、生産性に優れた FBAR が可能である[2-4]。 また、キャビティーを必要としない Air-gap 型 FBAR の提案もなされている (図 2-2-1-6) [2-5]。 第 4 章では独自構造の Air-gap 型 FBAR の構造の詳細説明を行う。

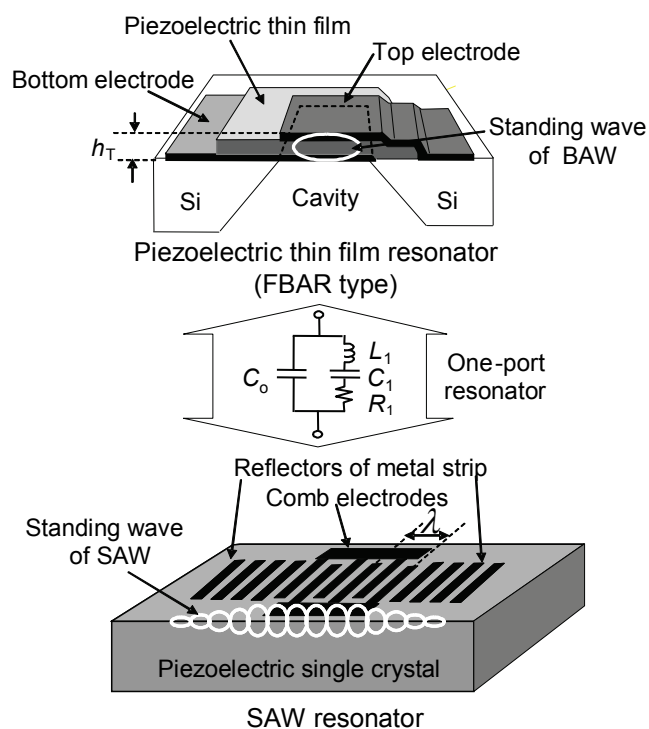


図 2-2-1-1 FBAR および SAW 共振器の構造と等価回路

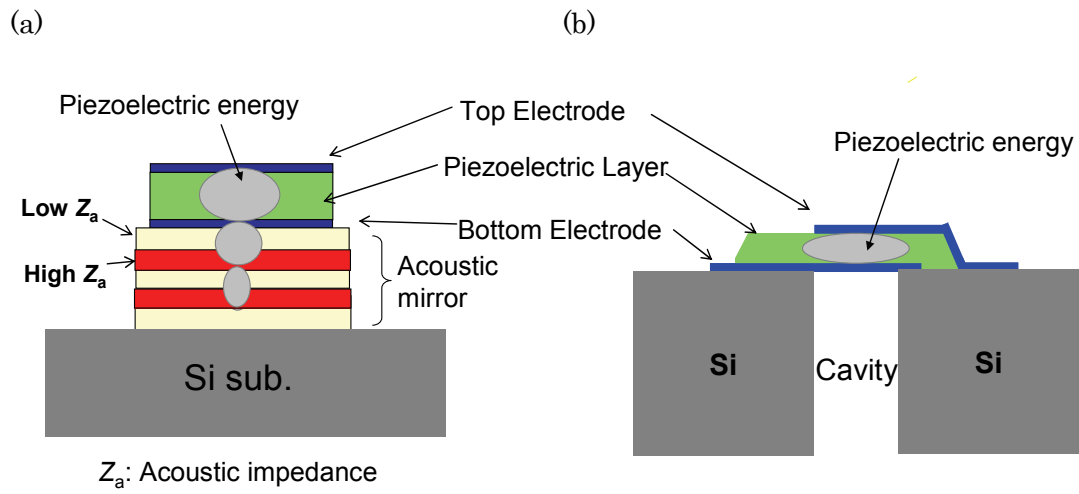


図 2-2-1-2 SMR (a)および FBAR (b)の断面構造

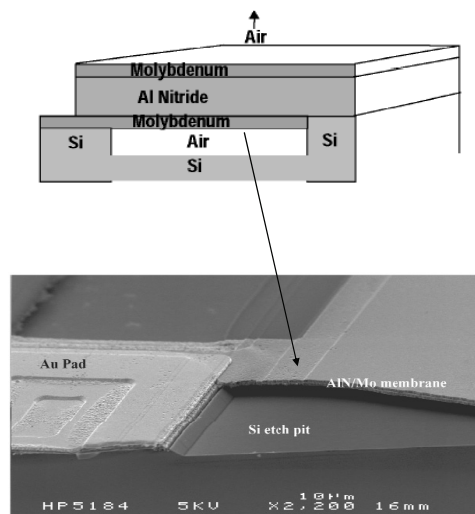


図 2-2-1-3 FBAR 構造

(出展 R. Ruby et al., “Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 813-821.)

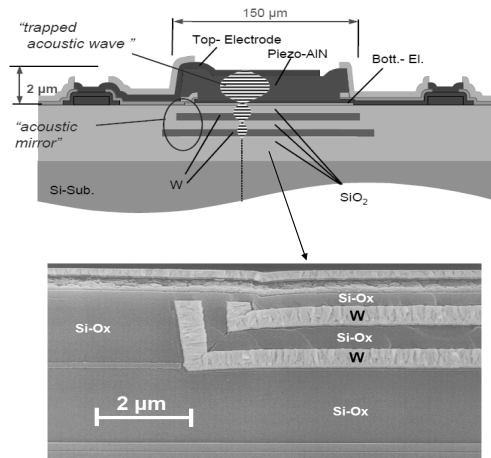


図 2-2-1-4 SMR 構造

(出展 R. Aigner, “Bulk-Acoustic-Wave Filters for Cell Phone Applications”, *IEEE Int’l. Microwave Symp. Workshop Note & Short Courses, WMB-14 (2004).*

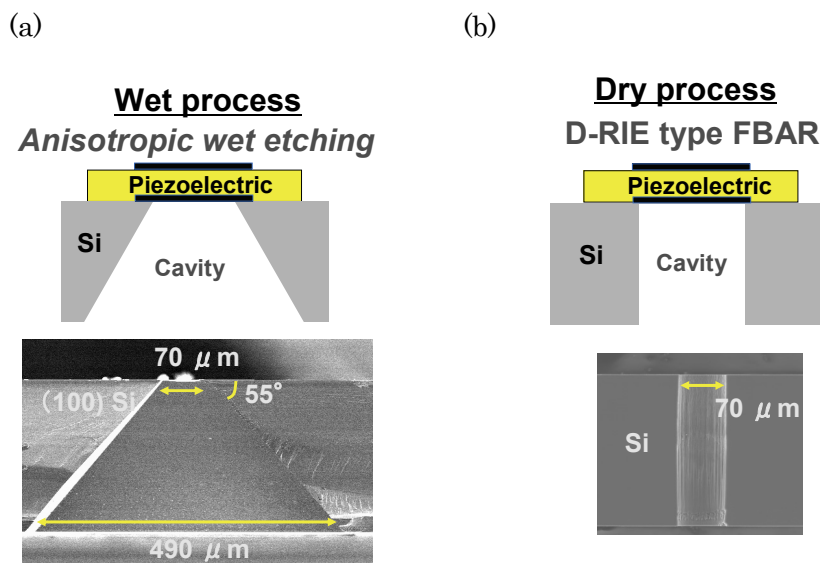


図 2-2-1-5 Via-hole 型 FBAR の断面構造 (a) Wet エッチ採用 (b) D-RIE 採用

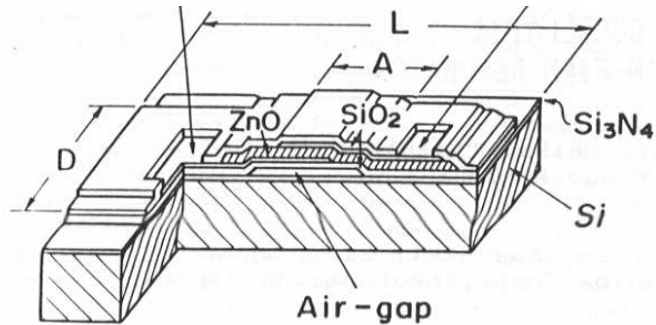


図 2-2-1-6 Air-gap 型 FBAR の構造

(出展 H. Satoh et al. “AN AIR-GAP TYPE PIEZOELECTRIC COMPOSITE THIN FILM RESONATOR”, *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 1985, pp.361-366.)

### 2.2.2 フィルタ設計

ここでは、BAW 共振器を使用したラダーフィルタの設計手法について説明する。BAW ラダーフィルタの基本設計は SAW のそれと同様で、並列腕共振器の反共振周波数と直列腕の共振周波数を略一致させ、それぞれの共振器を梯子段状に接続した構成である [2-6]。ここで、並列および直列腕の共振周波数を変化させるためには、並列腕共振器の電極膜厚を厚くしたり、負荷膜を形成する手法があり、その効果の度合いにより、通過帯域幅が決定される。但し、帯域幅は共振器の結合係数にも大きく依存することから、その能力以上に周波数差を設定すると、通過帯域内にリップルが発生し、実用上問題となる。図 2-2-2-1 にラダーフィルタの動作原理を示すが、並列腕共振器の共振周波数および直列腕共振器の反共振周波数が減衰極となり、並列腕共振器のサセプタンス  $B_p$  と直列腕共振器のリアクタンス  $X_s$  の積が以下の条件で通過帯域が形成される。

$$0 < B_p \cdot X_s < 1 \quad (2-2-2-1)$$

フィルタの損失および減衰量は、接続する共振器の段数や直列腕の静電容量 ( $C_s$ ) および並列腕の静電容量 ( $C_p$ ) の比 ( $C_p / C_s$ ) で決定されるのと、共振器に接続されたインダクタンス  $L_s$ 、 $L_p$  により影響を受ける。特にインダクタンスエレメントは低損失で高い減衰を得るための手段として有効利用される [2-7]。図 2-2-2-2 にラダーフィルタに

インダクタンスエレメントが接続された例を示し、図 2-2-2-3 に計算結果を示す。ここでは共振器に接続されたインダクタンス  $L_p=1.0$  nH,  $L_s=0.5$  nH として、共振器の共振および反共振  $Q$  は 1000、 $\gamma$  は 16 (式(2-2-2-1)参照)、 $C_p/C_s$  は 0.35 とした。図 2-2-2-3 の結果より、インダクタンスの接続により広帯域化および高減衰化が可能であることが分かる。インダクタンスエレメントとしては、外部に設置されたチップインダクタも有効であるが、フィルタチップ上に形成されたインダクタンスパターン、ボンディングワイヤやパッケージ、基板に構成された線路等が使用される。

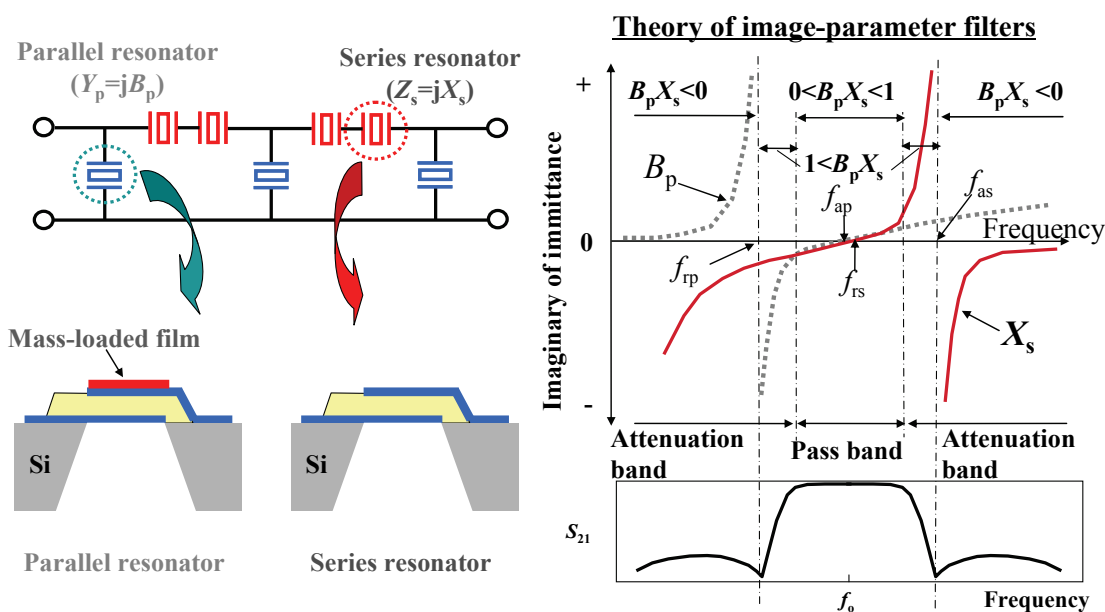


図 2-2-2-1 FBAR ラダーフィルタの動作原理

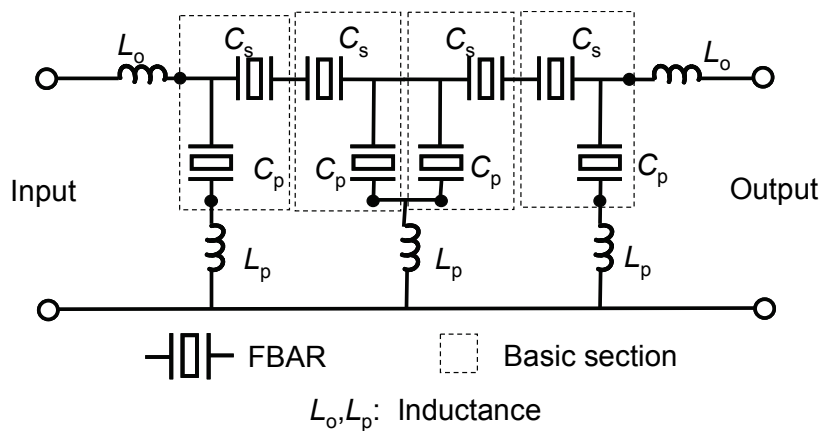


図 2-2-2-2 インダクタンスエレメントを接続した FBAR フィルタの構成



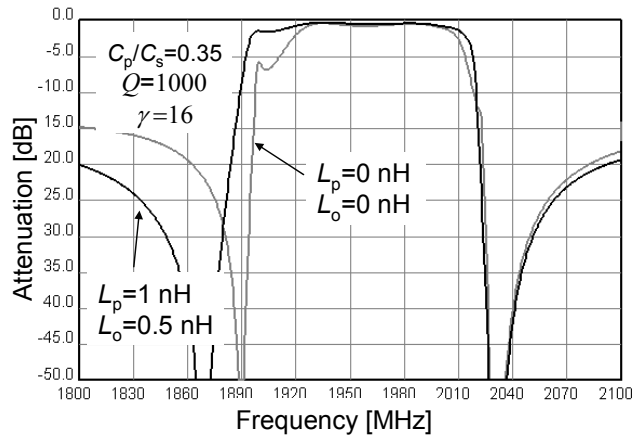


図 2-2-2-3 インダクタンスエレメントの効果

続いて、フィルタの損失について説明する。フィルタの比帯域幅は経験則として、電気機械結合係数  $K^2$  の約 1/2 である。結合係数は使用する圧電薄膜の材料や配向性、使用する振動モード、電極と圧電薄膜の膜厚比によって決まる。図 2-2-2-4 には通過帯域形状の  $\gamma$  依存性を示す。 $\gamma$  が大きな場合には帯域内にリップルが発生するため、並列および直列腕共振器の周波数間隔を狭くする必要がある。 $\gamma$  が小さい場合にはその逆のことが言え、広帯域フィルタが実現できる。 $\gamma$  および  $K^2$  は以下の式で表すことができる。

$$\gamma = C_0 / C_1 = [(f_a / f_r)^2 - 1]^{-1} \quad (2-2-2-2)$$

$$K^2 = (\pi/2)^2 (f_r / f_a) (f_a - f_r) / f_a \quad (2-2-2-3)$$

( $C_0, C_1$ : 図 2-2-1-1 参照、 $f_r$ : 共振周波数、 $f_a$ : 反共振周波数)

フィルタ損失にはそれを構成する共振器の  $Q$  の影響が大きい。図 2-2-2-5 には共振器の  $Q$  を変化させた場合の通過帯域特性の計算結果を示し、図 2-2-2-6 には  $Q$  とフィルタバンドエッジの損失の関係を示す。本フィルタ構成では  $Q$  の向上とともに損失が改善し、500~1500 の間で損失約 0.5 dB の改善が見られ、1500 以上では損失の改善は飽和傾向にある。共振器の  $Q$  の改善手法については、弾性漏洩波の抑制[2-8]、共振器形状のアポダイジング化[2-9]等報告されているが、使用する電極材料にも大きく影響を受ける。電極材料については第 3 章にて詳しく述べる。

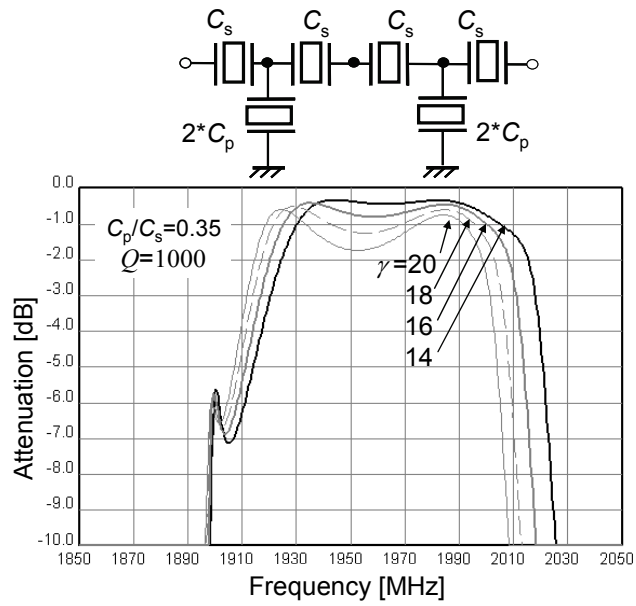


図 2-2-2-4 共振器  $\gamma$  のフィルタ帯域特性への影響

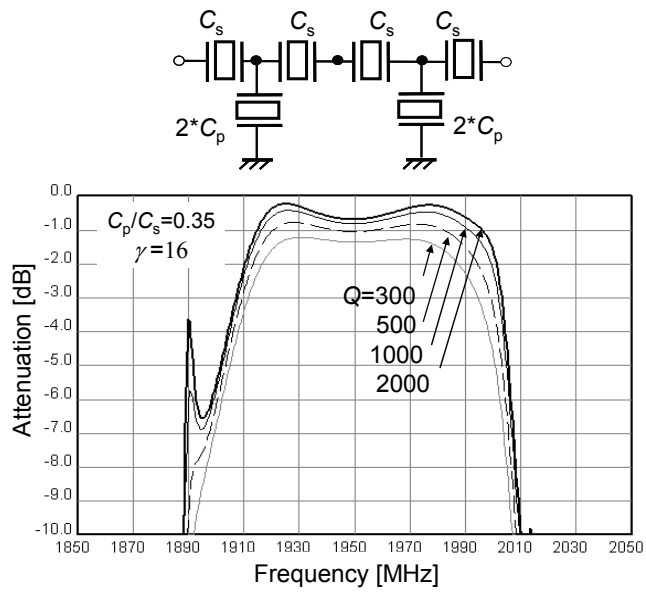


図 2-2-2-5 共振器  $Q$  のフィルタ帯域特性への影響

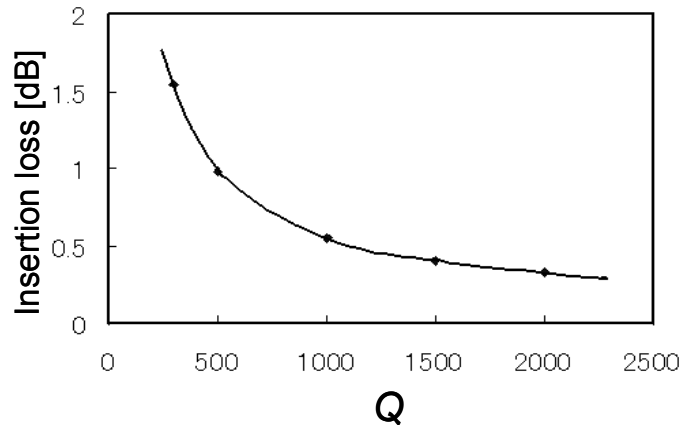


図 2-2-2-6 共振器の  $Q$  とフィルタ損失の関係

## 2.3 SAW デバイスとの比較

### 2.3.1 設計手法

共振器を使用したフィルタの構成については古くから多くの提案がなされており [2-1]、BAW/SAW フィルタの設計手法としても取り入れられている。電極パターンで周波数、複数の定在波のモード結合が可能な SAW フィルタの設計手法は BAW のそれと比較して柔軟性が高いと言える。ここでは幾つかの設計手法を示す。図 2-3-1-1 に SAW フィルタの設計手法を示す。図中(a)は DMS ( Double Mode SAW ) と呼ばれる設計手法で、ここでは 3IDT ( Inter Digital Transducers ) 型のものを示し、特に高い抑圧を確保するために 2 段カスケード接続されたものを示す。DMS の特徴は、Balance(差動)および Unbalance (非差動) 回路に柔軟に対応が可能であり、Balance/Unbalance 変換も容易で、さらに入出力のインピーダンス変換も可能である。DMS の特性例として富士通メディアデバイス(株)製の EGSM 用 Rx フィルタ ( P/N FAR-F5KB-942M50-B4EB ) の特性を図 2-3-1-2 に示す。フィルタ損失、減衰特性およびバランス特性ともに優れた特性であることが分かる。図 2-3-1-1 (b),(c)にはラダーおよびラティス型フィルタの構成例を示す。これら設計は BAW/SAW に共通した設計手法で、ラダーフィルタは Single end (unbalance)もしくは Balance フィルタとして使用され、ラティスフィルタは Balance フィルタのみに適応される。いずれの設計手法でも Balance/Unbalance 変換用途としては適用できない。図 2-3-1-3 に BAW を使用したモード結合型のフィルタの例を示す[2-10]。SMR 構造を転用したものであるが、上部に形成された励振用トランスデューサから出力された弾性波が下部の圧電体層とミラー膜を介して結合してさらに、上部受信用電極

から出力される構造である。

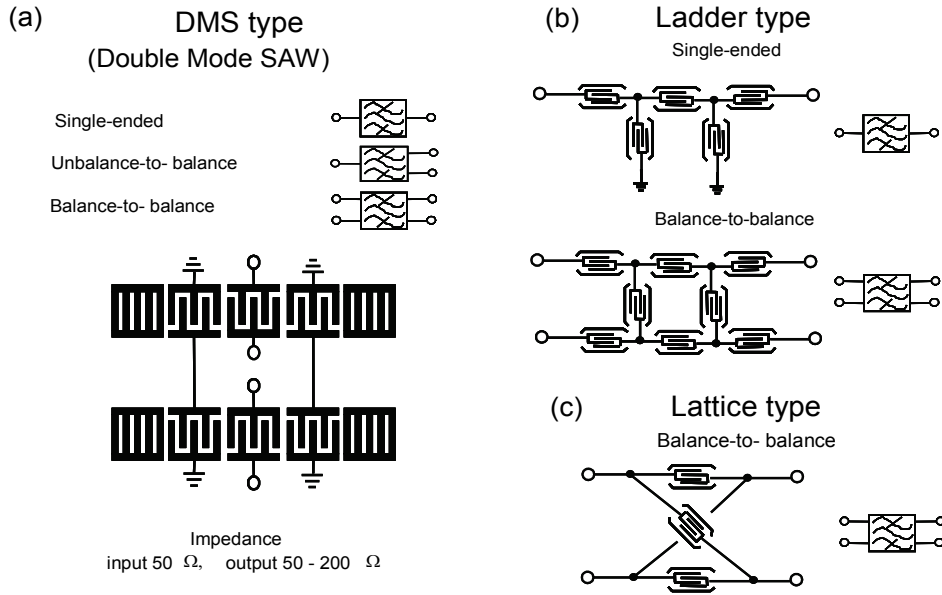


図 2-3-1-1 SAW フィルタの代表設計 (a) DMS フィルタ, (b)ラダーフィルタ、  
(c) ラティスフィルタ

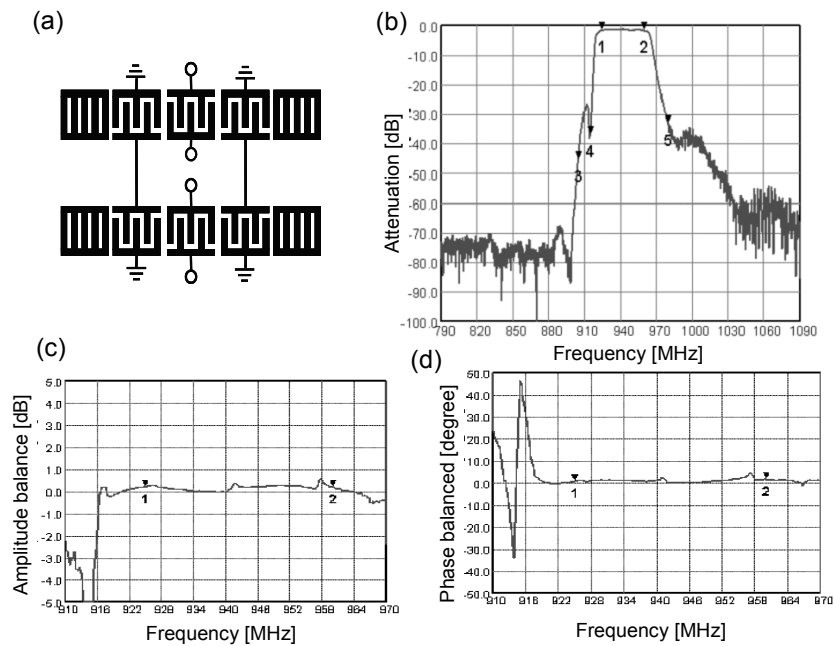


図 2-3-1-2 DMS フィルタ特性 (a) フィルタの基本構造、(b) 通過特性、(c) バランス出力の振幅特性 (d) バランス出力の位相特性

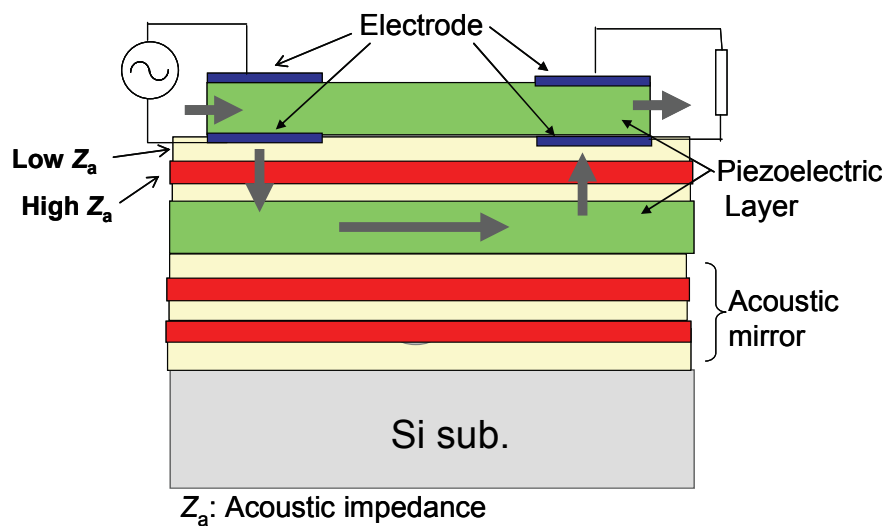


図 2-3-1-3 BAW バランスフィルタの構造

### 2.3.2 製造工程

近年、SAW デバイスでは温度特性改善技術が開発され実用化が進んでおり [2-11, 2-12]、

製造プロセスも複雑になりつつある。ここでは FBAR/SAW の基本的な製造プロセスの差を紹介、比較する。

SAW デバイスは基本的にはその中心周波数は電極ピッチで決定され、基本構造は Al を主成分とする電極一層で構成されている。圧電基板上に所望の電極パターンを得るには、リフトオフもしくはエッチングプロセスを使用することになるが、ウエファ工程では一層のフォトマスクで十分であり、シンプルな工程である。FBAR においては、その中心周波数は構成する膜厚に依存するために、高精度の周波数調整技術が必要となる。構成する膜構造は下部電極膜、圧電膜そして上部電極であり、それぞれにパターン形成が必要であり、最低 3 層分のパターン形成用マスクとさらにキャビティ形成用マスクが必要となる。微細パターンは不要なもののウエファ工程は SAW のそれと比較して煩雑である。実装プロセスにおいては、双方同様なテクノロジーを使用し、フェースダウンボンディングが一般的で、セラミックパッケージもしくは WLP (Wafer Level Package) が採用される。図 2-3-2-1 にこれら内容をまとめる。

