マイクロストリップ三角形共振器を用いた小型なチューナブルフィルタ

A Tunable Filter using Microstrip Triangular Resonator

研究代表者　東京都立産業技術高等専門学校 准教授 宮田 尚起
Naoki Miyata

The tunable filter using triangular resonators have been discussed in this paper. The tunable filter is used for small wireless equipment which use in multiband systems. Especially we discussed the resonant characteristics of asymmetrical triangular resonators. It is demonstrated that the relationships of resonant characteristics which are resonant frequency and unloaded Q factor and shapes of asymmetrical triangular resonators.
In the result, we confirmed that the acute-angled triangular resonator is dual mode resonator, because the acute-angled triangular resonator has two resonant frequencies. The obtuse-angled triangular resonator is single mode resonator, and smaller than the resonator which has same resonant frequency. The relation of the unloaded Q factor of the asymmetrical triangular resonator and shape of asymmetrical triangular resonator is similar as resonant characteristics' one.

要旨

小型無線通信機器の高機能化・多機能化に対応するマイクロ波フィルタとして三角形共振器を用いたチューナブルフィルタの検討を行う．特に，本研究ではチューナブルフィルタを実現する三角形共振器の選択肢を広げるために，非対称な三角形形状の導体パターンによって構成される非対称三角形共振器が有する共振周波数や無負荷 Q 値などの共振特性と共振器形状との関係を明らかにした．

検証の結果より，非対称三角形共振器は導体パターンが鋭角三角形の場合に 2 つの共振周波数を有するデュアルモード共振器として動作し，導体パターンが鈍角三角形の場合に共振周波数が 1 つのシングルモード共振器ではあるものの，同等な共振周波数を有する他の共振器と比較して小型な共振器となることを確認した．また，各共振周波数における無負荷 Q 値の算出も行い，共振器形状の変化に伴う共振周波数の変化と同様の変化が起こることを確認した．

1　まえがき

スマートフォンやタブレットなどに代表される小型無線通信機器が 2010 年以降急速に普及している．特にスマートフォンの普及率は 2011 年では 14.6%であるが，2016 年では 56.8%と 5 年間で 4 倍上昇している [(1)]．スマートフォンは従来使用されてきたいわゆるフィーチャーフォンに比べ，端末の処理能力の向上や大画面化が進んでいるため，動画，音楽配信サービスや写真共有サービスなど大容量コンテンツを扱うサービスが数多く展開されており，無線通信機器が扱う通信量も急激に増加している．今後も無線通信機器の更なる普及やサービス展開が進み，無線通信機器の通信量の増加が予想され，通信速度の低下といった通信品質の低下が懸念される．そこで，より高速・大容量な無線通信を実現するために，複数の周波数帯域の電波を用いて通信を行うマルチバンド化 [(2)] が検討されている．システムのマルチバンド化に伴い，小型無線通信機器を構成する重要な部品であるマイクロ波フィルタにおいてもマルチバンド化への対応は必須である．小型無線通信システムのマルチバンド化に対応するマイクロ波フィルタとしてチューナブルフィルタの実現が求められている．チューナブルフィルタは複数の通過帯域を適宜選択可能なフィルタであり，その周波数特性に対応する要求には中心周波数の広い調整範囲や低挿入損失などがあり，同時に小型であるなどの要求にも応える必要がある．これらの要求を同時にすべて満たすチューナブルフィルタの実現は困難であり，今日まで盛んに研究開発が行なわれてきている．

一般的に，マイクロ波フィルタの周波数特性は，フィルタを構成する共振器の共振特性によって決定づけられる．マイクロ波フィルタに用いられる共振器の形状として，伝送線路型やヘアピン型といった 1 次元的な形状の共振器と，方形や円形などといった二次元的な形状の共振器が挙げられ，チューナブルフィルタについてもこれらの共振器を用いて実現する方法が報告されている．中でも 2 次元的な形状の共振器は，1 つの共振器で複数の共振モードを有するマルチモード共振器となる特徴から，共振器の数を減らし小型なフィルタ [(3)] を実現可能なことから注目を集めている．この 2 次元的な形状のマルチモード共振器として三角形共振器を利用したチューナブルフィルタ [(4)] がある．この三角形共振器を用いたチューナブルフィルタは，正三角形の形状を有する共振器の対称軸に Pin ダイオードを接続し，偶モード・奇モードと呼ばれる 2 つのモードの共振周波数を独立に制御することによって，通過帯域の中心周波数と帯域幅をチューニングしている．しかし，用いられる三角形共振器は偶奇モード解析を行う必要性から線対称な三角形でなければならず，非対称な三角形共振器を用いれないために小型化に課題を残している．さらに，線対称な三角形では Pin ダイオードなどのチューニング素子を接続する場所が対称軸付近に限定されがあり，通過帯域の中心周波数や帯域幅の可変範囲にも制限が発生する課題が存在する．

そこで，我々はこれまでにチューニング素子として Via を用い，正三角形共振器の対称軸以外の場所に Via を配置した場合の共振周波数の可変性 [(5)] について検討している．本研究では三角形共振器を用いたチューナブルフィルタの有効性をより高めるために，より小型なチューナブルフィルタを実現できる三角形共振器の非対称化した場合のチューナブルフィルタの実現性の確認を目的として，その初期検討として非対称な三角形共振器と形状と共振特性の関係性を明らかにする．

