

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	リング共振器の解析とその超広帯域フィルタへの応用に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	石田等
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第6303号, 授与年月日:2005年12月31日, 学位の種別:課程博士, 審査員:荒木純道
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第6303号, Conferred date:2005/12/31, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

リング共振器の解析とその超広帯域フィルタへの 応用に関する研究

石田 等

目次

第1章 序論	
1.1 緒言	・・・ 1
1.2 超広帯域帯域通過フィルタの研究状況	・・・ 3
1.3 リングフィルタ研究の変遷	・・・ 4
1.4 本研究の独創性	・・・ 8
1.5 本研究の構成	・・・ 9
参考文献	・・・ 11
第2章 リングフィルタ	
2.1 リングフィルタの構造および周波数特性	・・・ 14
開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタの比較	・・・ 17
リング共振器フィルタとリングフィルタの比較	・・・ 19
2.2 リングフィルタの解析	・・・ 21
2.2.1 減衰周波数と整合周波数	・・・ 23
2.2.2 リングフィルタの減衰周波数解析	・・・ 24
2.2.3 減衰周波数における入力インピーダンス	・・・ 25
2.3 リングフィルタのリップル解析	・・・ 27
リップル周波数およびリップル減衰量	・・・ 32
2.4 Q値および群遅延解析	・・・ 34
2.4.1 Q値解析	・・・ 34
2.4.2 群遅延解析	・・・ 39
2.5 まとめ	・・・ 41
参考文献	・・・ 42
第3章 リングフィルタの多段化	
3.1 フィルタ合成研究の変遷	・・・ 44
3.2 多段縦続接続リングフィルタの解析と合成	・・・ 49
3.3 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタ	・・・ 57
3.3.1 通過域特性と阻止域特性	・・・ 57
3.3.2 群遅延特性	・・・ 66
3.4 UWB帯域通過フィルタへの応用	・・・ 67
3.5 まとめと課題	・・・ 72
参考文献	・・・ 73

第4章 リングフィルタのチューナブル化	
4.1 チューナブル・フィルタ研究の変遷	・・・76
チューナブル共振器の共振条件	・・・77
チューナブル・アクティブ・フィルタ	・・・79
リング共振器のチューナブル化	・・・81
4.2 チューナブル・フィルタの構想	・・・84
4.3 リングフィルタの分割	・・・85
4.4 減衰周波数条件	・・・86
4.5 チューナブル・フィルタ	・・・88
4.6 まとめと課題	・・・92
参考文献	・・・94
第5章 リングフィルタの発振器への応用	
5.1 発振条件	・・・97
5.2 発振の安定性	・・・104
5.3 発振スペクトルとQ値	・・・108
5.4 チューナブル・リングフィルタVCO	・・・111
リングフィルタを用いた純インダクタンス負荷回路	・・・112
チューナブル・リングフィルタ発振回路	・・・114
チューナブル・リングフィルタ発振周波数解析	・・・117
チューナブル・リングフィルタ発振周波数安定解析	・・・119
5.5 まとめと課題	・・・125
参考文献	・・・126
第6章 結論と今後の課題	・・・127
謝辞	・・・130
本研究に関わる発表論文・特許・資料等	・・・131

第1章 序論

1.1 緒言

通信用帯域通過フィルタの研究は、低損失化・小型化・広帯域化などを目的とする。帯域通過フィルタの低損失化は、低損失の誘電率材料を用いて行なわれている。小型化は、高誘電率材料を使って共振器を小さくするか、一つの共振器の多重モードを利用する方法が行われている。

多重モード共振器を利用したフィルタの小型化の研究は、誘電体共振器や空洞共振器を用いた四重モードフィルタ [1]～[3]と平面回路で形成した一波長リング共振器を用いた二重モードフィルタが報告されている[4]～[9]。

一方、帯域通過フィルタの広帯域化の研究は、近年まで盛んに研究されることは無かった。その理由は、軍用など一部の限られた用途しかなかったからである。ところが、比帯域（通過帯域幅÷通過中心周波数）100%を超える

超広帯域 Ultra Wideband (UWB)通信技術の実用化が検討され、研究が盛んに行なわれるようになって来た[10]～[24]。

超広帯域 Ultra Wideband (UWB)通信技術[10]

本研究の主対象となる UWB 通信システムについて、ここで紹介しておく。UWB 通信技術とは、スペクトル拡散技術を用いて、周波数利用効率（データ伝送速度÷帯域幅＝100Mbps÷7.5GHz＝1.3%）を僅か 1.3%に抑え、100Mbps を超える高速無線伝送を極めて低い送信電力で実現する技術である。

2002 年 2 月 14 日アメリカ連邦通信委員会(Federal Communication Commission: FCC)は全会一致で「超広帯域 Ultra Wideband (UWB)技術のマーケティングと運用に関する公衆通信規約」を承認した[10]。UWB の周波数帯域は 3.1～10.6GHz で免許不要である。この UWB は、「Bluetooth」や「802.11」に比べ、消費電力が少なく、より高いデータビットレートで配信できる、ワイヤレス通信技術である [11]～[13]。FCC は、「極度に広い拡散を行うことで、単位周波数当りの送出レベルは低くなり、すでに他の運用目的に割り当てている周波数帯と重なっても、干渉を起こすことはない。」と言っている。

この規約は、干渉を引き起こす可能性に基づいて UWB 端末を 3 タイプに分け、それぞれ異なる技術規格と運用規定を設定している。3つのタイプとは、

- (1)「画像システム」— 地下の物体を探知するための地表貫通レーダー、壁中および壁の向こう側の物体を探知するレーダー、医療用の画像および監視機器
- (2)「車両レーダーシステム」
- (3)「通信システムおよび計測システム」である。

図1-1に例示するように、UWB 信号は狭帯域通信や通常のスペクトル拡散

信号（2.4GHz 帯ワイヤレス LAN で数十 MHz の帯域幅）に比べて，超広帯域（数 GHz の帯域幅）であり，電力スペクトル密度もスペクトル拡散信号（2.4GHz 帯のワイヤレス LAN で 10dBm/MHz 以下）に対して，UWB 信号（-41.3dBm/MHz 以下）は非常に低く，他のシステムに干渉を与えにくいばかりでなく，他のシステムからの干渉にも耐えられる，通信技術である。

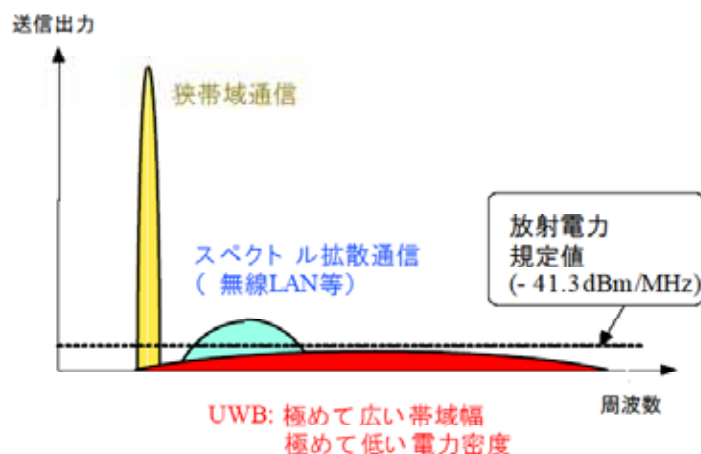


図 1－1 各種無線方式と占有帯域幅

また，FCC は，屋内利用の許容値として，図 1－2 に示すスペクトルマスクを示している[10]．無線 LAN(IEEE802.11a および b)の EIRP(等価等方放射電力)許容値 -40dBm/Hz に対し 10dB 抑圧，全地球測位システム(Global Positioning System:GPS)に対し 35dB 抑圧する事を求めている．

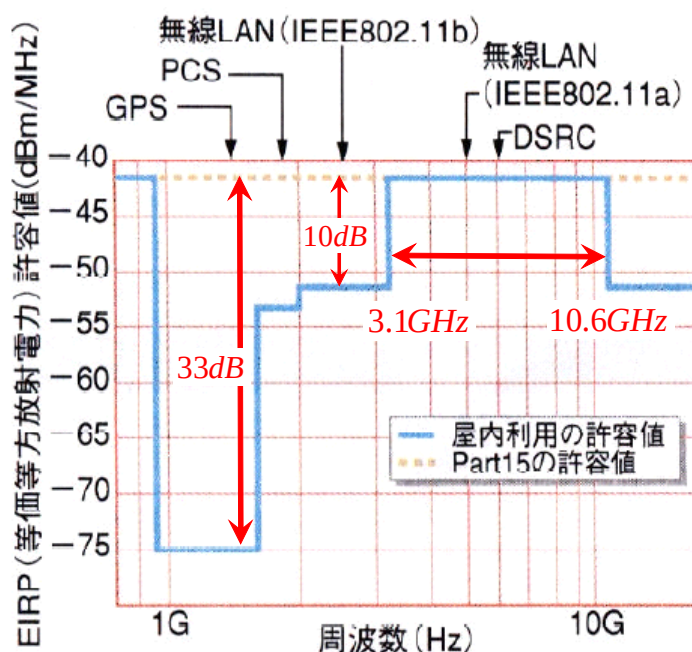


図 1－2 FCC スペクトルマスク[10]

日本では GPS 応用は車載機が主であるため、室内通信 Wireless Personal Area Network (WPAN) では UWB との干渉はあまり問題にはならないと考えられる。

ところが、UWB と他の無線システムとの共用を審議する ITU-R の作業部会「TG1/8」は、2005 年 5 月末に開催した第 5 回会合において、UWB の電波出力許容値に関する勧告草案をとりまとめた。今回作業部会がまとめた勧告草案では、FCC の許容値に対して厳しい内容が盛り込まれた。

米 FCC が定める放射強度の許容値では、例えば屋内の家電機器では、3.1GHz～10.6GHz で -41.3dBm/MHz 以下となっている。これは、パソコンや家電機器の放射雑音の規制値「Part 15.209」を基にしたものである。これに対して TG1/8 の勧告草案では、例えば気象レーダーが利用する 5.6GHz～5.65GHz では、 -65dBm/MHz 以下を求めている。また無線 LAN サービスが利用する 5.15GHz～5.35GHz では、 -66dBm/MHz 以下となる。このほか、電波天文業務 (RAS) の例では 3.26GHz～3.267GHz が -82.9dBm/MHz (FCC では -41.3dBm/MHz)、4.8GHz～4.99GHz が -93.4dBm (FCC では -41.3dBm/MHz) といった値が示されている。次世代の移動体通信システム「systems beyond IMT-2000」で利用する周波数に関しては、1.885GHz～2.025GHz で -85.9dBm/MHz と、FCC の値である -61.3dBm/MHz を 24.6dB 下回っている。

TG1/8 の正式な勧告案は 2005 年 10 月の第 6 回会合 (最終会合) でまとまる予定だが、この勧告草案のまま進んだ場合、UWB を利用した無線通信機器の開発に影響を与える可能性が出てきた。

1.2 超広帯域帯域通過フィルタの研究状況

超広帯域帯域通過フィルタとして、UWB 用帯域通過フィルタの研究状況について述べる。

①損失基板による方法

斉藤らは、ローパスフィルタ機能を内在した磁性体粉末損失基板上に、分布定数ハイパスフィルタを形成することによって UWB 用帯域通過フィルタを報告している[14]。

3.1GHz 以下および 10.6GHz 以上の阻止域では 20dB の抑圧量。通過帯域中心周波数 6.8GHz における損失は、6.7dB である。

②マイクロストリップ-CPWブロードサイド結合構造

李らは、マイクロストリップ線路の裏面接地導体面に共平面導波路 (CPW) を作り、結合の強いマイクロストリップ-CPW ブロードサイド方向性結合器で構成した UWB 帯域通過フィルタを報告している[15]～[18]。

3GHz および 10.63GHz の阻止量は 10dB. 通過帯域中心周波数 6.82GHz における損失は, 0.32dB. 群遅延特性は, 通過帯域中心周波数 6.82GHz で 0.42nsec である.

③リングフィルタと短絡スタブフィルタの組み合わせ

井上らは, 3 段リングフィルタと 6 段短絡スタブの縦続接続により, 通過域 3.1GHz~5.1GHz の UWB 帯域通過フィルタを報告している[19].

3.1GHz 以下の阻止域では 30dB 以上の抑圧量. 通過帯域中心周波数 6.8GHz における損失は, 5~6dB である.

1.3 リングフィルタ研究の変遷

1969 年 Troughton によって, マイクロストリップ線路構造のリング共振器がはじめて報告された[29]. Troughton がリング共振器を研究した目的は, マイクロストリップ線路の位相速度と波長分散特性を測定することであった. マイクロストリップ線路の波長分散特性を測定において, リング共振器が優れていた点は, 開放端の効果を考慮する必要がなかったことである. 図 1-3 に, Troughton が研究した リング共振器をしめす.

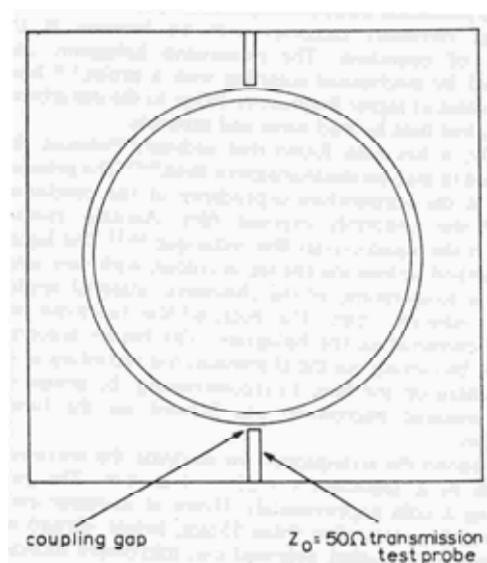


図 1-3 Troughton が研究した リング共振器[29]

Fig.1-3 The structure of Microstrip ring resonator

1972 年, Wolff はリング共振器の電磁界解析を行い, 共振周波数に 2 つの縮退モードがあることを明らかにした. リング共振器の給電線路を対称な位置からずらし, 2 つの縮退モードを分離させた. 図 1-4 に, その実験結果を示す.

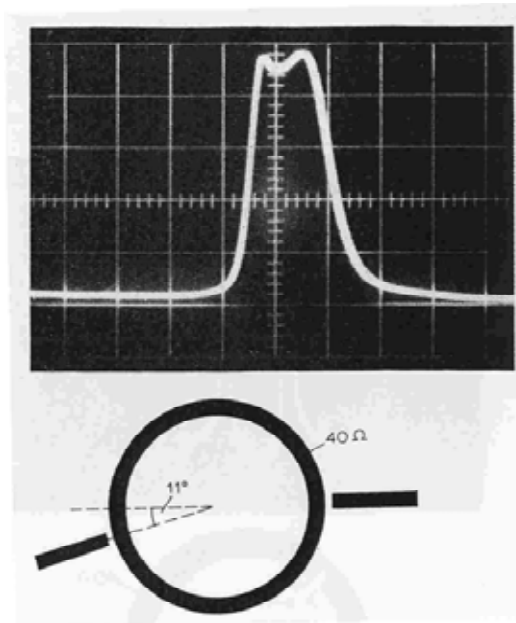


図 1-4 非対称給電線路リング共振器実験結果[30]

Fig.1-4 Asymmetrically coupled microstrip ring resonator and resonance curve of the structure

更に, Wolff はリング共振器の給電線路を対称な位置にしたまま, リングにノッチを設けたリング共振器を提案した[30].

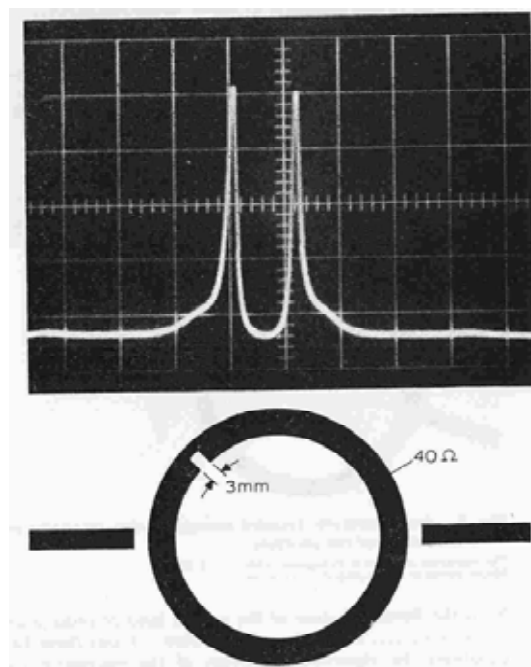


図 1-5 ノッチ付きリング共振器実験結果[30]

Fig.1-5 Microstrip ring resonator disturbed by a notch and resonance curve.