ここでは従来のキャビティ型 FBAR の基本プロセスを紹介したが、第 4 章では構造が簡易で高性能な Air-gap 型 FBAR について詳しく述べる。

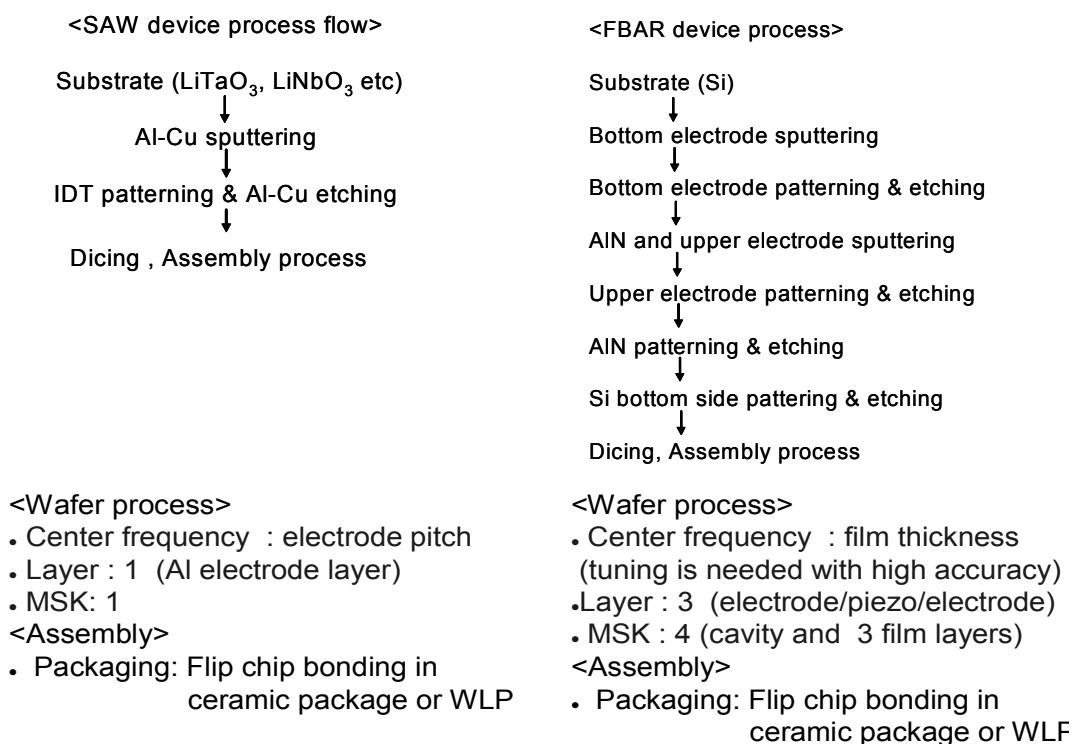


図 2-3-2-1 FBAR および SAW の製造工数、技術の概略

### 2.3.3 Qファクタとフィルタ損失

2.1.2章で述べたが、共振器の $Q$ 値はフィルタの損失を決める重要なファクタである。一般的に高周波用途の受動部品は使用周波数の増加とともに $Q$ 値が低下する傾向にある。その主な原因は抵抗損や寄生リアクタンスの増加によるものと考えられる。弾性波デバイスにおいても同様で、高周波化による $Q$ の劣化や損失の増大は避けられない。SAWデバイスの場合には高周波化に伴い、IDTの電極厚みのみならず線幅が減少し、その影響は大きい。

図 2-3-3-1 に同じ設計を適用した 5 GHz 帯の FBAR および SAW フィルタの外観図を示す [2-13]。双方のデバイスは 7 個の共振器から構成された 4 段のラダーフィルタである。SAW フィルタでは、 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$  基板上に Al-Cu 電極を 60 nm 形成し、180 nm 幅の電極指を EB (Electron Beam) 露光機でレジストパターンを形成し、RIE により電極をエッチングしている。FBAR の場合には SAW のようなサブミクロン精度のパターンは不要で、電極膜として使用している Ru の厚みも約 130 nm と厚く、抵抗損の影響は SAW より受けにくい。800 MHz 帯から 9 GHz 帯での BAW/SAW の  $Q$  に関する報告例を表 2-3-3-1 にまとめる。2 GHz 帯までの SAW の  $Q$  特性は良好で実用上十分使用できる値であると考ええる。しかしながら 5 GHz 帯での特性劣化は大きい。それに対し BAW の  $Q$  は SAW のそれより高い数値を示しているのが分かる。共振  $Q$  のみならず反共振  $Q$  も SAW より高いのは弾性的問題が影響していると考えられる。図 2-3-3-2 に 5 GHz 帯 FBAR および SAW の 1 ポート共振器のスミスチャートを示すが、損失の差が良く分かる。また、図 2-3-3-3 に 5 GHz 帯 FBAR, SAW および LC フィルタの特性比較を示すが、FBAR では 2 dB で 230 MHz と広帯域の特性が得られ、かつ急峻なスカート特性が得られていることが分かる。

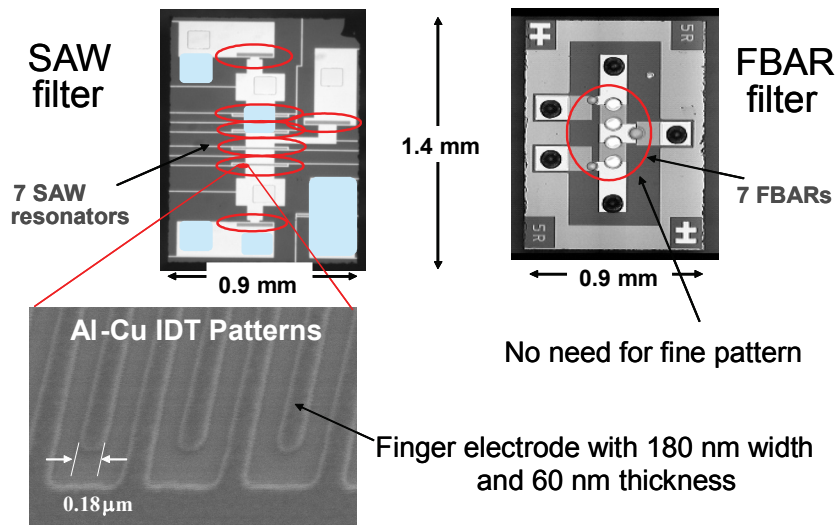


図 2-3-3-1 5 GHz SAW フィルタ及びFBARの外観

表 2-3-3-1 共振器の Q ファクタの比較

Technology	Frequency	$Q_r$	$Q_a$	Ref.No.
SAW	0.8 GHz	841		[2-14]
SAW	1.9 GHz (PCS)	320	1080	[2-15]
SAW	5 GHz (WLAN)	192	256	[2-13]
FBAR	0.9 GHz (Band 8)	2500	3200	[2-16]
FBAR	1.9 GHz (PCS)	2780	2880	[2-17]
FBAR	2 GHz (Bnad1)	1500	1100	[2-17]
SMR	1.9 GHz	900	2500	[2-18]
SMR	1.8 GHz	1400		[2-19]
FBAR	9.1 GHz	239	488	[2-20]



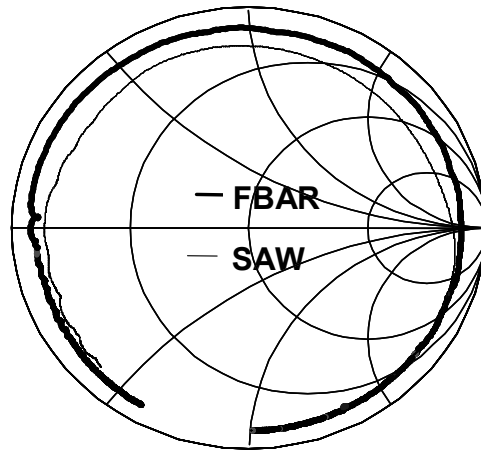


図 2-3-3-2 5 GHz 帯 FBAR および SAW 共振器の  $S_{11}$  特性

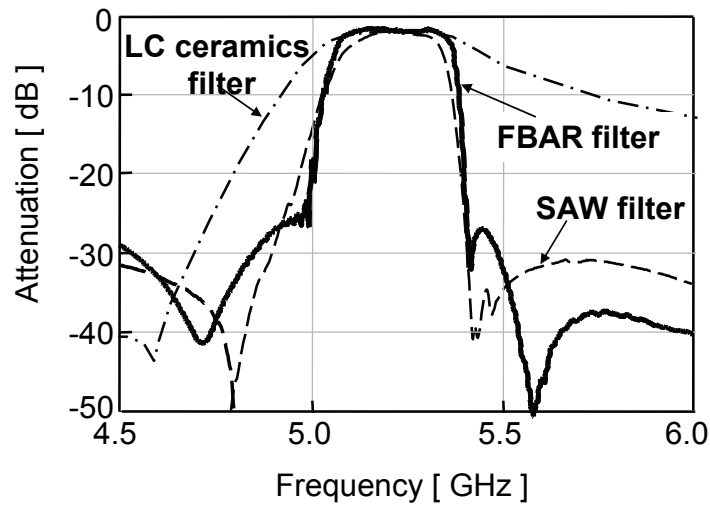


図 2-3-3-3 5 GHz 帯 FBAR、SAW 及び LC フィルタの特性比較

### 2.3.4 耐電力性能

5 GHz 帯 FBAR および SAW フィルタ（図 2-3-3-参照）を使用して、耐電力性能を評価した。環境温度 70°C でフィルタの通過帯域に電力を印加し、特性劣化し損失もしくは帯域幅が変化した時間を寿命と判断した。図 2-3-4-1 に評価結果を示すが、SAW では

15 mW で 10 万時間の寿命と推測されるのに対して、FBAR では 800 mW で 10 万時間の寿命と推測される。この差の主な理由は、電極抵抗によるジュール熱の発生によるものと振動モードの差によるものと考えられる。2.3.3 章で説明したが、SAW 電極指は 180 nm 幅、厚み 60 nm と非常に微細で抵抗損が大きい。SAW は 42°Y-X LiTaO<sub>3</sub> の S-H モードを使用し、FBAR は AlN の TE (Thickness extension)モードを使用しているが、S-H モードでは弾性的な応力が微細電極中に発生し、特に高周波領域で大電力を印加された場合には非常に厳しい環境と考えられる。TE モードでは応力の殆どが AlN 中に集中し、電極への負荷は S-H モードほど厳しくないと考えられる。

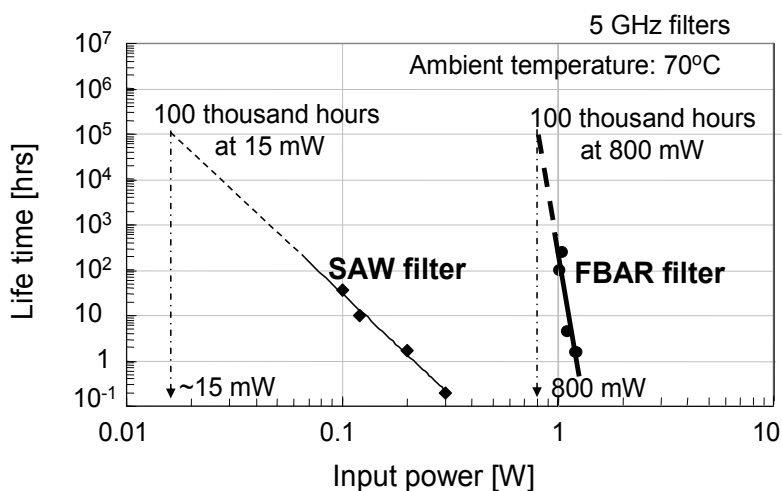


図 2-3-4-1 5 GHz 帯 FBAR および SAW フィルタの耐電力特性

### 2.3.5 非線形特性

大電力伝送時の BAW/SAW の非線形歪みは近年大きな課題となってきた[2-21]、特に BAW の 2 次歪みについては、課題が大きい。非線形 2 次歪みの発生原因は圧電結晶の構造の対象性によるものであるが、安定生産がなされている、LiTaO<sub>3</sub> や LiNbO<sub>3</sub> 単結晶の場合には特性バラツキは非常に小さいと考えられるが、AlN のような圧電薄膜の場合には製造プロセス条件に依存するところも大きいと考えられる。それ以外にも BAW/SAW の構造の差により、非線形歪みに大きな差が生じることが考えられる。

本件については、第 5 章でその解析、対策そして評価結果について詳しく述べる。

### 2.3.6 技術の棲み分け

これまでの検討結果をもとに、BAW/SAW の技術の棲み分けについて議論する。高周波領域では、 $Q$  および耐電力性能の高さから BAW 技術が優れていると考えられ、特にデュプレクサのような大電力用に適していると考ええる。現在の市場動向からみても、1.9 GHz 帯以上で BAW の優位さが出ていると判断できる。2 GHz 帯以上では SAW では特性の維持、特に損失や耐電力性能の面で厳しく、BAW 技術を選択すべきと考える。但し、SAW の特性改善も進み 1.9~2 GHz 帯の領域（PCS や WCDMA Band 1）は競合領域ではある[2-11, 2-12]。

1 GHz 以下の大電力を扱う領域、例えば WCDMA band 5 等のデュプレクサでは SAW でも十分な特性を実現できており、実績も十分である。また、コスト面で非常に厳しい領域であり、SAW 技術を選択すべきである。

GSM や CDMA, WCDMA システムの小電力用途の段間用のフィルタでは unbalance/balance 変換が必要な場合が多く、コスト面でも厳しいことから SAW 技術が選択されるべきと考える。これら提案を図 2-3-6-1 にまとめる。

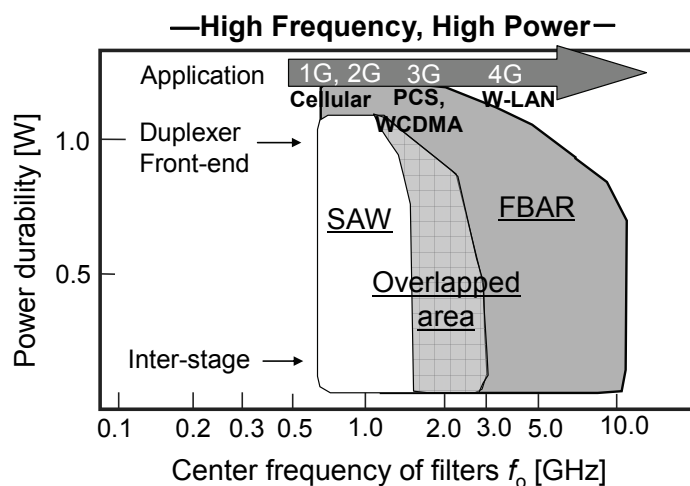


図 2-3-6-1 BAW/SAW の応用マップ

## 2.4 むすび

本章では BAW の構造、設計手法ならびに BAW/SAW のベンチマークを行ってきた。FBAR および SMR の代表構造を説明しその特徴を示し、BAW の設計手法、特にラダー

フィルタの設計とキーパラメータである、結合係数や $\gamma$ の影響についてシミュレーションを用い説明した。BAW/SAWのベンチマークでは、5 GHz帯FBAR/SAWを用い、共振器の $Q$ 、耐電力性能、フィルタ性能を比較した。これまでのBAW/SAWの $Q$ に関する報告例をまとめ紹介し、BAWの性能の高さを紹介した。設計、製造プロセスの比較を行い、コスト面からの特徴を明らかにしSAWの設計の柔軟性とコストの優位性を示した。最後にこれらベンチマークの結果を考慮し、BAW/SAWの技術の棲み分けを提案した。

## 参考文献

- [2-1] W. P. Mason, "Electromechanical Transducers and Wave Filters", *D. Van Nostrand Company Inc.*, 1942.
- [2-2] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, and A. Chien, "Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 813-821.
- [2-3] R. Aigner, "Bulk-Acoustic-Wave Filters for Cell Phone Applications", *IEEE Int'l. Microwave Symp. Workshop Note & Short Courses*, WMB-14 (2004).
- [2-4] Y. Satoh, T. Nishihara, T. Yokoyama, M. Ueda, and T. Miyashita, "Development of Piezoelectric Thin Film Resonator and Its Impact on Future Wireless Communication Systems", *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.44, 2005, pp.2883-2894.
- [2-5] H. Satoh, Y. Ebata, H. Suzuki and C. Narahara, "AN AIR-GAP TYPE PIEZOELECTRIC COMPOSITE THIN FILM RESONATOR", *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 1985, pp.361-366.
- [2-6] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, "Development of Low-Loss Band-Pass Filters Using SAW Resonators for Portable Telephones", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1992, pp. 111-115.
- [2-7] 佐藤良夫、伊形理、松田隆志、西原時弘、内柴秀磨、"ラダー型 SAW フィルタ"、電通学会超音波研究会資料、US95-25, 1995, pp.39-46.
- [2-8] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara, M. Ueda, and Y. Satoh, "A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W-CDMA Application", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2005, pp. 93-96.
- [2-9] R. Ruby, J. Larson, C. Feng and S. Fazzio, "The Effect of Perimeter Geometry on FBAR Resonator Electrical Performance", *IEEE Int'l. Microwave Symp., TU3D*, 2005.

- [2-10] G. G. Fattinger, R. Aigner, and W. Nessler, "Coupled Bulk Acoustic Wave Resonator Filters: Key technology for single-to-balanced RF filters", *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, 2004, pp.927-930.
- [2-11] M. Miura, T. Matsuda, M. Ueda, Y. satoh, O. Ikata, Y. Ebata and H. takagi, "Temperature compensated LiTaO<sub>3</sub>/Sapphire Saw Substrate for High Power applications", *IEEE Proc. Of Ultrason. Symp.* 2005, pp.573-576
- [2-12] M. Kadota, T. Nakao, K. Nishiyama, S. Kido, M. Kato, R. Omote, H. Yonekura, N. Takada, and R. Kita, "Small Surface Acoustic Wave Duplexer for Wide-Band Code-Division Multiple Access Full-Band System Having Good Temperature Characteristics", *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 46, 2007, pp.4714-4717.
- [2-13] M. Ueda and Y. Satoh, "FBAR and SAW Technologies and Their Applications for Mobile Communication", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference Workshops & Short Courses Digest*, WS12-4, 2006.
- [2-14] S Inoue, J. Tsutsumi, T. Matsuda, Y. satoh, M. Ueda and O. Ikata,., *Ultra-Steep Cut-Off Filters using High-Q SAW Resonators with Suppressed Side Radiation*, 32th EM symp. 2003, pp.95-98 (in Japanese).
- [2-15] T. Nakao, M. Kadota, K. Nishiyama, Y. Nakai, D. Yamamoto, Y. Ishiura, T. Komura, N. Takada, and R. Kita, Smaller Surface Acoustic Wave Duplexer for US Personal Communication Service Having Good Temperature Characteristics, *Jpn. J. Apl. Phs.*, Vol.46, 2007, pp.4760-4763.
- [2-16] R. Ruby., *Review and Comparison of Bulk Acoustic wave FBAR, SMR Technology* , Proc. IEEE Ultrasonics Symp, 2007, pp. 1029-1040
- [2-17] S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, M. Ueda and Y. Satoh, "An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate", *3rd Int. Symp. on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2007, pp. 93-96.
- [2-18] G. Fattinger, R. Aigner and S. Marksteiner, *Everything You Always to Know about BAW*, 2006 Asia-Pacific Microwave Conference Workshops & Short Courses Digest, WS12-2, 2006.
- [2-19] H. J. Timme and R. Aigner, *Bulk Acoustic Wave Filters for Mobile Cellular Communications*, Workshop and Tutorial Notes, IEEE Int'l Microwave Symp., 2005, WSC.
- [2-20] M. Hara T. Yokoyama, M Ueda and Y. satoh, "X-band Filters Utilizing AlN Thin Film Bulk

Acoustic Resonators” *IEEE Proc. Ultrasonics Symp*, 2007, pp.1152-1155.

- [2-21] J.Tsutsumi, S.Inoue, M.Ueda and R.Weigel, “Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers on Third Generation Mobile Phone Systems”, *Proc. Of the European Micro Wave Association*, Vol. 3, 2007, pp. 120-127.

## 第3章 低損失化のための材料の選択

### 3.1 まえがき

携帯電話の RF 回路コンポーネントとして使用される BAW デバイスにおいては、動作周波数が高く、励振される弾性波の波長に対して電極の厚さは無視できない。図 3-1-1 に FBAR の断面構造を示すが、図中(b)は 2 GHz 帯 FBAR メンブレン部の断面 SEM (Scanning Electron Microscope) 像である。AIN 約 1  $\mu\text{m}$  に対して電極厚み約 250 nm である。高 Q で高い電気機械結合係数を得るための電極に求められる特性としては、音響インピーダンスが高いこと、電気抵抗が低いことが挙げられる。電極材料の選択は FBAR デバイスの低損失化の重要因子であり[3-1~3-7]、本章では、特に電極材料の音響インピーダンスに着目し、最適な材料を選択するための解析ならび実験的検証を実施する。本研究を通して BAW デバイスの低損失化が実現されるものである。

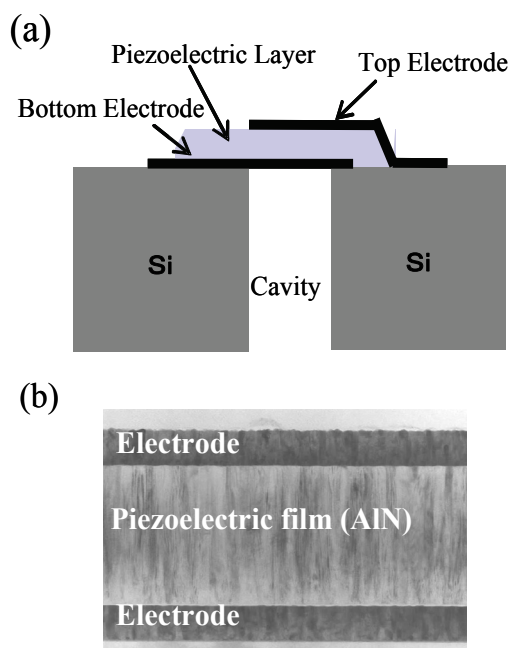


図 3-1-1 FBAR 構造 (a) 断面構造、(b)メンブレン断面

### 3.2 電極材料の共振器特性への影響

まずは解析手法について述べる。結合係数、粒子変位、共振器およびフィルタの解析には Mason の等価回路を使用した (図 3-2-1)。ここでは、電極および AIN 部の損

失を考慮し、 $\theta_m$ および $\theta_p$ は以下の形で回路中使用されている。

$$\theta_m = \alpha_m \cdot t_m + j\beta_m \cdot t_p \quad (3-2-1)$$

( $\beta_m$ : 波数、 $\alpha_m$ : 電極の損失項、 $t_m$ : 電極の厚さ、 $V_m$ : 電極の音速)

$$\theta_p = \alpha_p \cdot t_p + j\beta_p \cdot t_p \quad (3-2-2)$$

( $\beta_p$ : 波数、 $\alpha_p$ : AIN の損失項、 $t_p$ : AIN の厚さ、 $V_p$ : AIN の音速)

音響インピーダンスは 式(3-2-3)で与えられ[3-1]、 $K^2$  の導出には式(3-2-4)を使用した [3-8]。

$$Z = \sqrt{\rho \cdot E} \quad (3-2-3)$$

( $Z$ : 音響インピーダンス、 $\rho$ : 密度、 $E$ : ヤング率)

$$K^2 = (\pi/2)^2 \cdot (\omega_r / \omega_a) \cdot (\omega_a - \omega_r) / \omega_a \quad (3-2-4)$$

( $\omega_r$ : 角共振周波数、 $\omega_a$ : 角反共振周波数)

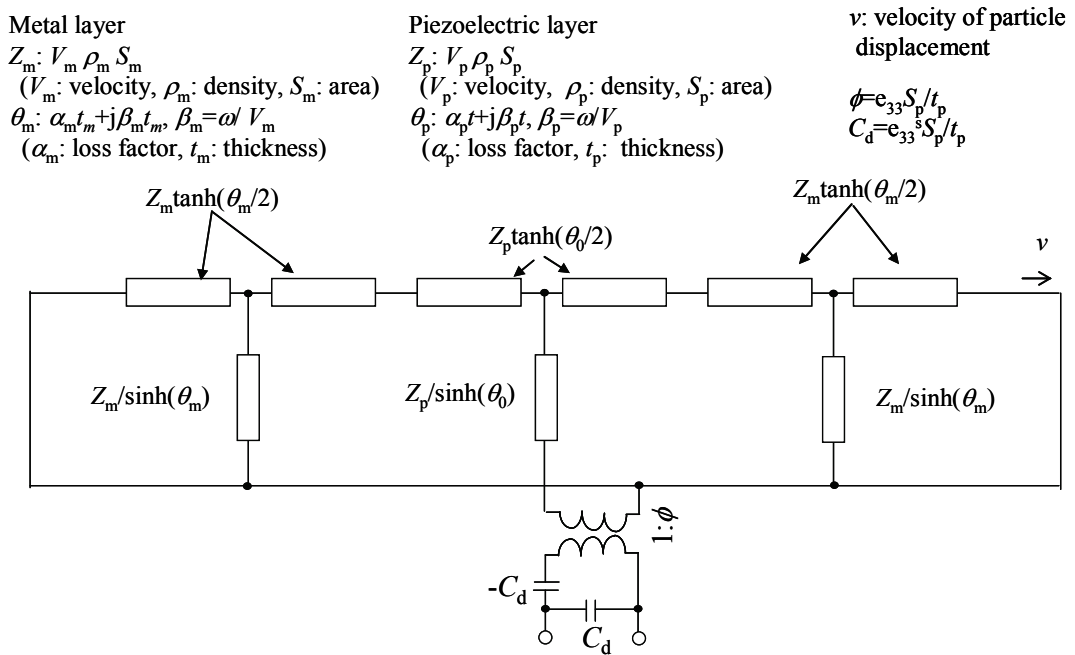


図 3-2-1 Mason の等価回路



続いて、電極材料の音響インピーダンスについて検討した。図 3-2-2 に各種材料のヤング率、密度および音響インピーダンスを AIN の値で規格化したものをまとめる。音響インピーダンスは式(3-2-3) に示すようにヤング率および密度の積で決定されるが、Au や Cu は主に密度が支配的で、Mo,Ru や W は硬く、重たい材料であることが分かる。特に Ru に関してはヤング率が大きい。図 3-2-3 に、各種電極材料を使用した FBAR の  $K^2$  の計算結果をまとめる。計算では、AIN の厚みを  $1.1 \mu\text{m}$  とし、電極と AIN の厚さの比率（電極/AIN）は 0.2 とした。計算結果より、 $K^2$  は音響インピーダンスの増加とともに、増加する傾向があるが、Au や Cu のような、ヤング率が小さく（軟らかく）、かつ密度が大きい材料では、 $K^2$  は小さい。また、Cr, Mo, Ru や W のようなヤング率が高く、密度の高い材料では大きな  $K^2$  が得られることがわかる。

音響インピーダンスが  $K^2$  へ影響することは明らかであるが、ヤング率と密度がそれぞれどのように影響するか計算を行った。FBAR 共振特性を計算する際に  $E$  もしくは  $\rho$  の一方のみを変化させて、 $K^2$  を算出した（もう一方は固定）。図 3-2-4 および図 3-2-5 に計算結果を示す。横軸には電極の音響インピーダンス ( $Z_E$ ) を AIN の音響インピーダンス ( $Z_{AIN}$ ) で規格化した数値を表し、縦軸には計算で得られた  $K^2$  を示す。図 3-2-4 では密度を、図 3-2-5 ではヤング率を固定して、音響インピーダンスを機械的に変化させている。図中に示す密度、ヤング率の値は小さい順番でそれぞれ Ti, Cr および Ru に相当する数値を示している。また、それぞれの規格化音響インピーダンスについては、図 3-2-2 を参考にして頂きたい。図 3-2-4 より、音響インピーダンスの増加（ここではヤング率の増加に相当）とともに  $K^2$  の向上が見られ、材料の密度に応じて依存度は異なり、高密度の材料ほど、高ヤング率でなければ、高い  $K^2$  が得られないことを示している。図 3-2-5 より、高ヤング率の場合では音響インピーダンス（密度に相当）の変化に対して  $K^2$  の変化は僅かであるが、低ヤング率の場合では  $K^2$  の変化は大きく、音響インピーダンスの増加とともに  $K^2$  は低下傾向にある。これらより、高い  $K^2$  を得るには高ヤング率材料の選択が必要である。

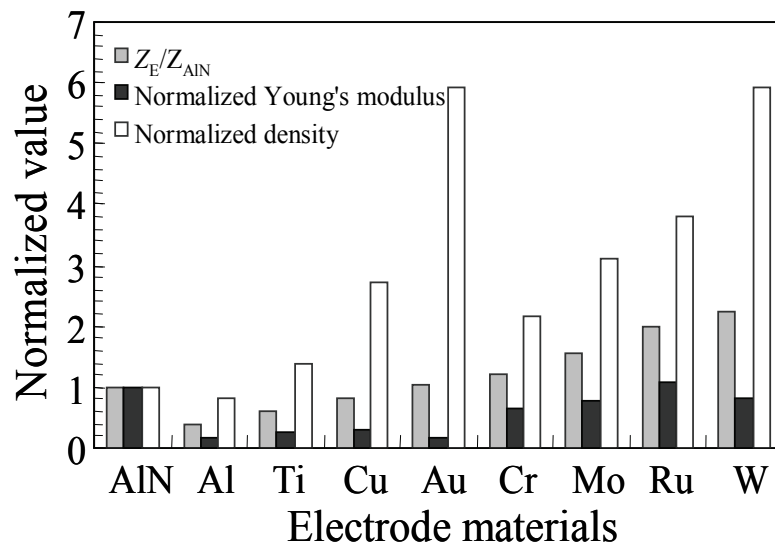


図 3-2-2 各種電極材料のヤング率、密度および音響インピーダンス

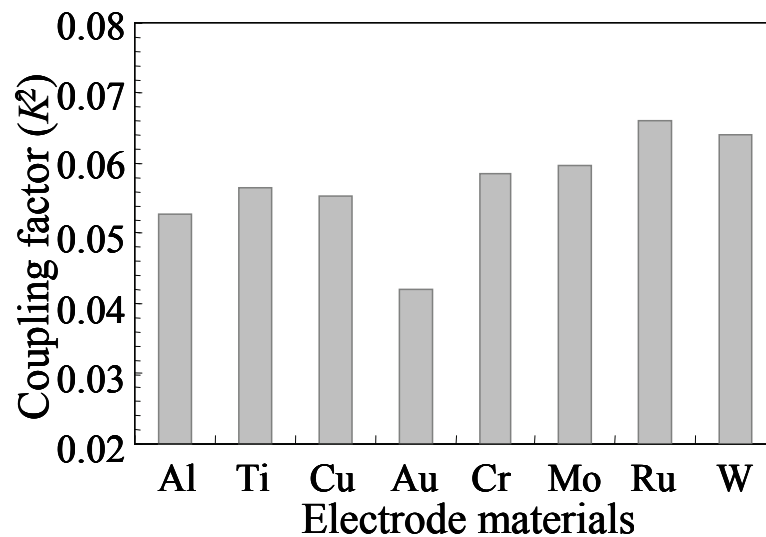


図 3-2-3 各種電極材料を使用したFBARの電気機械結合係数

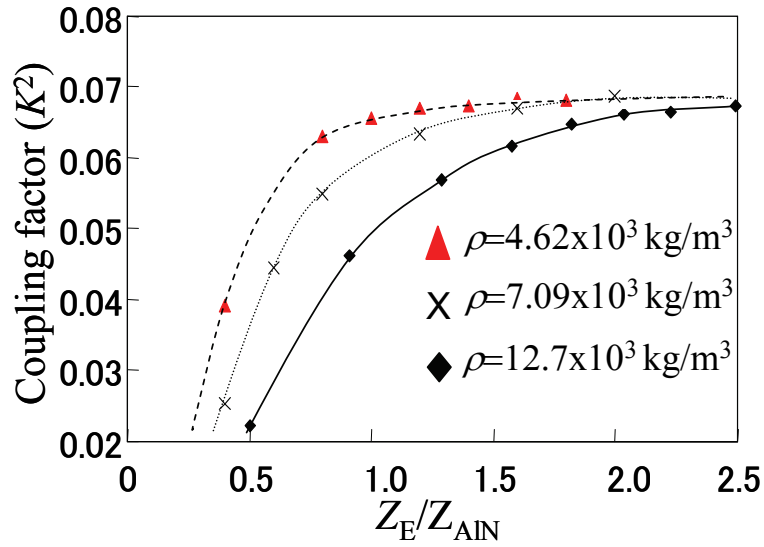


図 3-2-4 電極の規格化音響インピーダンスに対する FBAR の結合係数 (密度一定)