2　正三角形共振器

本研究で非対称な三角形共振器の共振特性を確認するために，本章では比較対象として正三角形共振器の共振特性と，その調整法について確認する．

図 1 に本章で解析対象とする正三角形共振器の導体パターンを示す．図 1 に示した正三角形共振器は，三角形

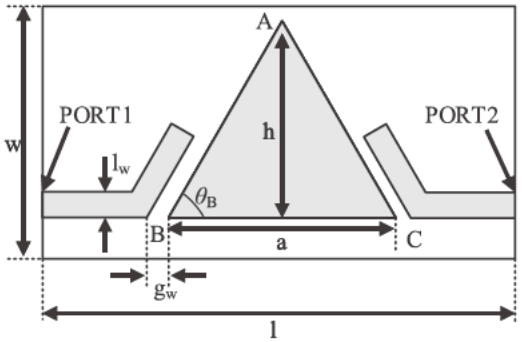

図 1: 正三角形共振器の導体パターン

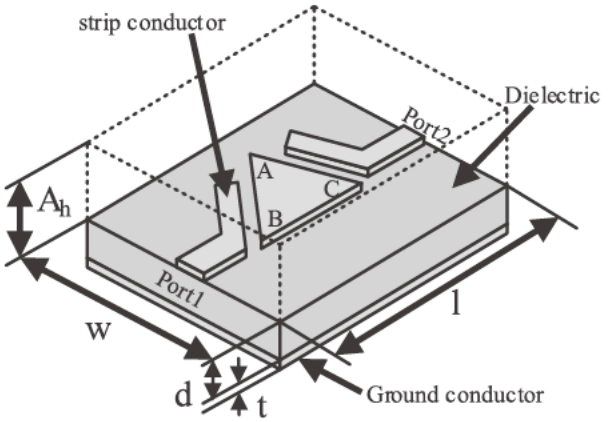

図 2: マイクロストリップ線路構造を用いて構成した正三角形共振器の解析モデル

ABC が正三角形の形状をした完全導体によって構成されており，左右のポートから 50 Ω の特性インピーダンスを有する励振線により電磁波が励振されている．また，この正三角形共振器はマイクロストリップ線路構造を用いて実現される．図 2 にマイクロストリップ線路構造を用いて構成された正三角形共振器の解析モデルを示す．図 2 に示した解析モデルにおいて，使用する基板は FR-4 の両面基板を想定して誘電体厚 $d = 1.53$ mm，比誘電率 $\varepsilon_r = 4.8$，誘電正接 $\tan\delta = 0.018$，導体厚 $t = 18.0\,\mu$m を用いている．このとき，励振線の線路幅 $l_w = 2.56$ mm であり，共振器と励振線の間隔は疎結合となるようにギャップ g_w を調整している．

図 2 に示した解析モデルの伝送特性 S_{21} を電磁界シミュレータ Sonnet Lite Ver. 1.53 を用いて解析した結果を図 3 に示す．図 3 に示した正三角形共振器の S_{21} より，正三角形の一辺の長さ $a = 30$ mm の場合に約 3 GHz にピークが発生し，共振していることが確認できる．また，同様のピークは約 5.2 gHz, 7.8 GHz, 8.5 GHz に発生しており，これらの共振は 3 GHz の共振を基本モードとした場合の高次モードと考えられる．したがって，本研究では最低次のモードに着目し，基本モードとする．さらに，a が小さくなるにしたがって基本モードの共振周波数が高域へと変化することが確認できる．そこで，その変化の様子を詳しく確認するために，一辺の長さ a と正三角形共振器におこる最低次の共振周波数の関係を図 4 に示す．図 4 に示した a と共振周波数の関係より，$a = 30$ mm から 10 mm へ小さくなるにしたがって 2.9 GHz から 7.6 GHz へと変化していることが確認できる．

以上のことから，正三角形共振器の場合，基本モードの共振周波数は一辺の長さ a によって調整可能である．また，図 3 に示した正三角形共振器の S_{21} より，基本モードの共振周波数のみならず，高次モードの共振周波数についても基本モードと同様に変化していることが確認できる．

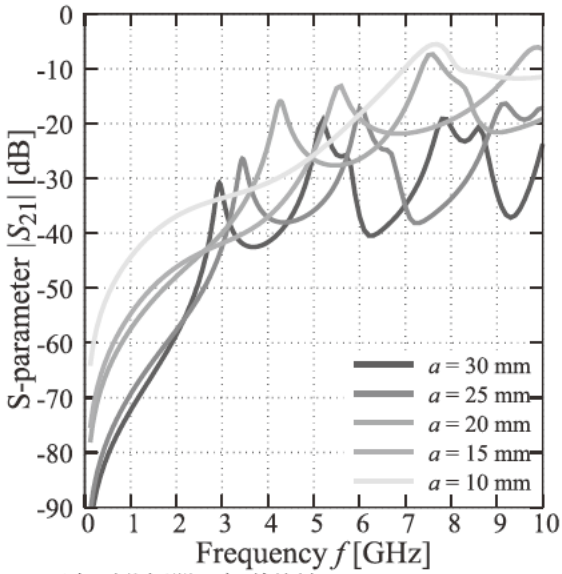

図 3: 正三角形共振器の伝送特性 S_{21} のシミュレーション結果

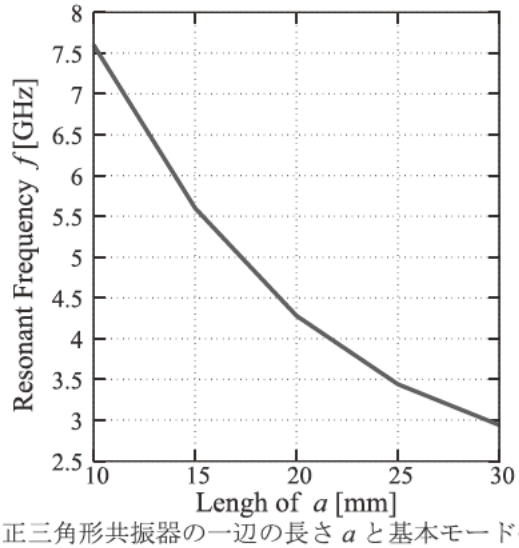

図 4: 正三角形共振器の一辺の長さ a と基本モードの共振周波数の関係

3 非対称な三角形共振器の共振特性

3.1 1 つの角を変化させた場合

非対称な三角形共振器の共振器特性を確認するために，正三角形共振器を基本形状とし，1 つの角を変化させた場合，等積変形した場合，二等辺三角形の頂角を変化した場合の 3 つの場合について，その共振器形状と共振特性の関係を確認した．まず，本節では 1 つの角を変化させた場合の共振器形状と共振特性の関係を示す．