一方, 平面回路の研究の必要性を強く感じた大越らは, ストリップ線路平面

回路の研究に着手し、モード結合フィルタ（後に円形パッチフィルタと呼ばれた）に到達した[32-44].

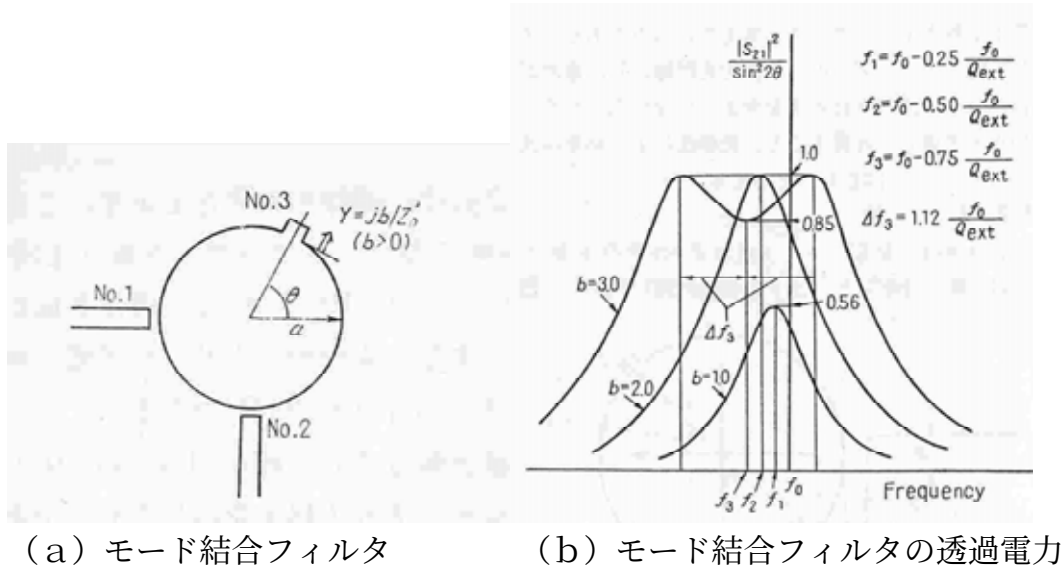


図1-6 モード結合フィルタ

Fig.1-6 Coupled-mode disk-shaped resonator.

モード結合フィルタは、円形共振器の基本ダイポールモードのみが励振されると仮定し、入力ポート(No.1)と出力ポート(No.2)を2つの直交するダイポールモードに結合させている。これらのモードは互いに結合がなく、かつ縮退している。そこでポート3 (No.3) に容量性サセプタンス $j\frac{b}{Z_0}$ ($b > 0$) を設けることにより、モード間に適当な結合を与え縮退を解く。共振器が無損失であると仮定すると、共振器のアドミタンスは $y_{11} = jb_{11}$ で表せ、二端子対共振器のインピーダンス行列は下記のように表せる

$$Z = \begin{pmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b \cos^2 \theta}{b_{11} + b} \right) & -\frac{b \sin \theta \cos \theta}{jb_{11}(b_{11} + b)} \\ -\frac{b \sin \theta \cos \theta}{jb_{11}(b_{11} + b)} & \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b \sin^2 \theta}{b_{11} + b} \right) \end{pmatrix}$$

透過電力は散乱行列の要素 s_{12} を用いて、次のように表せる。

$$s_{12} = \frac{2Z_0 Z_{12}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0 - Z_{12}^2)} = \frac{4b^2 \sin^2 \theta \cos^2 \theta}{\{1 - b_{11}(b_{11} + b)\}^2 + (2b_{11} + b)^2}$$

上式より、臨界結合は $b=2$ で得られ、 $b < 2$ は疎結合、 $b > 2$ は密結合である。また $\theta = \frac{\pi}{4}$ のとき透過電力が最大になることが分かる。

しかし、モード結合フィルタを通信用 BPF に適用する場合、スタブで形成するサセプタンス b により通過中心周波数がずれ、所望の通過中心周波数・通過帯域を実現することは困難であった。

リング共振器フィルタ回路は、広帯域化を実現することが困難であった為。

リング共振器のフィルタ回路への研究は、1990 年代まで途絶えた。1990 年代になり、携帯電話に象徴される移動体通信が実用化された。移動体通信では、周波数を細かく割り当てなければならなかった。この為、狭帯域 B P F が必要とされるようになり、リング共振器のフィルタ回路として研究が再開されるようになった。現在、研究の対象になっているリング共振器フィルタの例を図 1－7 にしめす[45-48].

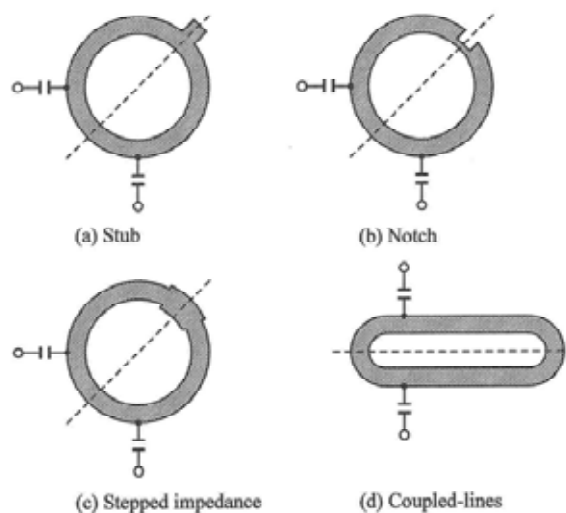


図 1－7 様々なリング共振器フィルタ

Fig.1-7 Structural variations of a dual-mode ring resonator filter.

図 1－8 に、図 1－7 (a) のスタブ付リング共振器フィルタの通過特性シミュレーション結果を示す。

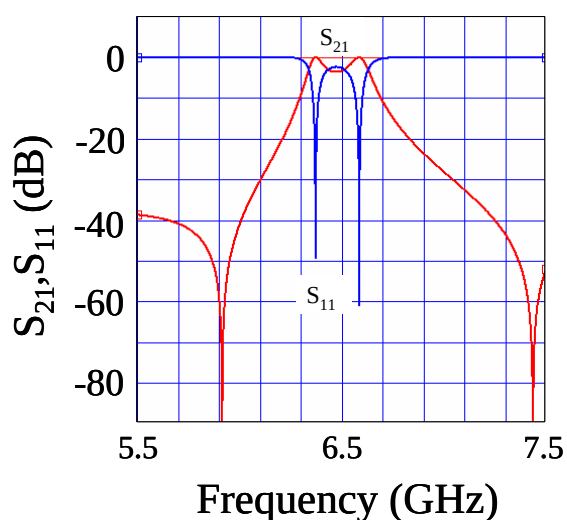


図 1－8 スタブ付リング共振器フィルタの通過特性

Fig.1-8 Simulated results of stub ring resonator filter

1.4 本研究の独創性

本研究の主対象であり，著者が考案したマイクロストリップ線路でスタブ付共振器フィルタ（リングフィルタ）[23]について，ここで紹介しておく．

リングフィルタの構造：リングフィルタは，リング部と開放スタブで構成される．入力ポートと出力ポートは，直接リング部につながっている．リング部の実効長は，中心周波数での1波長 λ_g である．電気長 θ で表せば， $\theta = 2\pi fl/v$ となる．ここで f は周波数， l は1区間の長さ， v は速度である．リング部の特性インピーダンスは，リング上部 Z_1 リング下部 Z_2 であり，長さは共に $\lambda_g/2$ である．また開放スタブ部の特性インピーダンスは Z_3 である．開放スタブは，左右対称な位置にある．

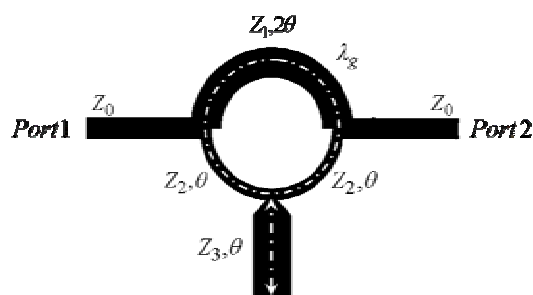


図1－9 リングフィルタ

Fig.1-9 Schematic diagram of a Ring Filter

リングフィルタの特性：リングフィルタの減衰周波数は，通過中心周波数に対し対称な周波数位置に2つできる．これら2つの減衰周波数の間を通過帯域と見なせば，通過帯域内では，低損失・平坦な特性である．リングフィルタを構成するリング部の特性インピーダンスと開放スタブの特性インピーダンスの組合せで，減衰周波数を任意の値に設定できる．

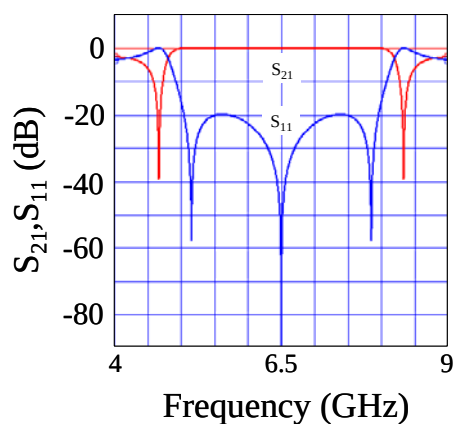


図1－10 リングフィルタの周波特性の実測値

Fig.1-10 Measured results of the ring filter

1.5 本研究の構成

著者は、マイクロストリップ線路でスタブ付共振器フィルタ（リングフィルタ）を考案した[23]。リングフィルタの減衰周波数は、通過中心周波数に対し対称な周波数位置に2つできる。また、リングフィルタは、これら2つの減衰周波数の間を通過帯域と見なせば、通過帯域内では、低損失・低リップル・平坦な群遅延特性である。この良好な周波数特性を生かし、比帯域 100%を超える UWB 帯域通過フィルタを実現した。また、減衰周波数を外部制御信号により、設定できるチューナブル・リングフィルタを実現した。チューナブル・リングフィルタの応用として、広帯域発振・低位相雑音の電圧制御発振器を実現した。以下に本書の構成を示す。第1章で序論と研究背景を述べた。

第2章では、リングフィルタの左右対称回路構造に着目し、偶奇モード解析により透過反射係数 s_{21}, s_{11} を導いた。導いた s_{21}, s_{11} からリングフィルタには、減衰周波数 ($s_{21} = 0$) と整合周波数 ($s_{11} = 0$) が存在することをしめした。また、減衰周波数と整合周波数の周波数における位置関係から、通過帯域内にリップルが発生する条件式を導き、実測値と計算値の比較を行なった。更に、リングフィルタの伝達特性式から、リングフィルタの群遅延量を求め、実測値と計算値がほぼ一致することを確認した。

第3章では、リングフィルタの多段縦続接続法の検討を行い、リングフィルタの5段縦続接続により、通過帯域 3 GHz ~ 10 GHz の UWB 用帯域フィルタを実現した[23]。

第4章では、リングフィルタの減衰周波数を、外部印加電圧により制御できるチューナブル・リングフィルタについて述べた。リングフィルタの開放スタブ端を容量性負荷で終端すれば、その容量値により減衰周波数を変化することを解析的に予測し、実験でこの事を確かめた。

第5章は、リングフィルタの発振器への応用を試みた。リングフィルタの減衰周波数における入力インピーダンスが、インダクタンス性とキャパシタンス性である事を解析的に明らかにし、インダクタンス性負荷を増幅素子の帰還回路に用いた。また、チューナブル・リングフィルタを帰還負荷回路に使用することにより、チューナブル・インダクタが簡単に実現できる。この帰還回路により、電圧制御発振器 (Voltage Control Oscillator: VCO) を作製し、広帯域発振と低位相雑音の VCO を実現した。

第6章は結論で、本研究のまとめと今後の課題を述べた。

本研究の章構成

本論文では、将来実用化が期待される UWB 通信システム帯域通過フィルタとして、リングフィルタによる実現方法について述べた。また、リングフィルタの減衰周波数を外部制御信号で電子的に制御するチューナブル・リングフィルタを、理論解析から予測し、チューナブル・リングフィルタ回路として実現した。更に、リングフィルタの低域減衰周波数では、入力インピーダンスが純インダクタンスである事を解析から明らかにし、周波数選択性のインダクタンス負荷回路として、安定発振回路に応用した。また、チューナブル・リングフィルタを用いて、可変周波数かつ周波数選択性のインダクタンス負荷回路として、広帯域発振で低位相雑音 VCO を実現した。

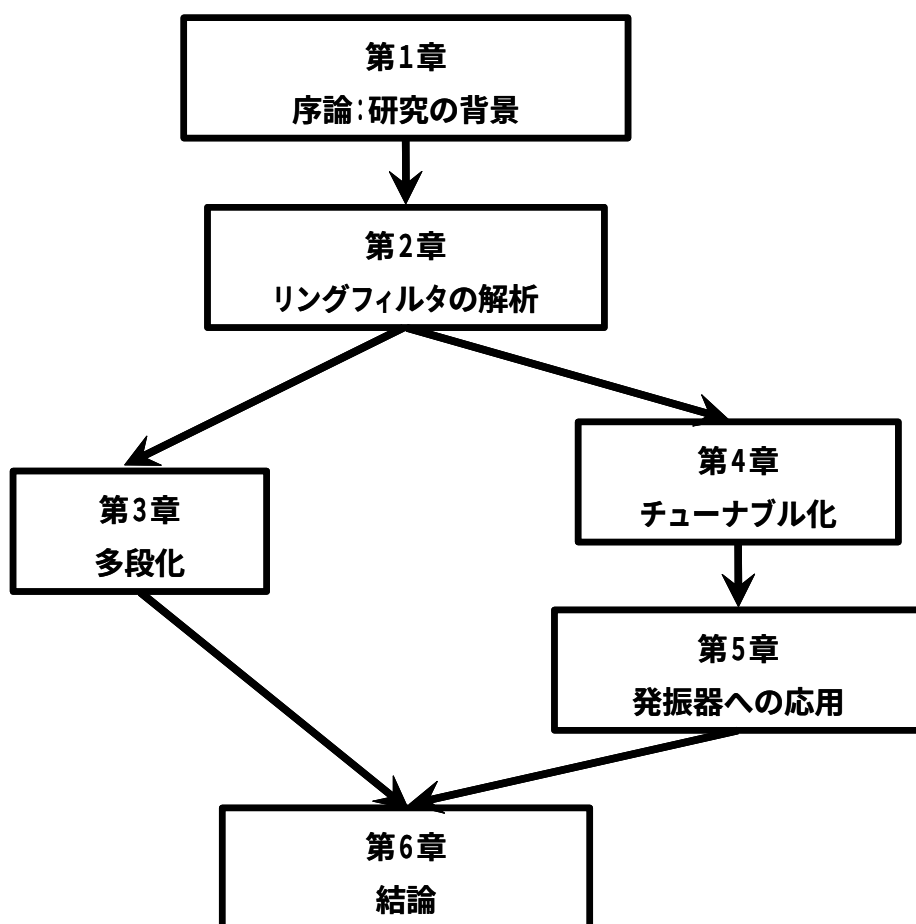


図1－11 本研究の章構成

Fig.1-11 Overview of this study

参考文献

- [1] Y.Kobayashi and K.Kubo, "Canonical bandpass filters using dual-mode dielectric resonators," IEEE MTT-S Digest,D-3,pp.137-140,June 1987.
- [2] R.R.Bonetti and A.E.Williams, "Quadrupole-mode filters," IEEE MTT-S Digest,D-5,pp.145-147, June 1987.
- [3] R.R.Bonetti and A.E.Williams, "Application of Dual TM modes to Triple- and Quadrupole-Mode Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,vol.MTT-35, pp. 1143-1149,Dec.1987.
- [4] I. Wolff, "Microstrip Bandpass Filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator, Electron.Lett" vol.8, No.12, pp.302-303, 1972.
- [5] J.A.Curtis and S.J.Fiedziuszko, "Miniature dual mode micrpstrip Filters," IEEE MTT-S Digest, N-1, pp.443 -446, June 1991.
- [6] M.Guglielmi and G.Gatti, "Experimental investigation of dual-mode microstrip ring resonators," Proc.EuMC, pp.901-906, Sept. 1990.
- [7] U.Karacaoglu, I.Robertson and M.Guglielmi, "An improved dual-mode microstrip ring resonators fiter with simple geometry," Proc.EuMC, pp.472-477, Sept. 1994.
- [8] M.Matsuo,H.Yabuki and M.Makimoto, "Dual-mode Stepped-Impedance Ring Resonator for Bandpass Filter Applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,MTT-49, pp. 1235-1240,July.2001.
- [9] A.C.Kundu and I.Awai, "Control of Attenuation Pole Frequency of a Dual-mode Microstrip Ring Resonator Bandpass Filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-49, pp. 1113-1117, June.2001.
- [10] Federal Communication Commission, First Report and Order, FCC02, V48, Apr.2002.
- [11] R.A. Scholtz and M.Z. Win, "Impulse radio, Wireless communications TDMA versus CDMA," chapter 7, p p.245-267, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [12] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," IEEE Trans. Commun., vol.48, no.4, pp.679-691, April 2000.
- [13] 河野隆二, "Ultra Wideband (UWB) 無線技術の研究開発に関する産官学連携と無線 PAN の標準化への貢献,"信学論, vol.J86-A, no.12, pp.1274-1283, Dec. 2003.
- [14] 斉藤章彦, 西方淳博, 原田博司, "UWB(3.1GHz-10.6GHz)用バンドパスフィルタの開発," 2003 年信学ソサイエティ大会, SA-3-11.
- [15] 李可人, 栗田大輔, 松井敏明, "マイクロストリップ-CPW ブロードサイド結合構造を用いた超広帯域バンドパスフィルタ," 2005 年信学総合大会, C-2-114.