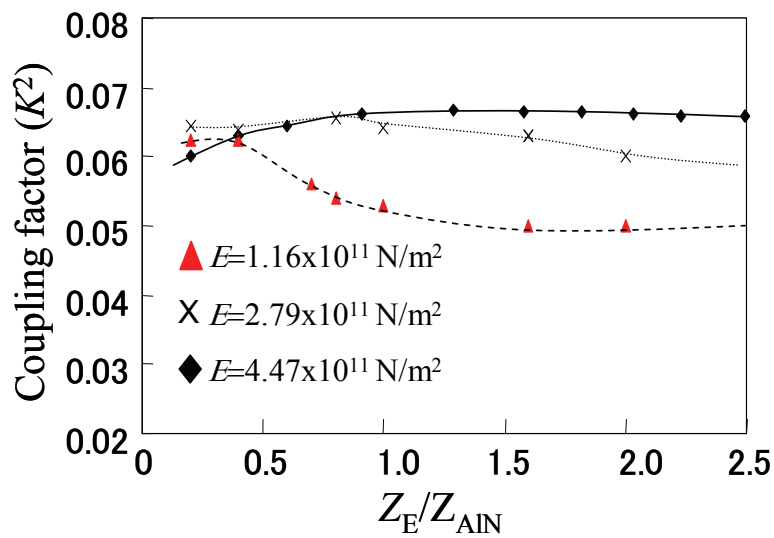


図 3-2-5 電極の規格化音響インピーダンスに対する FBAR の結合係数 (ヤング率一定)

続いて FBAR 断面の応力分布を求めることを目的に、AIN および電極の粒子変位を算出した。計算に使用したモデルを図 3-2-6 に、計算した規格化粒子変位を図 3-2-7 に示す。図 3-2-7 では電極および AIN の膜厚比 (電極/AIN) を約 0.4 とし、共振器の共

振周波数が 2 GHz になるように膜厚の絶対値をコントロールしてある。また、それぞれの FBAR において、共振器のインピーダンスと電力密度が一定になるようにサイズも制御されている。規格化粒子変位をみると、Al や Ti, Cu, Au のような低ヤング率の材料では AlN の粒子変位が電極の粒子変位より小さく、それに反し、高ヤング率材料である Cr や Mo, Ru, W では電極の粒子変位は小さく AlN の変位が大きいことが分かる。続いて、これら結果を基に、FBAR 断面中の弾性エネルギーの分布を計算した。弾性エネルギーは運動エネルギー(式(3-2-5))とポテンシャルエネルギー(式(3-2-6))の和(式(3-2-7))で表すことができる [3-9]。

$$E_k = (1/2)\rho v^2 \quad (3-2-5)$$

$$E_p = (1/2)ES^2 \quad (3-2-6)$$

$$E_t = E_k + E_p \quad (3-2-7)$$

( $E_k$ : 運動エネルギー密度,  $E_p$ : ポテンシャルエネルギー密度,  $E_t$ : トータルエネルギー,  $\rho$ : 密度,  $v$ : 粒子変位速度,  $E$ : ヤング率,  $S$ : 歪)

図 3-2-8 に各種電極材料を使用した FBAR の弾性エネルギー分布を示す。計算結果より、低ヤング率の材料を使用した FBAR では AlN の弾性エネルギーは低く、メタル中へのエネルギー分布が多くなり、特に Au ではその傾向が強くてている。反面、高ヤング率材料を使用した FBAR では、多くのエネルギーが AlN 中に集中していることがわかる。本調査範囲では Ru の採用が効果的であることが分かる。さらに FEM にて FBAR 断面の応力分布を計算した(図 3-2-9)。図中(a)は高ヤング率材料を使用した場合で、(b)は低ヤング率材料を使用した場合である。双方とも共振周波数での応力分布を示す。ヤング率が高いものでは電極間(AlN 中)に、より強く応力が集中していることが分かる。つまり高ヤング率材料でサンドイッチすることで、効果的に弾性エネルギーを閉じ込めていると考えられ、これにより、高い  $K^2$  が得られていると推測できる。反面、低ヤング率材料では、AlN に分布するエネルギーの割合に対して電極中

に入り込むエネルギーの割合が高くなっていると考える。

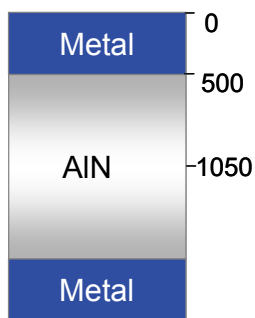


図 3-2-6 FBAR 断面モデル

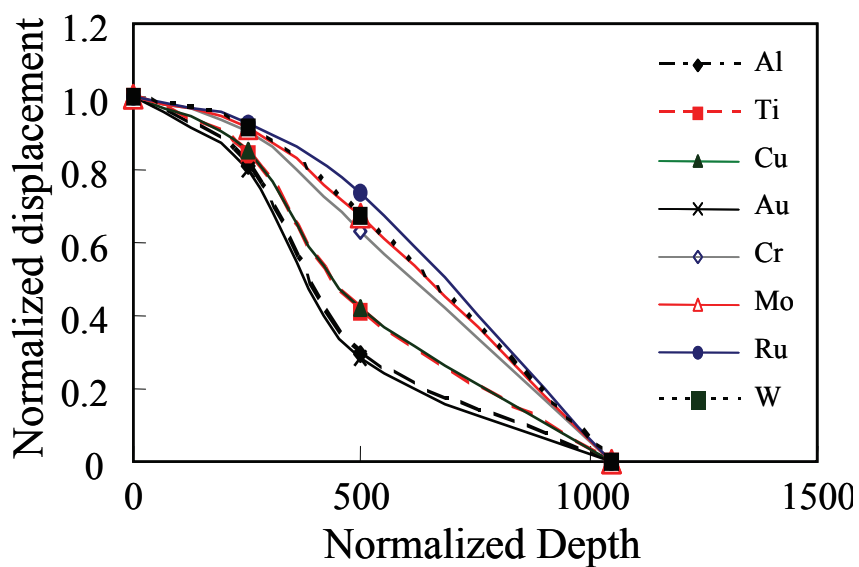


図 3-2-7 FBAR 断面に対する粒子変位の分布

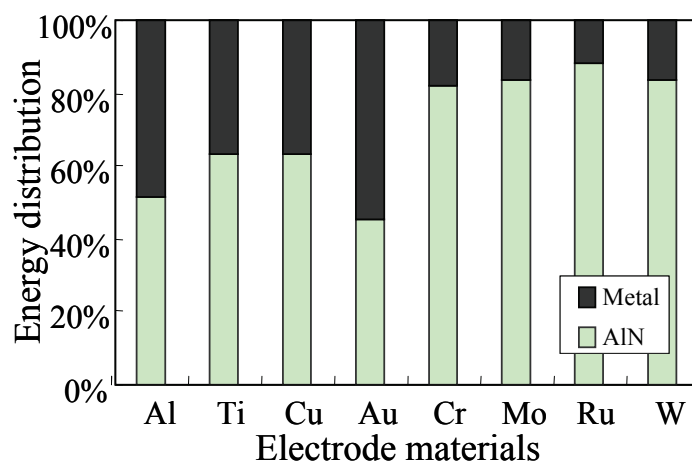


図 3-2-8 各種電極を使用した FBAR の弾性エネルギーの分布

(a)

$$Z_E/Z_{AIN}=2.0$$

( $E=4.47 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$ )

(b)

$$Z_E/Z_{AIN}=1.3$$

( $E=1.79 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$ )

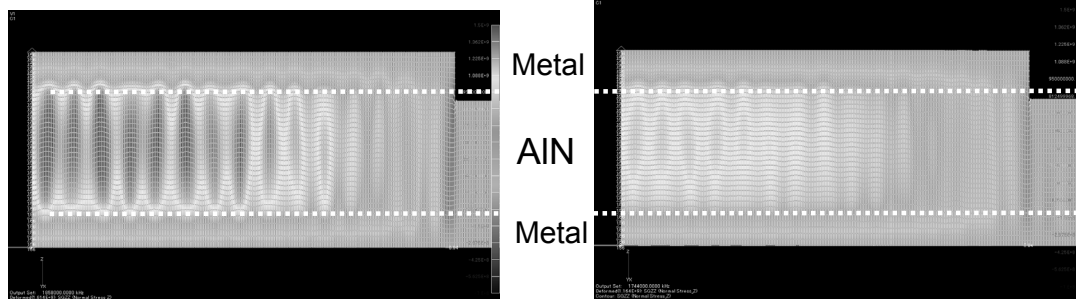


図 3-2-9 FBAR 断面の応力分布 (a) 高ヤング率材料使用、(b)低ヤング率材料使用

### 3.3 各種電極材料を使用したデバイスのシミュレーション

各種電極を使用した FBAR の共振器およびフィルタレスポンスを計算した。ここで、インピーダンスはすべて同じになるよう調整され、電極のロスファクタ  $\alpha_m$  はすべて共通の値が使用され、AIN のロスファクタ  $\alpha_p$  もすべての共振器で同様とした。図 3-3-1 に各共振器の通過特性 ( $S_{21}$ ) を示す。各 FBAR の反共振特性は、音響インピーダンスに関係していることが明白であり、高音響インピーダンス (Mo, Ru) を使用した

FBAR では、反共振周波数の減衰特性が他と比較して大きく、共振周波数での損失も低い結果が得られている。 図 3-3-2 に Ru, Cu, Al を使用した FBAR ラダーフィルタの通過特性 ( $S_{21}$ ) を示す。 Al, Cu の場合には  $K^2$  が小さく広い帯域をカバーできないばかりでなく、損失も大きい。 反面、Ru を使用した場合には、広帯域で低損失なフィルタが得られることが分かる。 図 3-3-3 には、Ru と AlN の膜厚比 (Ru/AlN) と  $K^2$  の関係の計算結果を示す。 Ru/AlN が 0.1 で最大の  $K^2$  が得られる。 但し、実デバイスへ応用する際には、電極厚を薄くすることは、抵抗の増大につながるために、トータルパフォーマンスとして最適値の選択が必要である。

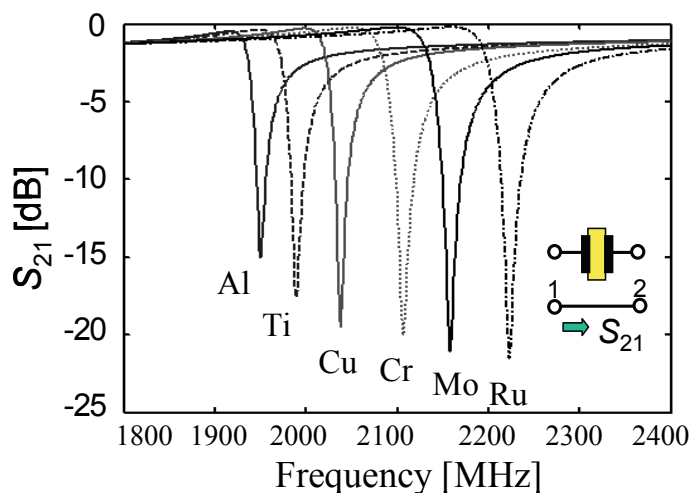


図 3-3-1 各種電極材料を使用した FBAR の  $S_{21}$  特性

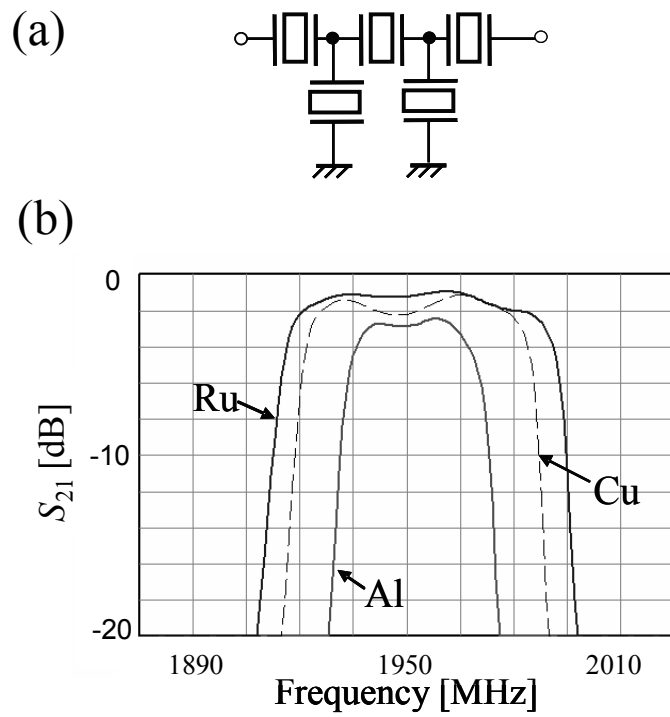


図 3-3-2 各種電極を使用した FBAR ラダーフィルタ(a)の通過特性 (b)

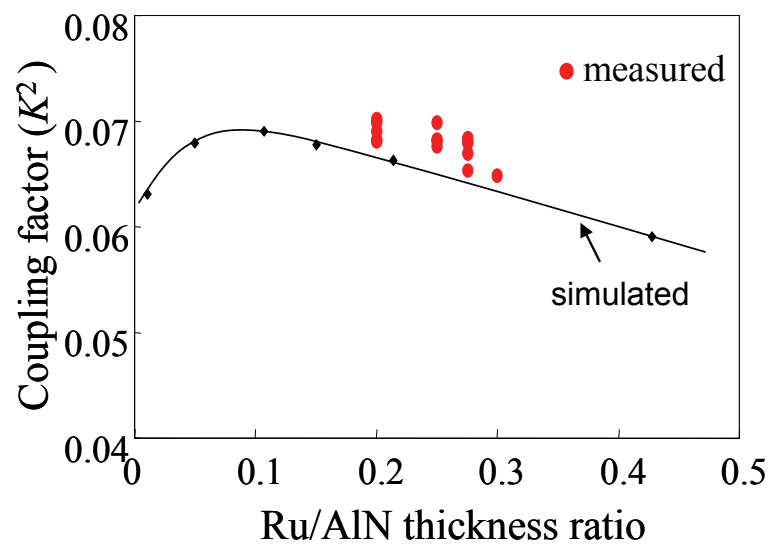


図 3-3-3 Ru/AlN 膜厚比に対する結合係数の関係



### 3.4 実験的検証

これまでの計算結果を検証すべく、各種電極材料を使用して Deep-RIE 型 FBAR [3-10] を作成、評価を実施した。図 3-4-1 に共振器特性をまとめる。ここでは、横軸に規格化音響インピーダンスを、縦軸に FBAR の反共振周波数の減衰量をプロットしている。これまでの計算結果同様、音響インピーダンスの増加とともに、減衰特性が増加していることが分かる。本調査範囲では、特に Ru の特性が優れており、Ru を使用したフィルタの試作を実施した。図 3-4-2 に WCDMA band 1 用 Tx フィルタの特性例を示す。2 dB 以下の挿入損失並びに、Rx 帯で 45 dB 以上の減衰特性が得られており、実用上良好な特性が得られた。

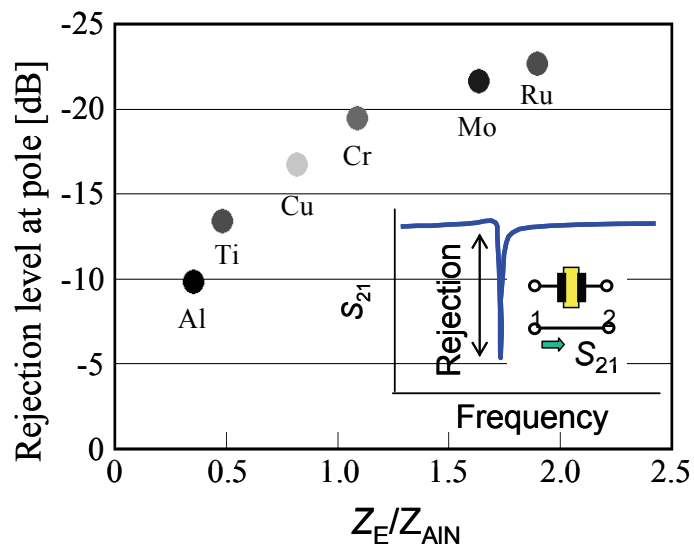


図 3-4-1 各種電極材料を使用した FBAR の音響インピーダンスと  $S_{21}$  減衰極の関係

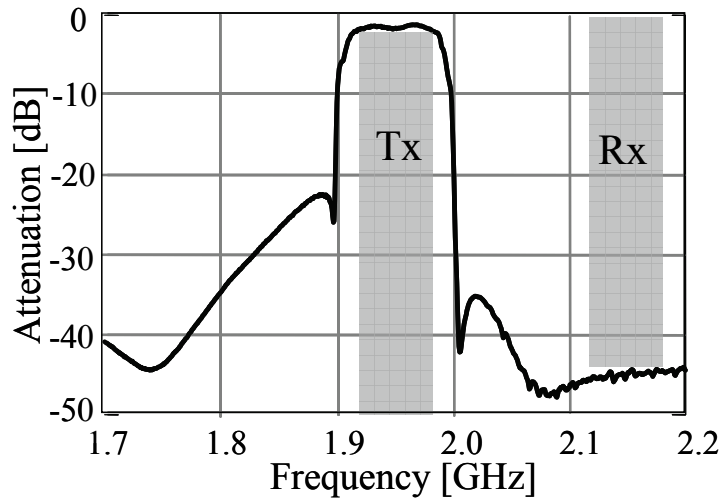


図 3-4-2 Ru/AlN/Ru 構造 FBAR を使用した WCDMA band 1 用

Tx フィルタの特性

### 3.5 むすび

Mason の等価回路を使用して、FBAR の電極の音響インピーダンスが FBAR 特性にいかにかに影響するかを計算した。本研究では、ヤング率および密度の効果を独立に考察した。結合係数は、特にヤング率の影響が支配的で、高結合係数の FBAR を得るには高ヤング率材料の選択が必要である。逆に、ソフトで密度の大きな材料は、結合係数の低下を導く。さらにその物理的イメージを解明すべく、FBAR 断面の粒子変位および弾性エネルギーの分布を計算した。高ヤング率（高音響インピーダンス）材料では、AlN 中のエネルギー分布が電極中のそれと比較して大きく、効率よく弾性波を励振していると推測できる。また、低ヤング率の材料では電極中の弾性波分布が大きくなっている。本調査は FEM 解析でも同様な結果が得られた。

材料の異なる電極を使用して、共振器およびフィルタのシミュレーションを実施した。高音響インピーダンス材料である Ru では低損失、広帯域特性のフィルタ特性が可能であることが判明した。反面、Al や Cu のような低音響インピーダンス材料を使用した場合は、広帯域化が困難で、損失も大きくなることが分かった。

最後にこれら理論結果を確認すべく、実験的検証を実施した。結果、計算同様の結果が得られ、調査範囲では Ru が最適との結果を得た。さらに、Ru を使用した FBAR を使用して、WCDMA band 1 用 Tx フィルタを設計、作成した。損失 2 dB 以下、Rx 帯域減衰が 45 dB 以下と良好な結果を得た。以降の章では電極材料として Ru を適用し

ている。

## 参考文献

- [3-1] T. Yokoyama, T. Nishihara, S. Taniguchi, M. Iwaki, Y. Satoh, M. Ueda, and T. Miyashita, “New Electrode Material for Low-loss and High-Q FBAR Filters”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2004, pp.429-432
- [3-2] 上田政則、西原時弘、堤潤、横山剛、岩城匡郁、佐藤良夫, “AIN 圧電薄膜を使用した FBAR の高 Q 化と 2GHz 帯デュプレクサへの応用“ 第 35 回 EM シンポジウム予稿集,(2006),pp. 35-38
- [3-3] M. Ueda, T. Nishihara, J. Tsutsumi, S. Taniguchi, T. Yokoyama, S. Inoue, T. Miyashita, and Y. Satoh, “High-Q Resonators with FBAR/SAW Technology and their Applications”, *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, TU3D-1, 2005.
- [3-4] Y.Satoh, T.Nishihara, T.Yokoyama, M. Ueda, and T. Miyashita, “Development of Piezoelectric Thin Film Resonator and Its Impact on Future Wireless Communication Systems”, *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.44, 2005, pp.2883-2894
- [3-5] 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 , 2007, pp. 4642-4645.
- [3-6] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, and A. Chien, “Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2001, pp. 813-821.
- [3-7] [K.M.Lakin, J.Belsick, J.F. McDonald, and K.T. McCarron., “Improved bulk wave resonator coupling coefficient for wide bandwidth filters”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp*, 2001, pp. 827-831.
- [3-8] J. Larson, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, “Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 863-868.
- [3-9] 柴山等, ”弾性波素子技術ハンドブック”, 日本文社, 1991, pp.27
- [3-10] T. Nishihara, T. Yokoyama, T. Miyashita, and Y.Satoh, “High Performance and Miniature Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for 5 GHz”, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2002, pp. 969-972.



## 第4章 Air-gap型高周波FBARデバイスの提案と実証

### 4.1 まえがき

第2章では SAW デバイスと比較して、FBAR デバイスの特徴を述べ、その中で製造コストが課題であることを説明した。従来の構造と比較して、簡単な構造で高性能な FBAR が実現できたならば、市場に対するインパクトは大きい。さらには FBAR は高周波用途に適したデバイスであり、今後システムの高周波化に当たり、FBAR の可能性の検討は有意義と考える。本章では、コストを考慮した FBAR 構造の提案と、高周波化の検討、具体的には 2 GHz 帯から K-band までの領域を検討した。筆者が知る限り、K-band の弾性波フィルタの実現は世界初である。

### 4.2 Air-gap型FBAR構造

図 4-2-1 に D-RIE を使用した Via-hole 型 FBAR および新規に提案する Air-gap 型 FBAR の構造を示す。D-RIE 型と比較して、基板のエッチングが不要で、基板は Si でもガラス等でも構わない。また第2章で紹介した SMR 構造とは格段に構造がシンプルなことが分かる。

これまで Air-gap 型 FBAR の提案がなされているが[4-1~4-3]、本提案する Air-gap 型 FBAR では、メンブレンを支えるサポート膜が不要で、フラットな基板上にドーム型のメンブレンが形成されているのが特徴である[4-4, 4-5]。メンブレン部は圧電膜とその上下面に形成された電極膜の応力でドーム形状が保たれたシンプルな構造である。

製造プロセスフローの概略を図 4-2-2 に示す。その工程フローは、以下の通りである。基板上に薄い犠牲層 (数十 nm) を成膜、パターニング後、下部電極を形成。そして下部電極をパターニングし、圧電膜および上部電極成膜を形成し、圧電膜および上部電極にパターニングを施す。最後に犠牲層をエッチングし、ドーム形状を得る。これらの Air-gap 型 FBAR を複数個同一基板上に形成し、所望の回路構成のラダー型フィルタが得られる。

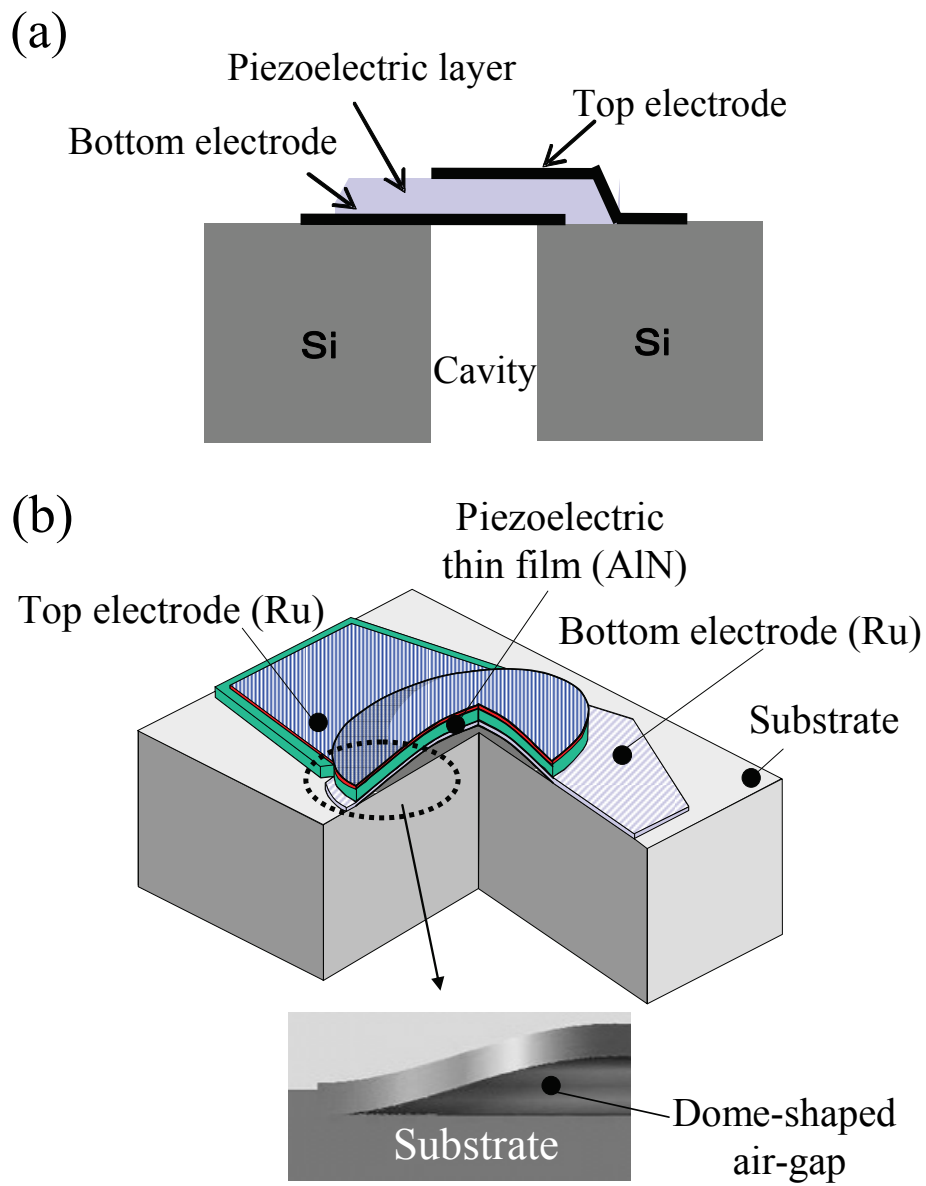


図 4-2-1 FBAR の構造 (a) Via-hole 型 (b) Air-gap 型構造

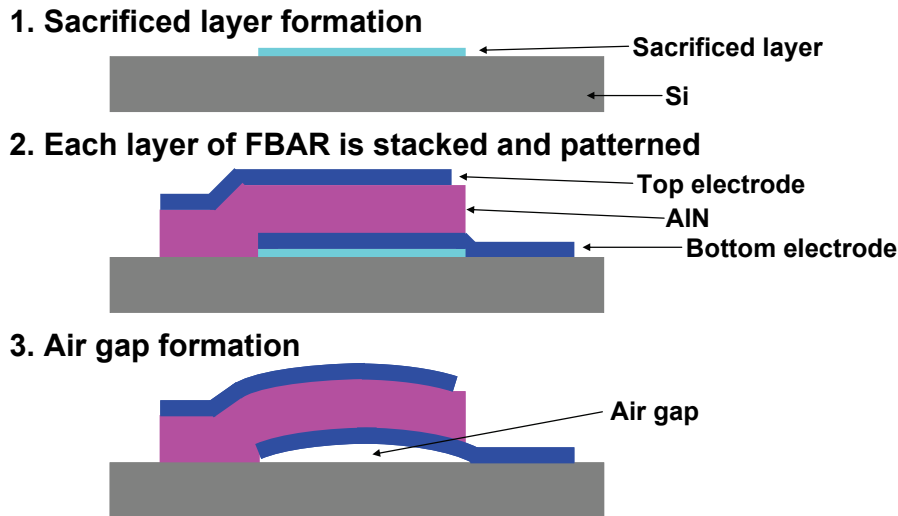


図 4-2-2 Air-gap 型 FBAR の製造工程

## 4.3 2 GHz 帯 FBAR デバイス

### 4.3.1 FEM による構造シミュレーション

次に有限要素法(FEM)を使用して膜応力とドーム形状の関係を導いた結果を報告する。図 4-3-1-1 に計算で使用した FEM モデルを示す。使用した材料は電極材料として Ru [4-6, 4-7]、圧電膜として AlN、基板は Si を採用。共振器サイズは長軸 250  $\mu\text{m}$ 、短軸 180  $\mu\text{m}$  の楕円形とし、2 GHz 帯で動作するものである。励振部の直下は Si 基板と接合されていないとして解いた。図 4-3-1-2 に得られた FBAR のドーム形状例を示す。ここでは Ru 及び AlN の膜応力をそれぞれ -700 Mpa および -200 Mpa とした。図 4-3-1-3 に電極および圧電材料の膜応力と FBAR エアギャップ部の高さ (メンブレン高さ) の結果をまとめる。ここでは Ru の応力を図中の -1200 MPa の強い圧縮応力から、+300 MPa の引っ張り応力とし、AlN の応力を圧縮応力を中心に変化させたときのメンブレンドーム高さを縦軸に示している。得られた結果より、電極膜の応力にもよるが、-200 MPa 以下の応力で 1  $\mu\text{m}$  程度の十分なドーム高さが得られることが分かる。また、ここで Ru が 300 MPa で、AlN が -200 ~ 0 MPa の応力、つまり弱い引っ張り応力の状態ではメンブレンが形成されないことも分かる。