本節では図 1 に示した三角形共振器において，辺 AC と角 C を固定しながら角 B の角度 θ_B を変化させた場合の共振特性を確認する．図 5 および図 7 に電磁界シミュレーションから得た非対称な三角形共振器の伝送特性 S_{21} をそれぞれ示す．また，それぞれの伝送特性 S_{21} における 3 GHz 付近の拡大図を図 6 および図 8 にあわせて示す． 図 5 および図 7 に示した非対称な三角形共振器の伝送特性 S_{21} より，角度 θ_B の変化に伴って S_{21} の極大値の位置が変化している，すなわち共振周波数が変化することが確認できる．また，最低次の基本モードとして図 6 および図 8 に示

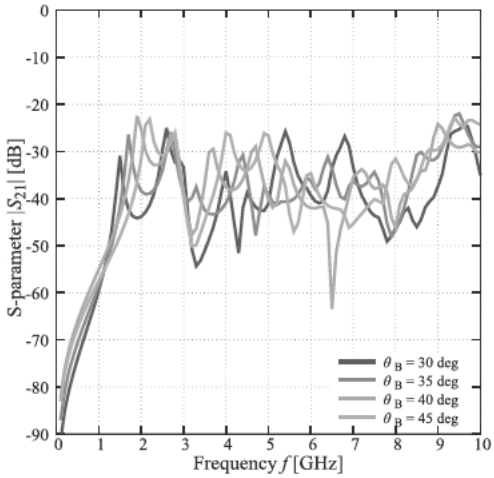

図 5: θ_B=30〜45 deg における三角形共振器の伝送特性 S_{21} のシミュレーション結果

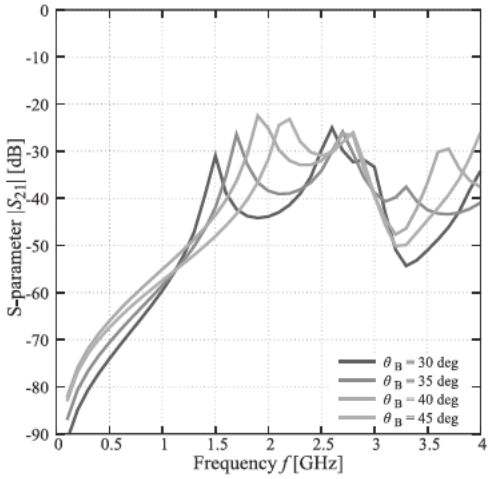

図 6: θ_B=30〜45 deg における三角形共振器の伝送特性 S_{21} のシミュレーション結果の拡大図

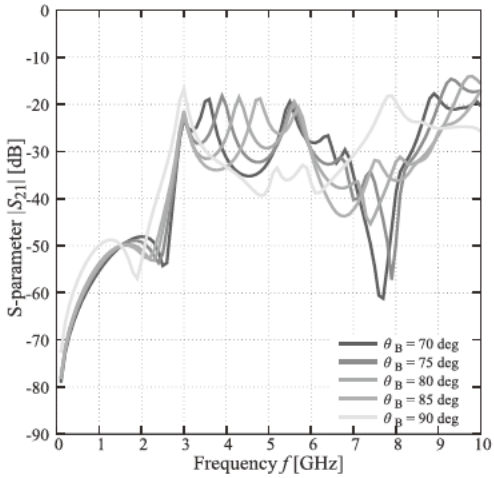

図 7: θ_B=70〜90 deg における三角形共振器の伝送特性 S_{21} のシミュレーション結果

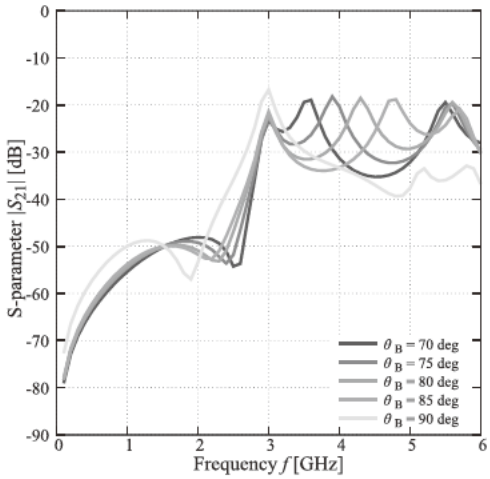

図 8: θ_B=70〜90 deg における三角形共振器の伝送特性 S_{21} のシミュレーション結果の拡大図

した 3 GHz 付近の共振に着目すると，図 6 に示した θ_B30〜45 deg の場合の S_{21} では，θ_B が変化しても共振周波数が 2.5 GHz 付近に停滞している共振と，θ_B が減少するにしたがって共振周波数が低下する共振が存在することがわかる．さらに，図 8 に示した θ_B70〜90 deg の場合の S_{21} では，θ_B が変化しても共振周波数が 3.0 GHz 付近に停滞している共振と，θ_B が増加するにしたがって共振周波数が高くなる共振が存在することがわかる．