- [16] 李可人, 栗田大輔, 松井敏明, “ブロードサイド結合構造を用いた UWB バンドパスフィルタ,” 信学技報,MW2005-17,2005 年 5 月.
- [17] Keren Li, Daisuke Kurita, and Toshiaki Matsui, “An Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Broadside-Coupled Microstrip-Coplanar Waveguide Structure,”IEEE MTT-S 2005 International Microwave Symposium (IMS2005), WE2F-1, Long Beach, California, USA, June 11-17, 2005.
- [18] 李可人, 栗田大輔, 松井敏明, “マイクロストリップ-CPW ブロードサイド結合構造を用いた超広帯域バンドパスフィルタ,” 2005 年信学総合大会, C-2-114.
- [19] 井上洋人, 倉島茂美, 柳政宏, 有田隆, 石田等, 荒木純道, “UWB 用広帯域バンドパスフィルタの開発,” 2004 年信学総ソサイエティ大会, C-2-68.
- [20] 石田等, 中川貴夫, 荒木純道, “広帯域リングフィルタの開発,” 信学技報,MW2003-32,2003 年 5 月.
- [21] 中川貴夫, 石田等, 荒木純道, “リングフィルタの設計と解析,” 信学技報,MW2003-123,2003 年 9 月.
- [22] 石田等, 中川貴夫, 荒木純道, “リングフィルタによる UWB BPF の開発,” 信学技報,MW2003-159,2003 年 9 月.
- [23] 石田等, 荒木純道: “リングフィルタによる UWB BPF の設計と解析”, 信学論 (C), J87-C, No.12,pp.1038-1044,(2004-12).
- [24] H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter , ” Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , TH1A-5, Volume 3, 6-11 June 2004 Page(s):1307 - 1310 Vol.3.
- [25] H.Ishida and K.Araki, “Design and Analysis of VCO with Tunable Ring Filter, ” Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International , TH3A-4, Volume 3, 12-17 June 2005 Page(s):1307 - 1310 Vol.3.
- [26] Yong-Ho Cho, Song-Cheol Hong and Young-Se Kwon, “A novel active inductor and its application to inductance-controlled oscillator,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-45, pp. 1208-1213, Aug.1997.
- [27] Y-T.Lee, J.Lee and S.Nam, “High-Q Active Resonators Using Amplifiers and Their Applications to Low Phase-Noise Free-Running and Voltage-Controlled Oscillators,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-52, pp. 2621-2626, Nov.2004.
- [28] P.Bhartia and I.J.Bahl, “Frequency agile microstrip antennas,” Microwave Journal, vol.25, pp. 67-70, Oct.1982.
- [29] P.Troughton, “Measurement Techniques in Microstrip,” Electron. Lett., Vol.5,pp.25-26,1969.
- [30] I.Wolff, “Microstrip Bandpass Filter using Degenerate Mode of a Microstrip Ring Resonator,” Electron. Lett. Vol.8, pp.302-303, 1972.
- [31] 三好旦六, 大越孝敬: “マイクロ波平面回路の解析的取扱い”, 信学論 (B),

55-B, No.8, pp.441-448, (昭 47-325).

[32] T.Okoshi and T.Miyoshi, "Analysis of planar circuit," Ann. Rep. Eng. Res. Int., Univ. of Tokyo, Tokyo, Vol.30, pp.153-168, 1971.

[33] 田島 祐介: "円形共振器の数値解析", 信学論 (B), 55-B, No.6, pp.359-366, (昭 47-271).

[34] 大越孝敬, "平面回路," 信学会半導体トランジスタおよび回路とシステム理論研資, SSD68-37, CT-47, 1969 年 2 月.

[35] 大越孝敬, "平面回路," 信学誌, 52, 11, p.1430 (昭 44-11) .

[36] H.Bosma, "On stripline Y-circulation at UHF," IEEE Trans., MTT-12, pp.61-72. , January.1964.

[37] S.Mao, S.Jones and G.D.Vendelin, "Millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans., Journal of Solid state circuits, Vol. SC-3, No.2, pp.117-123, June. 1968.

[38] 田島祐介, 久留勇: "MIC ガン発振器," 信学会マイクロ波研資, MW70-9, 1970 年 6 月.

[39] 神力正宣: "多枝をもった円形共振器の解析と応用," 信学会マイクロ波研資, MW70-66, 1971 年 1 月.

[40] 許端邦: "マイクロ波平面回路の等価回路," 信学会マイクロ波研資, MW71-45, 1971 年 7 月.

[41] 三好旦六, 大越孝敬: "平面回路の計算機解析", 信学会マイクロ波研資, MW71-44, 1971 年 7 月.

[42] 田島祐介: "MIC ガン発振器—多素子多負荷発振器の設計—", 信学会マイクロ波研資, MW71-3, 1971 年 4 月.

[43] 田島祐介: "円形共振器の数値解析", 信学会マイクロ波研資, MW71-46, 1971 年 7 月.

[44] 許端邦: "マイクロ波平面回路の縮退モードの応用—帯域通過フィルター, 周波数弁別器への—", 信学会マイクロ波研資, MW71-53, 1971 年 9 月.

[45] J.A.Curtis and S.J.Fiedziuszko, "Miniature dual mode microstrip filters," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. pp443-446 , 1991,

[46] U.Karacaoglu, I.D.Robertson and M.Gugliemi, "An improved dual-mode microstrip ring resonator filter with simple geometry," Proc. 24th European Microwave Conf., pp.472-477, Sept. 1994.

[47] H.Yabuki, M.Sagawa, M.Matsuo and M.Makimoto, "Stripline dual-mode ring resonators and their application to microwave devices," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-44, pp.723-729, May.1996.

[48] M.Matsuo, H.Yabuki and M.Makimoto, "Dual-mode Stepped-impedance Ring Resonator for Bandpass Filter Applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-49, pp.1235-1240, July.2001.

第2章 リングフィルタ

著者は、マイクロストリップ線路でスタブ付共振器フィルタ（リングフィルタ）を考案した[1]。リングフィルタは、通過中心周波数に対し対称な周波数位置に、透過係数を0とする減衰周波数が2つできる。また、リングフィルタは、これら2つの減衰周波数の間を通過帯域と見なせば、通過帯域内では、低損失・低リップルの振幅特性であり、且つ、平坦な群遅延特性である。

本章では、リングフィルタの解析を行い、リングフィルタの透過反射係数 S_{21}, S_{11} を導いた。導いた S_{21}, S_{11} からリングフィルタには、減衰周波数($S_{21}=0$)と整合周波数($S_{11}=0$)が存在することを示す。また、減衰周波数と整合周波数の周波数における位置関係から、通過帯域内にリップルが発生する条件式を導き、実測値と計算値の比較を行なった。更に、リングフィルタの伝達係数から、リングフィルタの群遅延量を求め、実測値と計算値がほぼ一致することを確認した。

2.1 リングフィルタの構造および周波数特性

図2-1に示したように、リングフィルタは、リング部と開放スタブで構成される。入力ポートと出力ポートは、直接リング部につながっている。リング部の実効長は、中心周波数での1波長 λ_g である。電気長 θ で表せば、 $\theta = \frac{2\pi fl}{v}$ となる。ここで f は周波数、 l は1区間の長さ、 v は速度である。リング部の特性インピーダンスは、リング上部 Z_1 リング下部 Z_2 であり、長さは共に $\frac{\lambda_g}{2}$ である。また開放スタブ部の特性インピーダンスは Z_3 である。開放スタブは、左右対称な位置にある。

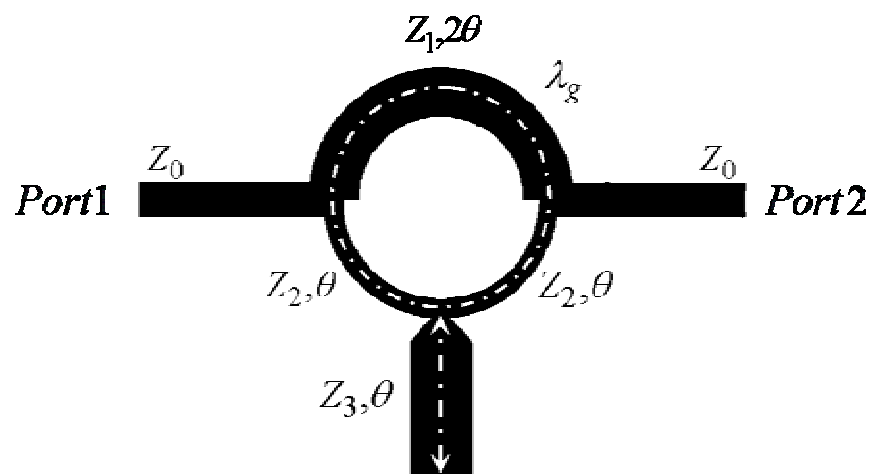


図2-1 リングフィルタ

Fig.2-1 Schematic Diagram of a Microstrip Ring Filter

まず，図 2-2 に試作リングフィルタの実測周波特性をしめす．なお，試作したリングフィルタの各部の特性インピーダンスは， $Z_1: 57\Omega$ ， $Z_2: 125\Omega$ ， $Z_3: 25\Omega$ ．電気長 θ は通過中心周波数 6.5GHz で $\pi/2$ ．作製した高周波回路基板は，比誘電率 3.5，誘電体損失 0.025，誘電体厚 1.67mm，導体は電解銅箔で厚みは 18 μm (両面)である．

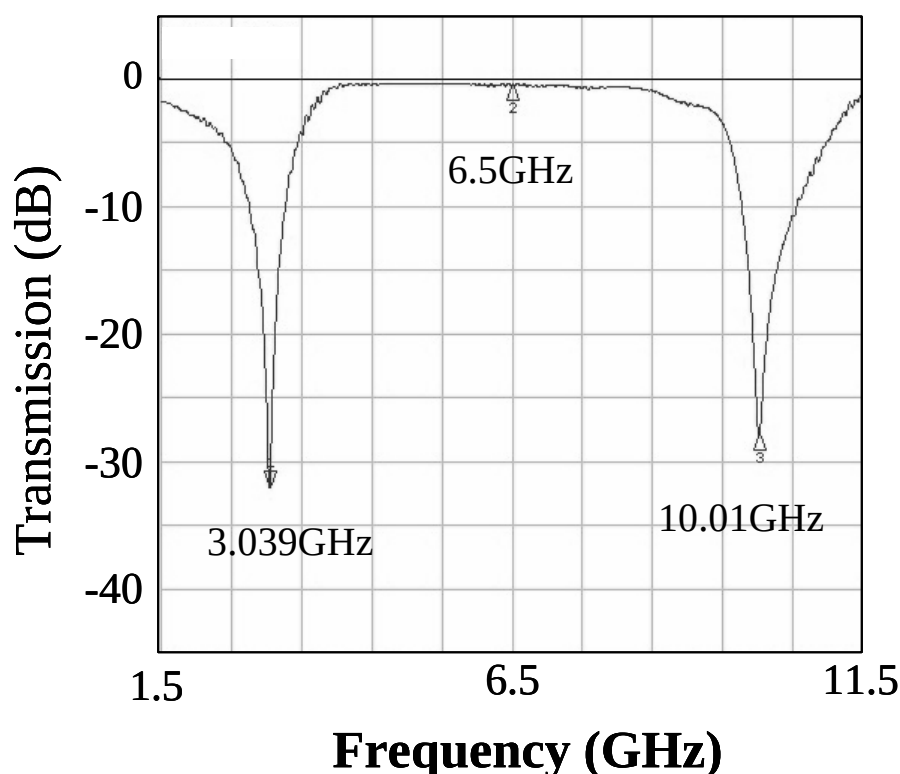


図 2-2 リングフィルタの周波特性の実測値

Fig.2-2 Measured Results of the ring filter

図 2-2 より，試作したリングフィルタは，帯域阻止フィルタである事が分かる．このリングフィルタは，6.5GHz でリング長が 1 波長 λ_g となるようにリング部および開放スタブを設計した．しかし，6.5GHz では減衰特性を示さず，むしろ 6.5GHz 近傍は低損失で平坦な周波数特性である．

リングフィルタの通過中心周波数 6.5GHz における挿入損失は 0.6dB，減衰周波数は 3.039GHz と 10.01GHz である．減衰周波数は，通過中心周波数 6.5GHz に対し，ほぼ対称な周波数位置にある．また，2つの減衰周波数間では，ほぼ一定の挿入損失である．

次に，試作したリングフィルタの回路形状に基づいて，電磁界解析を行った．電磁界の解析手法は有限要素法である．入力電力は 30dBm，電磁界解析結果は通過中心周波数 6.5GHz，減衰周波数 3.039GHz と 10.01GHz について，マイクロストリップ線路上の電流密度を 0A/m から 65A/m で表示した．電磁界解析による，電流密度分布の解析結果を図 2-3 に示す．