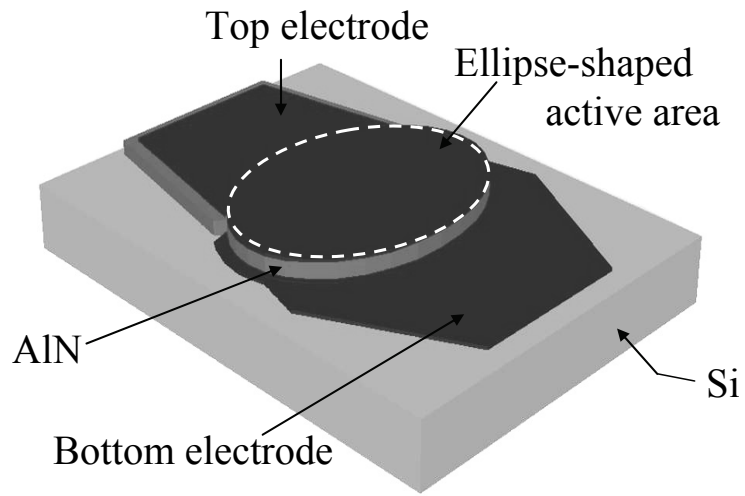


図 4-3-1-1 Air-gap FBAR の FEM 計算モデル

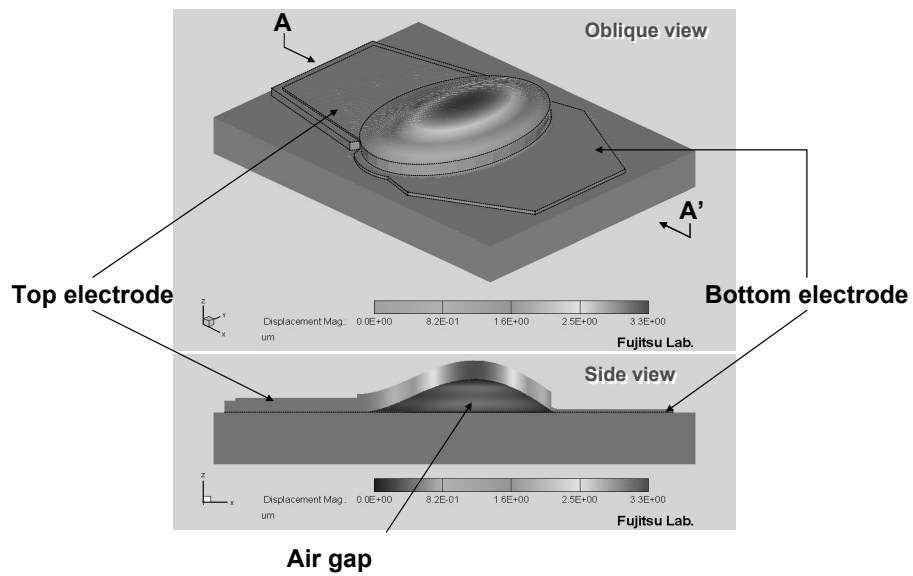


図 4-3-1-2 Air-gap FBAR の FEM 計算結果例



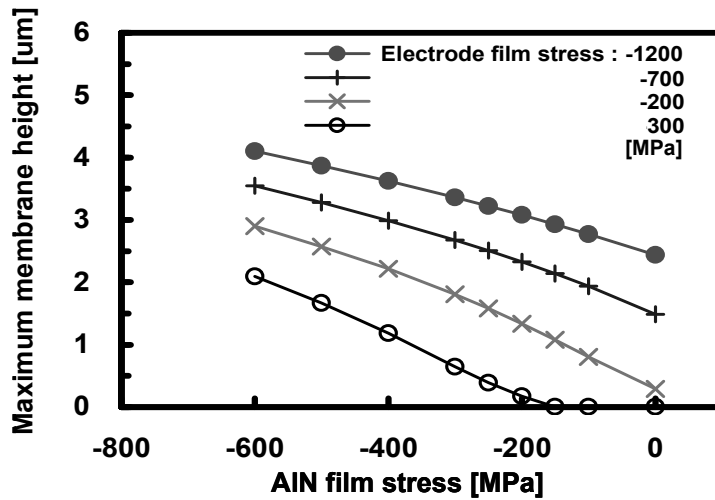


図 4-3-1-3 各膜応力に対するメンブレン高さの計算結果

### 4.3.2 実験的検証

次にシミュレーションと同様なモデルの 2 GHz 帯 FBAR を試作、その形状の観察および特性評価を実施した。図 4-3-2-1 に AIN 膜応力とメンブレン高さの実測値を示す。膜応力は成膜前後の Si ウエファの反りの変化より算出し、応力を変化させるには成膜の条件を変えた。Ru を -1000 MPa の圧縮応力にし、AIN を -150～-250 MPa の圧縮応力にしたとき、1～3 μm のメンブレン高さが得られた。また図 4-3-2-2 に作成した 1 ポート共振器の外観および断面形状を示す。得られたこれら結果は FEM 計算した結果と同様な傾向が得られている。続いて、共振器の電気的特性の評価を実施した。結合係数算出には式(4-3-2-1)を使用し[4-8]、 $Q$  の算出には式(4-3-2-2)、(4-3-2-3)を使用した ( $Q_r$ : 共振  $Q$ 、 $Q_a$ : 反共振  $Q$ )。図 4-3-2-3 に 1 ポート共振器の  $Q$  サークルを示す。

$$K^2 = \frac{\pi^2}{4} \frac{f_r}{f_a} \frac{f_a - f_r}{f_a} \quad (4-3-2-1)$$

$$Q_r = \frac{f_r}{2} \left. \frac{\partial \phi}{\partial f} \right|_{f_r} \quad (4-3-2-2)$$

$$Q_a = \frac{f_a}{2} \left. \frac{\partial \phi}{\partial f} \right|_{f_a} \quad (4-3-2-3)$$

得られた特性は、スプリアスレスポンスが少なく、共振および反共振  $Q$  はそれぞれ約 1500、1200、電気機械結合係数は 7.2%と Deep-RIE を使用したホール形 FBAR[4-9,4-10]の特性と比較し、遜色ない良好な特性を確認できた。

ここで得られた FBAR は通常の弾性波デバイスで実施される信頼性試験をパスし、量産性に優れた構造および特性であることを確認している。

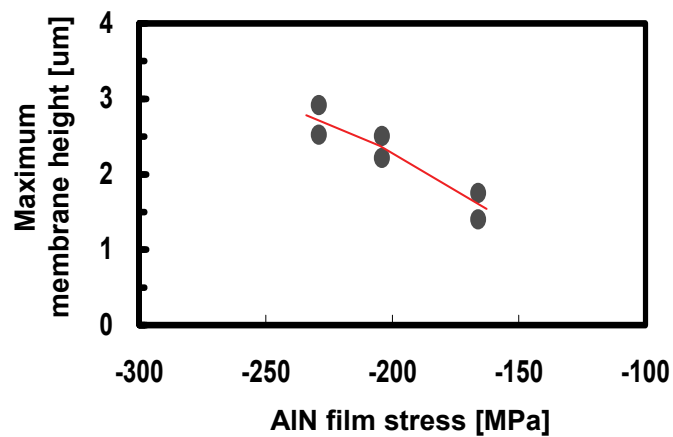


図 4-3-2-1 AlN 応力に対するメンブレン高さの実測値

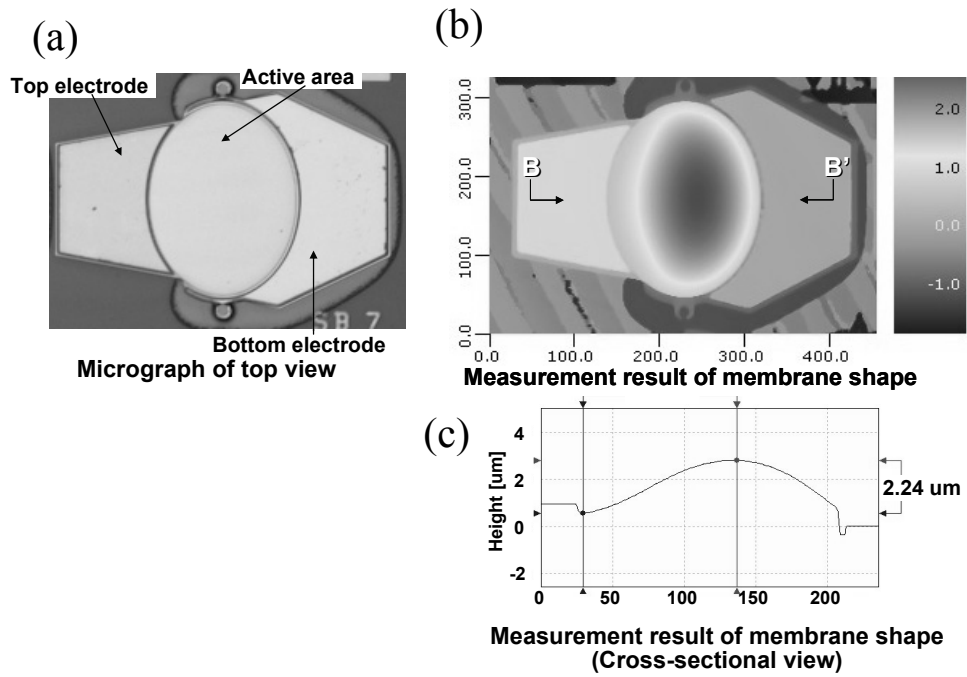


図 4-3-2-2 作成した 2 GHz 帯 FBAR の概観および断面図

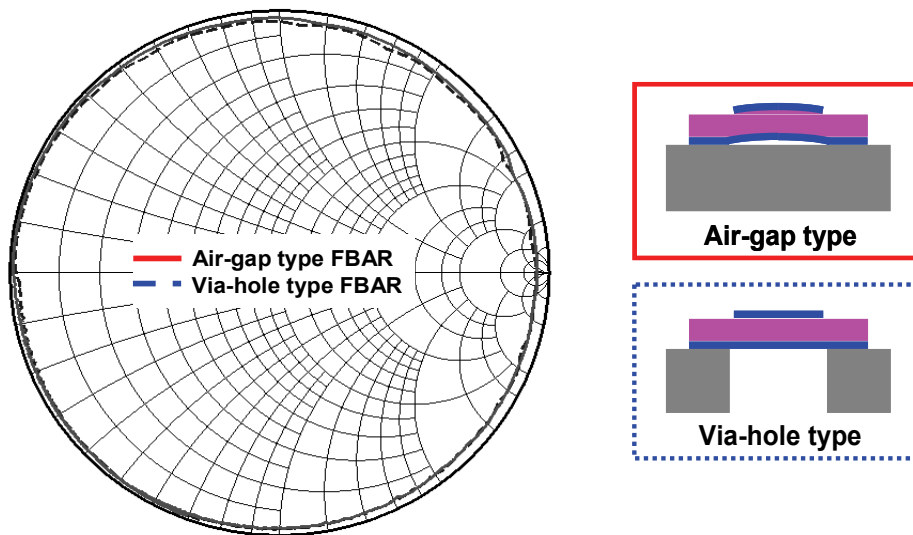


図 4-3-2-3 2 GHz FBAR の特性

## 4.4 X-band FBAR フィルタ

### 4.4.1 目標性能と設計

これまで幾つかの X-band 帯の BAW や SAW フィルタの報告がなされている

[4-11~4-13]。これら報告結果をもとに目標値を設定した(表 4-4-1-1)。 目標値は、挿入損失 2 dB 以下、比帯域幅 3%以上、抑圧度 20 dB 以上とし、それを満足すべく、電極膜および圧電膜の値を決めた。 電極材料を Ru, 圧電膜として AlN を使用し、X-band FBAR フィルタを実現するための緒定数の検討を行なった[4-14]。 図 4-4-1-1 および図 4-4-1-2 に膜厚に対する、共振周波数および結合係数の FEM による計算結果を示す。 抵抗損を考慮すると、Ru を厚くし、AlN を薄くしたいところではあるが、第 3 章でも説明したが、ある電極膜厚以上では、結合係数は電極/圧電膜の比が大きくなるほど減少傾向にあるため、フィルタの通過帯域確保のためには、むやみやたらにその比を大きくはできない。 経験的にフィルタの比帯域幅は、 $K^2$  の 1/2 であることが知られており、上記目標値を得るには 6%の結合係数は必要となる。 これら検討結果を図 4-4-1-3 にまとめる。 ここには Ru および AlN の膜厚に対する共振周波数、結合係数を示す。 中心周波数 10 GHz で所望の帯域を確保するためには、AlN 175 nm, Ru 75 nm が必要となる。

表 4-4-1-1 X-band フィルタの報告例と本研究の目標仕様

	R. Stokes <i>et. al.</i> (1993) [ 4-11]	R. Lanz <i>et. al.</i> (2005) [4-12]	K. Yamanouchi <i>et. al.</i> (2005) [4-13]	<b>Our Target</b>
<b>Technology</b>	<b>FBAR</b>	<b>SMR</b>	<b>SAW</b>	<b>FBAR</b>
<b>Filter Type</b>	<b>2pole FBAR filter</b>	<b>Ladder</b>	<b>Ladder</b>	<b>Ladder</b>
<b>Center Frequency</b>	<b>9.0 GHz</b>	<b>8 GHz</b>	<b>10 GHz</b>	<b>10 GHz</b>
<b>Fractional Band Width</b>	<b>5.3%</b>	<b>2.8%</b>	-	<b>3%</b>
<b>Insertion Loss</b>	<b>7.5 dB</b>	<b>5.5 dB</b>	<b>2.5 dB</b>	<b>2 dB</b>

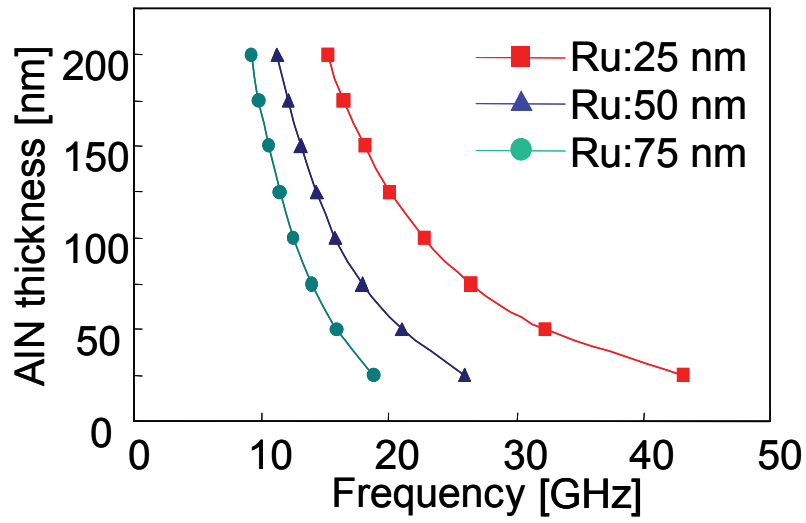


図 4-4-1-1 各膜厚に対する共振周波数 (計算結果)

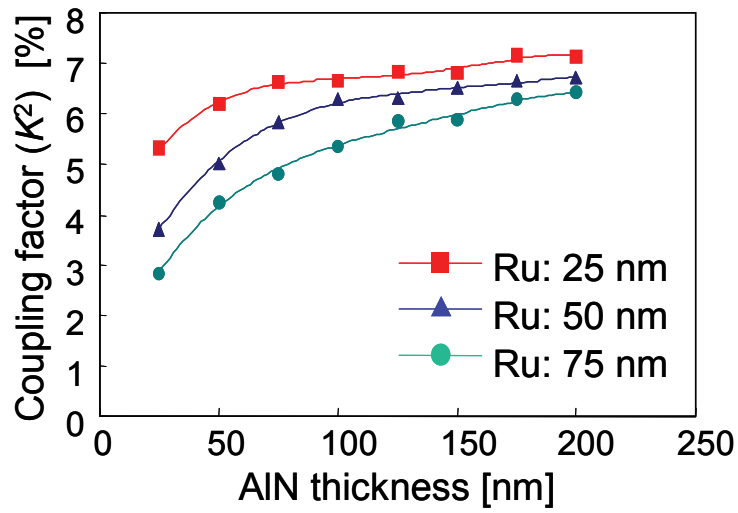


図 4-4-1-2 各膜厚と結合係数の関係 (計算結果)

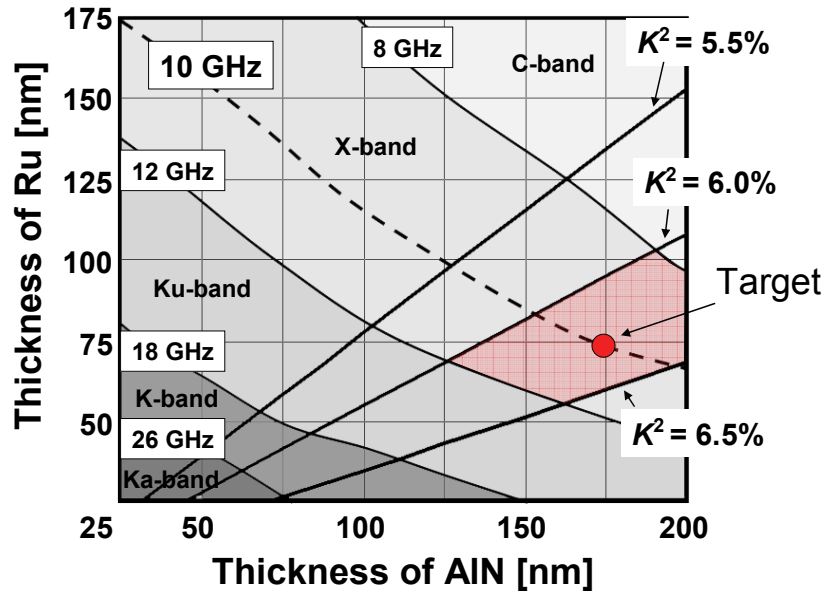


図 4-4-1-3 各膜厚と共振器の周波数、結合係数の関係

#### 4.4.2 FEM による構造シミュレーション

次に得られた膜厚で、どのようなメンブレン形状が得られるかFEMシミュレーションを実施した。図4-4-2-1に計算結果を示すが、メンブレン形状を縦軸および横軸をそれぞれ55  $\mu\text{m}$ および40  $\mu\text{m}$ とし、膜厚はRu 75 nm、AlN 175 nmとした。ここではAlNの応力を-1000 MPaとし、Ruの応力を-1000 MPaから+1000 MPaとしている。Ru圧縮応力の増大とともにメンブレン高さが増加していることがわかる。図4-4-2-2にRuの応力を変化させたときのFBARのメンブレン高さの計算結果をまとめる。ここでは、AlNの応力が-1000, -1500, -2000 MPaとして計算している。各膜の圧縮応力が増大するほど、メンブレン高さが増加していることが良く分かるが、全てが圧縮応力である必要は無く、例えばAlN -1000 MPaの条件では、Ruは引っ張り応力でも、良好なメンブレンが形成されることがわかる。

AlN: -1000 MPa

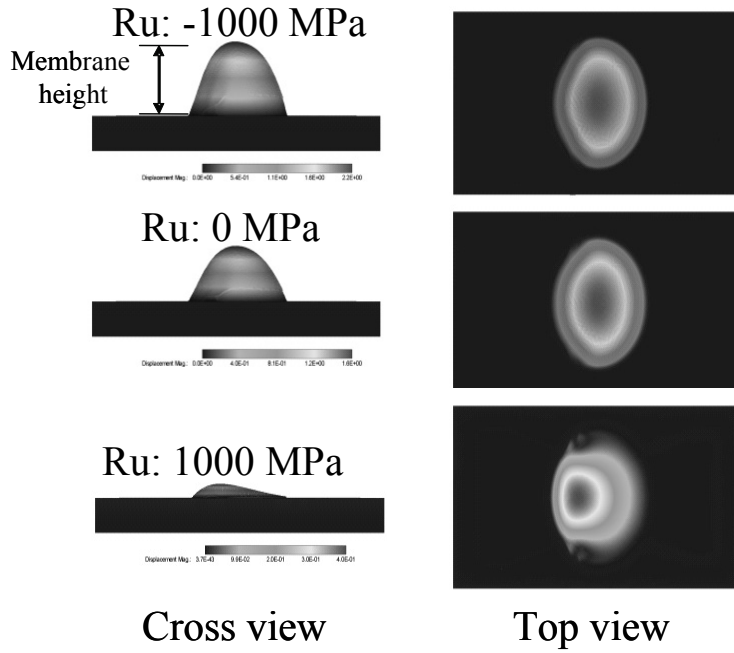


図 4-4-2-1 X-band FBAR メンブレン形状の FEM シミュレーション

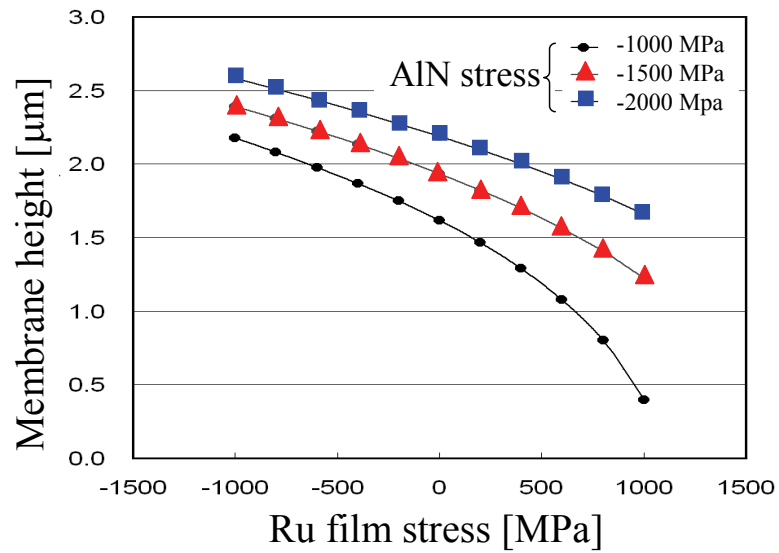


図 4-4-2-2 各膜応力に対するメンブレン高さの計算結果

### 4.4.3 共振器特性と考察

次に前項で計算した結果をもとに、X-band 帯のフィルタを試作、特性を評価した[4-5, 4-14]。図 4-4-3-1 に試作した FBAR の外観図および断面形状を示す。FBAR の膜応力は Ru, AlN それぞれ、-1000、-1500 MPa で試作した。FEM による計算結果よりメンブレン高さは低い値であるが、良好なメンブレン形状が得られたと判断する。計算結果より低い理由については、メンブレン周囲の拘束条件が実際と異なっていることが原因と推定される。1 ポート共振器の  $Q$  サークル測定結果と結合係数および  $Q$  値を図 4-4-3-2 にまとめ、比較のために 2 GHz FBAR のものも示す。共振器の結合係数は 6.3%、共振  $Q$  が 246、反共振  $Q$  が 462 と 2 GHz 帯の  $Q$  と比較して低い値であった。

そこで、得られた結合係数および  $Q$  について考察を行った。まずは  $Q$  ファクタについて考える。共振および反共振周波数での  $Q$  は SAW デバイスでの例を参考に以下のように表すことが出来る[4-15]。共振周波数では、

$$1/Q_{rl} = 1/Q_m + 1/Q_L + 1/Q_R + 1/Q_S \quad (4-3-3-1)$$

ここで、

$Q_m$ : 材料の伝播減衰に起因する項

$Q_L$ : 弾性波の漏れに依存する項

$Q_R$ : 電極抵抗に依存する項

$Q_S$ : 基板の誘電損に起因する項

$Q_m$ 、 $Q_L$  は弾性的な項、 $Q_R$  および  $Q_S$  は電氣的な項である。

また同様に反共振周波数でも同様に表すことが出来る。

$$1/Q_{rl} = 1/Q_m + 1/Q_L + 1/Q_S \quad (4-3-3-2)$$

但し、弾性的項で、共振、反共振での弾性波の振る舞いが異なるために損失も異なると考えられる。また電氣的項では、共振周波数では共振  $Q$  は電極抵抗の項が大きく影



響するが、反共振周波数では殆ど効かないと考えられるために式 (4-3-3-2) からは抵抗損の項をはずしている。

図4-4-3-3(a)に寄生インピーダンスを含むFBARの等価回路モデルと計算結果を示す。このモデルには従来のMBVD (modified Butterworth-Van-Dyke) に寄生成分を加えたモデルで[4-14]、これを使用し実験データとフィッティングを実施、それぞれの定数を算出した。

各  $Q$  の計算においては以下の式を使用した[4-8]。

共振周波数では、

$$1/Q_M = \varpi_r R_1 C_1 \quad (4-3-3-3)$$

$$1/Q_R + 1/Q_M = 1/Q_M \cdot (1 + R_s / R_1) \quad (4-3-3-4)$$

ここで、 $Q_M$ は音響回路部の  $Q$ つまり、 $Q_m$ と  $Q_L$ を合わせ持った項である。

反共振周波数では、

$$1/Q_M = (\omega_a / \omega_r)(\varpi_r R_1 C_1 + \omega_s R_0 C_1) \quad (4-3-3-5)$$

得られた等価回路定数を図4-4-3-3 (b)に示し、各定数から計算した  $Q$  値を図4-4-3-3 (c)に示す。2 GHz と X-band を比較すると、共振での  $Q_M$  は、高周波化により減少傾向で反共振の  $Q_M$  は、ほぼ一定と見える。弾性的振る舞いは周波数を X-band 帯に拡張しても大きく悪化することは無さそうである。しかし電気的項、つまり  $Q_R$ ,  $Q_S$  が大きく異なり、これらが原因で X-band の共振  $Q$  および反共振  $Q$  が劣化していると考えられる。2 GHz 帯であっても、電極抵抗の影響が共振  $Q$  に与える影響は非常に大きいことがわかる。本試作では高抵抗 Si 基板を採用しているが、X band 帯では基板材料の選択は一つの重要事項と考える。また、共振および反共振の  $Q_M$  を見ると、明らかに反共振  $Q_M$

が低いことがわかる。これは、本構成の FBAR のエネルギー閉じ込めが低域遮断型[4-3] であることや、メンブレン形状、電極形状等に影響していると考えられる。ここでは寄生インピーダンス(基板抵抗および容量)が 2 GHz で約  $6 \times 10^6 \Omega$ 、9 GHz で約  $600 \Omega$  と共振時のインピーダンスより十分高いことから、共振  $Q$  には影響せず、電極抵抗は FBAR の反共振インピーダンスより十分低いために反共振  $Q$  には影響しないと考えている。

次に、結合係数の寄生インピーダンスの影響について考察する。図 4-4-3-3 (d) に寄生インピーダンス  $R_p$ ,  $C_p$  の結合係数に与える影響をまとめる。図中 with  $C_p, R_p$  は図 4-4-3-3 (a)を使用して実測値をフィテティングし、結合係数を計算した結果で。Without  $C_p, R_p$  は図 4-4-3-3 (a)の寄生インピーダンスを含まない場合の結合係数の値である。2 GHz と X-band 帯での寄生インピーダンス(基板容量)の影響の度合いが良くわかる。低誘電率基板やパッドサイズの小型化が必須と考えられる。

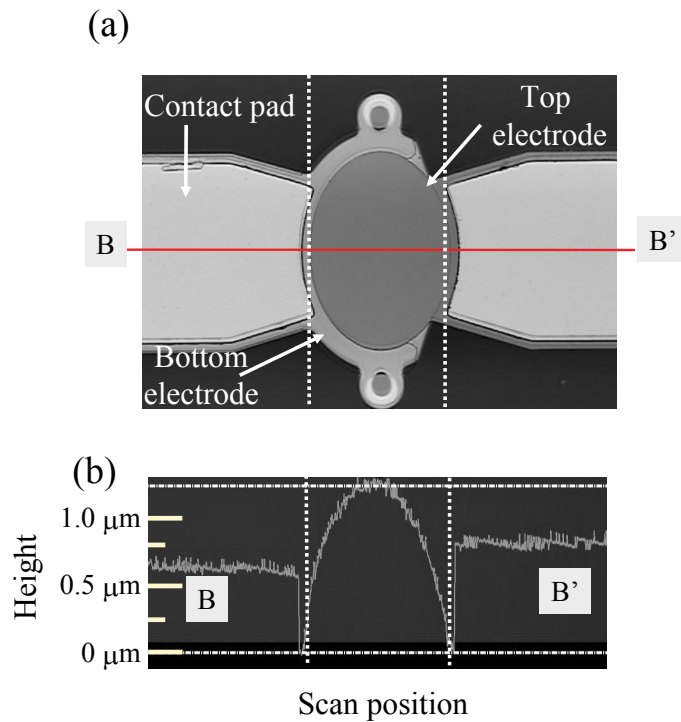
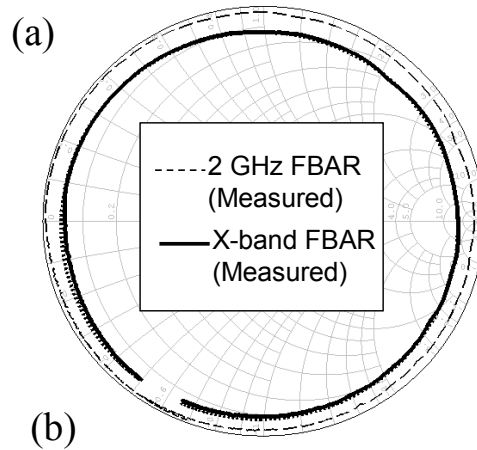
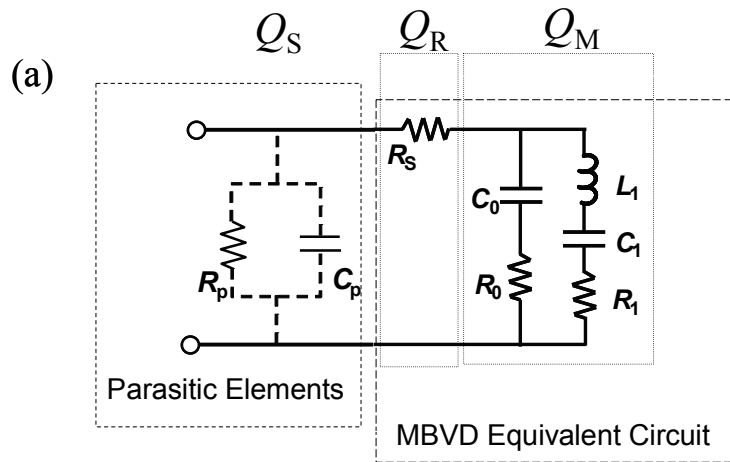