このときの共振周波数の変化の様子をまとめたものを図 9 に示す．図 9 に示した共振周波数の変化から，θ_B = 50〜65 deg のときに共振が縮退して 1 つになっているが，それ以外の θ_B < 50 deg および θ > 65 deg では共振が 2 つに分離していることが確認できる．このことから，三角形共振器の角度 θ_B を変化した場合，θ_B < 50 deg および θ > 65 deg の状態では共振モードが 2 つ存在するデュアルモード共振器として機能している可能性が考えられる．このとき，一部に共振周波数が縮退している部分があるものの，共振モードとして θ_B が変化した場合に共振周波数が 1.5〜5.2 GHz へ動的に変化するモードと，2.5〜3.0 GHz へと静的に変化するモードの 2 つの共振モードの存在が想定される．そこで，これらの共振モードの関係性を明らかにするために，各 θ_B 及び各共振周波数において，三角形共振器に発生する定在波分布を確認する．図 10 に θ_B = 30 deg，f_0 = 1.5 GHz における定在波分布を，図 11 に θ_B=80 deg，f_0 = 4.3 GHz における定在波分布をそれぞれ示す． 図 10 及び図 11 に示した定在波分布より，共振周波数が動的に変化すると考えられたモードにおいて，定在波分布に差異が確認できる．したがって，動的に変化するモードが存在するとの仮定のもとに定在波分布を確認したが，θ_B = 30 deg のときに f_0 = 1.5 GHz で共振するモードと θ_B=80 deg のときに f_0 = 4.3 GHz で共振するモードが異なる可能性が考えられる．そこで，静的に変化すると考えていた共振モードについても同様に定在波分布を確認する．図 12 に θ_B = 40 deg，f_0 = 2.7 GHz における定在波分布を，図 13 に θ_B=80 deg，f_0 = 3.0 GHz における定在波分布をそれぞれ示す．図 12 及び図 13 に示した定在波分布より，静的に変化するモードであると考えられた θ_B = 40 deg のときに f_0 = 2.7 GHz で共振するモードと θ_B=80 deg のときに f_0 = 3.0 GHz で共振するモードについても定在波分布が異なることが確認できる．図 10 から図 13 に示した定在波分布を確認すると，図 10 に示した θ_B = 30 deg，f_0 = 1.5 GHz における定在波分布と図 13 に示した θ_B=80 deg，f_0 = 3.0 GHz における定在波分布は共に三角形共振器の中央部に腹を一つ有しており同一の定在波分布であると考えられる．また，図 11 に示した θ_B=80 deg，f_0 = 4.3 GHz における定在波分布と図 12 に示した θ_B = 40 deg，f_0 = 2.7 GHz における定在波

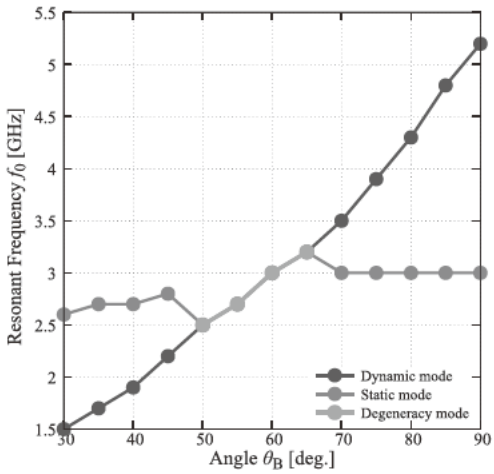

図 9: θ_B を変化した三角形共振器の 3 GHz 付近の共振周波数の変化

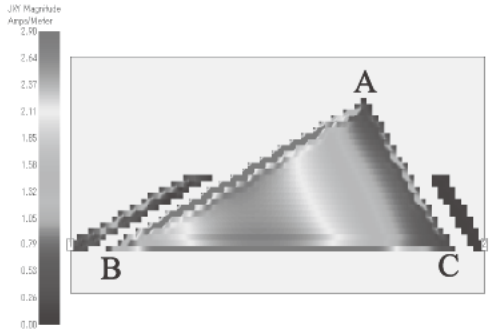

図 10: θ_B = 30 deg，f_0 = 1.5 GHz における定在波分布

分布は三角形共振器の一辺に電流密度が集中しており同一の定在波分布であると考えられる．したがって，ここで便宜的に前者のグループを Type:I モード，後者のグループを Type:II モードとし，それぞれの共振モードの共振周波数と θ_B の関係を整理したものを図 14 に示す．図 14 に示した共振周波数と θ_B の関係より，この 2 つの共振周波数は θ_B の変化に伴って動的に変化する共振モードと静的に変化する共振モードではなく，$\theta_B \leq 50$ deg の範囲内では角度に応じて共振周波数が変化しているが，$\theta_B \geq 65$ deg では角度を大きくしても 3.0 GHz 一定となるモードである Type:I モードと，$\theta_B \leq 50$ deg の範囲内では 2.5 GHz 近傍に停滞しているが，$\theta_B \geq 65$ deg では θ_B に応じて共振周波数が高くなるモードである Type:II モードと分類できる．したがって，三角形共振器の角 θ_B を変化させた場合，低域側の共振周波数は Type:I モード，高域側の共振周波数は Type:II モードでの共振であり，その共振周波数は θ_B によって調整可能であることが確認できた．

3.2　等積変形した場合

第 2 章で示したように，三角形共振器の形状を保ったまま面積を変化させると共振周波数が変化する．そこで，本節では面積を一定に保ちながら三角形共振器の形状を変化させた場合，共振特性がどのように変化するのかを確認する．

図 15 に変形させた三角形共振器のパターンを示す．図 15 に示した三角形共振器のように，本節では面積を一定に保つために三角形共振器の頂点 A を辺 BC と平行に移動させる等積変形を行った際の共振特性の変化を確認する．