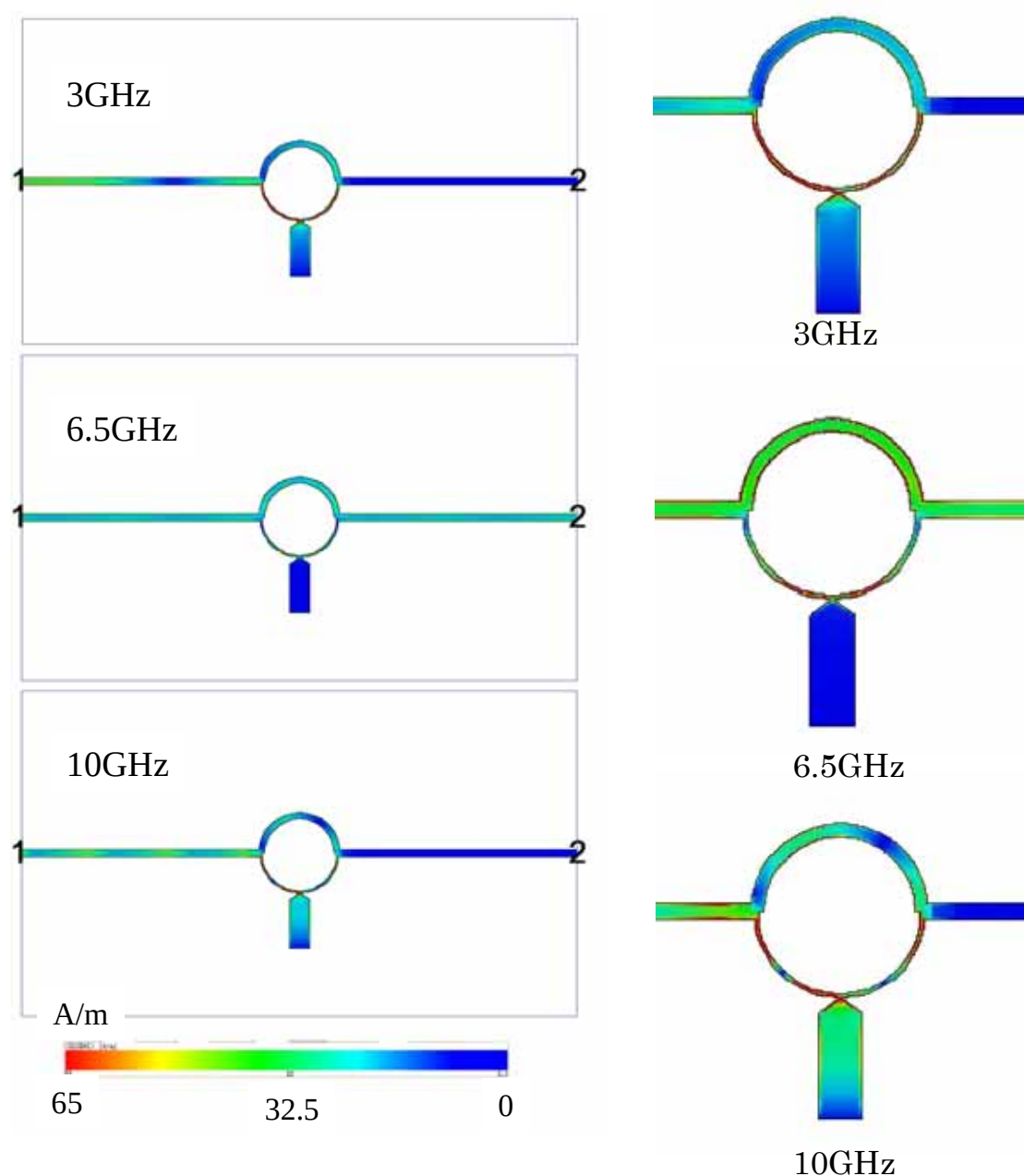


図 2－3 リングフィルタの電流分布解析結果（入力電力 30dBm）

Fig.2-3 Electromagnetic Analysis Results of the Ring Filter

図 2－3 の電磁界解析より，通過中心周波数 6.5GHz において，電流は開放スタブには無く，電流はリング上部にある事が分かる．この解析結果から，通過中心周波数において，リングフィルタの開放スタブは通過特性に寄与しない事が分かる．一方，減衰周波数 3GHz と 10GHz では，リングフィルタの開放スタブ

ブに電流が伝わっている事が分かる．開放スタブに伝わった電流は，開放スタブ端で反射され，一部は入力へ，他は出力へ向かっている．

次に，帯域阻止フィルタとして広く用いられる開放スタブとリングフィルタの比較を行う．

開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタの比較

開放スタブを帯域阻止フィルタとして用いる場合，伝送線路の途中に並列に開放スタブを設ける．開放スタブ帯域阻止フィルタを図 2－4 に示す．

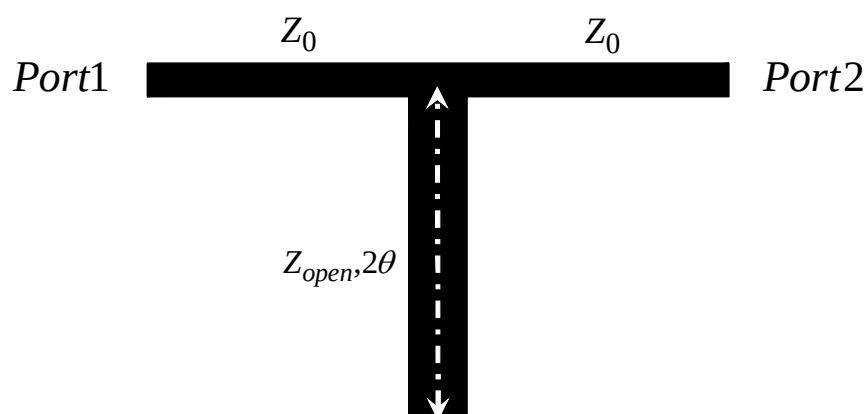


図 2－4 開放スタブ帯域阻止フィルタ

Fig.2-4 Schematic diagram of a Microstrip Open Stub Filter

開放スタブ帯域阻止フィルタを通過中心周波数 6.5GHz で設計した場合，通過中心周波数 f_0 に対する減衰周波数 f_p の比は 1：2 に固定され，この値を変えることはできない．一方，リングフィルタは，「2.2.1 減衰周波数と整合周波数」で述べるように，リングフィルタを構成するリング部の特性インピーダンスと開放スタブの特性インピーダンスの組合せで，通過中心周波数に対する減衰周波数の比を任意の値に設定できる．

$$\text{開放スタブ帯域阻止フィルタ：} \frac{f_p}{f_0} = \frac{1}{2}$$

$$\text{リングフィルタ：} \frac{f_p}{f_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \frac{Z_3}{Z_2}}}{90^\circ}$$

図2-5は、通過中心周波数 6.5GHz に対する減衰周波数を 3.25GHz に設定したときの、開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタのシミュレーション結果である。開放スタブフィルタの特性インピーダンスは共に 25Ω で、リングフィルタの $Z_1: 59.5\Omega$, $Z_2: 85\Omega$ である。

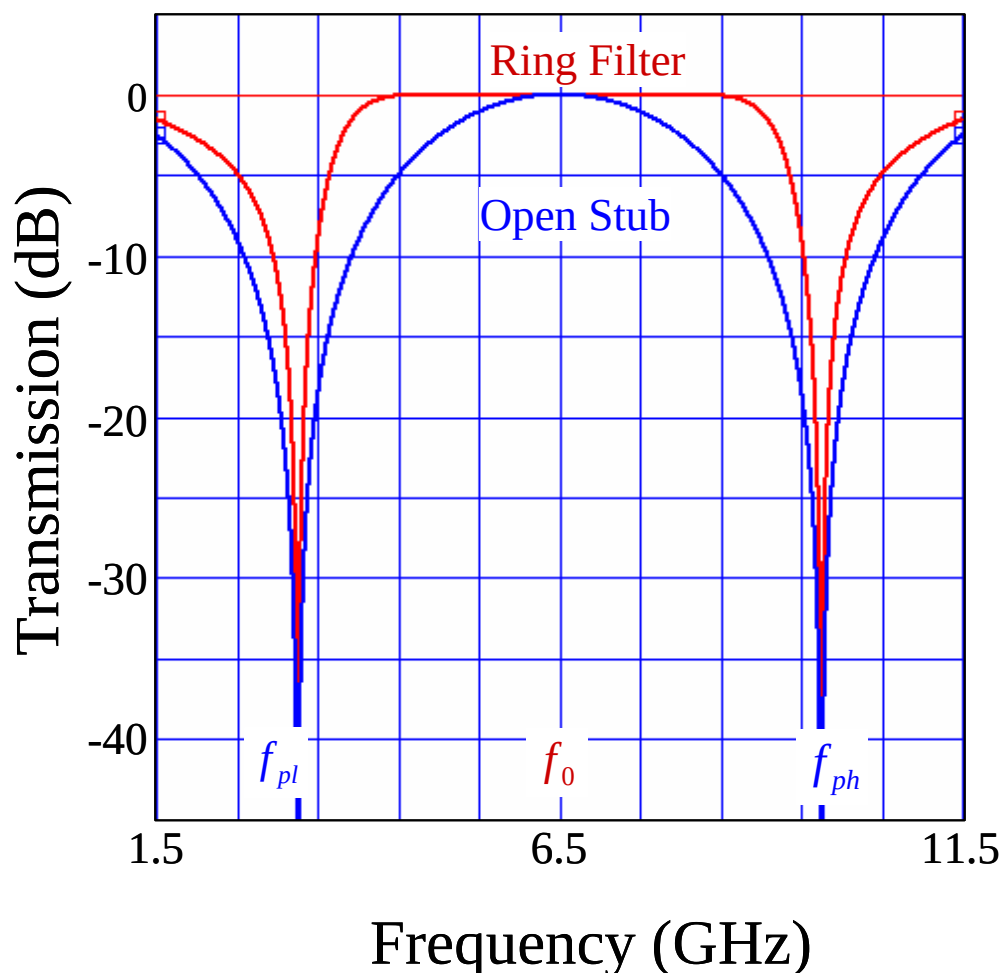


図2-5 開放スタブフィルタとリングフィルタの特性

Fig.2-5 Simulated Results of the Microstrip Open Stub Filter and Ring Filter

図2-5より、通過中心周波数と減衰周波数を同じにした開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタでは、リングフィルタの方が、より急峻な減衰特性であり、かつ、減衰周波数の間ではより平坦な通過特性である事が分かる。

次に、開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタの群遅延特性を比較する。図2-6は、群遅延特性のシミュレーション結果である。リングフィルタの群遅延特性については、2.4.2 群遅延解析で述べる。

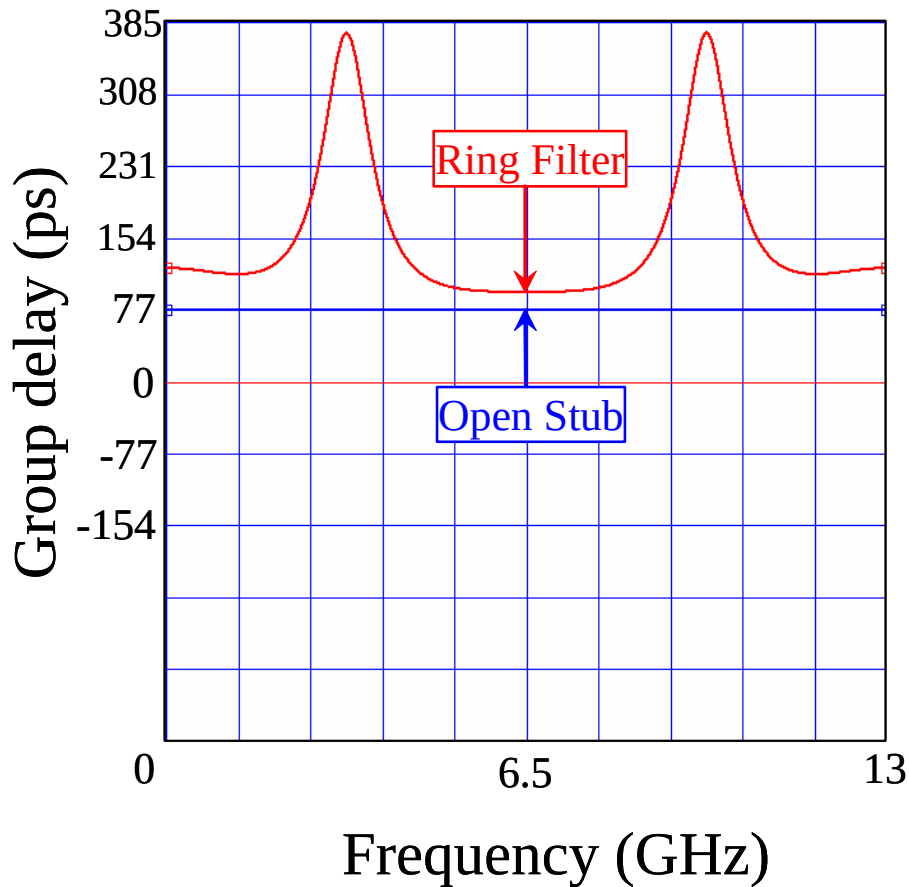


図 2－6 開放スタブ帯域阻止フィルタとリングフィルタの群遅延特性
 Fig.2-6 Simulated Results of the Microstrip Open Stub Filter and
 Ring Filter's Group Delay

図 2－6 より，通過中心周波数 6.5GHz における群遅延量は，開放スタブ帯域阻止フィルタ 77ps，リングフィルタ 100ps であった。

「2.4.2 群遅延解析」で述べるように，通過中心周波数における群遅延量は，リングフィルタの開放スタブの特性インピーダンス Z_3 と無関係に，リング部の特性インピーダンス Z_1, Z_2 のみで決まる。

次に，リング共振器フィルタとリングフィルタの比較を行う。

リング共振器フィルタとリングフィルタの比較

図 2－7 に示したように，リング共振器フィルタは，リング部と給電線路で構成される。入力ポートと出力ポートは，直接リング部とカップリング・ギャップを介してつながっていて，左右対称な位置にある。リング部の実効長は，リングフィルタと同じ値であり，中心周波数での 1 波長 λ_g である。リング部の特性インピーダンスは，一様でリングフィルタのように上部と下部で特性インピ

ーダンスは同じである。



図 2-7 リング共振器フィルタ

Fig.2-7 Schematic Diagram of a Microstrip Ring Resonator Filter

図 2-8 は、通過中心周波数 6.5GHz に設定したときの、リングの特性インピーダンスを 50Ωにした場合のリング共振器フィルタとリングフィルタのシミュレーション結果である。

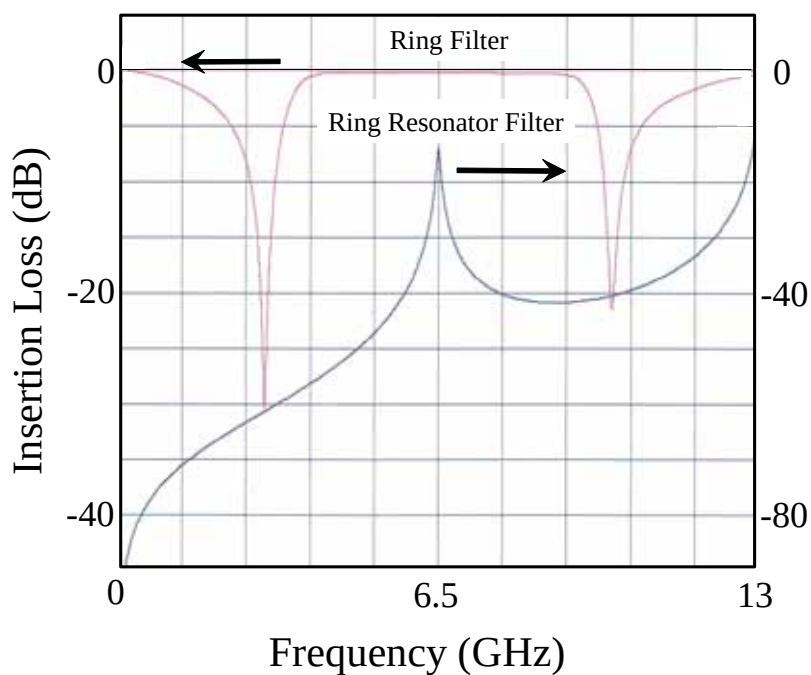


図 2-8 リング共振器フィルタとリングフィルタの特性

Fig.2-8 Simulated Results of the Microstrip Ring Resonator Filter and Ring Filter

図 2-8 より、リング共振器フィルタは通過中心周波数 6.5GHz の整数倍の周波数成分のみを通過させる狭帯域通過フィルタであり、しかもカップリング・ギャップがあるために通過損失が 15dB と大きい事が分かる。

2.2 リングフィルタの解析

リング共振器の解析は、リング共振器に存在する様々なモードにおける共振周波数を決定するために行われた。電磁界解析は、精度が高いが設計には不便である。一方、回路解析は誰でも簡単に使え、スタブやインピーダンスの不連続部分を持つリング共振器の解析が容易に行えた。

マイクロストリップ線路構造のリング共振器に対して行われた電磁界解析は、「磁気壁モデル」と呼ばれ、1971年 Wolff と Knoppik[9]によって初めて行われた。1976年 Owens は磁気壁モデルを改良した。また、Wu と Rosenbaum は磁気壁モデルのモードチャートを示した[10]。Sharma と Bhat はスペクトラル・ドメイン法を用いて数値解析を行った[11]。Wolff と Tripathi は摂動法で開放リング共振器と閉じたリング共振器を設計した[12]。電磁界解析は、リング共振器の共振モードについてのみ精確な解を与えたが、角やメアンダのリング共振器に対しては、磁気壁モデルでは共振モードを得ることができなかった。その理由は、これらのリング共振器は、複素インピーダンス境界条件だからである。さらに、磁気壁モデルは、複素インピーダンス境界条件付きのリング共振器では、デュアルモードをうまく説明できなかった。