図 4-4-3-1 試作した X-band FBAR の概観および断面形状



	<b>2 GHz FBAR</b>	<b>X-band FBAR</b>
<b><math>K^2</math></b>	<b>7.2%</b>	<b>6.3%</b>
<b><math>Q_{rl}</math></b>	<b>1466</b>	<b>246</b>
<b><math>Q_{al}</math></b>	<b>1192</b>	<b>462</b>

図 4-4-3-2 X-band FBAR の特性 (a) Q サークル、(b) 結合係数及び Q ファクタ



(b)

	2 GHz FBAR	X-band FBAR	unit
$C_0$	2.581e-12	5.806e-13	F
$C_1$	1.528e-13	3.365e-14	F
$L_1$	4.284e-8	1.001e-8	H
$R_0$	0.389	0.373	$\Omega$
$R_1$	0.030	0.037	$\Omega$
$R_s$	0.414	2.219	$\Omega$
$R_p$	7.194e5	1.243e3	$\Omega$
$C_p$	2.632e-17	1.395e-14	F

(c)

	2 GHz FBAR		X-band FBAR	
	resonant	antiresonant	resonant	antiresonant
$Q_M$	17650	1300	14480	1290
$Q_R$	1280	-	250	-
$Q_S$	-	14060	-	720
$Q_{r1} / Q_{al}$	1190	1190	240	460

(d)

	2 GHz FBAR		X-band FBAR	
	With $R_p, C_p$	Without $R_p, C_p$	With $R_p, C_p$	Without $R_p, C_p$
$K^2$	6.8%	6.8%	6.5%	6.7%

図 4-4-3-3 共振器の等価回路モデル(a)、等価回路定数(b)、算出された  $Q$  値(c)、寄生インピーダンスの効果を入れた場合と入れない場合の結合係数(d)

#### 4.4.4 X-band フィルタの特性

続いてフィルタの試作結果について報告する。フィルタ構成は4段型のラダー構成で、使用した材料は前項で説明したものと同様とした。外観上、シミュレーション同様のメンブレン形状が得られたことを確認、特性評価を行った。評価はRFプローブを使用、ウェファ上での素子特性を評価した。図4-4-4-1にフィルタの構成、外観および通過特性( $S_{21}$ )を示す。中心周波数9.07 GHz、最小挿入損失1.7 dB、3 dB比帯域幅3.1%の特性が得られ、ターゲットとする結果が得られた。

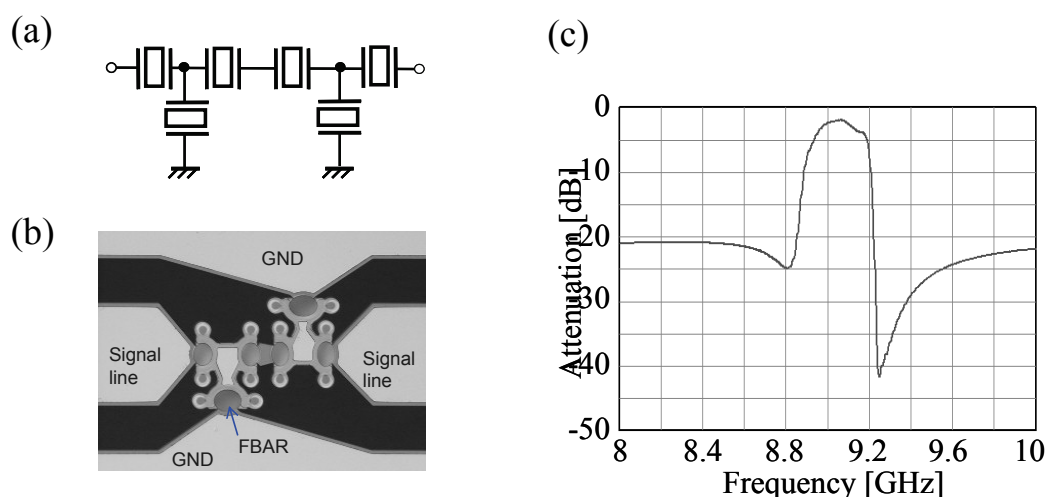


図 4-4-4-1 試作した X-band FBAR フィルタの構成(a)、概観(b)及び特性図(c)

#### 4.5 K-band フィルタの試作例

X-band FBARと同じ設計思想でK-band (18 GHz) FBARの試作、評価を実施し、高周波化の課題を抽出した [4-16, 4-17]。20 GHz共振子では、RuおよびAINの膜厚は43 nmと78 nmとなり、極めて薄いことが理解できる。図4-5-1および図4-5-2にK-band FBARのQサークルと、解析に使用した等価回路モデル、評価結果を示す。Qの算出方法は4.4.3項と同様であるが、K-band共振器の実測値とのフィッティングの良さから等価回路は図4-5-2 (a)を採用し、寄生インピーダンスの表現方法が図4-4-3-3 (a)とは多少異なっている。図4-5-2 (b), (c), (d)には得られた等価回路定数、各Qファクタと寄生インピーダンスの結合係数に対する影響を示す。

K-band (18 GHz)では、共振抵抗( $R_1+R_s$ )が約 19  $\Omega$  と大きく、逆に寄生インピーダンス(基板抵抗) が約 100  $\Omega$  と低いために、共振周波数での  $Q_s$  の影響は無視できない。図 4-5-2 (c) より、K- band (18 GHz) では電氣的な成分が大きく悪影響を及ぼしていることに加え、共振および反共振の  $Q_M$  が 2 GHz および X-band と比較して大きく劣化していることがわかる。寄生成分を除去することによって共振特性が改善はするが、前項で示した X-band FBAR の  $Q$  値と比較して十分な改善を得るに至っていない。これは 18 GHz 帯 FBAR では、共振子の配線面積や形状、基板抵抗の他に、共振子の微細化により、共振子の面積に対して周囲の拘束領域が増大するためや製造プロセス中に発生する欠陥、材料表面の変質等の影響を受けていると考える。図 4-5-2 (d) に電気機械結合係数の寄生インピーダンスの影響を示すが、18 GHz 共振器では、基板の容量の影響を差し引いても 3.4% と通常の 1/2 程度であった。Ru 上の AlN の  $c$  軸配向性を X 線にて確認したが((002)の半値幅で確認)、 $3^\circ$  程度と 2 GHz や X-band 用のものとほぼ同一で問題ないように思われる。しかしながら、先に述べたように、配線や基板抵抗、メンブレンの拘束条件、製造プロセス等の影響を受けていると考える。参考までに図 4-5-3 にこれまで、研究で得られた FBAR の共振  $Q$  をプロットする。周波数に対する  $Q$  のカーブは、図中の  $1/f$  の傾向があることがわかる。さらなるロスの改善は重要である。

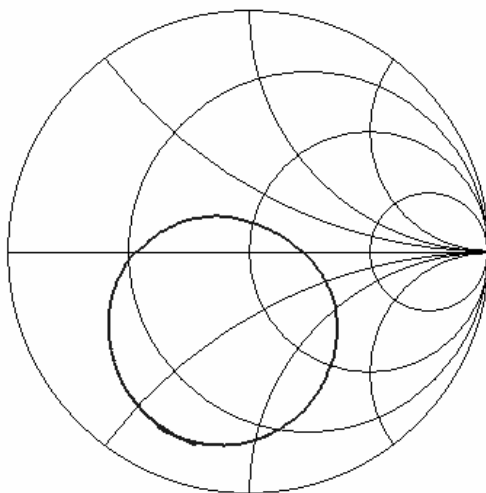
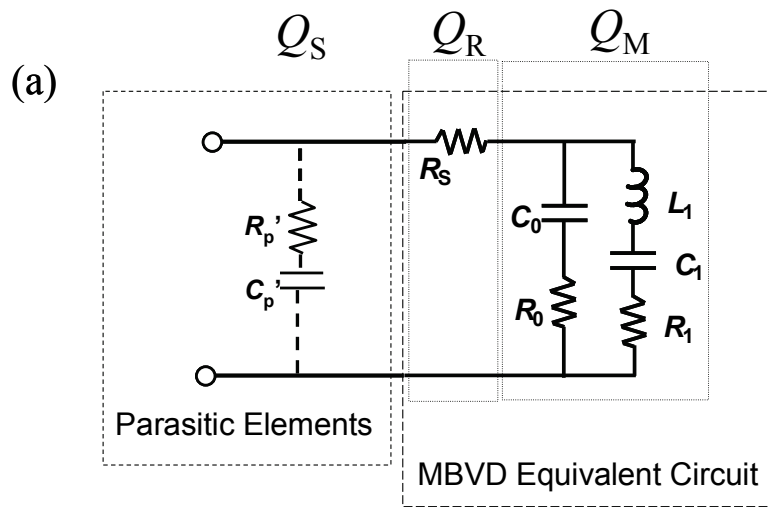


図 4-5-1 試作した K-band FBAR の  $Q$  サークル



(b)

	K-band FBAR	unit
$C_0$	0.166e-12	F
$C_1$	4.67e-15	F
$L_1$	16.99e-9	H
$R_0$	1.250	$\Omega$
$R_1$	9.644	$\Omega$
$R_s$	9.012	$\Omega$
$R_p'$	20.918	$\Omega$
$C_p'$	1.072e-13	F

(c)

	K-band FBAR	
	resonant	antiresonant
$Q_M$	250	220
$Q_R$	90	-
$Q_S$	100	100
$Q_{ri} / Q_{al}$	40	70

(d)

	K-band FBAR	
	With $R_p', C_p'$	Without $R_p', C_p'$
$K^2$	2.1%	3.4%

図 4-5-2 共振器の等価回路モデル(a)、等価回路定数(b)、算出された  $Q$  値(c)、寄生インピーダンスの効果を入れた場合と入れない場合の結合係数(d)

続いて、K-band のラダーフィルタの試作例を報告する。基本構成は 4 段構成であるが、上記で説明した抵抗損の影響を軽減するために、各共振器を 4 並列構造としている。フィルタ構成および外観と特性を図 4-5-4 に示す。参考までに共振器分割無しの場合の特性もプロットするが(図中点線)、分割なしでは明らかに損失、通過特性の角型性が劣化し、抵抗損の影響が出ていることが分かる。さらに共振器の寄生インピーダンスがフィルタ特性に及ぼす影響について考察を行なった。図 4-5-5 に、実測値(図中実線)と共振器の  $C_p$ ,  $G_p$  を差し引いた場合のフィルタ特性(図中点線)を示す。帯域中央の特性で、-7.5 dB から-6.0 dB へと改善が見られるほか、帯域外減衰量も改善され、インピーダンス特性をみても C 性の領域にあった特性が、L 性まで持ち上がっていることが分かる。

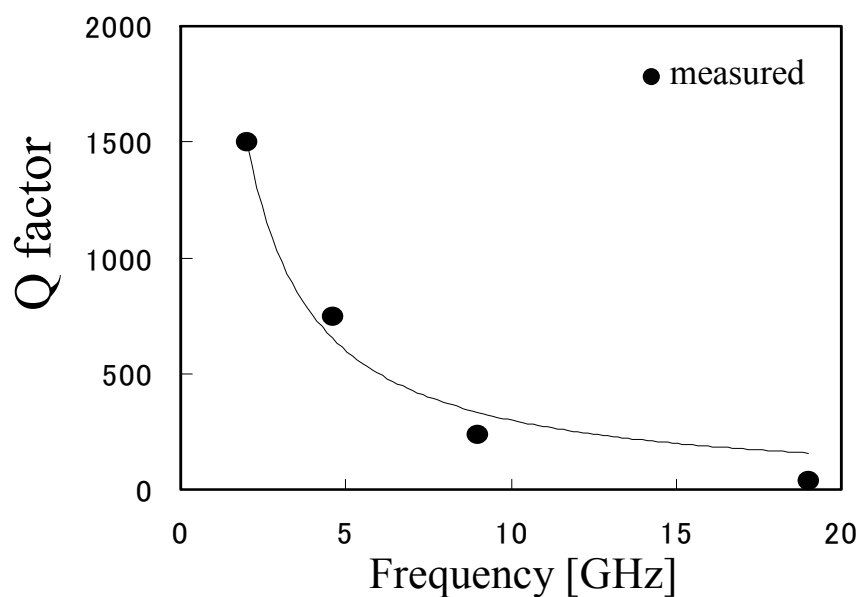


図 4-5-3 試作された FBAR の共振  $Q$



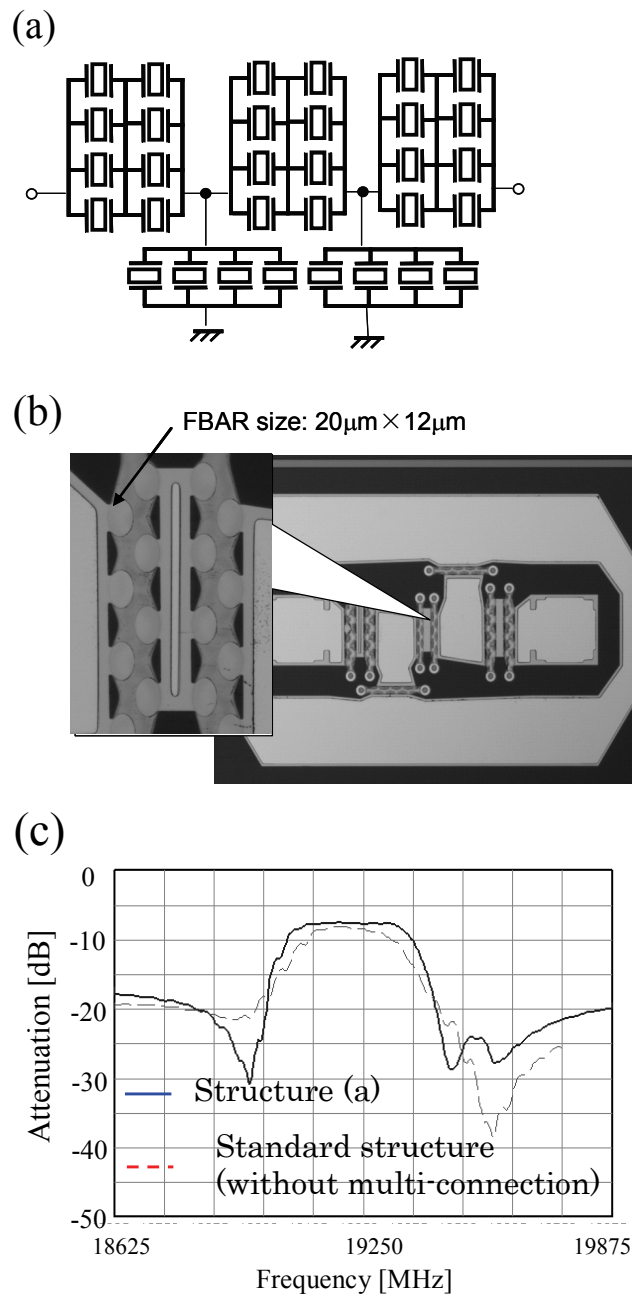


図 4-5-4 試作した K-band FBAR フィルタ (a)フィルタ構成、(b)概観、(c) フィルタ特性

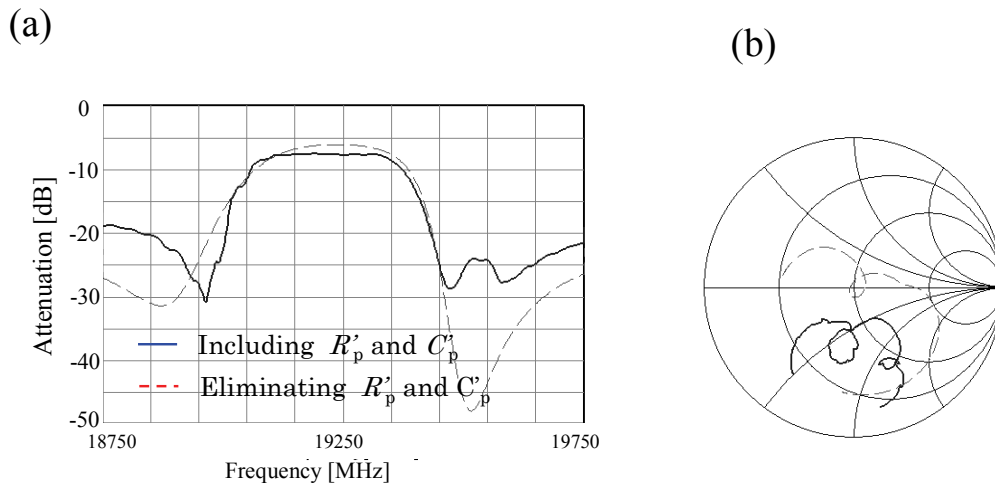


図 4-5-5 フィルタ実測値と寄生成分削除後の特性

## 4.6 むすび

従来型 FBAR と比較して構造が簡単で、低コスト化可能な Air-gap 型 FBAR を提案、2 GHz 帯から K-band と高周波化の検討を行なった。

本提案の Air-gap 型 FBAR は電極膜および圧電膜の応力を積極的に利用したもので、メンブレンを支えるサポート膜や、キャビティの形成が不要である。FEM 応力シミュレーションではドーム型のメンブレンが得られることを定量的に確認し、実験的にもその妥当性を確認できた。X-band および K-band FBAR においても、Air-gap 構造が有効であることを示した。

2 GHz 帯 FBAR 性能は、共振 Q 1500、反共振 Q 1100、結合係数 7.2% と良好な特性が得られ、従来の Via-hole 型と比較して遜色ないことが確認された。本 2 GHz 帯の FBAR を使用したデバイスは性能のみならず信頼性、製造性に優れた構造で、実用化に至っている。さらに、X および K-Band FBAR を試作、弾性波フィルタとしてはトップレベルの性能を得た。特に K-band においては、弾性波フィルタとして、これまで他に例が無いと考える。高周波化に関しては、電極抵抗損、基板の容量および抵抗が課題であることを示した。X-band, K-band デバイスの実験データをもとに議論できたことは非常に有意義であったと考える。

## 参考文献

- [4-1] H. Satoh, Y. Ebata, H. Suzuki and C. Narahara, "AN AIR-GAP TYPE PIEZOELECTRIC COMPOSITE THIN FILM RESONATOR", *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 1985, pp.361-366.
- [4-2] K.Yamanouchi and M.Oba, "New Air Gap type Piezoelectric Composite Thin Film resonator ", *IEEE Proc. of Ultrason. Symp.*, 1987, pp. 415-418.
- [4-3] M. Hara and M. Esashi, "RF MEMS and MEMS Packaging", 2<sup>nd</sup> International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, 2004, pp.1152-1155
- [4-4] S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, M. Ueda and Y. Satoh, "An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2007. pp. 600-603
- [4-5] M. Ueda, M. Hara, S Taniguchi, T. Yokoyama, T. Nishihara, K. Hashimoto, and Y. Satoh "Development of an X-Band Filter Using Air-Gap-Type Film Bulk Acoustic Resonators" *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 47 , 2008, pp. 4007-4010.
- [4-6] T. Yokoyama, T. Nishihara, S. Taniguchi, M. Iwaki, Y. Satoh, M. Ueda, and T. Miyashita, "New Electrode Material for Low-loss and High-Q FBAR Filters", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2004, pp.429-432
- [4-7] 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 , 2007, pp. 4642-4645.
- [4-8] J. Larson, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, "Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 863-868.
- [4-9] T. Nishihara, T. Yokoyama, T. Miyashita, and Y.Satoh, "High Performance and Miniature Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for 5 GHz", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2002, pp. 969-972
- [4-10] Y.Satoh, T.Nishihara, T.Yokoyama, M. Ueda, and T. Miyashita, "Development of Piezoelectric Thin Film Resonator and Its Impact on Future Wireless Communication Systems", *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.44, 2005, pp.2883-2894.
- [4-11] R. B. Stokes and J. D. Crawford, "X-band thin film acoustic filters on GaAs", *IEEE. Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 41, 1993, pp.1075-1080.
- [4-12] R. Lanz and P. Mural, "Bandpass filters for 8 GHz using solidly mounted bulk acoustic wave

- resonators”, *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., and Freq. Contr.*, Vol. 52, 2005, pp. 938-948.
- [4-13] K. Yamanouchi, Y. Satoh, H. Isono and D. Kawaski, “5-10 GHz SAW resonators and low loss wide band resonator filters using zero TCF high electromechanical coupling SAW substrates”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, (2005), p. 2170-2173.
- [4-14] M. Hara T. Yokoyama, M Ueda and Y. Satoh, “X-band Filters Utilizing AlN Thin Film Bulk Acoustic Resonators” *IEEE Proc. Ultrasonics Symp*, 2007, pp.1152-1155.
- [4-15] B. P. Abbott, J. Caron, J. Chocola, K. Lin, S. Malocha, N. Naumenko, P. Welsh, “ADVANCES IN RF SAW SUBSTRATES”, Second International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, 2004, pp.235-245.
- [4-16] 横山剛、原基揚、谷口眞司、西原時、上田政則、佐藤良夫、“Air-gap型高周波FBARフィルタ”第38回EMシンポジウム予稿集、2008、pp. 65-68.
- [4-17] T. Yokoyama, M. Hara, M. Ueda and Y. Satoh, “K-Band Filters Utilizing Air-Gap type Thin Film Bulk Acoustic Resonators”, *IEEE Proc. Ultrasonics Symp*, 2008, [in press].

## 第5章 大電力伝送時の非線形特性の解析とその対策

### 5.1 まえがき

WCDMA システムでは、非線形歪みに対する仕様が厳しくなっている。BAW デバイスの非線形歪みの解析に関する報告例は少なく、実用的な解析モデルの提案については未だなされていない。本研究では、BAW デバイスの新たな非線形歪みの解析手法を提案し、本解析手法を用いた共振器やフィルタの 2 次歪み、3 次歪みの計算を実施する。そして BAW デバイスの 2 次歪み低減手法を提案する。最後に、WCDMA band 1 BAW デュープレクサを試作し、本解析手法および 2 次歪み低減のための提案の妥当性を実験的に検証する。

### 5.2 非線形歪みの発生と評価

妨害波と所望波との関係について以下に説明する。非線形性を有するデバイスに 2 つの異なる周波数を印加した場合には相互変調歪みが発生し[5-1~5-6]、2 波の和が 2 乗以上されるときに、それらがミキシングされ、積の項が発生する。例えば、ここでは 3 次歪みまで考えるとして、式(5-2-1)の出力を有する非線形性デバイスでは、式(5-2-2)に示す  $\omega_a$  および  $\omega_b$  の 2 波を入力した場合、式(5-2-3)に示す非線形歪みが発生する。2 次歪みとして  $2\omega_a$  の 2 次高調波歪み、 $\omega_a + \omega_b$  および  $\omega_b - \omega_a$  の相互変調歪み (IMD2) が発生、3 次歪みとして、 $3\omega_b$  の 3 次高調波歪みと、 $2\omega_a + \omega_b$ 、 $2\omega_a - \omega_b$ 、 $2\omega_b + \omega_a$ 、 $2\omega_b - \omega_a$  の相互変調歪み(IMD3)が発生する。

$$V_{out}(t) = aV_{in}(t) + bV_{in}^2(t) + cV_{in}^3(t) + \dots \quad (5-2-1)$$

$$V_{in}(t) = A \cos \varpi_a t + B \cos \varpi_b t \quad (5-2-2)$$

$$\begin{aligned} V_{out}(t) = & b/2(A^2 + B^2) + 1/4 \cdot [4a + 3c(A^2 + 2B^2)]A \cos \varpi_a t + 1/4 \cdot [(4a + 3c(B^2 + 2A^2))]B \cos \varpi_b t \\ & + b/2 \cdot (A^2 \cos 2\varpi_a t + B^2 \cos 2\varpi_b t) \\ & + c/4 \cdot (A^3 \cos 3\varpi_a t + B^3 \cos 3\varpi_b t) \\ & + bAB \cos(\varpi_a + \varpi_b)t + bAB \cos(\varpi_a - \varpi_b)t \\ & + 3/4 \cdot cAB[A \cos(2\varpi_a - \varpi_b)t + B \cos(2\varpi_b - \varpi_a)t] \\ & + 3/4 \cdot cAB[A \cos(2\varpi_a + \varpi_b)t + B \cos(2\varpi_b + \varpi_a)t] \end{aligned} \quad (5-2-3)$$

また、1波干渉の場合には、 $B=0$  とおけば良く、その場合には2次および3次高調波歪みのみ出現することになる。

ここで図 5-2-1 に示すようなシステムを考える。デュプレクサの Tx に周波数  $\omega_a$  の大電力信号を印加し、 $\omega_a - \omega_b$ ,  $2\omega_a - \omega_b$ ,  $\omega_b + \omega_a$  および  $2\omega_a + \omega_b$  の小信号の妨害波 (Jammer) と受信機の所望とする  $\omega_b$  信号をデュプレクサのアンテナ段から入力する。そうすると、Rx の出力としては、所望波以外に  $\omega_a$  信号と Jammer との2次および3次の IMD 信号が出力されることになり、トランシーバの受信感度を劣化させることになる。図 5-2-2 に具体例として、WCDMA band 1 および band 2 の IMD 試験で使用する Jammer 周波数を示す。

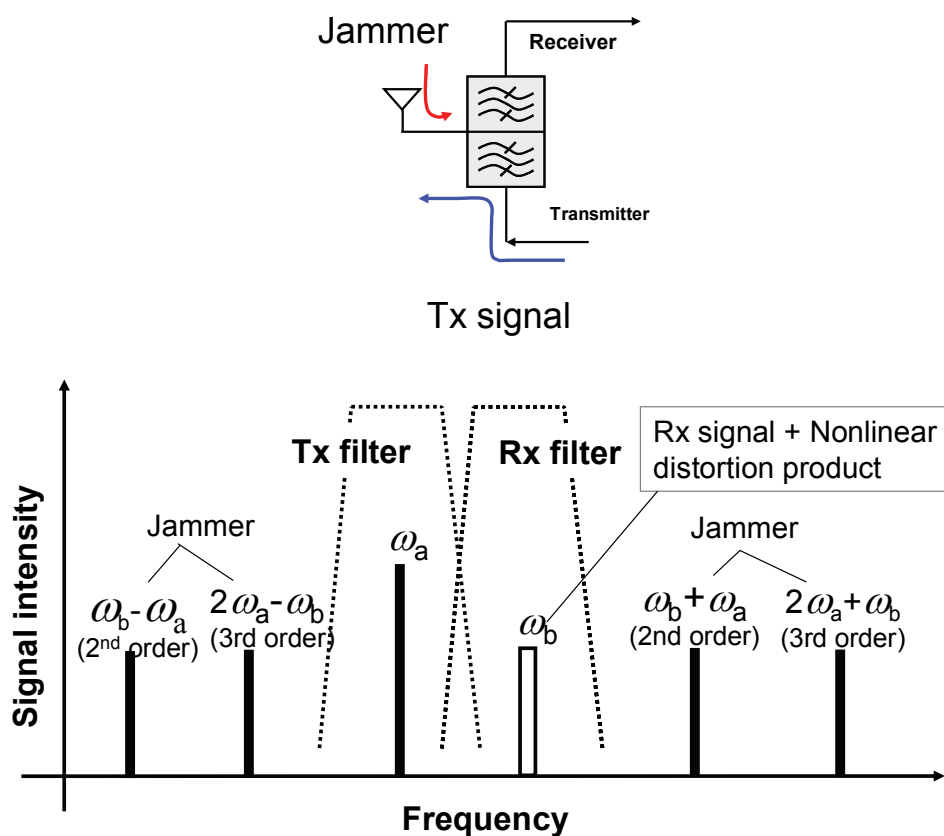
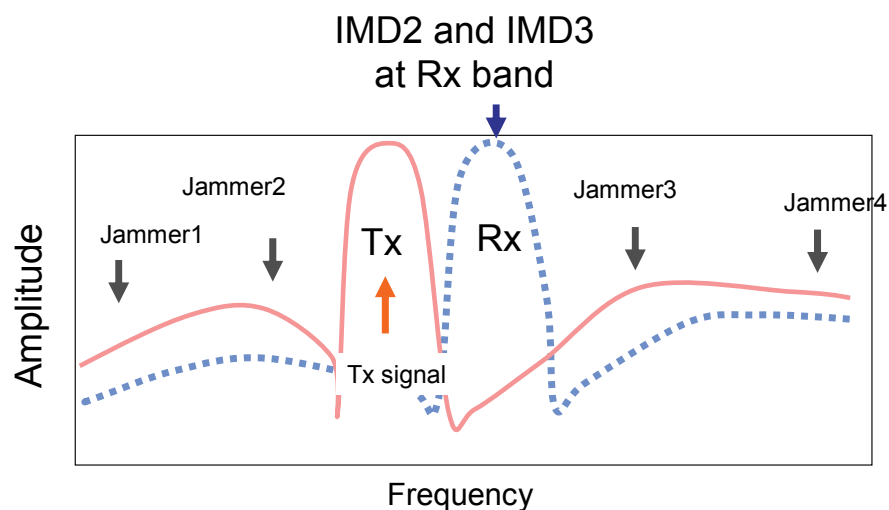