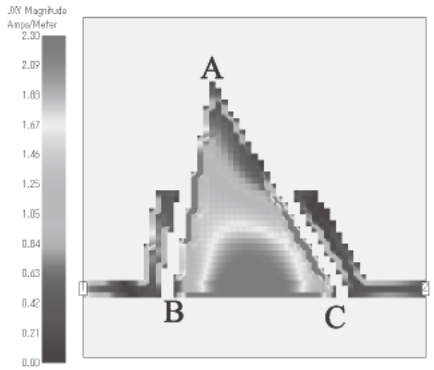

図 11: θ_B=80 deg，f_0 = 4.3 GHz における定在波分布

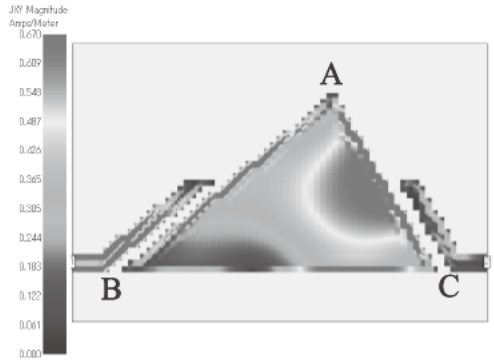

図 12: θ_B = 40 deg，f_0 = 2.7 GHz における定在波分布

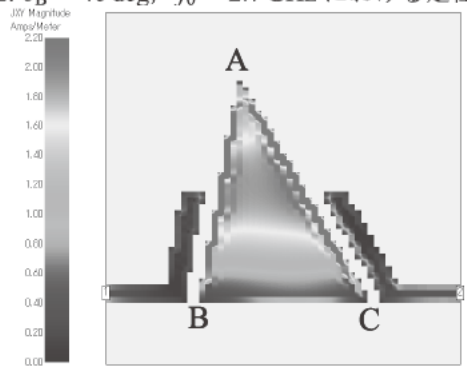

図 13: θ_B=80 deg，f_0 = 3.0 GHz における定在波分布

変形する際に形状を表記するパラメータとして θ_B を用い，θ_B = 60～160 deg まで変化させる．なお基板の誘電体厚 d，比誘電率 ε_r，誘電正接 $\tan\delta$，導体厚 t，励振線の線路幅 l_w は 3.1 節と同様である．3.1 節では基板の寸法 w を変形した三角形共振器に合わせて適宜変えていたが，共振器への影響を抑えるため，寸法を l = 39.9 mm，w = 120 mm とした．等積変形した三角形共振器の伝送特性 S_{21} を電磁界シミュレーションによって得た．図 16 及び図 17 に θ_B を 60 から 85 deg まで変化させたときの伝送特性 S_{21} とその拡大図をそれぞれ示す．図 16 に示した S_{21} より，θ_B の変化にしたがって共振周波数が様々に変化していることが確認できる．したがって，面積が一定との条件下でも三角形共振器の形状によって共振周波数は変化することがわかる．また，図 17 に示した S_{21} の拡大図から，θ_B の変化にしたがって基準となる共振周波数である 2.9 GHz から低域側と高域側への 2 つの共振周波数が分離していく様子が確認できる．

以上のことから，θ_B によって等積変形した三角形共振器に発生する共振周波数が変化することがわかる．このことを確認するために，図 18 に等積変形した三角形共振器の角度 θ_B と発生した共振周波数の関係を示す．図 18 に示した θ_B と共振周波数の関係から，θ_B の変化に伴って数

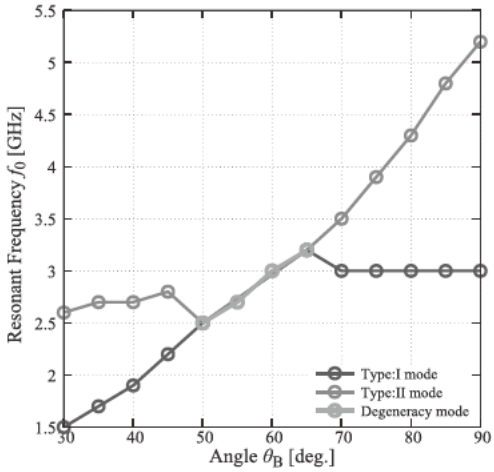

図 14: θ_B と Type:I，Type:II の共振モードにおける共振周波数の関係

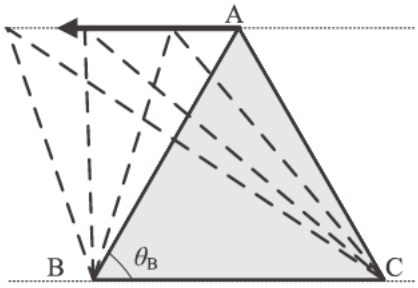

図 15: 等積変形した三角形共振器

多くの共振周波数が連続的に変化している様子が確認できる．特に，θ_B = 60 deg のときに共振周波数 2.9 GHz から始まり，θ_B の増加に伴って共振周波数が単調に減少する共振と，同様に θ_B = 60 deg のときに共振周波数 2.9 GHz から始まるものの，θ_B = 90 deg までは共振周波数が増加し，θ_B = 90 deg より大きくなると共振周波数が減少する共振が等積変形した三角形共振器に特徴的に観測される現象であると考えられる．