Chan 等は、初めて正確な伝送線路法を提案し、ギャップ不連続リング共振器とリングに沿ってデバイスを装荷したリング共振器を伝送線路法で解析した[13]。Gopalakrishnan と Chang は伝送線路法を改良した分布定数線路法を提案した[14]。文献[14]の解析で用いた分布定数線路法は、マイクロストリップ線路の波長分散特性や共器のカーブ特性、更に様々な摂動項を含んでいた。分布定数線路法は、色々な半導体素子、ノッチ、ギャップや不連続がリング共振器の周方向に沿ったリング共振器の解析に有効であった。最近の研究では、Hsieh と Chang が簡単な伝送線路モデルでリング、四角、メアンダなどのリング共振器の共振周波数を計算した[15]。更に、1ポートのリング共振器の共振モードの訂正が行われた[16]。また、リング共振器のデュアルモードを記述するために、伝送線路モデルが使われた。磁気壁モデルでは複雑な境界条件下のリング共振器のデュアルモードをうまく説明できなかった。さらに、Hsieh と Chang は伝送線路モデルにより、開放リング共振器と閉じたリング共振器の等価集中定数素子表現を行った[17]。リング共振器の無負荷 Q は、等価集中定数素子 G , L と C で計算された。等価集中定数素子 G , L と C の簡単な表現は、フィルタとしてのリング共振器の共振周波数と無負荷 Q を予測できるようになった。

本研究対象であるリングフィルタは、マイクロストリップ線路構造であるから、Hsieh と Chang が行った伝送線路モデルで解析を行う。また、リングフィルタは対称回路であるから、偶奇モード解析により回路応答を求める[2]。リン

ゲフィルタの偶奇モードの等価回路は図 2－9 のように書き表される。

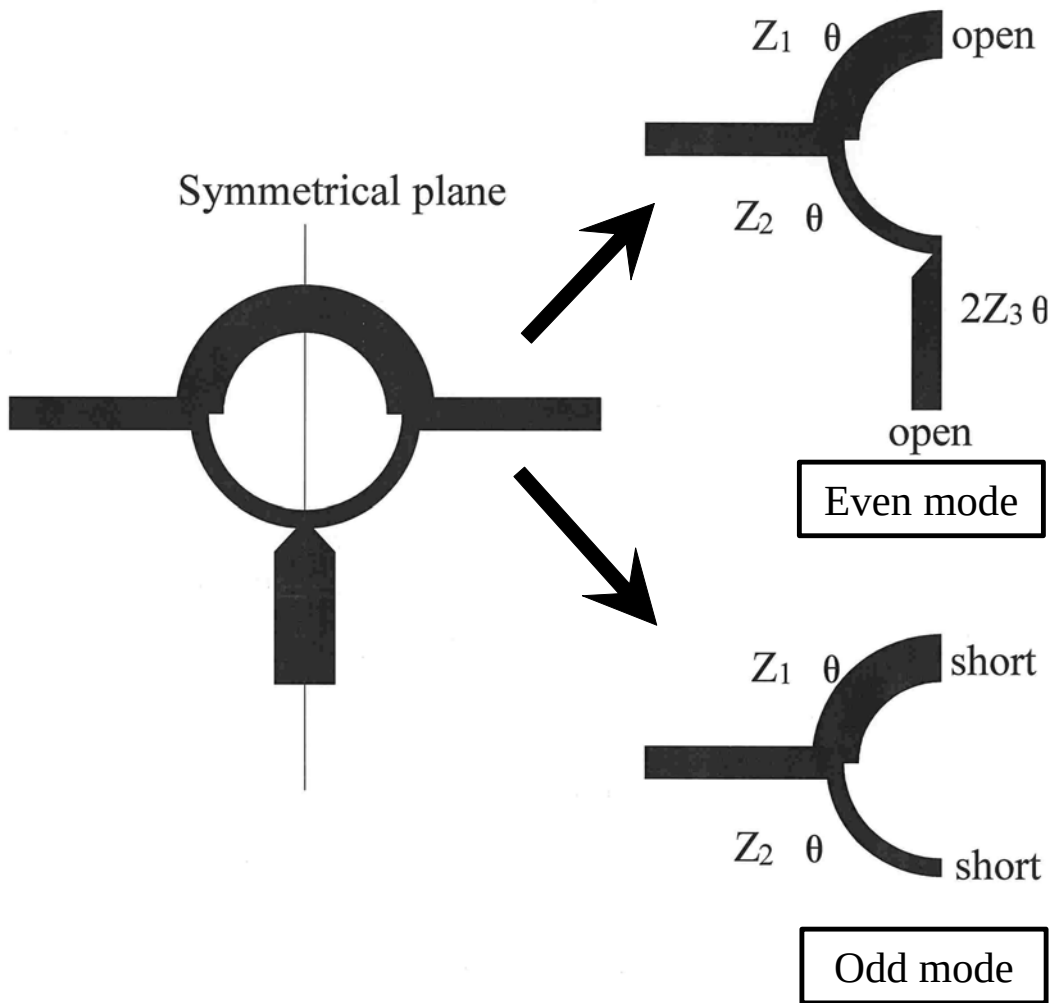


図 2－9 リングフィルタの偶奇モード等価回路
Fig.2-9 Equivalent Circuit of the Ring Filter

図 2－9 より，奇モードの入力インピーダンス，反射係数は次の式で表される。

$$Z_{odd} = j \tan \theta \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \Gamma_{odd} = \frac{Z_{odd} - Z_0}{Z_{odd} + Z_0}$$

偶モードの入力インピーダンス，反射係数は次の式で表される。

$$Z_{even} = Z_1 Z_2 \frac{2Z_3 - Z_2 \tan^2 \theta}{j \tan \theta (Z_1 Z_2 + 2Z_3 (Z_1 + Z_2) - Z_2^2 \tan^2 \theta)}$$

$$\Gamma_{even} = \frac{Z_{even} - Z_0}{Z_{even} + Z_0}$$

2.2.1 減衰周波数と整合周波数

Γ_{odd} と Γ_{even} を用いて, S_{21} と S_{11} を求めると次式になる.

$$S_{21} = \frac{\Gamma_{even} - \Gamma_{odd}}{2} = \frac{(\tan^2 \theta + 1)(\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_p)}{D} = \frac{(1 - \Omega^2)(\Omega^2 - \Omega_p^2)}{\Omega^4 + a_3 \Omega^3 + a_2 \Omega^2 + a_1 \Omega + a_0} \quad (2-1)$$

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{even} + \Gamma_{odd}}{2} = \frac{j \tan \theta (\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_m) K}{D} = \frac{\Omega(\Omega^2 - \Omega_m^2) K}{\Omega^4 + a_3 \Omega^3 + a_2 \Omega^2 + a_1 \Omega + a_0} \quad (2-2)$$

$D, K, \tan^2 \theta_p, \tan^2 \theta_m$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{aligned} D &= \left\{ j \tan \theta + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)}{Z_1 Z_2} \right\} \times \left\{ j \tan^3 \theta + \frac{Z_1}{Z_0} \tan^2 \theta - \frac{Z_1 Z_2 + 2Z_3(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2} j \tan \theta - \frac{2Z_1 Z_3}{Z_0 Z_2} \right\} \\ &= -\tan^4 \theta + j \tan^3 \theta \left(\frac{Z_1}{Z_0} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)}{Z_1 Z_2} \right) + \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} + \frac{Z_1 Z_2 + 2Z_3(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2} \right) \tan^2 \theta \\ &\quad - j \tan \theta \left(\frac{2Z_1 Z_3}{Z_0 Z_2} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)(Z_1 Z_2 + 2Z_3(Z_1 + Z_2))}{Z_1 Z_2^3} \right) - \frac{2Z_3}{Z_2} \frac{(Z_1 + Z_2)}{Z_2} \\ &= -\tan^4 \theta + a_3 j \tan^3 \theta + a_2 \tan^2 \theta - a_1 j \tan \theta - a_0 \\ &= -(\Omega^4 + a_3 \Omega^3 + a_2 \Omega^2 + a_1 \Omega + a_0) \end{aligned} \quad (2-3)$$

ここで, $\Omega = j \tan \theta$ とおき a_0, a_1, a_2, a_3 は次の式で与えられる.

$$a_0 = \frac{2Z_3(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2} \quad a_1 = \frac{2Z_1 Z_3}{Z_0 Z_2} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)(Z_1 Z_2 + 2Z_3(Z_1 + Z_2))}{Z_1 Z_2^3} \quad a_2 = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} + \frac{(Z_2 + 2Z_3)(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2}$$

$$a_3 = \frac{Z_1}{Z_0} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)}{Z_1 Z_2} \quad \Omega_p^2 = -\tan^2 \theta_p = -a_0 \quad \Omega_m^2 = -\tan^2 \theta_m$$

$$K = \frac{1 + \frac{Z_1}{Z_2} - \left(\frac{Z_1}{Z_0} \right)^2}{\frac{Z_1}{Z_0}} \quad (2-4)$$

$$\tan^2 \theta_p = 2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \frac{Z_3}{Z_2} \quad (2-5)$$

$$\tan^2 \theta_m = \frac{2Z_3(Z_1^2 Z_2^2 - Z_0^2(Z_1 + Z_2)^2) - Z_0^2 Z_1 Z_2(Z_1 + Z_2)}{Z_1^2 Z_2^3 - Z_0^2 Z_2^2(Z_1 + Z_2)} \quad (2-6)$$

S_{21} と S_{11} の式から、リングフィルタには、 $S_{21}=0$ となる減衰周波数 θ_p と $S_{11}=0$ となる整合周波数 θ_m が存在することが分かる[4]。但し、 θ_p は任意の特性インピーダンス値の組合せに対して存在するが、 θ_m は必ずしもそうではない。なお、第2章および第3章で述べるように、リング部の Z_1 、 Z_2 はリングフィルタの通過域におけるリップル特性や群遅延特性に寄与するが、 Z_3 は減衰周波数の位置のみに寄与する。

また、減衰周波数は、式(2-1) $S_{21}=0$ ($\Gamma_{\text{even}} = \Gamma_{\text{odd}}$) より $Z_{\text{odd}} = Z_{\text{even}}$ が成立つインピーダンスである。一方、整合周波数は、式(2-2)で $S_{11}=0$ ($\Gamma_{\text{even}} + \Gamma_{\text{odd}} = 0$) より $Z_{\text{odd}} Z_{\text{even}} = Z_0^2$ が成立つインピーダンスである。

2.2.2 リングフィルタの減衰周波数解析

リングフィルタの減衰周波数について、解析値と実測値の比較をおこなう。試作したリングフィルタの設計中心周波数は 6.5GHz、特性インピーダンスは Z_1 : 57 Ω 、 Z_2 : 100 Ω 、 Z_3 : 25 Ω である。実測結果は図2-2に示した。

減衰周波数をもとめる。式(2-5)に特性インピーダンスを代入して次の値が得られる。

$$\tan^2 \theta_p = 2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \frac{Z_3}{Z_2} = 2 \left(1 + \frac{57}{100} \right) \frac{25}{100} = 0.785$$

$\tan^2 \theta_p = 0.785$ になる θ_p を求めると $\theta_p = 41.54^\circ, 138.46^\circ$ 。電気長 θ は通過中心周波数 6.5GHz で $\pi/2$ であるから、つぎの周波数変換を行ない、減衰周波数の解析値をもとめる。

$$41.54^\circ \times \frac{6.5\text{GHz}}{90^\circ} = 3.00\text{GHz} \qquad 138.46^\circ \times \frac{6.5\text{GHz}}{90^\circ} = 9.99\text{GHz}$$

表2-1にリングフィルタの減衰周波数の実測値と解析値を示す。

表2-1 リングフィルタの減衰極周波数
Table 2-1 Attenuation pole frequencies of the Ring Filter.

	低域減衰極周波数	高域減衰極周波数
実験値	3.039 GHz	10.01 GHz
解析値	3.00 GHz	9.99GHz

この結果から、実験値と解析値は良く一致していることが分る。

以上の解析と実験から、リングフィルタは、図 2-1 に示す伝送線路モデルで精度良く近似することができることが分かり、リングフィルタを構成するリング部の特性インピーダンス Z_1 , Z_2 と開放スタブの特性インピーダンス Z_3 の組合せで、通過中心周波数 f_0 に対する減衰周波数 f_p の比を任意の値に設定できることが分かる。

$$\frac{f_p}{f_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \frac{Z_3}{Z_2}}}{90^\circ}$$

2.2.3 減衰周波数における入力インピーダンス

減衰周波数でリングフィルタの入力インピーダンスがどのようなになるか、ここで検討しておく。(2-1)式より、減衰周波数では、 $\Gamma_{\text{even}} = \Gamma_{\text{odd}}$ となるから、(2-2)式より $S_{11} = \Gamma_{\text{even}} = \Gamma_{\text{odd}}$ となるので、

$$Z_{\text{in}} = Z_{\text{odd}} = \pm jZ_1 \sqrt{\frac{2Z_3}{Z_1 + Z_2}}$$

となり、低域減衰周波数で誘導性リアクタンス、高域減衰周波数で容量性リアクタンスとなる。

一方、開放スタブの場合、減衰周波数では、つねに $Z_{\text{in}} = 0$ となり固定したものになってしまう。

減衰周波数は、式(2-5)より Z_1/Z_2 と Z_3/Z_2 のみで決まる。しかし、リングフィルタの周波数特性は、整合周波数とも関係すると考えられる。減衰周波数間を低損失・平坦にするインピーダンス条件を見出しておく事は重要である。

今、 Z_1/Z_2 と Z_3/Z_2 を一定にし、減衰周波数を固定したリングフィルタの周波数特性を検討する。リングフィルタの通過中心周波数は 6.5GHz として、リングフィルタの特性インピーダンスを $Z_1: 50\Omega \times k$, $Z_2: 100\Omega \times k$, $Z_3: 25\Omega \times k$ として、 k を 0.5, 1, 2 と変えた場合リングフィルタの周波数特性がどのように変化するか検討する。

表 2-2 リングフィルタの減衰周波数・整合周波数

Table 2-2 Attenuation and matching frequencies of the Ring Filter.

k	Z_1	Z_2	Z_3	f_p	f_m
0.5	25 Ω	50 Ω	12.5 Ω	2.953GHz	3.597GHz
1	50 Ω	100 Ω	25 Ω	2.953GHz	4.255GHz
2	100 Ω	200 Ω	50 Ω	2.953GHz	0.910GHz

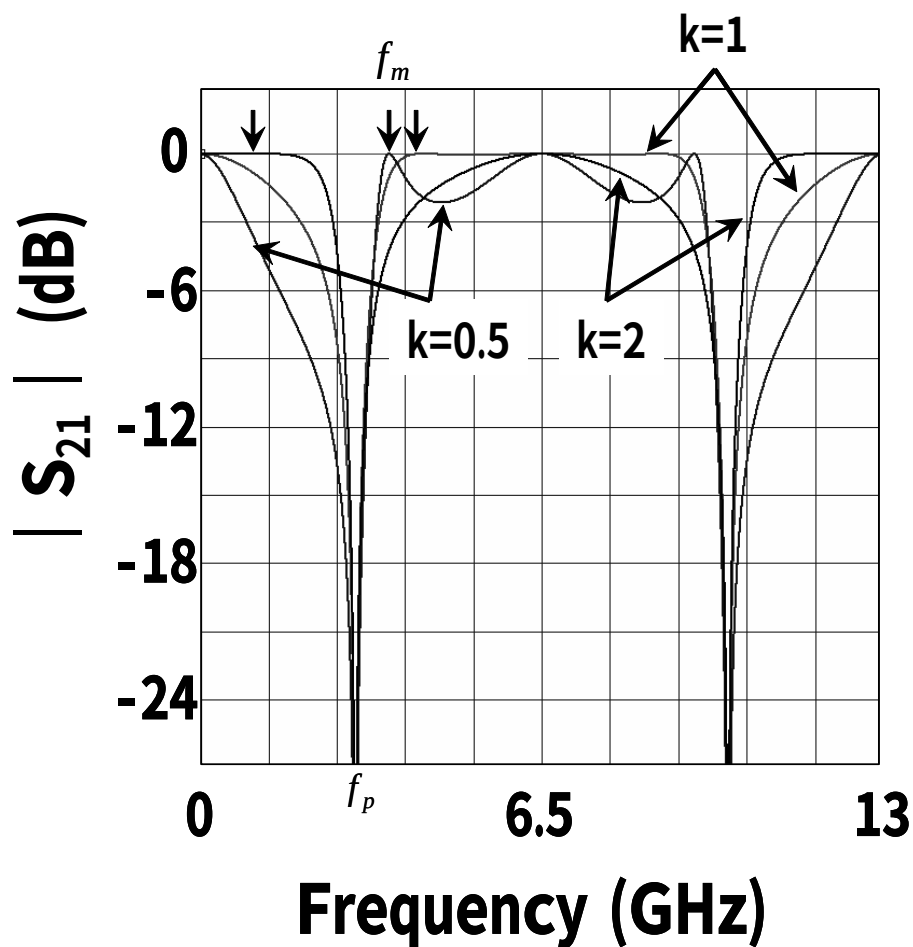


図 2－1 0 リングフィルタの周波数特性シミュレーション結果
Fig.2-10 Simulated Result of the Transmission Characteristics
of the Ring Filter