図 5-2-1 所望波、妨害波と IMD の周波数関係



	Jammer1	Jammer2	Jammer3	Jammer4
<b>Band1</b>	<b>190MHz</b>			
Tx: 1920-1980 MHz	1730 - 1790 MHz		4030 - 4150 MHz	
Rx: 2110-2170 MHz			5950 - 6010 MHz	
<b>Band2</b>	<b>80MHz</b>			
Tx: 1850-1910 MHz	1770 - 1830 MHz		3780 - 3900 MHz	
Rx: 1930-1990 MHz			5630 - 5810 MHz	

図 5-2-2 WCDMA band 1 および band 2 の Jammer 周波数

### 5.3 非線形解析回路モデルの提案

本項では、RF BAW 共振器の非線形性の解析モデルを提案する[5-2]。このモデルは BAW 共振器の TE モードの摂動解析に基づくものである。そのモデルは、共振器の非線形出力が線形モデルで表現した共振回路と並列に非線形電流源を接続したもので、非線形出力の強度は共振器の線形電流の大きさに比例するようになっている。

#### 5.3.1 線形解析

まず、図 5-3-1 に示す TE モード共振器の一次元解析を行なう。ここでは、AIN の  $c$  軸は  $+z$  方向であり、膜厚は  $h$  とする。AIN の変位  $u_3$  および応力  $T_3$  とすると、その運動方程式は式(5-3-1-1)となり、また、電束  $D_3$  の保存則より式(5-3-1-2)となる[5-7]。

$$-\rho\omega^2 u_3 = \partial T_3 / \partial z \quad (5-3-1-1)$$

$$0 = \partial D_3 / \partial z \quad (5-3-1-2)$$

ここで、 $\rho$ は材料の密度であり、 $\omega$ は角周波数である。また、 $S_3$ は $u_3$ と $z$ より式(5-3-1-3)で表され、

$$S_3 = \partial u_3 / \partial z \quad (5-3-1-3)$$

電界  $E_3$  はポテンシャル  $\phi$  および  $z$  より式 (5-3-1-4) で表される。

$$E_3 = -\partial \phi_3 / \partial z \quad (5-3-1-4)$$

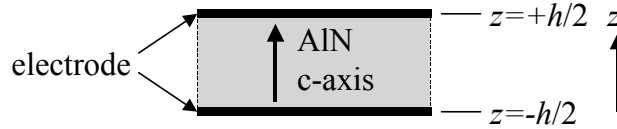


図 5-3-1 AIN を使用した TE モード FBAR

線形解析の場合、応力  $T_3$ 、電束  $D_3$ 、電界  $E_3$  と歪みは次の方程式で表現できる。ここで  $\epsilon_{33}$  は誘電率、 $e_{33}$  は圧電定数、 $c_{33}$  は弾性率である。

$$T_3 = c_{33} S_3 - e_{33} E_3 \quad (5-3-1-5)$$

$$D_3 = \epsilon_{33} E_3 + e_{33} S_3 \quad (5-3-1-6)$$

式(5-3-1-5)と(5-3-1-6)を式(5-3-1-1)-(5-3-1-4)に代入すると、以下の連立微分方程式が得られる。



$$-\rho \omega^2 u_3 = c_{33} \partial^2 u_3 / \partial z^2 + e_{33} \partial^2 \phi / \partial z^2 \quad (5-3-1-7)$$

$$0 = e_{33} \partial^2 u_3 / \partial z^2 - \epsilon_{33} \partial^2 \phi / \partial z^2 \quad (5-3-1-8)$$

式(5-3-1-7)、(5-3-1-8)の一般解は次式で与えられる。

$$u_3 = a_0 \sin(\beta \cdot z) + a_e \cos(\beta \cdot z) \quad (5-3-1-9)$$

$$\phi = (e_{33} / \epsilon_{33}) [a_0 \sin(\beta \cdot z) + a_e \cos(\beta \cdot z)] + b_1 z + b_0 \quad (5-3-1-10)$$

ここで、 $c_{33}^D = c_{33} + e_{33}^2 / \epsilon_{33}$  であり、 $a_0$  および  $a_e$ 、 $b_1$  は定数で、境界条件  $z = \pm h/2$  により決定される。ここでは、簡単化のために  $b_0 = 0$  と設定、 $\beta = \omega / v$  の厚みたて振動の BAW の波数で、 $v$  は次式で表される速度である。

$$v = (c_{33}^D / \rho)^{1/2} \quad (5-3-1-11)$$

式 (5-3-1-3), (5-3-1-4), (5-3-1-9) と (5-3-1-10) を式 (5-3-1-5) と (5-3-1-6) に代入すると、次式が得られる。

$$T_3 = \beta \cdot c_{33}^D [a_0 \cos(\beta \cdot z) - a_e \sin(\beta \cdot z)] + e_{33} b_1 \quad (5-3-1-12)$$

$$D_3 = -\epsilon_{33} b_1 \quad (5-3-1-13)$$

ここでは簡単化のため電極の厚みは無視し、 $T_3$  は  $z = \pm h/2$  でゼロである。また、電極間のポテンシャルは印加電圧  $V$  に等しいとしている。これら条件より、以下の式が得られる。

$$a_0 = -V [\beta \cdot h \cos(\beta \cdot h/2) (c_{33}^D / e_{33}) \{1 - K_t^2 \tan^2(\beta \cdot h/2)\}]^{-1} \quad (5-3-1-14)$$

$$a_e = 0 \quad (5-3-1-15)$$

$$b_1 = V[h\{1 - K_t^2 \tan c(\beta \cdot h/2)\}]^{-1} \quad (5-3-1-16)$$

ここで、 $\tan cx = \tan x/x$  であり、 $K_t^2$  は TE モードの結合係数であり、 $K_t^2 = e_{33}^2 / \varepsilon_{33} c_{33}^D$  である。それゆえ共振器内の界分布は以下の式で表すことができる。

$$S_3 = [V \cdot e_{33} \beta \cos(\beta \cdot x)] / [c_{33}^D \{\beta \cdot h \cos(\beta \cdot h/2) - 2K_t^2 \sin(\beta \cdot h/2)\}] \quad (5-3-1-17)$$

$$E_3 = -\beta \cdot V [\cos(\beta \cdot h/2) - K_t^2 \cos(\beta \cdot x)] / [\beta \cdot h \cos(\beta \cdot h/2) - 2K_t^2 \sin(\beta \cdot h)] \quad (5-3-1-18)$$

そして、共振器のアドミッタンス  $Y(\omega)$  は以下の式で表現できる。

$$Y(\omega) = -j\omega \cdot D \cdot A / V = (j\omega \varepsilon_{33} A / h) / [1 - K_t^2 \tan c(\beta \cdot h/2)] \quad (5-3-1-19)$$

ここで、式中の  $A$  は電極面積を意味する。

### 5.3.2 2次非線形歪みの計算

非線形2次歪みにおいては、方程式(5-3-1-6)は以下の形に変形できる。

$$D_3 = \varepsilon_{33} E_3 + e_{33} S_3 + \chi^{(20)} E_3^2 + \chi^{(11)} E_3 S_3 + \chi^{(02)} S_3^2 \quad (5-3-2-1)$$

ここで、 $\chi^{(20)}$ ,  $\chi^{(11)}$ ,  $\chi^{(02)}$  は2次非線形の感受率である。

次に角周波数  $\omega_a$  および  $\omega_b$  を有する、2つの信号  $a$ ,  $b$  が同時に共振器に入力されたとすると、式(5-3-1-17), (5-3-1-18)を式(5-3-2-1)に代入すると、2次の非線形項  $D_3^{(a+b)}$  が次式で得られる。

$$D_3^{(a\pm b)}|_{z=\pm h/2} = (\mu^{(2)} \varepsilon_{33}^2 / h^2) V_a V_b / \{[1 - K_t^2 \tan c(\beta_a h / 2)] \{1 - K_t^2 \tan c(\beta_b h / 2)\}\} \quad (5-3-2-2)$$

ここで  $\beta_a = \omega_a / v, \beta_b = \omega_b / v$  で  $V_a, V_b$  は入力電圧。  $\mu^{(2)}$  は次式で与えられる比例係数である。

$$\mu^{(2)} = \varepsilon_{33}^{-2} [\chi^{(20)} (1 - K_t^2)^2 + \chi^{(11)} (e_{33} / c_{33}^D) (1 - K_t^2) + \chi^{(02)} (e_{33} / c_{33}^D)^2] \quad (5-3-2-3)$$

式(5-3-2-2)より、角周波数  $\omega_{a\pm b}$  を有する 2 次非線形電流  $I_{a\pm b}$  は次式で表すことができる。

$$I_{a\pm b} = -j \omega_{a\pm b} D_3^{(a\pm b)} A = \kappa^{(2)} (I_a I_b) \quad (5-3-2-4)$$

ここで、 $I_a = Y(\omega_a) V_a, I_b = Y(\omega_b) V_b$  であり、そして

$$\kappa^{(2)} = j(\omega_{a\pm b} / \omega_a \omega_b) (\mu^{(2)} / A) \quad (5-3-2-5)$$

である。

式(5-3-2-4)より、非線形 2 次歪み解析モデルが図 5-3-2-1 で与えられることが分かる。本モデルをもとに、以下の手順で非線形 2 次歪みの解析が可能である。

- 1) 共振器に流れる個々の線形電流  $I_a$  および  $I_b$  を計算する。
- 2) 上記で得た  $I_a$  および  $I_b$  より、非線形 2 次歪み電流  $I_{a\pm b}$  を計算する。
- 3) 目的とするデバイス（フィルタ、共振器）の等価回路を作成し、構成する共振器を図 5-3-2-1 で表現、デバイスの入出力ポートの 2 次非線形電圧を計算する。ここでは、非線形電流は 2) で得たものを使用する。

2 次高調波歪み  $V_i^{(2\omega)}$  もまた計算可能であるが、その場合  $I_a = I_b, \omega_a = \omega_b$  として、計算で得られた電圧を 1/2 する（式(5-2-3)参照）。

ここで注意すべきことは、 $\mu^{(2)}$  は非線形に関する比例係数だが、材料、共振器構造やプロセス等に依存すると考えられ、これら条件が一定であると仮定すると、デバイスの

非線形歪みの相対値を議論する場合には、 $\mu^{(2)}$ は一定の値を使用すればよく、非線形歪みの絶対値を議論する場合には、実験値から推測する必要がある。また非線形歪みが偶数次モードは圧電結晶の対称性が起因していることから、 $\mu^{(2)}$ の符号はAINのc軸の方向によって決まるため、共振器の接続方向によって、その符号を調整する必要がある。

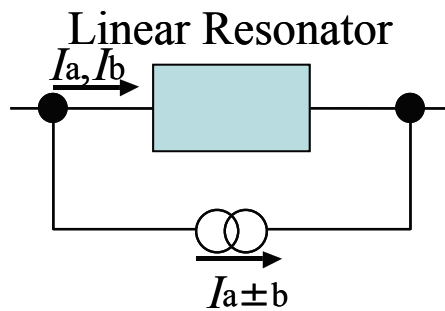


図 5-3-2-1 非線形解析用等価回路

### 5.3.3 3次非線形歪みの計算

非線形3次歪みにおいては、方程式(5-3-2-1)は以下の形で置き換えられる。

$$D_3 = \varepsilon_{33}E_3 + e_{33}S_3 + \chi^{(20)}E_3^2 + \chi^{(11)}E_3S_3 + \chi^{(02)}S_3^2 + \chi^{(30)}E_3^3 + \chi^{(21)}E_3^2S_3 + \chi^{(12)}E_3S_3^2 + \chi^{(03)}S_3^3 \quad (5-3-3-1)$$

ここで、 $\chi^{(30)}$ および $\chi^{(21)}$ ,  $\chi^{(12)}$ ,  $\chi^{(03)}$ は3次非線形の感受率である。

次に角周波数 $\omega_c$ を有する第3の信号cもa, bと同時に共振器に入力されたとすると、式(5-3-1-17),(5-3-1-18)を式(5-3-3-1)に代入すると、3次の非線形項 $D_3^{(a±b±c)}$ が次式で得られる。

$$D_3^{(a±b±c)} \Big|_{z=\pm h/2} = (\mu^{(30)} \varepsilon_{33}^2 / h^3) V_a V_b V_c / \{ [1 - K_t^2 \tan c(\beta_a h / 2)] \{1 - K_t^2 \tan c(\beta_b h / 2)\} \{1 - K_t^2 \tan c(\beta_c h / 2)\} \} \quad (5-3-3-2)$$

ここで $\beta_c = \omega_c / v$ で $V_c$ は入力電圧。 $\mu^{(3)}$ は次式で与えられる比例係数である。

$$\mu_{(3)} = \varepsilon^{-3} [\chi^{(30)} (1-K^2)^3 + \chi^{(21)} (e/c^D) (1-K^2)^2 + \chi^{(12)} (e/c^D)^2 (1-K^2) + \chi^{(03)} (e/c^D)^3] \quad (5-3-3-3)$$

式(5-3-3-2)より、角周波数  $\omega_{a\pm b\pm c}$  を有する 3 次非線形電流  $I_{a\pm b\pm c}$  は次式で表すことができる。

$$I_{a\pm b\pm c} = -j\omega_{a\pm b\pm c} D_3^{(a\pm b\pm c)} A = \kappa^{(3)} (I_a I_b I_c) \quad (5-3-3-4)$$

ここで、 $I_c = Y(\omega_c) Vc$  であり、そして

$$\kappa^{(3)} = j(\omega_{a\pm b\pm c} / \omega_a \omega_b \omega_c) (\mu^{(3)} / A^2) \quad (5-3-3-5)$$

式(5-3-3-4)および式(5-3-3-5)より、図 5-3-2-1 の等価回路モデルと解析手順が 5-3-2 項で説明した 2 次歪みの解析と同様であることが分かる。

3 次高調波歪み  $V_i^{(3a)}$  もまた計算可能であるが、その場合  $I_a = I_b = I_c$ 、 $\omega_a = \omega_b = \omega_c$  として、計算で得られた電圧を 1/3 する (式(5-2-3)参照)。

奇数次モードの非線形歪みの場合には、構造の非対称性の必要性は本質的な問題ではないために、 $\mu^{(3)}$  の符号は同様なプロセスを得て作成された共振器であれば、どれも同じと考えてよい。

$\mu^{(2)}$  および  $\mu^{(3)}$  の値は、未知の比例定数であるが、材料、製造プロセスや共振器構造に依存すると考え、一度それらがフィックスされれば、テストデバイスを作成し実測値よりそれらを見積もることが可能と考える。

### 5.3.4 実験的検証

次に前項で説明した解析方法を使用して、図 5-3-4-1 に示す、単純な 1 段構成の FBAR フィルタを試作し、実験結果と理論値の比較を行った。図中に示す、矢印は AIN の  $c$  軸の方向を示し、 $\mu^{(2)}$  の極性を決めるものである。計算上、FBAR フィルタの中心周波数は 1.95 GHz で帯域幅は 80 MHz に設定した。図中のポート 1 に  $f_a$  信号を入力

し、非線形歪みにより発生した 2 次高調波  $V_2^{(2a)}$  をポート 2 で検出した。試作において、Air-gap 型 FBAR[5-8~5-10]を採用、図 5-3-4-1 と同じトポロジーのフィルタを試作した。図 5-3-4-2 に実測されたフィルタの通過特性（散乱係数  $S_{21}$ ）と MBVD（modified Butterworth-Van-Dyke）モデル[5-11]を使用して計算したフィルタ特性を示す。実測と計算とは、良く一致していることが分かる。ここで、実験で得られた FBAR の共振  $Q$  および結合係数  $K^2$  は、それぞれ 1100、7%であった。図 5-3-4-3 に 26 dBm の入力信号を与えた時の 2 次高調波歪みの計算値  $V_2^{(2a)}$  を示す。ここでのシミュレーションで  $\mu^{(2)}$  は実験値とほぼ一致するように、その絶対値の合わせ込みを行っている。 $V_2^{(2a)}$  は  $f_a$  に依存するような傾向があり、共振器の線形電流が大きくなる並列腕共振器の共振周波数付近で増大し、一方、共振器の線形電流が小さくなる、直列腕の反共振周波数付近で減少する傾向にある。これら計算結果と実測値を比較してみると同様な傾向が得られており、特に帯域内では良く一致していることが分かる。帯域外で計算との整合性が良くないが、この理由として、2 次高調波（3.9 GHz）付近では、寄生容量やインダクタンスの影響を受けやすく、その効果を計算モデルに反映できていなかったためではないかと考える。

さらに、2次高調波歪み測定で使用した同じサンプルと計算モデルを使用して、3次高調波歪みの検討も実施した。図5-3-4-3にポート2で検出された3次高調波歪み $V_2^{(3a)}$ の計算値と実測値を示す。3次高調波歪み $V_2^{(3a)}$ は2次高調波歪み $V_2^{(2a)}$ と比較しかなり小さな値であり、計算と実測の整合性は幾分悪い。しかしながら実験値と計算値とでそれらの周波数依存性は互いに同様な傾向を示していることが分かる。

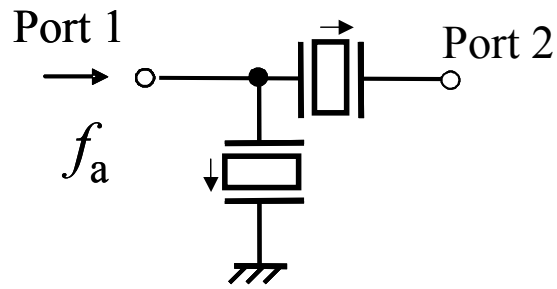


図 5-3-4-1 検証に使用した FBAR デバイス構成

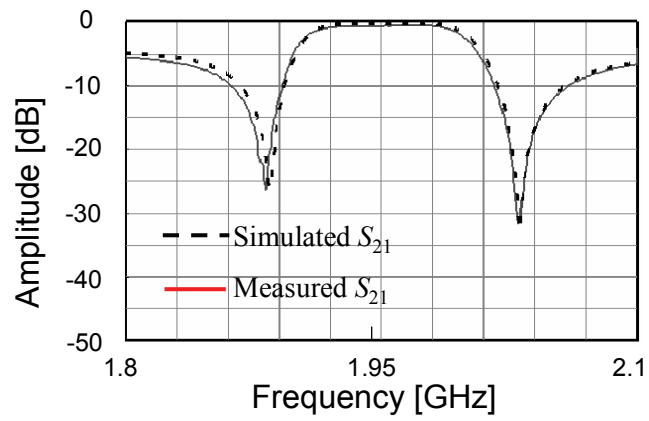


図 5-3-4-2 フィルタの通過特性

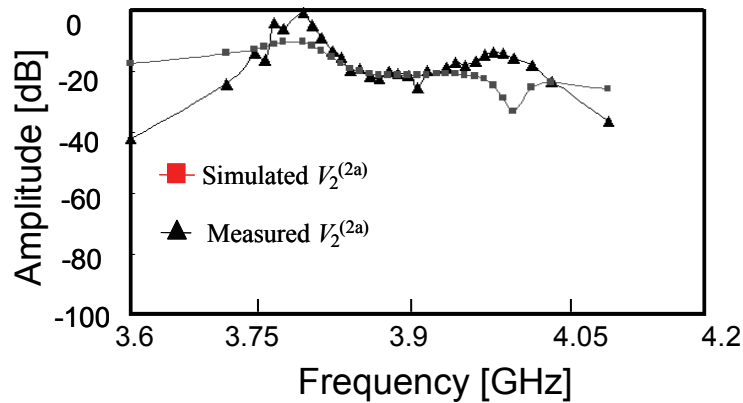


図 5-3-4-3 2次高調波歪み特性

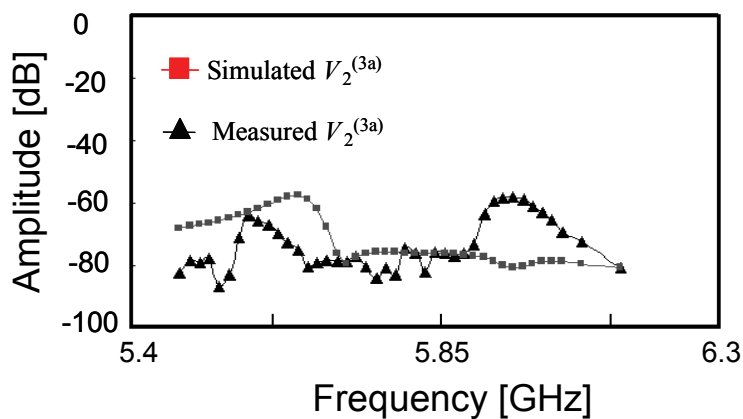


図 5-3-4-4 3次高調波歪み特性

## 5.4 相互変調歪みの周波数依存性の計算

ここでは、これまでに説明した解析手法を使用して、図5-4-1に示すラダーフィルタのIMD特性について議論する。

以下の解析において、フィルタを構成する共振器の $\gamma$ は16、 $Q$ は800とし、フィルタの心周波数および帯域幅は、それぞれ1 GHz、35 MHzになるように設定した。非線形比例定数 $\mu^{(2)}$  および  $\mu^{(3)}$  は、5.3.4 章で得られた値を使用している。周波数 $f_a$  および  $f_b$  の正弦波 “a” および “b” がそれぞれ、ポート1および2から与えられ、その入力パワーは26 dBmとした。



図5-4-2に $f_a$ を関数とする、計算で得られたIMD2と  $S_{21}$  を示す。ここで $f_b$ は0.1 GHzで固定されており、 $V_n^{(a\pm b)}$  はそれぞれのポート $n$  ( $n=1, 2$ )で検出されたIMD2の電圧であり、得られたIMD2の周波数は $f_a \pm f_b$  である (IMD2レスポンスは $f_a \pm 0.1$  GHzとなる)。

$f_a$  が通過帯域にある場合には、共振器の線形電流が増大するために、 $V_n^{(a+b)}$  および  $V_n^{(a-b)}$  は増加する( $n=1, 2$ )、また  $f_a \approx 0.9$  GHz や 1.1 GHzの場合にもIMD2は増大する。この理由として、 $f_a + f_b$  (0.9 GHz + 0.1 GHz) および  $f_a - f_b$  (1.1 GHz - 0.1 GHz) がフィルタの通過帯域内 (1 GHz) となるため発生したIMD2がフィルタを通過したためである。帯域外では、 $V_2^{(a\pm b)}$  が  $V_1^{(a\pm b)}$  より大きい傾向にあるが、これは  $f_b$  がフィルタの阻止域の周波数帯で、図中Port 2側の共振器がIMD発生に寄与しているため、ポート1には伝わるIMDは減衰されるためである。

図5-4-1に示す矢印の配置が、ポート1および2に対して対称ではない、IMD2の $c$ 軸の極性の効果を確認するために、信号”a” および”b”を図5-4-1とは逆の方向から入力し (ポート1に信号b, ポート2に信号aを入力)、それぞれのポートで得られるIMD2を計算した。計算手法や解析結果の見方は、前述したものと同様である。図5-4-3に計算結果を示し、図5-4-2と比較検討してみる。 $f_a$ が通過帯域内であるときの周波数帯に着目してみると、IMDの周波数依存性は顕著で、共振器の極性の変化で8 dBの差が生じている。このことは入力された2波の信号の影響を強く受けるポート付近では、直列腕と並列腕共振器で発生したIMD2の相互作用を受けていることを示唆している。

図5-4-4に $f_a$ を関数とする、計算で得られたIMD3と  $S_{21}$  を示す。ここで $f_a$ は0.88 GHzで固定されており、図中 $V_n^{(2a-b)}$ ,  $V_n^{(2b-a)}$ はそれぞれのポート $n$  ( $n=1, 2$ )で検出されたIMD3の電圧であり、得られたIMD2の周波数は $2f_b - f_a$ ,  $2f_a - f_b$ である (IMD3レスポンスは $2 * 0.88 - f_a$  GHz,  $2f_a - 0.88$  GHzとなる)。  $f_a$  が通過帯域内にある場合、共振器の線形電流が増加するために、 $V_n^{(2a-b)}$  および  $V_n^{(2b-a)}$  は増大する。さらに、 $f_a \approx 0.94$  GHz および0.76 GHzでもIMD3は増大する。これは $2f_a - f_b$  ( $2 * 0.94$  GHz - 0.88 GHz) および $2f_b - f_a$  ( $2 * 0.88$  GHz - 0.76 GHz) の周波数帯では、フィルタの通過帯域内 (1 GHz) となるために、IMD3がフィルタを通過するためである。

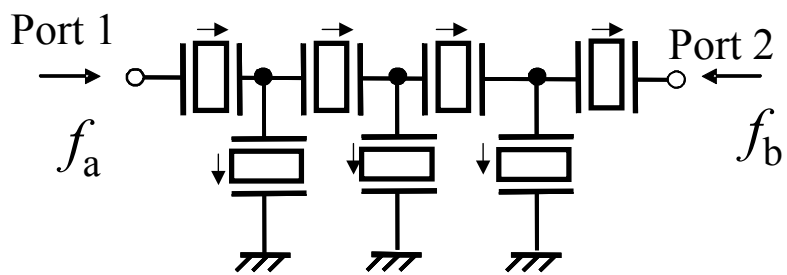


図 5-4-1 IMD 解析に使用した FBAR デバイスの構成

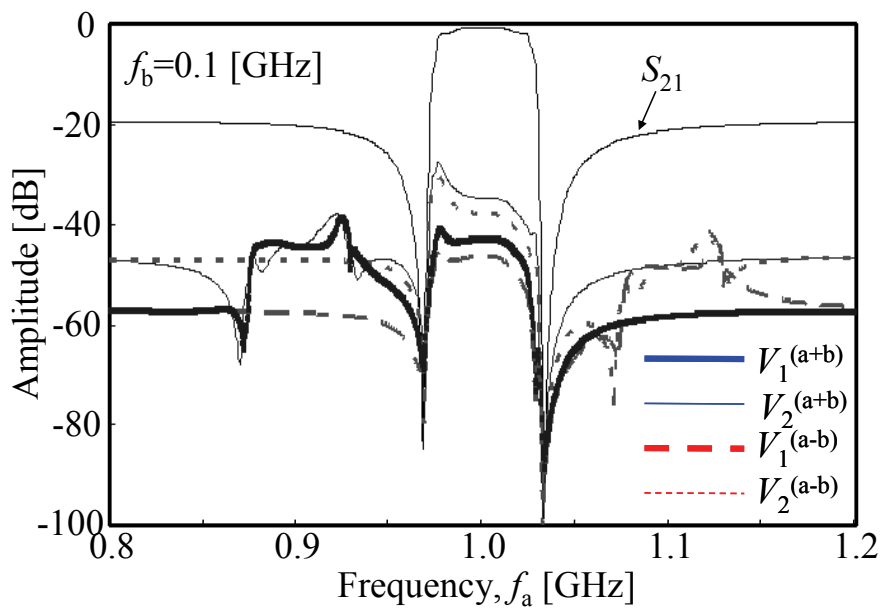


図 5-4-2 IMD2 の周波数依存性。信号 a,b はそれぞれポート 1,2 より入力

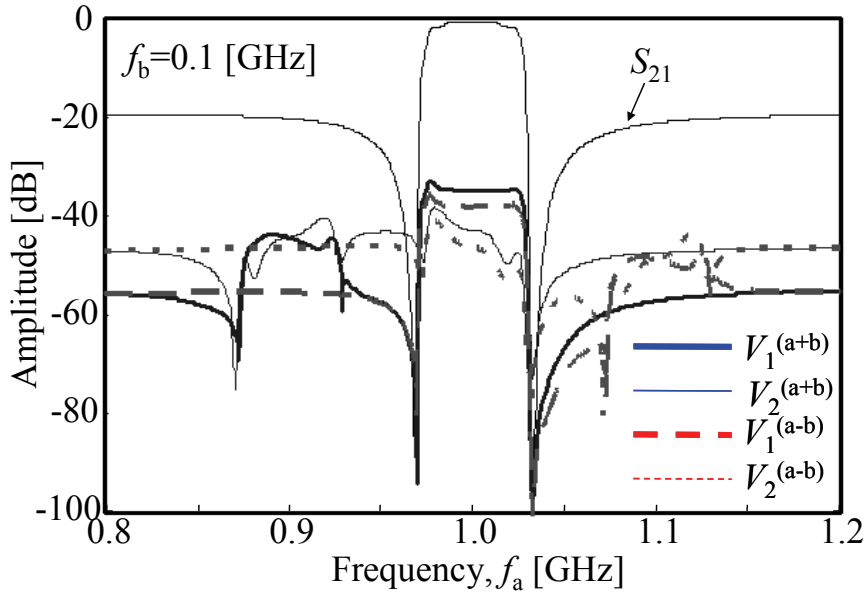


図 5-4-3 IMD2 の周波数依存性。 信号 a,b は、それぞれポート 2,1 に入力

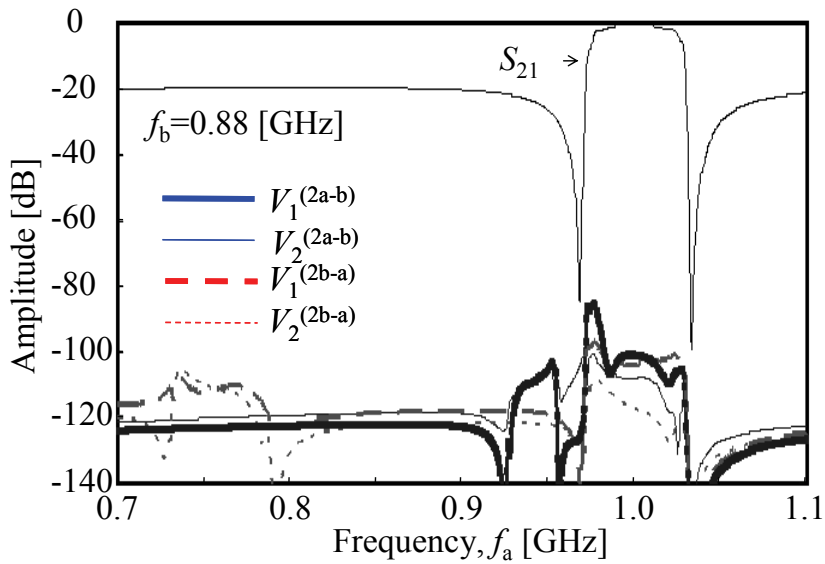


図 5-4-4 IMD3 の周波数依存性。 信号 a,b は、それぞれポート 1,2 に入力

## 5.5 偶数次モードの非線形歪みの改善

### 5.5.1 SAW および BAW の 2 次歪み

偶数次モードの非線形出力は、結晶構造の非対称性に起因するものである。 そのた

めに、AIN の  $c$  軸方向に非線形歪みの極性が依存すること考えられる。ここで、 $42^\circ\text{Y-X}$  LiTaO<sub>3</sub> 基板の SH 波を使用したような SAW デバイスと AIN の TE モードを使用した場合のデバイスの 2 次非線形歪みについて考えてみる。図 5-5-1-1 に SAW および FBAR の構造と発生する 2 次歪み出力の概念を示す。SAW の場合、 $c$  軸（分極軸）方向に歪み出力が発生し、その出力を IDT で検出することになる。しかし、IDT で検出した歪み出力はバスバーで短絡することになる。それに対して、FBAR (BAW) 構造では、発生した 2 次歪み出力全てを対向する平面電極で検出することになる。そのために FBAR (BAW) の 2 次歪みは SAW のそれと比較して、大きな出力を生むことになる。