そこで，これらの特徴的な 2 つの連続的に変化する共振周波数の共振モードを確認するために，各共振周波数における三角形共振器に発生する定在波分布を確認する．ただし，等積変形した三角形共振器に生じる定在波分布を確認するために電磁界シミュレータには COMSOL Multiphysics ver.5.3 を用いた．図 19 に θ_B = 70 deg,f_0 = 3.2 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布を，図 20 に θ_B = 130 deg,f_0 = 1.8 GHz における定在波分布をそれぞれ示す． 図 19 および図 20 に示した三角形共振器において，色の濃淡は磁界強度を，矢印は磁界ベクトルの方向を表している．図 19 に示した定在波分布では辺 AB，辺 BC に磁界が集中し，磁界ベクトルが辺 AB，辺 BC 間に向いている．また，図 20 に示した定在波分布では辺 AB と辺 AC 間に磁界が集中し，磁界ベクトルが辺 AB，辺 AC 間に向いている．本節以降，便宜的に図 19 に示した定在波分布を有する共振モードを Type:A，図 20 に示した定在波分布を有する共振モードを Type:B とする．したがって，θ_B = 70 deg,f_0 = 3.2 GHz において Type:A の共振モード，θ_B = 130 deg,f_0 = 1.8 GHz において Type:B の共振モードとなっており，図 18 に示した θ_B と共振周波数の関係において共振周波数が 2.9 GHz から 0.9 GHz へ変化する共振と，共振周波数が 2.9 GHz から 3.7 GHz へ増加し，のちに 1.8 GHz へ減少する共振とは異なるモードとなっていることがわかる．ここで，図 21 に θ_B = 130 deg,f_0 = 2.9 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布を示す．図 21 に示した θ_B = 130 deg,f_0 = 2.9 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布は，図 20 に示した Type:B の定在波分布と酷似しており，Type:B の高次モードであると考えられる．すなわち，図 18 に示した θ_B と共振周波数の関係において，共振周波数が 2.9 GHz から 3.7 GHz へ増加し，のちに 1.8 GHz へ減少する共振が全て Type:A の共振モードとなる訳ではなく，Type:A の共振モードによる共振周波数と，Type:B の高次モードによる共振周波数とによって構成されていることになる．いま，この共振周波数が 2.9 GHz から 3.7 GHz へ増加し，のちに 1.8 GHz へ減少する共振において，Type:A の共振モードとなるのは共振周波数が 2.9 GHz から 3.7 GHz へ増加している区間であり，Type:B の高次モードとなるのは共振周波数 3.7 GHz から 1.8 GHz へ減少する区間が該当している．このときの Type:A と Type:B の高次モードとの境界となる 3.7 GHz は，θ_B = 90 deg のときの共振周波数であり，三角形共振器が直角三角形となっている．すなわち，θ_B < 90 deg の鋭角三角形の場合と，θ_B > 90 deg の鈍角三角形の場合とで発生するモードが異なり，直角三角形がその境界となってお

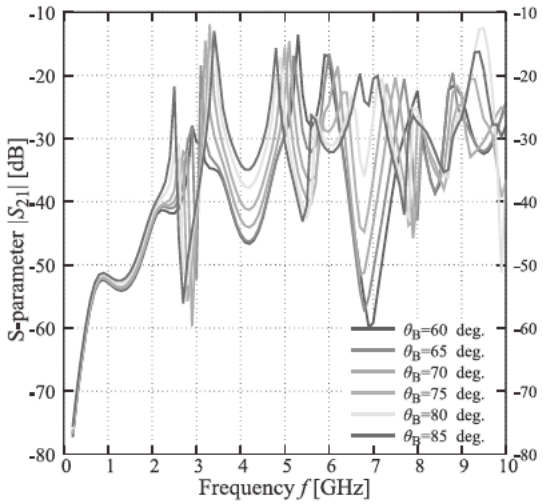

図 16: 等積変形した三角形共振器の伝送特性 S_{21}

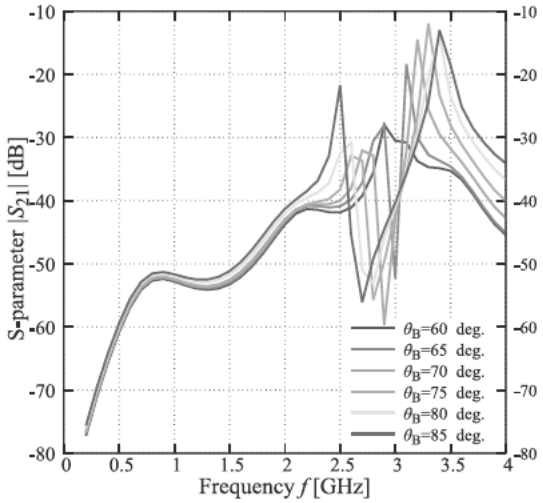

図 17: 等積変形した三角形共振器の伝送特性 S_{21} の拡大図

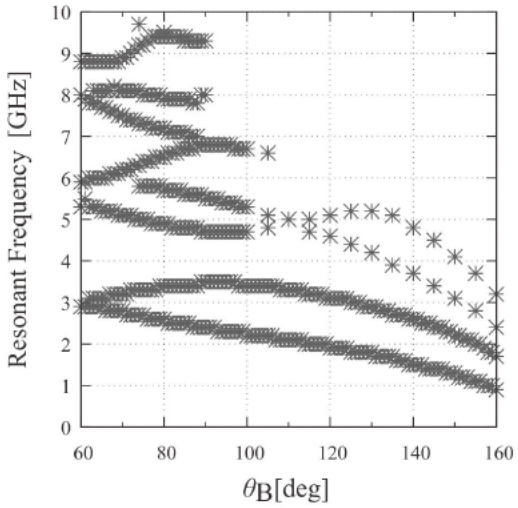

図 18: 等積変形した三角形共振器の角度 θ_B と発生した共振周波数の関係

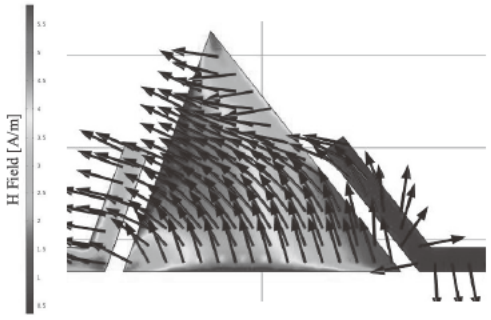

図 19: θ_B = 70 deg,f_0 = 3.2 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布 (Type:A)