図 2－1 0 より、 Z_1/Z_2 と Z_3/Z_2 を一定にしたリングフィルタは、減衰周波数は変化しない。しかし、減衰周波数間の通過特性は、 k により著しく異なる。また、 $k=0.5$ の場合、整合周波数が 3.597GHz で減衰周波数 2.953GHz に近づくほどリップルが発生している。 $k=2$ は、整合周波数が 0.910GHz で減衰周波数 2.953GHz より低い周波数領域で、減衰が急峻になる。一方、 $k=1$ の場合、整合周波数が 4.255GHz で減衰周波数 2.953GHz から離れ、通過中心周波数に近づくほど、減衰周波数間では低損失・平坦特性になる。

このように、リングフィルタの減衰周波数間の周波数において、リップルを抑え、且つ、低損失・平坦特性を得るには、減衰周波数と整合周波数の周波数位置関係が重要となる。

次に、リングフィルタの振幅特性の平坦性について議論する。

2.3 リングフィルタのリプル解析

リングフィルタの通過帯域内，リプルレベルとリプル周波数を定義する．
 先ず，リングフィルタの通過帯域とは，通過中心周波数に対し対称な周波数位置にできる，減衰周波数間の周波数範囲と定義する．次に，リングフィルタのリプルレベルは，通過帯域に生じる電力伝達係数の極小値と定義する．この極小値を与える周波数を「リプル周波数」と呼ぶことにする．

リングフィルタの通過帯域：通過中心周波数に対し対称な周波数位置にできる，
 減衰周波数間の周波数範囲

リングフィルタのリプルレベル：リングフィルタの通過帯域に生じる，電力
 伝達係数の極小値

リングフィルタのリプル周波数：リングフィルタの通過帯域に生じる，
 電力伝達係数の極小値を与える周波数

一般に，規格化入力リアクタンスを X とすると，反射係数の位相 θ は，

$$e^{j\theta} = \frac{jX - 1}{jX + 1} \quad \text{より} \quad jX = \frac{1 + e^{j\theta}}{1 - e^{j\theta}} = j \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} = j \frac{1}{\tan\left(\frac{\theta}{2}\right)} \text{ で表され，}$$

次の関係が成立つ．

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{1}{X}$$

そこで，偶奇モード規格化入力リアクタンス

，

$$Z_{odd} = jX_{odd} = j \tan \theta \frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2}$$

$$Z_{even} = jX_{even} = j \frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2 (Z_2 \tan^2 \theta - 2\hat{Z}_3)}{\tan \theta [\hat{Z}_1 \hat{Z}_2 + 2\hat{Z}_3 (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2) - \hat{Z}_2^2 \tan^2 \theta]}$$

したがって，偶奇モードの反射位相 θ_{odd} θ_{even} は次式で与えられることになる．

$$\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right) = \frac{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \frac{1}{\tan \theta}$$

$$\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right) = \frac{\tan \theta [\hat{Z}_1 \hat{Z}_2 + 2\hat{Z}_3 (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2) - \hat{Z}_2^2 \tan^2 \theta]}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2 (\hat{Z}_2 \tan^2 \theta - 2\hat{Z}_3)}$$

減衰周波数では $\left(S_{21} = \frac{\Gamma_{even} - \Gamma_{odd}}{2} = 0\right)$ が成立っているので， $\Gamma_{even} = \Gamma_{odd}$ が成立

する．ゆえに $Z_{even} = Z_{odd}$ であるから， $X_{even} = X_{odd}$ であり， $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right) = \tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$ ．

また，整合周波数では $\left(S_{11} = \frac{\Gamma_{even} + \Gamma_{odd}}{2} = 0\right)$ が成立っているので， $\Gamma_{even} + \Gamma_{odd} = 0$

が成立つ．ゆえに $Z_{even}Z_{odd} = 1$ であるから， $Z_{even}Z_{odd} = -X_{even}X_{odd} = 1$ あり，

$$-\frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)}\frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)} = 1$$

これらの関係から，

$$\text{減衰周波数：}\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right) = \tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$$

$$\text{整合周波数：}-\frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)}\frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)} = 1$$

リングフィルタの通過中心周波数は 6.5GHz として，リングフィルタの特性インピーダンスを $Z_1:50\Omega$ ， $Z_2:100\Omega$ ， $Z_3:25\Omega$ として， $\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$ と $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ を $\tan\theta$ の関数として数値計算を行った結果を図 2－1 1 に示す．

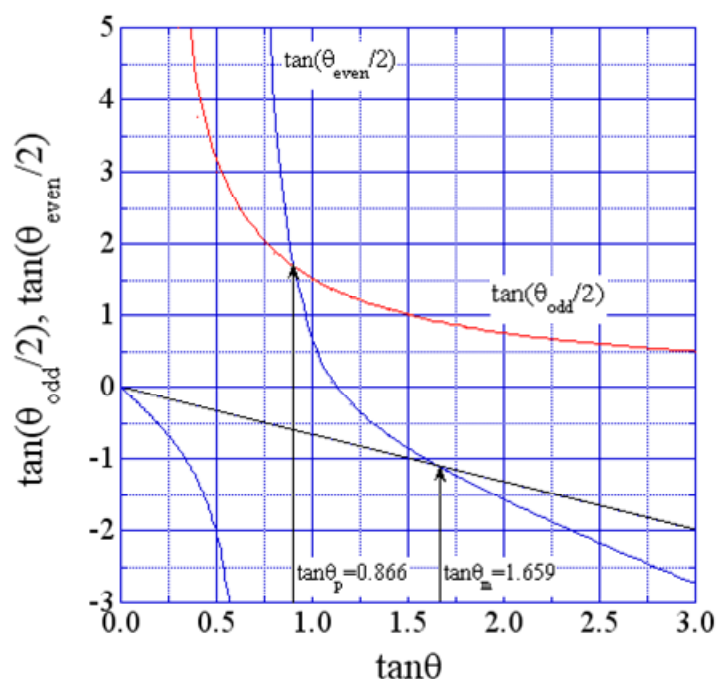


図 2－1 1 リングフィルタの $\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$ と $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ 計算結果

Fig.2-11 Calculated Result of $\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$ and $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ of the Ring Filter

図 2-11 より, $\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)$ と $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ の交点は, $\tan\theta = 0.866$ となる.

$\tan\theta = 0.866$ を周波数に変換すると $\tan^{-1}(0.866) \times \frac{6.5GHz}{90^\circ} = 2.953GHz$ となり, 減衰周波数となる.

一方, $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ と $\frac{-1}{\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)}$ の交点は, $\tan\theta = 1.659$ であった. $\tan\theta = 1.659$ を周

波数に変換すると $\tan^{-1}(1.659) \times \frac{6.5GHz}{90^\circ} = 4.255GHz$ となり, 整合周波数となる.

表 2-3 に, 通過中心周波数は $6.5GHz$, 特性インピーダンスを $Z_1: 50\Omega$, $Z_2: 100\Omega$, $Z_3: 25\Omega$ のリングフィルタの減衰周波数と整合周波数のシミュレーション値と解析値を示す.

表 2-3 リングフィルタの減衰周波数と整合周波数

Table 2-3 Attenuation and matching pole frequencies of the Ring Filter.

	減衰周波数	整合周波数
シミュレーション値	2.953 GHz	4.255 GHz
解析値	2.953 GHz	4.255GHz

この結果から, シミュレーション値と解析値は一致していることが分る.

リングフィルタの通過帯域内にリップルが生じる条件は, リングフィルタの整合周波数が, 減衰周波数の間に存在する ($\tan^2\theta_m > \tan^2\theta_p$) ことである.

このことは, 図 2-11 より, $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ と $-\frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_{odd}}{2}\right)} = -\frac{\hat{Z}_1\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \tan\theta$ の交点

が $\tan\theta_p$ より大きいところで存在することである. つまり $\tan\left(\frac{\theta_{even}}{2}\right)$ の漸近線

$-\frac{1}{\hat{Z}_1} \tan\theta$ の傾きが, $-\frac{\hat{Z}_1\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \tan\theta$ の傾きより大きければ良いことになる.

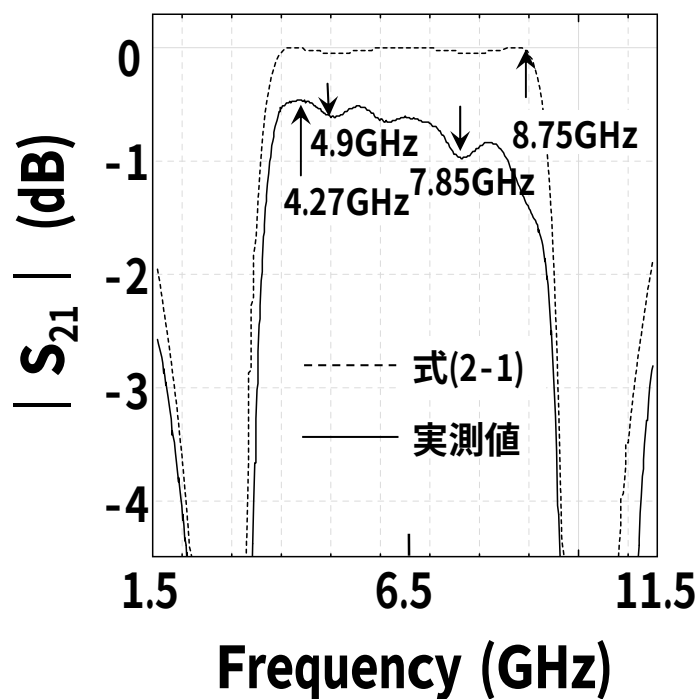
$$\frac{1}{\hat{Z}_1} > \frac{\hat{Z}_1\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \quad \hat{Z}_2\hat{Z}_1^2 - \hat{Z}_1 - \hat{Z}_2 < 0 \quad \therefore \hat{Z}_1 < \frac{1 + \sqrt{1 + 4\hat{Z}_2^2}}{2\hat{Z}_2}$$

このことをまとめると下記の式になり, Z_3 は関係しないことになる [7].

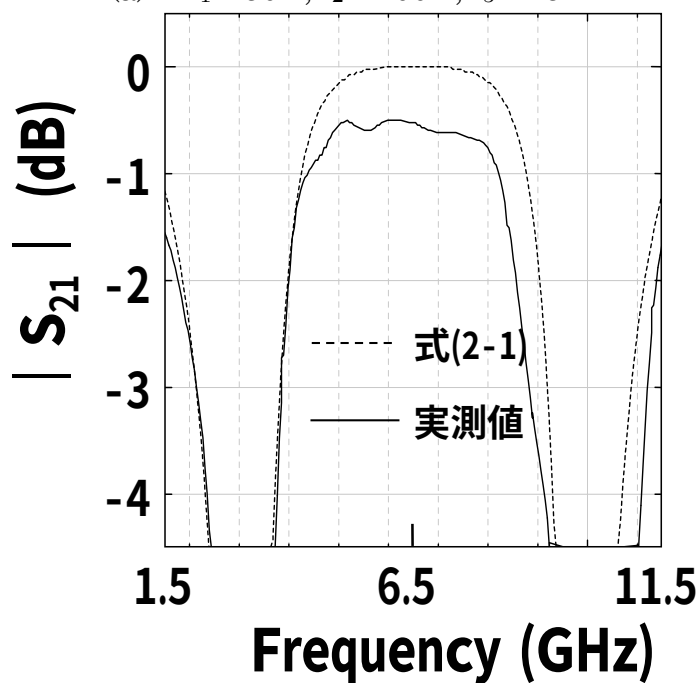
$$\hat{Z}_1 < \frac{1 + \sqrt{1 + 4\hat{Z}_2^2}}{2\hat{Z}_2} \quad \hat{Z}_i = \frac{Z_i}{Z_0} \quad i=1,2 \quad (2-7)$$

リップル発生条件を実測値で検証する.

設計中心周波数 6.5GHz, $Z_1 : 50\Omega$ と 75Ω , $Z_2 : 100\Omega$, $Z_3 : 25\Omega$ のリングフィルタの通過特性実測結果を図 2-11 に示す.



(a) $Z_1 : 50\Omega, Z_2 : 100\Omega, Z_3 : 25\Omega$



(b) $Z_1 : 75\Omega, Z_2 : 100\Omega, Z_3 : 25\Omega$

図 2-11 通過特性実測値と計算値

Fig.2-11 Measured and Calculated Result of the Transmission Characteristics

図2-11(a)は Z_1 が 50Ω , (b)は Z_1 が 75Ω の場合で、実線は実測結果を、破線は式(2-1)から求めた解析結果である。なお、図2-11(a)の実測値において、通過域に本来観測されない周波数でリップルが発生している原因は、誘電体厚が所期の値と異なっているため、ポートインピーダンス 50Ω とリングフィルタのインピーダンスが異なっただと考えられる。図2-12に、ポートインピーダンスを 47Ω に設定した通過特性シミュレーション結果をしめす。

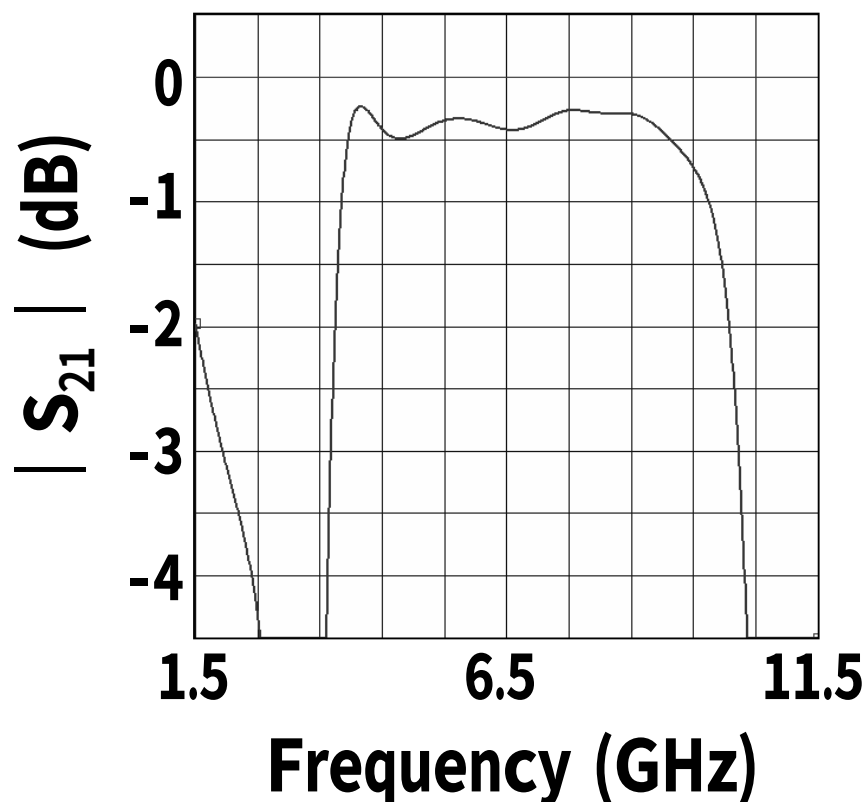


図2-12 通過特性シミュレーション結果 47Ω

Fig.2-12 Simulated result of the transmission characteristics

図2-12のシミュレーション結果から、誘電体厚が所期の 0.381mm より薄くなったと考え、誘電体厚 0.381mm で設計したマイクロストリップ線路幅に対し、特性インピーダンスが 50Ω より小さくなったと考えられる。このため、ポートの特性インピーダンス 50Ω とリングフィルタの特性インピーダンスが異なる。このことが、図2-12に示した、ポートの特性インピーダンスを 47Ω に設定した通過特性シミュレーション結果に表れている。

表2-4に、 Z_1 が 50Ω と 75Ω のリングフィルタの減衰周波数と整合周波数をしめす。

表 2－4 リングフィルタの減衰周波数と整合周波数

Table 2-4 Attenuation and Matching Frequencies.