図 5-5-1-2 に FBAR および SAW 共振器の 2 次高調波歪みおよび 3 次歪み高調波歪みの実測値を示す[5-6]。ここで SAW および FBAR 共振器のインピーダンスは、ほぼ同じになるものを使用した。両者を比較すると、2 次歪みでは SAW の方が FBAR より 20 dB 以上良好な値を示していることがわかる。このことは定性的には上記説明から理解できる。3 次歪みにおいては FBAR の方が 10 dB 程度良好なことが分かる。FBAR の 3 次歪みが良好な原因については、材料面、構造面等の違いからくるものと考えられるが、AIN の誘電率は LiTaO<sub>3</sub> のそれと比較して 1/4 程度であり、共振器面積は AIN を使用した FBAR の方が大きく、実効的な単位当たりの入力電力は FBAR の方が小さく、それが一つの原因と考えられる。

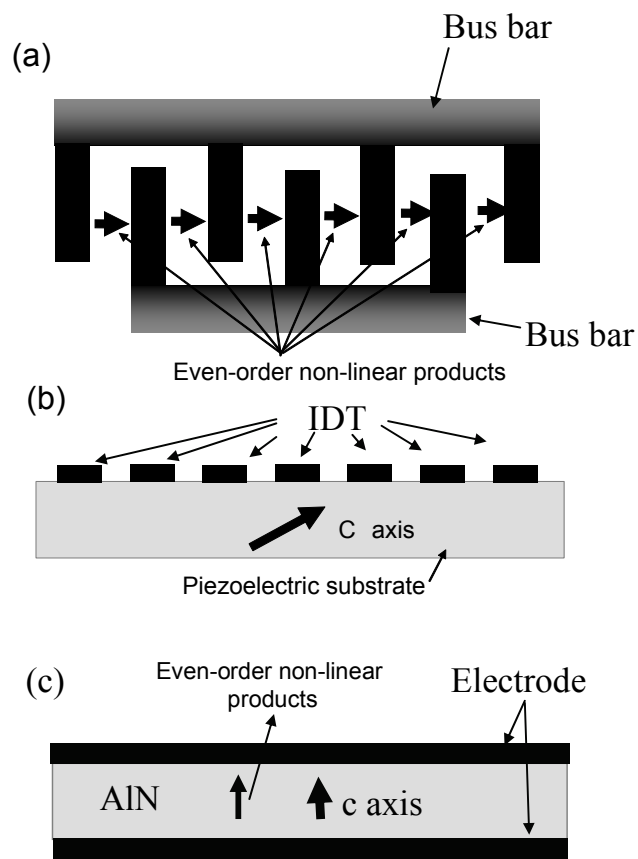


図 5-5-1-1 結晶軸と発生する 2 次歪, (a)SAW 上面図、  
(b)SAW 断面図、(c)FBAR 断面図

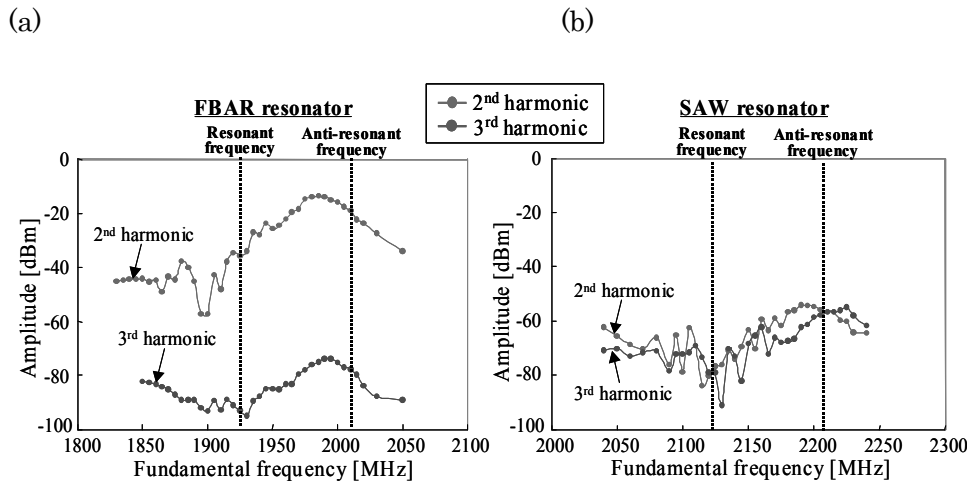


図 5-5-1-2 FBAR(a)および SAW 共振器(b)の 2 次および 3 次高調波歪

## 5.5.2 BAW デバイスの 2 次歪み改善の提案

次に、BAW の非線形 2 次歪みの改善手法について検討する。5.4 および 5.5.1 章で説明したように、BAW の 2 次歪みの符号は結晶の  $c$  軸方向に関係している。そうした場合、共振器に使用される AIN の  $c$  軸の極性を意識して、共振器の接続方法を工夫すると、2 次歪みが相殺できるはずである。図 5-5-2-1(a),(b)に 2 次歪み相殺構造の提案を説明する。図中(a),(c)は共振器を直列分割した構造であるが、特に(a)は  $c$  軸方向を逆向きに接続し、発生した 2 次歪みを相殺する構造である。(b),(d)では共振器を並列分割した構造である、特に(b)は  $c$  軸を逆にするような構造で接続し、発生した 2 次歪みを相殺する構造である。実際に BAW デバイスを作成する場合、分割された BAW 共振器の下部および上部電極の接続を工夫するだけであって、AIN の成膜手法を変更する必要は無い。

続いて、本手法の妥当性を検証するために、IMD2 のシミュレーションを行った。図 5-5-2-2 から図 5-5-2-5 に各フィルタ構造と計算によって得られた  $S_{21}$  および IMD2 を示す。各フィルタ構成で異なる点は、ポート 1 側の直列腕の共振器構成で、図 5-5-2-2 を基準として、図 5-5-2-3 は共振器を直列分割した構成で、分割した共振器の  $c$  軸は順方向に接続している。図 5-5-2-4 でも共振器を直列分割したものであるが、 $c$  軸は逆方向に接続している (IMD2 相殺構造)。図 5-5-2-5 では共振器を並列分割した構造で、 $c$  軸は逆方向に接続している (IMD2 相殺構造)。共振器を分割する際に、もとのインピー

ダンスと同等となるよう、直列分割では、各共振器が2倍の容量になるように、並列分割する際には1/2の容量になるようにしてある。計算に使用された共振器の $\gamma$ および $Q$ は16および800で、フィルタの中心周波数は1.95 GHzに設定され、ポート1に信号aおよびbを入力、信号aは21 dBm、bは-15 dBmで4.03 – 4.15 GHzに掃引している。計算手法および特性の見方は、5.4項と同様である。IMD2の場合、その出力は $f_a+f_b$ および $f_a-f_b$  (周波数は絶対値表示とする)の周波数領域に出力されるが、本計算では、 $V_n^{(a+b)}$ では $f_a$ が1.95 GHz付近が通過帯域内となり、IMD出力は増大(IMD2出力は6 GHz付近)、 $V_n^{(a-b)}$ では $f_a$ が1.95 GHzおよび2.15 GHz付近でIMD2が増大する(IMD2出力は、それぞれ2.15 GHz、1.95 Hz付近)。因みに、WCDMA band 1 システム(Tx: 1.92 – 1.98 GHz, Rx: 2.11 – 2.17 GHz)では、IMD2の評価として4.03 – 4.15 GHzのJammer信号を入力し、受信周波数帯での歪み出力を検出、評価する。これら計算結果を比較すると、共振器を単純に直列分割することで、特にポート1からのIMD2が抑圧されていることが分かる。さらにIMD2相殺構造にすることで、特に1.95GHz付近では20 dB程度の改善効果が得られていることが分かる。本提案の妥当性を示すことが出来た。

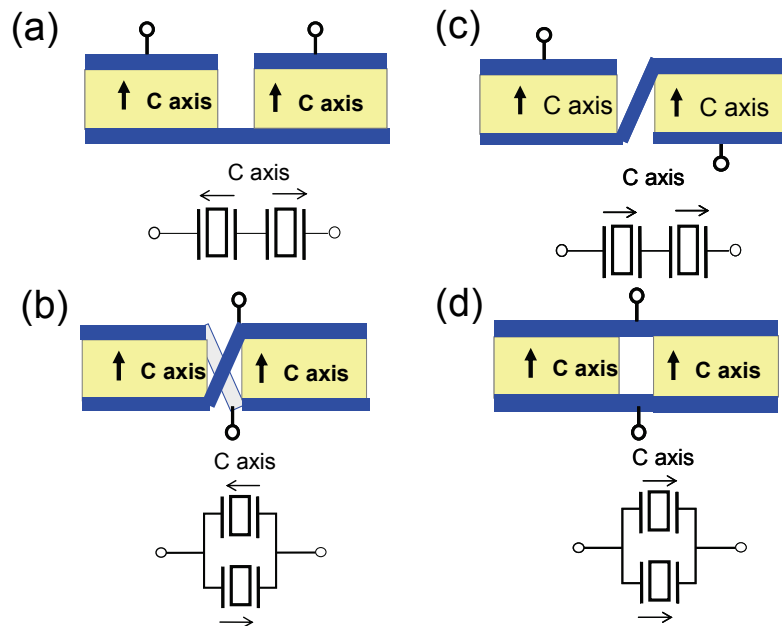


図 5-5-2-1 各種 FBAR の接続方法

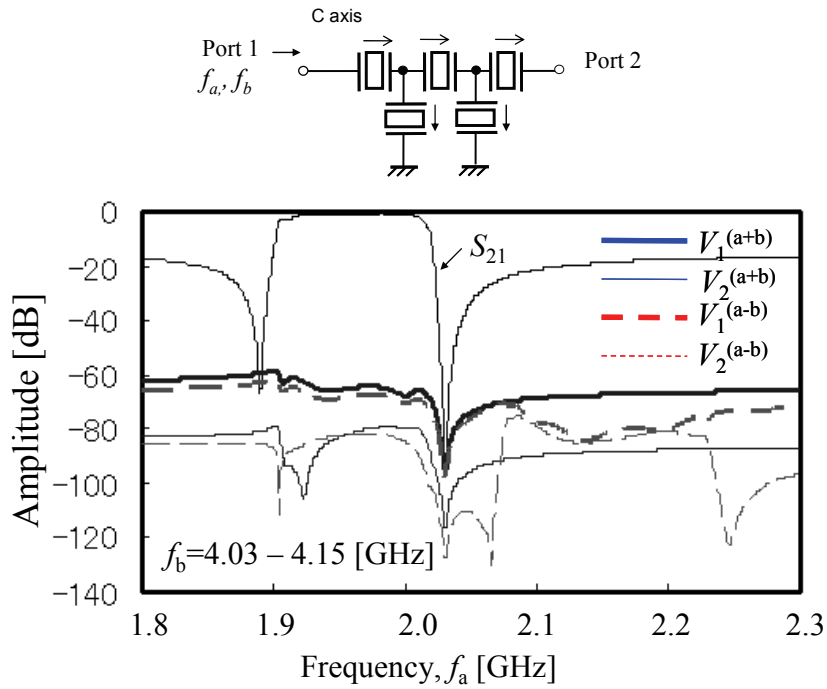


図 5-5-2-2 BAW フィルタの IMD2 特性

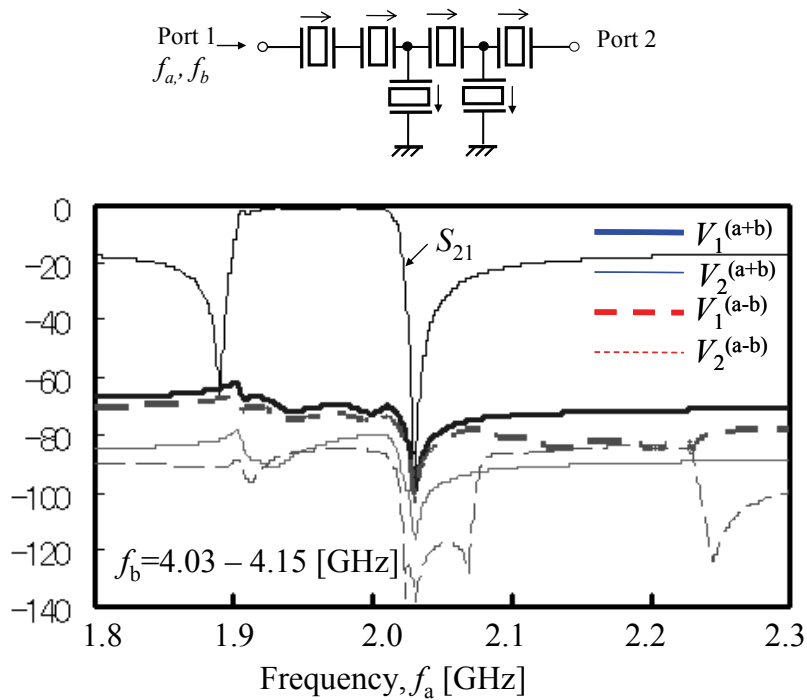


図 5-5-2-3 共振器を直列分割した場合の BAW フィルタの  
IMD2 特性 (IMD2 非相殺構造)



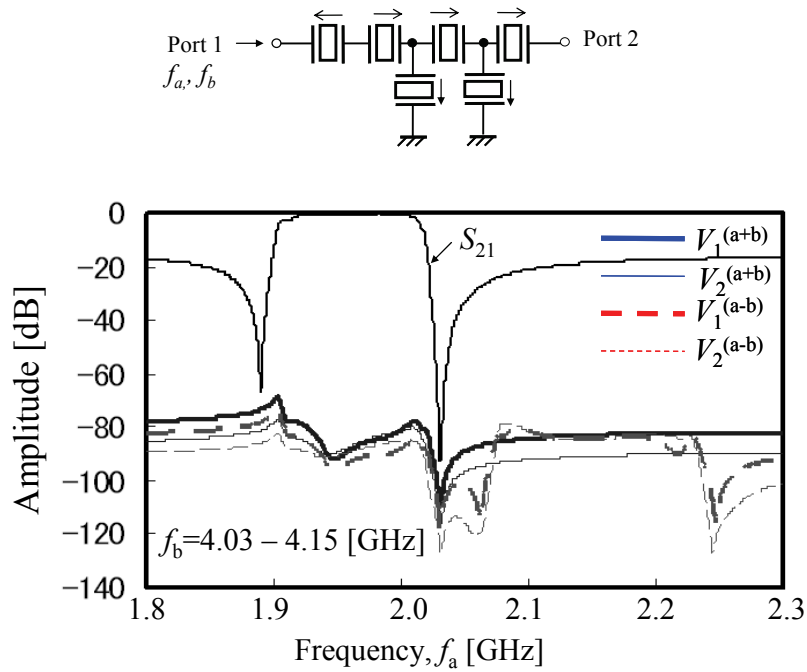


図 5-5-2-4 共振器を直列分割した BAW フィルタの IMD2  
(IMD2 相殺構造採用)

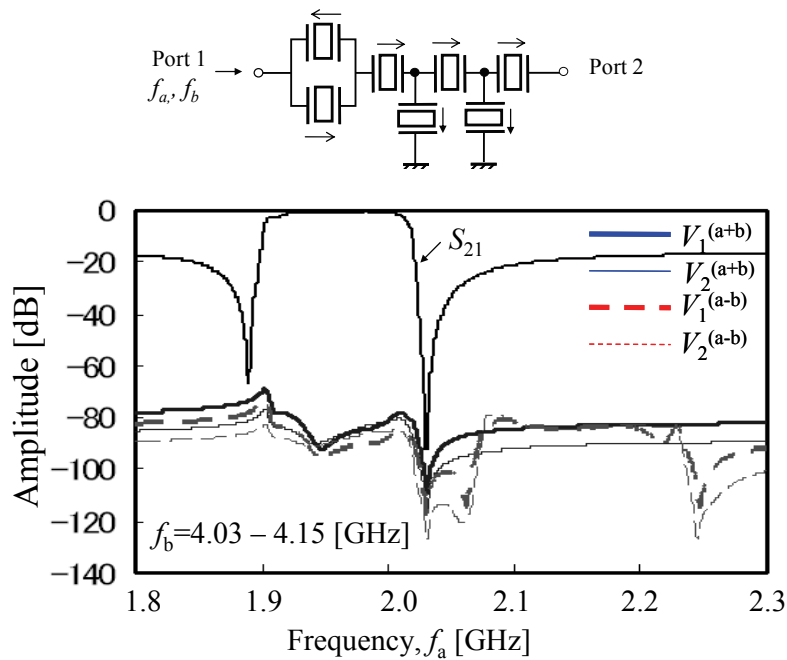


図 5-5-2-5 共振器を並列分割した BAW フィルタの  
IMD2 (IMD2 相殺構造)

## 5.6 デュープレクサの相互変調歪み特性

これまでの解析結果および提案の妥当性を検証するために、第4章で説明した Air-gap プロセスを使用した WCDMA band 1 デュープレクサを作成、IMD2 および IMD3 を評価した。ここで使用したフィルタの構成を図 5-6-1(a)および(b)に示すが、デュープレクサを構成する Tx フィルタのみ構成(a),(b)を採用しその他の構成は同一とした。図中(a)はアンテナ側の共振器を直列分割し、共振器の極性を逆方向で接続している。図 5-6-1(c)に評価系を示すが、周波数  $f=f_a$  の信号 a をデュープレクサのアンテナポートに接続し、デュープレクサのアンテナポートからの出力が 21 dBm となるよう、パワーアンプの出力を制御した。同時に  $f=f_b$  (-15 dBm) 信号 b をアンテナポートより入力し、Rx ポートより出力される  $f=f_b-f_a$  および  $f=2f_a-f_b$  の IMD2 および IMD3 をスペクトラムアナライザにより測定した。 $f_a$  および  $f_b$  はそれぞれ 1.92 - 1.98 GHz, 4.03 - 4.15 GHz で掃引することで、 $f=f_b-f_a$  の IMD2 が Rx バンド(2.11 - 2.17 GHz)に検出される。IMD3 に関しては、 $f_a$  および  $f_b$  をそれぞれ 1.92 - 1.98 GHz, 1.730 - 1.790 GHz で掃引することで、 $f=2f_a-f_b$  の信号が Rx バンドに出力される。

図 5-6-2(a)および(c)に IMD2 の計算結果と実測値を示す。IMD2 出力  $V_3^{(b-a)}$  は  $f_b-f_a$  の関数で表されている(横軸は  $f_b-f_a$ )。計算と実測とでは減衰極の位置が多少シフトしているが、結果は良く一致していると考えられる。フィルタ(a)では IMD2 が(b)より約 20 dB 改善されており、前項で提案した UMD2 相殺構造の効果が得られたと考える。図 5-6-2(b)および(d)に IMD3 の計算結果と実測値を示す。IMD3 出力  $V_3^{(2a-b)}$  は  $2f_a-f_b$  の関数で表されている(横軸は  $2f_a-f_b$ )。フィルタ(a)では (b) より、IMD3 が 5dB 程度改善されているが、これは、共振器を分割することにより、共振器サイズが2倍になり、共振器の単位面積当たりの消費電力が減ったためと考える。IMD3 は、実測と計算値とで 20 dB 程度の差が生じているが、この原因として 5.3.3 項で算出した  $\mu^{(3)}$  の精度に課題があったかもしれない。

図 5-6-3 に、種々の構造を有する IMD2 の測定結果をまとめる。測定手法は上述したものと同様で、デュープレクサ(図 5-6-1)を構成する Tx フィルタのアンテナ側の共振器構造を図 5-5-2-1 に示す構造とした。図 5-6-3 中の(a)~(d)は図 5-5-2-2 の(a)~(d)に対応している。得られた結果より、共振器の直列分割および並列分割ともに、IMD2 相殺構造の効果が得られていることが良く分かる。

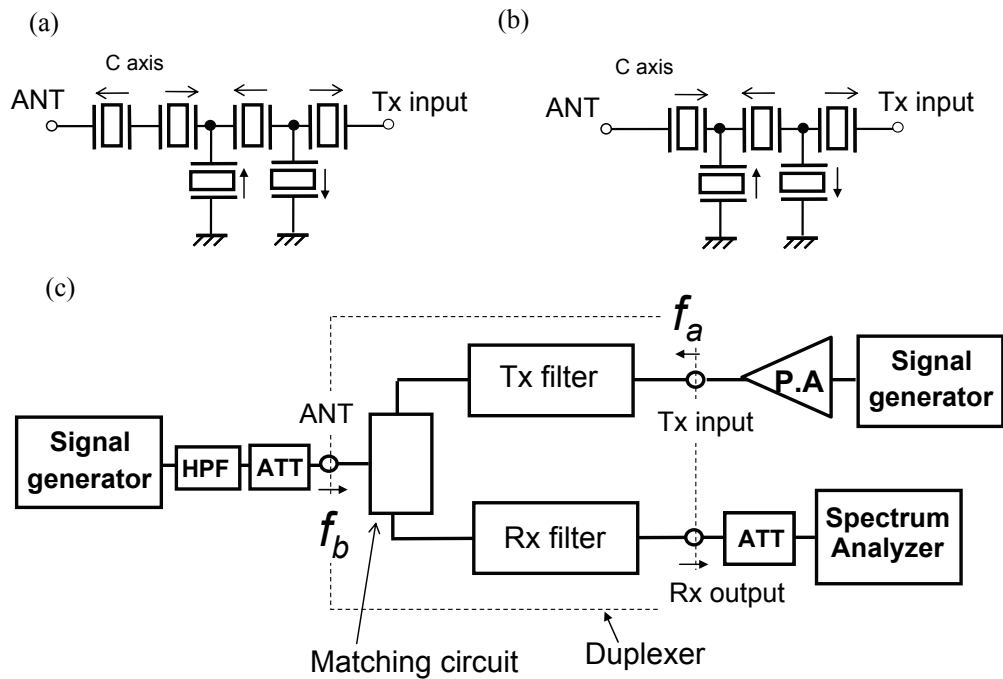


図 5-6-1 採用した送信フィルタ構造(a),(b)と IMD 評価系(c)

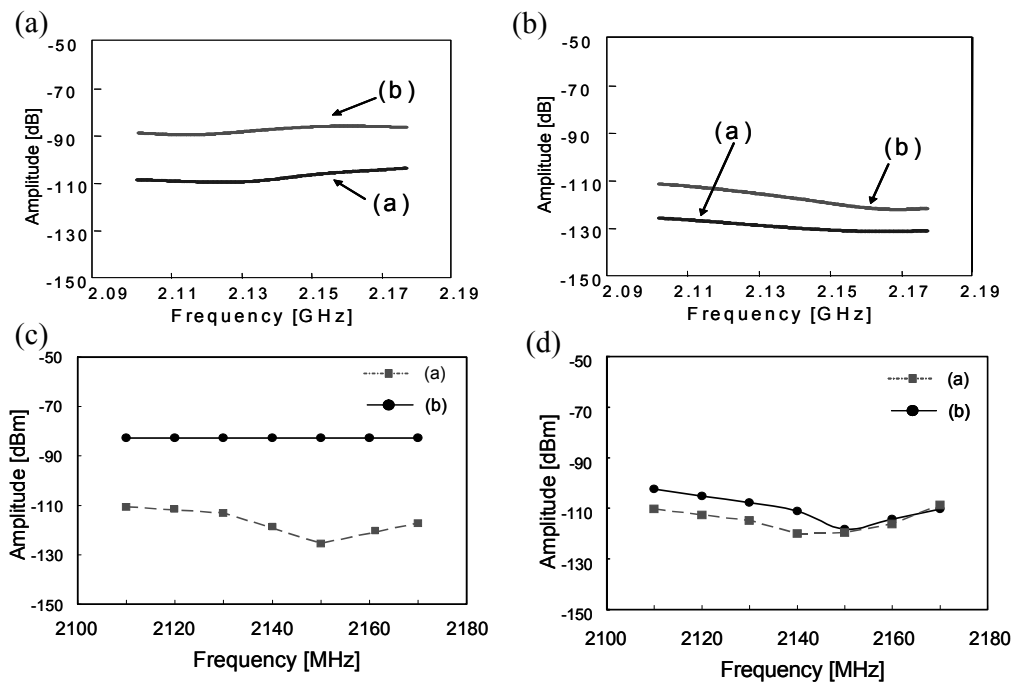


図 5-6-2 デュプレクサの IMD 特性。(a)IMD2 計算値、(b)IMD3 計算値、(c)IMD2 実測値、(d) IMD3 実測値

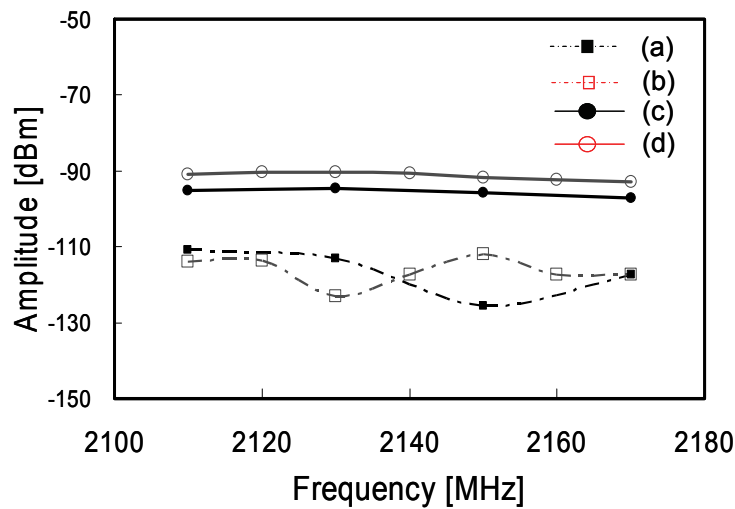


図 5-6-3 各種フィルタ構造を有するデュープレクサの  
IMD 測定結果まとめ

## 5.7 むすび

AIN を使用した BAW の TE モードの非線形解析について、線形回路モデルに非線形電流源を接続した、非線形解析手法を提案。本解析に使用する非線形電流源は線形解析で得られる線形電流を使用して求められる。本解析手法の妥当性を実験的に確認し、IMD2 および IMD3 の周波数依存性や IMD2 の抑圧手法を提案した。本研究で得られた結果を以下にまとめる。

- 1) TE モード BAW の非線形解析手法を提案、2 次および 3 次非線形高調波歪みの実測値と計算値を比較し、ほぼ一致することを確認。本解析手法の妥当性を実証した。
- 2) ラダーフィルタの IMD2 および IMD3 を計算。IMD の周波数依存性について解析を実施した。さらには IMD2 での  $c$  軸の極性 ( $c$  軸の向き) について考察を実施、その極性によって、IMD2 の出力レベルが変化することを示した。
- 3) BAW および SAW 共振器の IMD2 および IMD3 を測定、比較し、特に BAW の IMD2 が SAW のそれと比較して大差があることを示し、その原因について定性的に説明を行った。最大の理由は SAW では IDT 構造が IMD2 のキャンセル構造となるのに対して、BAW では平行平板型電極で発生した IMD2 を全て検出するためである。
- 4) BAW の IMD2 の抑圧構造を提案、FBAR を並列もしくは直列に分割し、さらに  $c$  軸の極性を逆方向となるように接続する手法である (IMD 相殺型構造)。本提案を、

計算にて検証した。

- 5) 上記提案の妥当性を確認するために、WCDMA band 1 デュプレクサを試作、IMD を評価した。実験結果は計算値とほぼ一致する結果が得られ、本解析手法の妥当性、提案した相殺構造が有効であることを示した。

## 参考文献

- [5-1] 例えば黒田忠広監訳、“RF マイクロエレクトロニクス”、丸善、2002、pp19.
- [5-2] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh and K. Hashimoto, “A Circuit Model for Nonlinear Simulation of Radio-Frequency Filters Employing Bulk Acoustic Wave Resonators”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.55, 2008, pp. 849-856.
- [5-3] M. Ueda, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh and K. Hashimoto, “A Circuit Model for Nonlinear Simulation of Radio-Frequency Filters Employing Bulk Acoustic Wave Resonators”, *IEEE Int'l. Microwave Symp.*, 2008, [to be published]
- [5-4] J.Tsutsumi, S.Inoue, M.Ueda and R.Weigel, “Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers on Third Generation Mobile Phone Systems”, *Proc. Of the European Micro Wave Association*, Vol. 3, 2007, pp. 120-127.
- [5-5] J.Tsutsumi, S.Inoue, M.Ueda and R.Weigel, “Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers on Third Generation Mobile Phone Systems”, *36th EM Symp.*, 2007, pp. 75-78 (in Japanese).
- [5-6] T. Nishihara, M. Iwaki, G. Endo, X. Mi, S. Taniguchi, M. Ueda and Y. Satoh, “BAW/SAW/IPD hybrid type duplexer with Rx balanced output for WCDMA Band I”, *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, 2008, pp. 831-834.
- [5-7] 例えば尾上守夫、十文字弘道、富川義朗、望月雄蔵、“固体振動論の基礎”、オーム社、1982.
- [5-8] S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, M. Ueda and Y. Satoh, “An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate”, *3rd Int. Symp. on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2007, pp. 93-96.
- [5-9] S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, M. Ueda and Y. Satoh, “An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2007. pp. 600-603

- [5-10] M. Ueda, M. Hara, S. Taniguchi, T. Yokoyama, T. Nishihara, K. Hashimoto, and Y. Satoh, "Development of an X-Band Filter Using Air-Gap-Type Film Bulk Acoustic Resonators" *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 47, 2008, pp. 4007-4010.
- [5-11] J. Larson, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, "Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2000, pp. 863-868.