り，面積が一定である等積変形の場合，鋭角三角形，直角三角形，鈍角三角形等の幾何学的な特徴によって共振モードが変化することを確認した．

以上のことをまとめ，図 22 に共振周波数が 2.9 GHz から 0.9 GHz へ変化する共振と，共振周波数が 2.9 GHz から 3.7 GHz へ増加し，のちに 1.8 GHz へ減少する共振の共振モードと辺 AC との関係を示す．図 22 に示した辺 AC と Type:A,Type:B モードの共振周波数の関係より，等積変形した三角形共振器に発生する共振は辺 AC が 40 mm (θ_B = 90 deg) より小さい場合は，Type:A,Type:B の 2 つの共振モードを有するデュアルモード共振器として動作していることがわかる．また，辺 AC が 40 mm (θ_B = 90 deg) より大きい場合は，Type:B の共振モード 1 つのシングルモード共振器となるものの，面積が一定という特徴を保ったまま共振周波数を低下でき，正三角形共振器では図 4 に示したように一辺の長さ a と共振周波数の関係から，共振周波数を低下させるためには一辺の長さ a を大きく，すなわち正三角形共振器の面積を増大させなければならないのに対し，等積変形させた非対称な三角形共振器では面積を増大させる必要が無い．したがって，等積変形させた非対称三角形共振器は同一の共振周波数を有する正三角形共振器と比較して小型な共振器となる．

ここまでは共振特性のうち，特に共振周波数に着目して検討を行ってきたが，ここでは共振特性の中でもう一つ重要なパラメータである無負荷 Q 値に着目し，三角形共振器を等積変形した場合の無負荷 Q 値がどのように変化するかを検証する．本研究で検討を行う無負荷 Q 値は三角

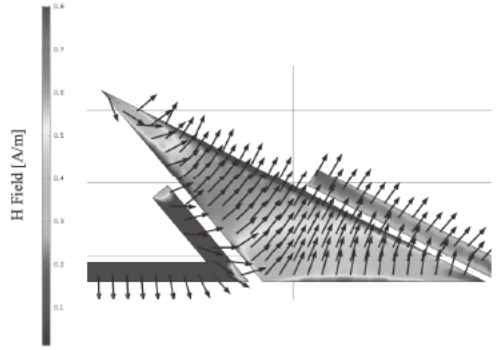

図 20: θ_B = 130 deg,f_0 = 1.8 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布 (Type:B)

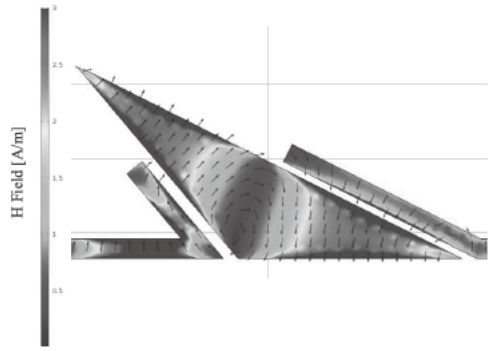

図 21: θ_B = 130 deg,f_0 = 2.9 GHz における三角形共振器に発生する定在波分布 (Type:B の高次モード)

形共振器の電磁界シミュレーションより得られた伝送特性 S_{21} を用い，各共振周波数に発生するピークから半値幅法を用いて計算した．図 23 に得られた Type:A,Type:B それぞれの共振モードにおける無負荷 Q 値を示す．図 23 に示した無負荷 Q 値より，Type:A の共振モードでは無負荷 Q 値は辺 AC の増加に伴い 16 から 17.5 へ単調増加していることがわかる．また，Type:B の共振モードでは 14 から 6 まで単調減少しており，両モードの無負荷 Q 値においても図 22 に示した共振周波数の変化と同様の変化をしていることがわかる．したがって，三角形共振器を等積変形して得られた非対称な三角形共振器は，その形状によって共振周波数のみならず無負荷 Q 値も調整可能であることが確認できた．一般に共振器の無負荷 Q 値は，その共振器を用いてフィルタを構成した際の挿入損失と帯域幅に関係する物理量であり，その無負荷 Q 値が三角形の形状によって調整可能であることから，チューナブルフィルタの構成要素として非対称な三角形共振器を用いる際に，共振周波数を調整，すなわちフィルタ特性における通過帯域の中心周波数の調整が可能となるのみならず，無負荷 Q 値を調整，すなわちフィルタ特性における通過帯域の帯域幅の調整も可能となると考えられる．また，得られた無負荷 Q 値の値は概ね 10 のオーダーであり，1 次元的な形状を有する共振器として 1 ケタ程度小さいという特徴を有している．この特徴については，共振器の無負荷 Q 値が小さいとフィルタの通過帯域の帯域幅が広くなる傾向があるため，非対称な三角形共振器を用いたチューナブルフィルタは広帯域幅なフィルタへの応用が期待される．ただし，無負荷 Q 値が小さくなる原因として，共振器に蓄えられる電磁界のエネルギーが小さいためと無負荷 Q 値が小さくなる場合と，共振器から空間へ電磁界のエネルギーが放射されるために発生する損失などの各種損失によって無負荷 Q 値が小さく