(a) $Z_1 : 50\Omega, Z_2 : 100\Omega, Z_3 : 25\Omega$

	減衰	整合	リップ ル	リップ ル	整合	減衰
実測	2.97 GHz	4.27 GHz	4.9 GHz	7.85 GHz	—	10.0 GHz
解析	2.95 GHz	4.25 GHz	5.12 GHz	7.88 GHz	8.75 GHz	10.05 GHz

(b) $Z_1 : 75\Omega, Z_2 : 100\Omega, Z_3 : 25\Omega$

	減衰	整合	リップ ル	リップ ル	整合	減衰
実測	3.15 GHz	—	—	—	—	9.90 GHz
解析	3.11 GHz	—	—	—	—	9.89 GHz

リングフィルタの特性インピーダンス $Z_2:100\Omega$ を，リップル発生条件式(2-7)をあてはめると， $\hat{Z}_1 < 1.28$ になる．

したがって， $Z_1 : 50\Omega$ の場合， $Z_1 < 64\Omega$ の条件を満たすので図 2－1 1 (a)に示すように通過帯域内にリップルが発生する．一方， $Z_1 : 75\Omega$ の場合， $Z_1 < 64\Omega$ の条件を満たさないので図 2－1 1 (b)に示したように通過帯域内にリップルが発生しない．

次に，通過域にリップルが発生する特性インピーダンス条件下で，減衰周波数間に極小値が生じる周波数（リップル周波数）とリップル周波数における減衰量を解析で求める．

リップル周波数およびリップル減衰量

リングフィルタが無損失回路と仮定すると式(2-1)より，次式が得られる．

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + K^2 F(\tan^2 \theta)} \quad (2-8)$$

ただし， $F(\tan^2 \theta)$ は次式で与えられる．

$$F(\tan^2 \theta) = \frac{\tan^2 \theta (\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_m)^2}{(\tan^2 \theta + 1)^2 (\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_p)^2} \quad (2-9)$$

通過中心周波数 6.5GHz 特性インピーダンス $Z_1 : 50\Omega$, $Z_2 : 100\Omega$, $Z_3 : 25\Omega$ のリングフィルタの $F(\tan^2 \theta)$ 数値計算を行った結果を図 2-13 に示す．

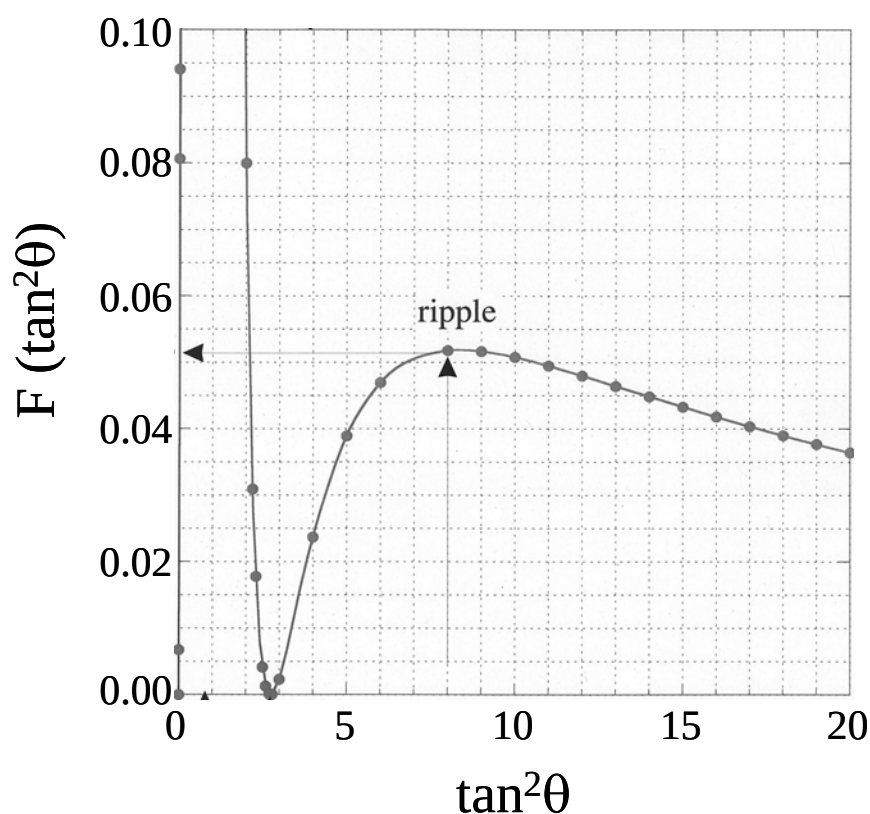


図 2-13 $F(\tan^2 \theta)$ の計算値

Fig.2-13 Calculated Result of the $F(\tan^2 \theta)$

図 2-13 より， $F(\tan^2 \theta)$ は $\tan^2 \theta = 8.34$ で極大値 0.0518 となる． $\tan^2 \theta = 8.34$ を周波数に変換すると， 5.12GHz と 7.88GHz になる．これらの周波数がリングフィルタのリップル周波数である．

表 2-2 (a) に示したリングフィルタのリップル周波数は，この値である．この結果から，リングフィルタのリップル周波数の実測値と解析値はよく一致し

ていることがわかる。なお、上記の例では、 $K^2=0.25$ となるので、リップルレベルは $0.0559\text{dB}(=10\log(1+K^2\cdot 0.0518))$ であり、その値が小さいことがわかる。

ところで3章で示すように、 n 段縦続接続された回路の電力伝達係数も(2-8)式と類似した関数形 ($\tan^2\theta$ の有理関数) で表現できることが分かる。

2.4 Q値および群遅延解析

2.4.1 Q値解析

減衰極周波数近傍における Q 値について議論する。リング共振器は等長線路で構成された回路である。したがって、その S パラメータは $\tan\theta$ の有理関数で表される。通過特性 S_{21} が 3dB 低下する位相角 θ は、式(2-8)において $|S_{21}|^2 = \frac{1}{2}$ と置くことにより、次式を満足する θ である。

$$K^2 F(\tan^2 \theta) = 1 \quad (2-10)$$

(2-9)を(2-10)に代入して次式が得られる。

$$K^2 F(\tan^2 \theta) = K^2 \frac{\tan^2 \theta (\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_m)^2}{(\tan^2 \theta + 1)^2 (\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_p)^2} = 1$$

$$\therefore \pm K = \frac{\tan^2 \theta + 1}{\tan \theta} \frac{(\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_p)}{(\tan^2 \theta - \tan^2 \theta_m)} = \frac{N(\tan \theta)}{D(\tan \theta)} = H(\tan \theta)$$

ここで、右辺有理関数を減衰周波数 $\tan \theta_p$ の近傍で線形近似をおこなう。

$$H(\Delta \tan \theta + \tan \theta_p) \approx H(\tan \theta_p) + H'(\tan \theta_p) \Delta \tan \theta = H'(\tan \theta_p) \Delta \tan \theta$$

$$H'(\tan \theta_p) = \frac{N'(\tan \theta_p)}{D(\tan \theta_p)} = \frac{2 \tan \theta_p (\tan^2 \theta_p + 1)}{\tan \theta_p (\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m)} = \frac{2(\tan^2 \theta_p + 1)}{\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m}$$

$$\therefore K = \left| \frac{2(\tan^2 \theta_p + 1) \Delta \tan \theta}{\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m} \right| \quad \therefore |2\Delta \tan \theta| = K \frac{|\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m|}{\tan^2 \theta_p + 1}$$

ここで、 $\frac{d \tan \theta}{d \theta} = \tan^2 \theta + 1$ であるから $d \theta = \frac{d \tan \theta}{\tan^2 \theta + 1}$ が成り立つので、

$$\therefore |2\Delta \theta| \cong \frac{|2\Delta \tan \theta|}{\tan^2 \theta_p + 1} = K \frac{|\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m|}{(\tan^2 \theta_p + 1)^2}$$

$$\therefore Q = \frac{\theta_p}{|2\Delta \theta|} = \frac{\theta_p (\tan^2 \theta_p + 1)^2}{K |\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m|}$$

減衰極周波数近傍における Q 値は、次式のようにあらわせる。

$$Q = \frac{\theta_p}{|2\Delta\theta|} = \frac{\theta_p (\tan^2 \theta_p + 1)^2}{K |\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m|} \quad (2-11)$$

表 2－5 に，通過中心周波数 6.5GHz，リングフィルタの Z_1 を 50Ω ， Z_2 と Z_3 を変えて，減衰周波数を 4GHz に固定した．ここで， K を $K = Z_1/Z_2$ と定義し， K を 0.5，2/3，1，2 に設定した場合の Q 値の解析値とシミュレーション値の比較をしめす．

表 2－5 リングフィルタの Q 値の解析値とシミュレーション値
Table 2-5 Analysis and Simulated Result of the Q .

	$Z_2(\Omega)$	$Z_3(\Omega)$	K	$\tan^2 \theta_m$	$\tan^2 \theta_p$	解析 Q	シミュレーション Q
#1	100	70	0.5	2.100	5.000	6.407	4.819
#2	75	47.25	$\frac{2}{3}$	2.100	5.027	4.762	2.817
#3	50	26.2	1	2.096	5.144	3.039	1.569
#4	25	8.75	2	2.1	5.800	1.256	1.061

図 2－14 に，通過中心周波数 6.5GHz， Z_1 を 50Ω ， Z_2 と Z_3 を変えて，減衰周波数を 4GHz に固定し， K を 0.5，2/3，1，2 に設定した場合のリングフィルタ周波数特性シミュレーション結果を示す．

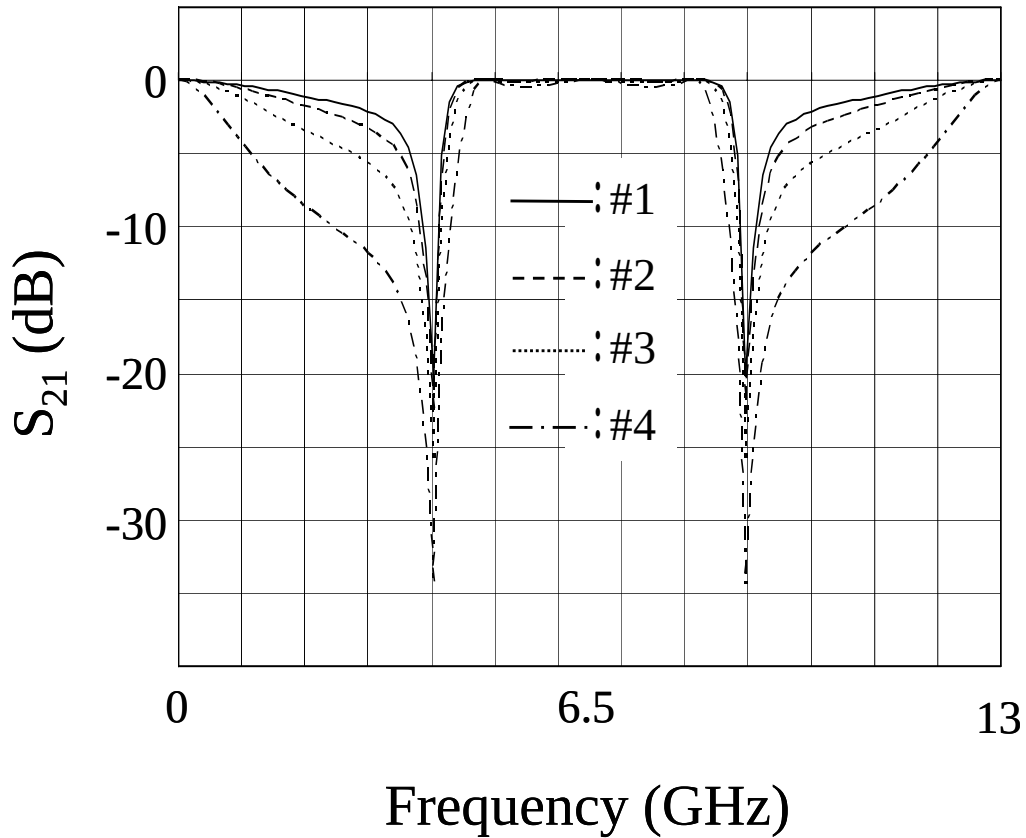


図 2－1 4 減衰極周波数近傍における周波数特性
Fig.2-14 Simulated Result of the Transmission Characteristics

図 2－1 4 から、 K が小さい程、また、 $\tan \theta_m$ が $\tan \theta_p$ に近づく程、減衰特性が鋭く、 Q 値は大きくなることが分かる。このことは、式(2-11)から得られた結果と同じである。

次に、 $Z_1:50\Omega$ 、 $Z_2:100\Omega$ 、 $Z_3:25\Omega$ のリングフィルタの減衰周波数近傍における Q 値を求める。 $K=0.5$ $\theta_p = \tan^{-1} \sqrt{2\left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) \frac{Z_3}{Z_2} \times \frac{\pi}{180^\circ}} = 0.7137$
 $\tan^2 \theta_m = 2.751$ $\tan^2 \theta_p = 0.75$

$$Q = \frac{\theta_p (\tan^2 \theta_p + 1)^2}{K |\tan^2 \theta_p - \tan^2 \theta_m|} = \frac{0.7137(0.75+1)^2}{0.5|0.75-2.75|} = 2.186$$

図 2－1 5 に、通過中心周波数 6.5GHz $Z_1:50\Omega$ 、 $Z_2:100\Omega$ 、 $Z_3:25\Omega$ のリングフィルタの減衰周波数近傍における周波数特性のシミュレーション結果を示す。リングフィルタは無損失としてシミュレーションを行なった。

シミュレーションから、 $|S_{11}|=|S_{21}|$ となる周波数は、1.914GHz と 3.394GHz である．減衰周波数は 2.954GHz であるから、リングフィルタのQ値は、 $Q = \frac{2.954\text{GHz}}{3.394\text{GHz} - 1.914\text{GHz}} = 1.996$ である．

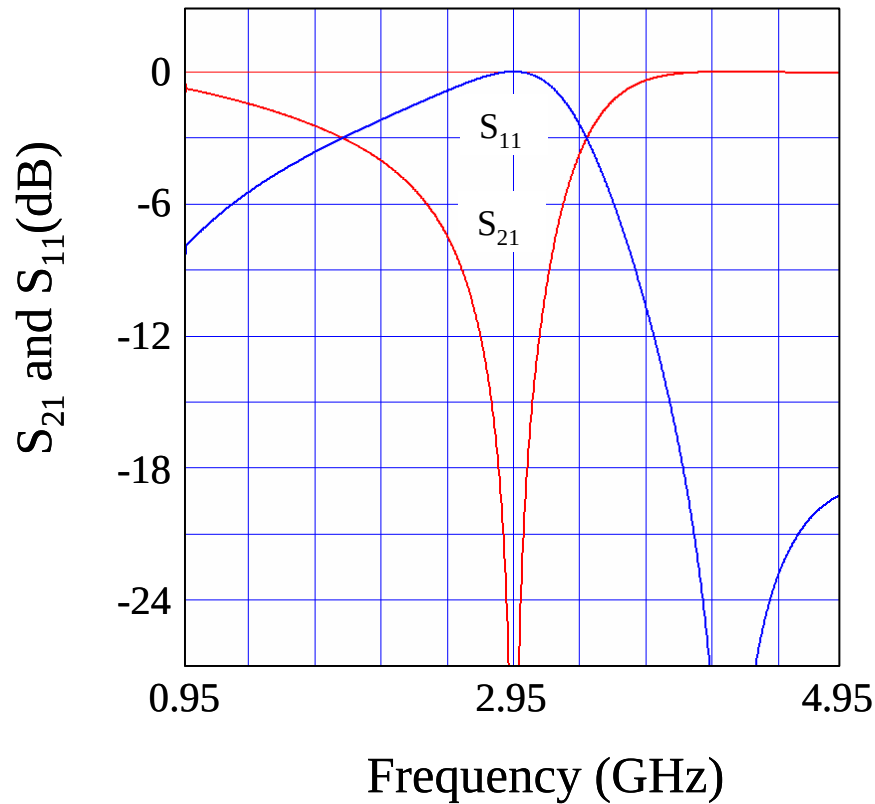


図 2－1 5 減衰極周波数近傍における周波数特性
Fig.2-15 Simulated Result of the Transmission Characteristics

表 2－6 リングフィルタのQ値
Table 2-6 Simulated and Calculated Result of the Q factor

	Q 値 (－)
リングフィルタ シミュレーションQ値	1.996
リングフィルタ 解析Q値	2.186
開放スタブ 解析Q値	0.5

一方、開放スタブ帯域阻止フィルタのQ値は、 $s_{21} = \frac{2\hat{Z}_3}{2\hat{Z}_3 + j \tan 2\theta}$ より半値幅は

$|S_{21}|^2 = \frac{1}{2}$ より $\left(\frac{\tan 2\theta}{2\hat{Z}_3}\right)^2 = 1$ となるので, $\tan(2\theta) = \pm 2\hat{Z}_3$. 減衰極周波数 θ_p の近傍で, 通過特性 s_{21} が 3dB 低下する位相角 θ が θ_1, θ_2 とする. θ_p と θ_1, θ_2 の間に, $\tan \theta_1 > \tan \theta_p > \tan \theta_2$ の関係が成り立っていると

$$Q = \frac{\theta_p}{\theta_1 - \theta_2} = \frac{\pi/4}{2 \tan^{-1}(2\hat{Z}_3)} = \frac{\pi}{8 \tan^{-1}(2\hat{Z}_3)}$$

となる.