## 第6章 結論

本論文では、第2章でBAW/SAWの概要を説明し、BAWのメリット、デメリットを示し、デバイス開発の指針を示した。3章以降では、BAWフィルタの高性能化を目的に以下の成果を得た。

### 1) 共振器の高Q化、フィルタの低損失化のための電極材料の解析と検討

第3章では、Masonの等価回路を使用して、FBARの電極の音響インピーダンスがFBAR特性にいかに関与するかを計算した。本研究では、ヤング率及び密度の効果を独立に考察した。結合係数は、特にヤング率の影響が支配的で、高結合係数のFBARを得るには高ヤング率材料の選択が必要であり、逆に、ソフトで密度の大きな材料は、結合係数の低下を導くことを定量的に示した。さらにその物理的イメージを解明すべく、FBAR断面の粒子変位および弾性エネルギーの分布を計算した。高ヤング率(高音響インピーダンス)材料では、AIN中のエネルギー分布が電極中のそれと比較して大きく、効率よく弾性波を励振していると推測できる。また、低ヤング率の材料では電極中の弾性波分布が大きくなっている。本調査はFEM解析でも同様な結果が得られた。

材料の異なる電極を使用して、共振器及びフィルタのシミュレーションを実施した。高音響インピーダンス材料であるRuでは低損失、広帯域特性のフィルタ特性が可能であることが判明した。反面、AlやCuのような低音響インピーダンス材料を使用した場合は、広帯域化が困難で、損失も大きくなることが分かった。

最後にこれら理論結果を確認すべく、実験的検証を実施し、計算同様の結果が得られた。調査範囲ではRuが最適との結果を得た。さらに、Ruを使用したFBARを使用して、WCDMA band 1用Txフィルタを設計、作成した。損失2 dB以下、Rx帯域減衰が45 dB以下と良好な結果を得た。

### 2) 簡易構造で高性能なAir-gap型FBARの提案と高周波化の可能性の検討

第4章では、従来型FBARと比較して構造が簡単で、低コスト化可能なAir-gap型FBARを提案、2 GHz帯からK-bandと高周波化の検討を行なった。

本提案のAir-gap型FBARは電極膜及び圧電膜の応力を積極的に利用したもので、メンブレンを支えるサポート膜や、キャビティの形成が不要である。FEM応力シミュレーションではドーム型のメンブレンが得られることを定量的に確認し、実験的にも

その妥当性を確認できた。 X-band および K-band FBAR においても、Air-gap 構造が有効であることを示した。

2 GHz 帯 FBAR 性能は、共振 Q 1500、反共振 Q 1100、結合係数 7.2%と良好な特性が得られ、従来の Via-hole 型と比較して遜色ないことが確認された。 さらに、X および K-Band FBAR を試作、弾性波フィルタとしてはトップレベルの性能を得た。 特に K-band フィルタにおいては、弾性波フィルタとしてこれまで他に例が無いと考える。

### 3) 大電力伝送時の非線形歪みの解析と 2 次歪み低減手法の提案

第 5 章 AIN を使用した BAW の TE モードの非線形解析について、線形回路モデルに非線形電流源を接続した、非線形解析手法を提案した。本解析に使用する非線形電流源は線形解析で得られる線形電流を使用して求められる。本解析手法の妥当性を実験的に確認し、IMD2 及び IMD3 の周波数依存性や IMD2 の抑圧手法を提案した。本研究で得られた結果を以下にまとめる。

- a) TE モード BAW の非線形解析手法を提案、2 次及び 3 次非線形高調波歪の実測値と計算値を比較し、ほぼ一致することを確認。本解析手法の妥当性を実証した。
- b) ラダーフィルタの IMD2 及び IMD3 を計算。IMD の周波数依存性について解析を実施した。更には IMD2 での  $c$  軸の極性( $c$  軸の向き)について考察を実施、その極性によって、IMD2 の出力レベルが変化することを示した。
- c) BAW 及び SAW 共振器の IMD2 及び IMD3 を測定、比較し、特に BAW の IMD2 が SAW のそれと比較して大差があることを示し、その原因について定性的に説明を行った。最大の理由は SAW では IDT 構造が IMD2 のキャンセル構造となるのに対して、BAW では平行平板型電極で発生した IMD2 を全て検出するためであると考えられる。
- d) BAW の IMD2 の抑圧構造を提案、FBAR を並列もしくは直列に分割し、さらに  $c$  軸の極性を逆方向となるように接続する手法である(IMD 相殺型構造)。本提案を、計算にて検証した。
- e) 上記提案の妥当性を確認するために、WCDMA band 1 デュープレクサを試作、IMD を評価した。実験結果は計算値とほぼ一致する結果が得られ、本解析手法の妥当性、提案した相殺構造が有効である事を示した。

最後に以上述べた技術を使用した 2 GHz 帯 FBAR デバイスは RF デバイスとしての信頼性試験、生産性の確認を実施し、実用化に成功した



## 謝辞

本研究の遂行および本論文の作成にあたり、終始懇切なるご指導、ご助言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、謹んで感謝の意を表し、厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行と論文の作成にあたり、千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 山口 正恆 教授には、数々のご助言とご指摘、ご指導を頂きました。ここに深く感謝申し上げます。

本研究をまとめるにあたり、千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 八代 健一郎 教授、千葉大学大学院 融合科学研究科 情報科学専攻 阪田 史郎 教授には、ご指導およびご助言いただきましたこと、感謝いたします。

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 大森 達也 助教には、数々のご助言を頂きました。深く感謝いたします。

また、石巻専修大学 若月 昇 教授には、富士通在社時代から含めて、多大なるご指導、ご助言とお世話を頂きました。深く感謝申し上げます。

本研究を実施する機会を与えて下さいました、株式会社富士通研究所 村野 和雄 社長、同社 内山 隆 取締役、同社旧ペリフェラルシステム研究所 安部 文隆 元 所長代理（現 富士通研究所 シニアスタッフ）、同社旧ペリフェラルシステム研究所 山岸 文雄 元所長代理、同社旧メディアデバイス研究部 佐脇 一平 元部長（現 同社特許推進部 担当部長）を始め、関係各部門の皆様方に感謝いたします。同社旧ペリフェラルシステム研究所 宮下 勉 元主管研究員（現 富士通株式会社 光モジュール事業本部 シニアスタッフ）のご指導に感謝いたします。

また、株式会社富士通研究所 佐藤フェロー室 佐藤 良夫 フェローには、本研究を進めるにあたり、終始ご指導、ご鞭撻を受け賜りました。ここに深く感謝申し上げます。同フェロー室 松田 隆志 主任研究員、西原 時弘 主任研究員、松本 一宏 主任研究員、谷口 眞司氏、堤 潤氏、横山 剛氏、岩城 匡郁氏、原 基揚氏、坂下 武氏、井上 将吾氏を始めとする各位に感謝いたします。

本研究を進めるに当たり、ご助言とご指摘、数々のご協力を頂きました、富士通メディアデバイス株式会社 藤原 嘉朗 取締役、越野 昌芳 取締役、同社通信デバイス事業部 伊形 理 事業部長、江畑 泰男 元担当部長、川内 治 部長、遠藤 剛氏

を始めとする関係各位に深謝の意を表します。

また、本研究の一部は総務省高マイクロ波帯基盤技術の高度化のための研究開発に関する研究プロジェクトによるものである。

## 本論文に関する発表論文リスト

### < 学術論文 >

- 1) **M. Ueda**, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh and K. Hashimoto, “A Circuit Model for Nonlinear Simulation of Radio-Frequency Filters Employing Bulk Acoustic Wave Resonators”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.55, 2008, pp. 849-856.
- 2) **M. Ueda**, M. Hara, S. Taniguchi, T. Yokoyama, T. Nishihara, K. Hashimoto, and Y. Satoh, “Development of an X-Band Filter Using Air-Gap-Type Film Bulk Acoustic Resonators” *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 47, 2008, pp. 4007-4010.
- 3) 井上将吾, 堤 潤, 松田隆志, **上田政則**, 佐藤良夫, “ダブルモード型弾性表面波フィルの斜め放射の解析と抑制,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J90-C, no. 4, pp. 396–397, 2007.
- 4) 三浦道雄、井上省吾、堤潤、松田隆志、**上田政則**、佐藤良夫、伊形理、江畑泰男、“LiTaO<sub>3</sub>/サファイア接合基板を用いた温度特性改善 SAW デバイス”、*電気学会論文誌 C*、Vol.127,2007, pp.1161-1165.
- 5) S. Inoue, J. Tsutsumi, T. Matsuda, **M. Ueda**, O. Ikata and Y. Satoh, “Ultra-Steep Cut-Off Double Mode SAW Filter and Its Application to a PCS Duplexer”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.54, 2007, pp. 1882-1887.
- 6) S. Inoue, J. Tsutsumi, T. Matsuda, **M. Ueda**, O. Ikata and Y. Satoh, “Analysis and Suppression of Side Radiation in Leaky SAW Resonators”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.54, 2007, pp. 1692-1699.
- 7) **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, 2007, pp. 4642-4645.
- 8) J. Tsutsumi, S. Inoue, **M. Ueda** and R. Weigel, “Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers on Third Generation Mobile Phone Systems”, *Proc. Of the European Micro Wave Association*, Vol. 3, 2007, pp. 120-127.
- 9) S. Inoue, T. Matsuda, S. Matsuda, **M. Ueda**, Y. Satoh, K. Wada, S. Mitobe, and Y. Ebata, “Double-Mode Surface Acoustic Wave Filter with Suppressed Longitudinal and Transverse Mode Spurious Responses using Wave-Shaped Apodized Structure,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 8A, pp. 6490–6495, 2006.
- 10) Y. Satoh, T. Nishihara, T. Yokoyama, **M. Ueda**, and T. Miyashita, “Development of Piezoelectric

Thin Film Resonator and Its Impact on Future Wireless Communication Systems”, *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.44, 2005, pp.2883-2894.

- 11) O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endoh, **M. Ueda**, O. Ikata, K. Hashimoto and M. Yamaguchi, “Optimal Cut Leakey SAW on LiTaO<sub>3</sub> for High Performance Resonators and Filters”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, vol.48, 2001, pp. 1442-1448.

### < 国際会議 >

- 1) T. Nishihara, M. Iwaki, G. Endo, X. Mi, S. Taniguchi, **M. Ueda** and Y. Satoh, “BAW/SAW/IPD hybrid type duplexer with Rx balanced output for WCDMA Band I”, *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, 2008, pp.831-834.
- 2) **M. Ueda**, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh and K. Hashimoto, “A Circuit Model for Nonlinear Simulation of Radio-Frequency Filters Employing Bulk Acoustic Wave Resonators”, *IEEE Int'l. Microwave Symp.*, 2008, [to be published]
- 3) S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, **M. Ueda** and Y. Satoh, “An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate”, *3rd Int. Symp. on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2007, pp. 93-96.
- 4) S. Taniguchi, T. Yokoyama, M. Iwaki, T. Nishihara, **M. Ueda** and Y. Satoh, “An Air-Gap Type FBAR Filter Fabricated Using a Thin Sacrificed Layer on a Flat Substrate”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2007, pp. 600-603
- 5) M. Hara T. Yokoyama, **M. Ueda** and Y. satoh, “X-band Filters Utilizing AlN Thin Film Bulk Acoustic Resonators” *IEEE Proc. Ultrasonics Symp*, 2007, pp.1152-1155.
- 6) **M. Ueda** and Y. Satoh, “FBAR and SAW Technologies and Their Applications for Mobile Communication”, *2006 Asia-Pacific Microwave Conference Workshops & Short Courses Digest*, WS12-4, 2006.
- 7) S. Inoue, T. Matsuda, S. matsuda, **M. Ueda**, Y. Satoh, K. Wada, S. Mitobe, and Y. Ebata, “Low-loss SAW filter on Li<sub>2</sub>B<sub>4</sub>O<sub>7</sub> using novel-shape apodized structure for 1 GHz RF-ID system” *IEEE Proc. Of Ultrason. Symp.* 2005, pp.1036-1041.
- 8) M. Miura, T. Matsuda, **M. Ueda**, Y. satoh, O. Ikata, Y. Ebata and H. takagi, “Temperature compensated LiTaO<sub>3</sub>/Sapphire Saw Substrate for High Power applications”, *IEEE Proc. Of*

*Ultrason. Symp.* 2005, pp.573-576

- 9) J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara, **M. Ueda**, and Y. Satoh, "A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W-CDMA Application", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2005, pp. 93-96.
- 10) **M. Ueda**, T. Nishihara, J. Tsutsumi, S. Taniguchi, T. Yokoyama, S. Inoue, T. Miyashita, and Y. Satoh, "High-Q Resonators with FBAR/SAW Technology and their Applications", *Technical Digest, IEEE Int. Microwave Symp.*, TU3D-1, 2005.
- 11) **M. Ueda**, J. Tsutsumi, S. Inoue, T. Matsuda, O. Ikata, and Y. Satoh, "Ultra-miniaturized and high performance PCS SAW duplexer with steep cut-off filters", *IEEE Int'l. Microwave Symp.*, 2004, pp. 913-916.
- 12) T. Yokoyama, T. Nishihara, S. Taniguchi, M. Iwaki, Y. Satoh, **M. Ueda**, and T. Miyashita, "New Electrode Material for Low-loss and High-Q FBAR Filters", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2004, pp.429-432
- 13) S. Inoue, J. Tsutsumi, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, **M. Ueda**, and O. Ikata, "1.9 GHz range ultra-low-loss and steep cut-off double mode SAW filter for the Rx band in the PCS antenna duplexer", *IEEE Proc. Of Ultrason. Symp.* 2003, pp.389-392.
- 14) J. Tsutsumi, S. Inoue, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, **M. Ueda** and O. Ikata, "Extremely Low-Loss SAW Filter and Its Application to Antenna Duplexer for the 1.9 GHz PCS Full-Band", *IEEE Freq. Cont. Symp.*, 2003, pp.861-867.
- 15) T. Matsuda, J. Tsutsumi, S. Inoue, Y. Iwamoto, Y. Satoh, **M. Ueda**, and O. Ikata, "High-frequency SAW duplexer with low-loss and steep cut-off characteristics", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 2002, pp. 71-76.
- 16) G. Endoh, O. Kawachi, and **M. Ueda**, "A study of leaky SAW on piezoelectric substrate with high coupling factor", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1999, pp. 309-312.
- 17) S. Mineyoshi, O. Kawachi, **M. Ueda**, Y. Fujiwara, H. Furusato, and O. Ikata, "Analysis and optimal SAW ladder filter design including bonding wire and package impedance", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 175-178.
- 18) G. Endoh, **M. Ueda**, O. Kawachi, and Y. Fujiwara, "High performance balanced type SAW filters in the range of 900 MHz and 1.9 GHz", *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*, 1997, pp. 41-44.
- 19) K. Hashimoto, M. Yamaguchi, S. Mineyoshi, O. Kawachi, **M. Ueda**, and G. Endoh, "Optimum

- leaky-SAW cut of LiTaO<sub>3</sub> for minimised insertion loss devices”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*,1997, pp. 245-254.
- 20) O. Kawachi, G. Endoh, **M. Ueda**, O. Ikata, K. Hashimoto, M. Yamaguchi, “Optimum cut of LiTaO<sub>3</sub> for high performance leaky surface acoustic wave filters”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*,1996, pp. 71-76.
- 21) **M. Ueda**, O. Kawachi, K. Hashimoto, O. Ikata, and Y. Satoh, “Low loss ladder type SAW filter in the range of 300 to 400 MHz”, *IEEE Proc. Ultrason. Symp.*,1994, pp. 143-146.

### <国内講演>

- 1) **M. Ueda**, M. Iwaki, T. Nishihara, Y. Satoh and K. Hashimoto, “A Circuit Model for Nonlinear Simulation of Radio-Frequency Filters Employing Bulk Acoustic Wave Resonators”, *学振弾性波素子技術第150委員会第106回研究会資料*, 2008, pp.23-29.
- 2) **上田政則**、原基揚、横山剛、谷口眞司、岩城匡郁、西原時弘、橋本研也、佐藤良夫、“エアギャップ型FBARフィルタ”、*圧電材料・デバイスシンポジウム*, 2008, pp.85-88.
- 3) 谷口 眞司, 横山 剛, 岩城 匡郁, 西原 時弘, **上田 政則**, 佐藤 良夫, “薄膜犠牲層を用いたAir-Gap型FBARフィルタの開発”、*学振弾性波素子技術第150委員会第101回研究会資料* 2007, pp.19-22.
- 4) **上田政則**、佐藤良夫、“FBARデバイスの現状と今後の展開”、*電気学会研究会資料 電子回路研究会*, ECT-07-83, 2007, pp.21-24.
- 5) 横山 剛, 谷口 眞司, 原 基揚, 岩城 匡郁, 西原 時弘, **上田 政則**, 佐藤 良夫, “高音響電極膜を用いたAir-Gap型FBARフィルタの開発”、*第36回EMシンポジウム予稿集*, 2007, pp.59-62.
- 6) **上田政則**、原基揚<sup>†</sup>、横山剛、佐藤良夫、谷口眞司、岩城匡郁、西原時弘、“Air-Gap型圧電薄膜共振器を使用した高周波フィルタ” *第28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*, 2007, pp. 153-154
- 7) **上田政則**、西原時弘、堤潤、横山剛、岩城匡郁、佐藤良夫、“AIN圧電薄膜を使用した低損失FBARフィルタの開発”、*圧電材料・デバイスシンポジウム*, 2006, pp.19-22.
- 8) **M. Ueda**, T. Nishihara, T. Yokoyama, J. Tsutsumi, M. Iwaki and Y. Satoh, “Advantages of FBAR and SAW Technologies and Their Applications”, *学振弾性波素子技術第150委員会 第100回*

記念研究会資料、2006、pp.29-32.

- 9) 上田政則、西原時弘、谷口眞司、横山剛、佐藤良夫、“高音響インピーダンス電極を使用した圧電薄膜共振器”、第27回超音波エレクトロニクス基礎と応用に関するシンポジウム、2006、pp. 11.12.
- 10) 上田政則、西原時弘、堤潤、横山剛、岩城匡郁、佐藤良夫、“AIN 圧電薄膜を使用したFBARの高Q化と2GHz帯デュプレクサへの応用“第35回EMシンポジウム予稿集、(2006)、pp. 35-38
- 11) 上田政則、“移動体通信用RF-MEMSデバイスの開発”、第99回電子セラミック・プロセス研究会、2005.
- 12) 上田政則、“ユビキタス社会に向けてのRF-MEMS技術”、「ナノレベル電子セラミックス材料低温成形・集積化技術」Project Summer Workshop 2005.
- 13) 上田政則、堤潤、井上将吾、松田隆志、佐藤良夫、伊形理、“北米PCS向けSAWデュプレクサの開発”、圧電材料・デバイスシンポジウム2004、pp. 37-40.
- 14) 井上将吾、堤潤、松田隆志、佐藤良夫、上田政則、伊形理、“SAW共振器の斜め放射を抑制した超高角形フィルタ”、“第32回EMシンポジウム予稿集、2003、pp.95-98.
- 15) 井上将吾、堤潤、松田隆志、佐藤良夫、上田政則、伊形理、“SAW共振器の斜め放射を抑制した超高角形フィルタ”、学振弾性波素子技術第150委員会第83回会議資料、2003、pp.7-12.

## 関連出願特許（筆頭及び連名）

### <国内登録・出願特許>

- 1) 特開平08-213873 公開弾性表面波素子デバイス
- 2) 特開平09-121138 公開フィルタ装置及びこれを用いた無線装置
- 3) 特開平09-167936 公開弾性表面波装置
- 4) 特開平09-321574 公開弾性表面波装置
- 5) 特開平10-163803 公開弾性表面波装置及びデュアル弾性表面波装置
- 6) 特開2000-049565 公開弾性表面波フィルタ装置
- 7) 特開2000-315934 公開弾性表面波装置
- 8) 特開2001-053577 公開弾性表面波装置

- 9) 特開2001-077663 公開弾性表面波装置
- 10) 特開2001-251157 公開弾性表面波装置
- 11) 特開2001-267881 公開弾性表面波デバイス及びこれを用いた通信装置、並びにアンテナ  
デ
- 12) 特許第003224202号登録弾性表面波装置
- 13) 特開2001-308674 公開弾性表面波装置
- 14) 特許第003239064号登録弾性表面波装置
- 15) 特開2001-358556 公開弾性表面波装置
- 16) 特開2001-358557 公開デュアル弾性表面波装置
- 17) 特開2002-176333 公開弾性表面波フィルタ
- 18) 特開2002-300000 公開弾性表面波装置
- 19) 特許第003385169号登録弾性表面波多重モードフィルタ
- 20) 特許第003435146号登録弾性表面波装置
- 21) 特許第003435147号登録弾性表面波装置
- 22) 特許第003435148号登録弾性表面波装置
- 23) WO2002/003549 公開弾性表面波装置
- 24) 特開2003-243965 公開弾性表面波フィルタ
- 25) 特開2003-332880 公開弾性表面波素子
- 26) 特許第003487414号登録弾性表面波フィルタ装置
- 27) 特開2004-096677 公開弾性表面波素子、フィルタ装置及びその製造方法
- 28) 特開2004-120685 公開弾性表面波フィルタ、それを有する弾性表面波分波器
- 29) 特開2004-186868 公開弾性表面波素子、それを有する送信フィルタ及び受信フィルタ、  
並
- 30) 特開2004-194269 公開多重モード弾性表面波フィルタ及び分波器
- 31) 特開2004-297693 公開弾性表面波デバイスの製造方法及び弾性表面波デバイス
- 32) 特開2004-304622 公開弾性表面波デバイス及びその製造方法
- 33) 特開2004-312474 公開弾性表面波デバイス及びその製造方法
- 34) 特開2004-328196 公開弾性表面波デバイス
- 35) 特開2004-328675 公開分波器
- 36) 特開2004-336503 公開弾性表面波素子及びその製造方法



- 37) 特開2004-343359 公開弾性表面波素子の製造方法
- 38) 特開2004-343736 公開分波器
- 39) 特許第003597454号登録弾性表面波装置
- 40) 特許第003597483号登録弾性表面波装置
- 41) 特開2004-349893 公開弾性表面波フィルタ及びそれを有する分波器
- 42) 特開2004-356671 公開弾性表面波素子及びそれを有する弾性表面波デバイス
- 43) 特開2005-167969 公開弾性波素子および弾性波素子の製造方法
- 44) 特開2005-252550 公開接合基板、弾性表面波素子および弾性表面波デバイス
- 45) 特開2005-286945 公開共振子、フィルタおよび共振子の製造
- 46) 特開2005-318157 公開弾性波デバイスおよびパッケージ
- 47) 特開2005-318307 公開バランス出力型フィルタ
- 48) 特開2005-347892 公開弾性表面波素子
- 49) 特開2005-347898 公開圧電薄膜共振子およびフィルタ
- 50) 特開2006-042398 公開多重モード弾性表面波フィルタ及び分波器
- 51) 特許第003764731号登録多重モード弾性表面波フィルタ及び分波器
- 52) 特開2006-101550 公開弾性表面波デバイス及びこれを用いた通信装置、並びにアンテナデバイス
- 53) 特許第003774782号登録弾性表面波素子の製造方法
- 54) 特開2006-128993 公開圧電薄膜共振子及びこれを用いたフィルタ
- 55) 特開2006-129445 公開分波器
- 56) 特開2006-135447 公開分波器
- 57) 特開2006-180192 公開分波器
- 58) 特開2006-197147 公開圧電薄膜共振子及びこれを用いたフィルタ
- 59) 特開2006-222551 公開電子回路装置
- 60) 特開2006-246538 公開弾性表面波デバイス
- 61) 特開2006-279609 公開弾性境界波素子、共振子およびラダー型フィルタ
- 62) 特開2006-303931 公開フィルタおよび分波器
- 63) 特開2006-311181 公開圧電薄膜共振器およびフィルタ
- 64) 特許第003844725号登録弾性表面波フィルタ、それを有する弾性表面波分波器
- 65) 特開2006-319479 公開圧電薄膜共振子およびフィルタ

- 66) 特許第003853252号登録弾性表面波素子
- 67) 特許第003853303号登録分波器
- 68) 特開2006-333012 公開弾性波フィルタおよび弾性波分波器
- 69) 特許第003860364号登録弾性表面波装置
- 70) 特許第003865712号登録弾性表面波デバイス
- 71) 特開2007-036856 公開共振器、フィルタおよびアンテナ分波器
- 72) 特開2007-060412 公開フィルタおよびアンテナ分波器
- 73) 特許第003892370号登録弾性表面波素子、フィルタ装置及びその製造方法
- 74) 特開2007-074698 公開分波器及びラダー型フィルタ
- 75) 特許第003913700号登録弾性表面波デバイス及びその製造方法
- 76) 特開2007-124166 公開圧電薄膜共振器およびフィルタ
- 77) 特許第003929415号登録弾性表面波デバイス
- 78) 特許第003929983号登録接合基板、弾性表面波素子および弾性表面波デバイス並びにその製造方法
- 79) 特開2007-208727 公開圧電薄膜共振器、フィルタおよびその製造方法
- 80) 特開2007-208728 公開圧電薄膜共振器、フィルタおよびその製造方法
- 81) 特許第003963862号登録弾性表面波フィルタ及びそれを有する分波器

### <米国登録特許>

- 1) 5,786,738 Surface acoustic wave filter duplexer comprising a multi-layer package and phase matching patterns
- 2) 5,874,869 Surface acoustic wave filter device on 40.degree. to 42.degree. rotated Y-X LiTaO<sub>3</sub>
- 3) 5,963,114 Surface-acoustic-wave device having an improved pass-band characteristic and an improved degree of freedom for setting input and output impedances
- 4) 6,037,847 Surface acoustic wave device using a leaky surface acoustic wave with an optimized cut angle of a piezoelectric substrate
- 5) 6,111,481 Surface-acoustic-wave three interdigital electrodes with different numbers of finger pairs
- 6) 6,114,926 Surface-acoustic-wave device having an improved pass-band characteristic and an improved degree of freedom for setting input and output impedances

- 7) 6,115,592 Filter device and dual-band radio system in which the filter device is used
- 8) 6,271,739 Surface-acoustic-wave device having an improved pass-band characteristic and an improved degree of freedom for setting input and output impedances
- 9) 6,317,015 Surface acoustic wave device using a leaky surface acoustic wave with an optimized cut angle of a piezoelectric substrate
- 10) 6,388,545 Surface-acoustic-wave filter having an improved suppression outside a pass-band
- 11) 6,417,574 Surface-acoustic-wave device for flip-chip mounting
- 12) 6,469,593 Surface acoustic wave device, communication device using the same, and antenna duplexer.
- 13) 6,498,548 Surface acoustic wave filter with optimized width and pitch of interdigital electrodes and reflector electrodes
- 14) 6,573,635 Surface acoustic wave device
- 15) 6,759,928 Surface acoustic wave device with divided interdigital transducers
- 16) 6,903,630 Surface acoustic wave device having a polarization inverted region
- 17) 6,933,810 Surface acoustic wave device with lithium tantalate on a sapphire substrate and filter using the same.
- 18) 6,975,185 Surface acoustic wave filter and surface acoustic wave duplexer having the same
- 19) 7,026,890 Duplexer with a ladder filter and a multimode filter on the same substrate
- 20) 7,030,716 Duplexer having two surface acoustic wave filters on one substrate
- 21) 7,067,956 Surface acoustic wave device, filter device and method of producing the surface acoustic device
- 22) 7,071,796 Surface acoustic wave filter
- 23) 7,078,989 Multi-mode surface acoustic wave filter device and duplexer
- 24) 7,154,359 Surface acoustic wave filter and duplexer including the same
- 25) 7,170,371 Surface acoustic wave device with a thicker partial bus bar area and optimal bus bar to electrode tip gap
- 26) 7,202,590 Surface acoustic wave device and method of manufacturing the same
- 27) 7,208,859 Bonded substrate, surface acoustic wave chip, and surface acoustic wave device
- 28) 7,218,038 Surface acoustic wave element, and surface acoustic wave device including the same
- 29) 7,227,429 Surface acoustic wave device and method of fabricating the same

- 30) 7,233,219 Balanced output filter having specified package input and output ground metal patterns
- 31) 7,236,067 Surface acoustic wave filter
- 32) 7,251,873 Method of manufacturing surface acoustic wave device
- 33) 7,274,129 Surface acoustic wave device and method of fabricating the same
- 34) 7,276,992 Antenna duplexer and electronic device
- 35) 7,291,904 Downsized package for electric wave device
- 36) 7,331,092 Method and manufacturing surface acoustic wave device
- 37) 7,345,402 Piezoelectric thin-film resonator and filter using the same