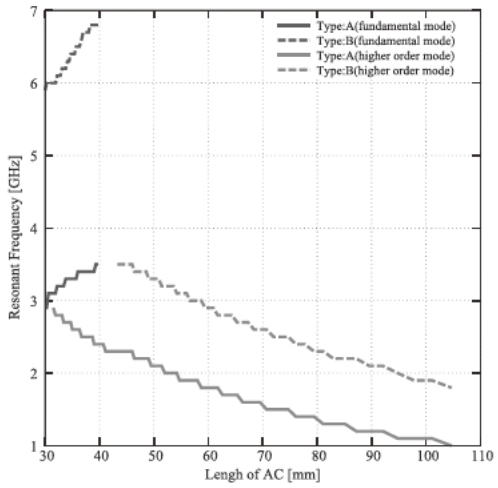

図 22: 辺 AC と Type:A,Type:B モードの共振周波数の関係

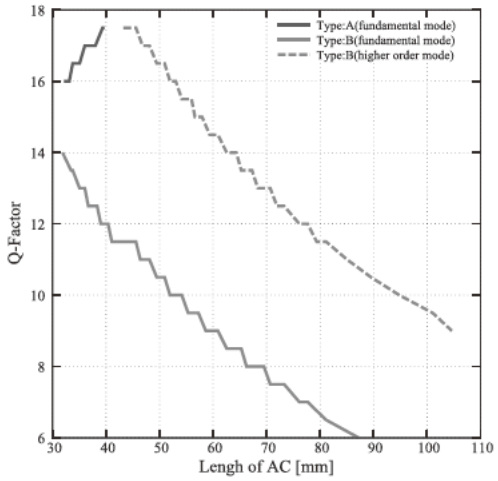

図 23: 辺 AC と Type:A,Type:B モードの無負荷 Q 値の関係

なる場合の 2 つの理由があり，等積変形した非対称な三角形共振器の無負荷 Q 値が小さい理由が前者の場合は広帯域幅なフィルタへの応用が可能となるが，後者の場合は通過帯域における挿入損失が大きくなり実用が困難となる．したがって，等積変形した非対称な三角形共振器の無負荷 Q 値が小さくなる理由については今後詳細にその理由を検証する必要がある．しかし，等積変形した非対称な三角形共振器からの電磁波の放射が原因の場合にも，今回は製作の容易さから基板上面が開放されたマイクロストリップ線路構造を用いて解析を行ったが，上下両面を接地導体ではさみ，共振器からの放射を抑制できるストリップ線路構造を用いることで挿入損失の低減が可能であると考えられ，共振器の形状によって無負荷 Q 値が調整可能であるという特徴は実用上有効であると考えられる．

4 まとめ

本研究では，無線通信量の爆発的な増加に対応する小型無線通信機器のマルチバンド化に必要となるチューナブルフィルタを構成する共振器として，非対称な三角形共振器を提案した．提案した非対称な三角形共振器はその共振特性を電磁界シミュレーションにより確認し，得られた共振特性のチューナブルフィルタに利用可能かの検証を行った．

非対称な三角形共振器として，正三角形共振器の 1 辺と 1 角を固定し他の 1 角を変化させた場合の共振特性と，正三角形共振器の 1 つの頂点を底辺と平行に等積変形した場合の共振特性の 2 つの場合について，それぞれの共振器の伝送特性を求め，得られた伝送特性から共振時の共振周波数や定在波分布，無負荷 Q 値の算出を行った．得られた共振特性より，正三角形共振器の 1 辺と 1 角を固定し他の 1 角を変化させた場合では，角度によって 2 つの共振モードが発生してデュアルモード共振器として動作する領域と，2 つの共振モードが縮退して 1 つの共振モードになるシングルモード共振器となる領域を確認した．また，デュアルモード共振器の 2 つの共振周波数と周波数間隔やシングルモード共振器の共振周波数は非対称な三角形共振器の形状を変更することによって調整でき，変化させた角度と共振周波数との関係を定量的に確認した．

次に，非対称な三角形共振器として正三角形共振器を等積変形した場合の共振特性の確認を行った．得られた共振特性より，共振器形状が鋭角三角形の場合は共振周波数を 2 つ有するデュアルモード共振器となり，鈍角三角形の場合は共振周波数が 1 つのシングルモード共振器となることを確認した．また，シングルモード共振器である鈍角三角形の場合の三角形共振器は，同一の共振周波数を有する正三角形共振器の面積と比較すると小型な共振器となることも確認した．その際の各共振周波数と無負荷 Q 値が三角形共振器の形状を変更することによって調整でき，変化させた形状と共振周波数及び無負荷 Q 値との関係を定量的に確認した．

以上の検討により，非対称な三角形共振器が形状によって共振周波数を 2 つ有するデュアルモード共振器と、2 つの共振周波数が縮退して共振周波数が 1 つになったシングルモード共振器となることを確認した．非対称三角形共振器が有するこの特徴を活用すると帯域通過フィルタの通過帯域の中心周波数や帯域幅を調整可能な共振器として利用できる．また，非対称三角形共振器を用いて構成したチューナブルフィルタは，非対称三角形共振器の共振特性が共振器形状によって調整可能で，かつ小型なチューナブルフィルタを実現できる可能性を有している．今後，非対称三角形共振器にチューニング素子を付加してチューナブルフィルタを構成したときの伝送特性の確認を行う．

発表論文

[1] 水野滉介, 宮田尚起, “マイクロストリップ線路構造を用いた非対称な三角形共振器の幾何学的パラメータと共振特性,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-59, 2018 年 3 月.

参考文献

(1) 総務省, “平成 29 年度情報通信白書.”

(2) 総務省, “電波資源拡大のための研究開発の実施.”

(3) C. Jin, “Compact Triple-Mode Filter Based on Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide,” IEEE MTT, Vol.62, No.1, pp.37-45, Jan., 2014.

(4) C.Lugo Jr. et al, “Single Switch Reconfigurable Band-pass Filter withVariable Bandwidth Using a Dual-Mode Triangular Patch Resonator,” IEEE MTT-S, pp.779-782, Jun., 2005.

(5) 根岸駿, 宮田尚起, “チューナブルフィルタを想定した小形マイクロストリップ三角形共振器の検討,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-56, 2015 年 3 月.