図 2-16 に, 特性インピーダンス Z_3 に対して, 開放スタブ帯域阻止フィルタの Q 値を求めたシミュレーション結果を示す.

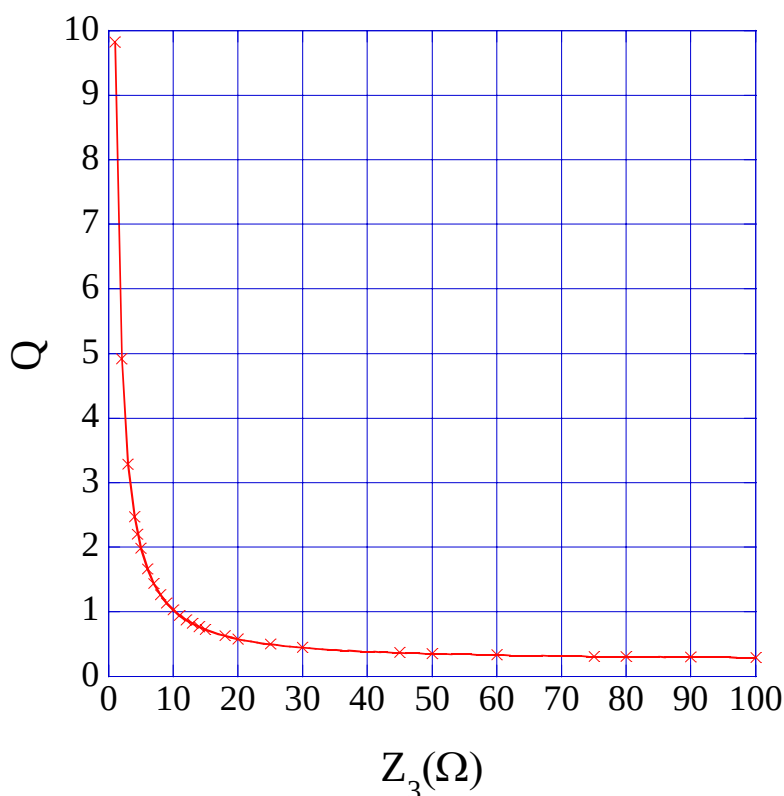


図 2-16 開放スタブ帯域阻止フィルタの Q 値特性

Fig.2-16 Simulated Result of the Microstrip Open Stub Filter's Q factor.

図 2-16 より, 開放スタブ帯域阻止フィルタの Q 値は, 開放スタブの特性インピーダンスが小さいほど, Q 値が大きくなる. しかし, 開放スタブの特性インピーダンス 1Ω の場合, $Q = 9.82$ で, Q 値は小さい.

次に, リングフィルタの群遅延量 τ_g をもとめ, 実測値との比較を行い, その平坦特性を明らかにする.

2.4.2 群遅延解析

リングフィルタの伝達特性 s_{21} は式 (2-1) で与えられるので、群遅延量 τ_g は、式(2-12)となる。

$$\tau_g = -\frac{\partial}{\partial \omega} \angle S_{21} = \frac{a_3 \tan^6 \theta + (a_2 a_3 - 3a_1) \tan^4 \theta + (a_1 a_2 - 3a_0 a_3) \tan^2 \theta + a_0 a_1 (\tan^2 \theta + 1)}{(\tan^4 \theta - a_2 \tan^2 \theta + a_0)^2 + \tan^2 \theta (a_1 - a_3 \tan^2 \theta)^2} \frac{1}{4f_0} \quad (2-12)$$

ここで、 a_0, a_1, a_2, a_3 は次の式で与えられる [7].

$$a_0 = \frac{2Z_3(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2} \quad a_1 = \frac{2Z_1Z_3}{Z_0Z_2} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)(Z_1Z_2 + 2Z_3(Z_1 + Z_2))}{Z_1Z_2^3} \quad a_2 = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} + \frac{(Z_2 + 2Z_3)(Z_1 + Z_2)}{Z_2^2}$$

$$a_3 = \frac{Z_1}{Z_0} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)}{Z_1Z_2}$$

通過中心周波数 f_0 では、 $\tan \theta = \infty$ であることを考慮すると群遅延量は f_0 で次式となり、 Z_3 に依存しないことがわかる。

$$\tau_g = \frac{a_3}{4f_0} \quad (2-13)$$

一方、リング構造を持たない長さ $\lambda_g/2$ の単純伝送線路では、通過中心周波数における群遅延は $\frac{1}{2f_0}$ である。したがって、通過中心周波数におけるリングフ

ィルタの群遅延は単純伝送線路より $\frac{Z_0^2(Z_1 + Z_2) + Z_1^2Z_2}{2Z_0Z_1Z_2}$ 倍遅れることになる。

特性インピーダンス $Z_1: 50\Omega$ $Z_2: 100\Omega$ $Z_3: 25\Omega$ 、通過中心周波数 6.5GHz のリングフィルタの場合、通過中心周波数における群遅延量をもとめると、式 (2-13) より

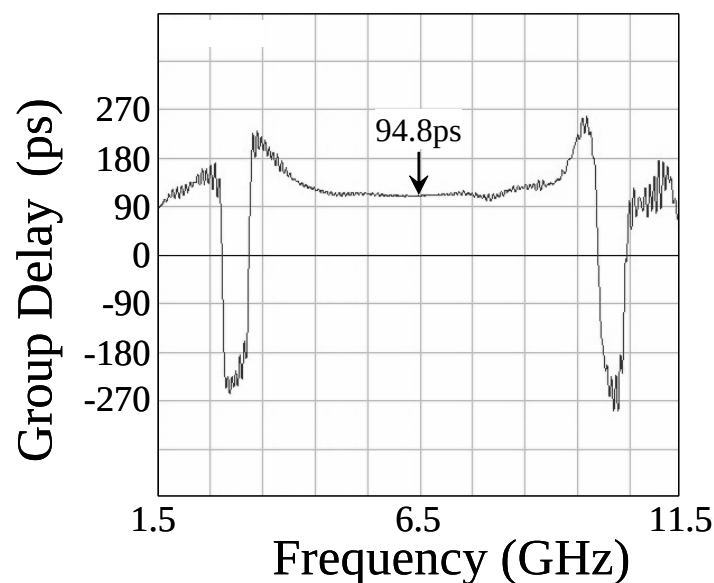
$$\tau = \frac{\frac{Z_1}{Z_0} + \frac{Z_0(Z_1 + Z_2)}{Z_1Z_2}}{4f_0} = \frac{\frac{50}{50} + \frac{50(50 + 100)}{50 \times 100}}{4 \times 6.5 \times 10^9} = 96.15 \text{ ps になる.}$$

一方、リング構造を持たない特性インピーダンス $Z_3: 25\Omega$ 長さ $\lambda_g/2$ の単純伝送線路では、

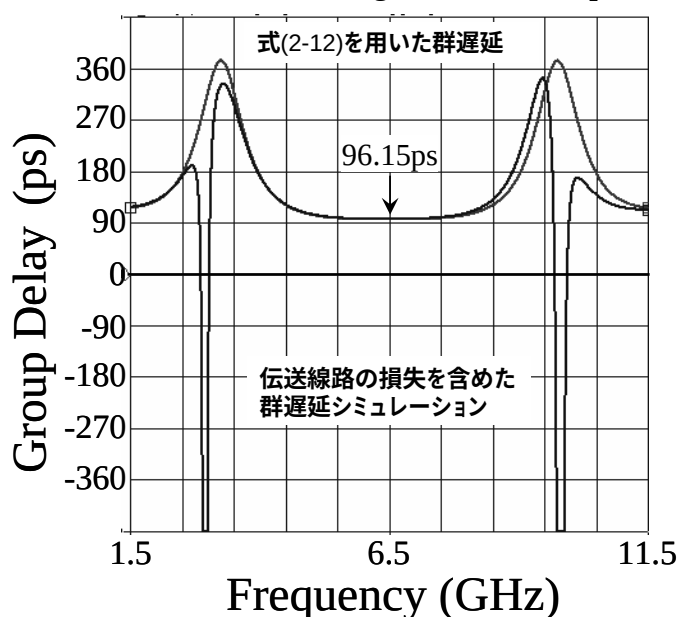
$$S_{21} = \frac{2\hat{Z}_3}{2\hat{Z}_3 + j \tan(2\theta)} \text{ より}$$

$$\tau = \frac{2\hat{Z}_3(\tan^2(2\theta) + 1)}{\tan^2(2\theta) + (2\hat{Z}_3)^2} \frac{1}{2f_0} = \frac{1}{2f_0} = 76.92 \text{ ps になる.}$$

図2-17(a)に、このリングフィルタの群遅延量を測定した結果をしめす。
 図2-17(b)は、式(2-12)を用いて計算した群遅延量と伝送線路の損失を含めた群遅延量シミュレーション結果をしめす。



(a) Measured Result of Ring Filter's Group Delay



(b) Simulated Result of Ring Filter's Group Delay

図2-17 群遅延量の測定値と計算値

Fig.2-17 Measured and Simulated Result of Ring Filter's Group Delay

伝送線路の損失を含めた群遅延量シミュレーションでは、減衰周波数 3GHz と 10GHz の近傍で群遅延量が負になる。この事は実測結果でも観測された。ま

た，減衰周波数付近を除いて，群遅延量は一定であり，群遅延量の値は実測値と解析値がほぼ一致している．

2.5 まとめ

第2章では，リングフィルタの解析を行い，透過反射係数 s_{21}, s_{11} を導き，リングフィルタの減衰周波数 ($s_{21} = 0$) と整合周波数 ($s_{11} = 0$) を求めた．また，リングフィルタの通過帯域とは，通過中心周波数に対し対称な周波数位置にできる，減衰周波数間の周波数範囲と定義し，減衰周波数と整合周波数の周波数における位置関係から，通過帯域内にリップルが発生する条件式を導き，実測値と計算値の比較を行なった．更に，リングフィルタの伝達係数から，リングフィルタの群遅延量を求め，実測値と計算値がほぼ一致することを確認した．

リングフィルタの通過域のリップル発生条件や群遅延量は，リング部の特性インピーダンス Z_1, Z_2 のみで決まり，開放スタブの特性インピーダンス Z_3 は，減衰周波数のみに寄与することが分かった．

第2章の参考文献

- [1] 石田等, 荒木純道: “リングフィルタによる UWB BPF の設計と解析”, 信学論 (C), J87-C, No.12, pp.1038-1044, (2004-12).
- [2] J. Reed and G. J. Wheeler, “A method of analysis of symmetrical four-port networks,” IEEE Trans. Microwave Theory Tec., vol.MTT-4, no.10, pp.246-252, Oct.1956.
- [3] 石田等, 中川貴夫, 荒木純道, “広帯域リングフィルタの開発,” 信学技報, MW2003-32, 2003 年 5 月.
- [4] 中川貴夫, 石田等, 荒木純道, “リングフィルタの設計と解析,” 信学技報, MW2003-123, 2003 年 9 月.
- [5] 石田等, 中川貴夫, 荒木純道, “リングフィルタによる UWB BPF の開発,” 信学技報, MW2003-159, 2003 年 9 月.
- [6] H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter , ” Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , TH1A-5, Volume 3, 6-11 June 2004 Page(s):1307 - 1310 Vol.3.
- [7] 石田等, 荒木純道: “リングフィルタの特性解析と多段接続法の検討”, 信学論 (C), 採録手続き中.
- [8] S.G.Pintzos and R.Pregla, “A simple method for computing the resonant frequencies of microstrip ring resonators,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-26, pp.809-813, Oct.1978.
- [9] I.Wolff and N.Knoppik, “Microstrip ring resonator and dispersion measurements on microstrip lines,” Electron Lett., vol.7, No.26, pp.779—781, December 30, 1971.
- [10] Y.S.Wu and F.J.Rosenbaum, “Mode chart for microstrip ring resonators,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-21, pp.487-489, July 1973.
- [11] A.K.Sharma and B.Bhat, “Spectral domain analysis of microstrip ring resonators,” Arch.Elek.Ubertragung. Vol. 33, pp.130-132, March 1979.
- [12] I.Wolff and V.K.Tripathi, “The microstrip open-ring resonator,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-32, pp.102-106, January 1984.
- [13] K.Chang, T.S.Martin, F.Wang and J.L.Klein, “On the study of microstrip ring and varactor-tuned ring circuits,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-35, pp.1288-1295, December 1987.
- [14] G.K.Gopalakrishnan and K.Chang, “Bandpass characteristics of split-modes in asymmetric ring resonators,” Electron Lett., vol.26, No.12, pp.774—775, June 7, 1990.
- [15] L.-H.Hsieh and K.Chang, “Simple analysis of the frequency modes for microstrip ring resonators of any general shape and the correction of an

- error in literature,” *Microwave Opt. Technol. Lett*, Vol.38, pp.209-213, August 2003.
- [16]T.C.Edwards, “Microstrip measurements,” *MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.338-341, 1982.
- [17]L.-H.Hsieh and K.Chang, “Equivalent lumped elements G,L,C, and unloaded Q’s of closed- and open-loop ring resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-50, pp.453-460, February 2002.

第3章 リングフィルタの多段化

第3章では、リングフィルタの多段縦続接続法の検討を行う。第2章で議論したように、リングフィルタは特性インピーダンス Z_1 、 Z_2 、 Z_3 の組合せにより、通過中心周波数に対し任意の対称な周波数位置に、2つの減衰周波数を設定できる。また、 K の値により、2つの減衰周波数間では、低損失・平坦特性・一定群遅延特性を実現できる。この良好な特性を活用し、減衰周波数の異なるリングフィルタを多段縦続接続することにより、通過域では低損失・平坦特性・一定群遅延特性を、阻止域では或る周波数範囲で一定の阻止量を、実現することができる。

第2章では、Richard 変数 $\Omega = j \tan \theta$ を使って、1段リングフィルタの電力伝達係数を散乱係数で書き表した。しかし、リングフィルタの多段縦続接続回路の電力伝達係数を散乱係数で書き表すことは、電力伝達係数の式が複雑で見通しも悪い。多段縦続接続回路の記述が簡単な T 行列を、1段リングフィルタの散乱係数で書き表し、最後に n 段接続回路の T 行列より電力伝達係数を導く。次に、減衰量が等リップルになるような減衰周波数の周波数配置法の概略をしめす。この減衰周波数の周波数配置から、個々のリングフィルタの特性インピーダンスが決定できることを示す。

より具体的な検討例として、リングフィルタ直結4段縦続接続回路を議論する。リングフィルタ直結4段縦続接続回路において、阻止特性は、異なる K で、減衰周波数を同じにした場合、 K が大きいほど阻止量が大きくなる。また、異なる K で、阻止量を同じにした場合、 K が大きいほど阻止周波数範囲が広がることを計算で確認した。

一方、通過特性は、異なる K で、減衰周波数を同じにした場合、 K が大きいほど通過域のリップルレベルが大きくなる。また、同じ K では、通過域のリップルレベルはほとんど劣化しないことを計算で確認した。

最後に、リングフィルタの5段縦続接続回路により、通過帯域 3GHz から 10GHz のUWB帯域通過フィルタを試作した結果を示す[1]。

3.1 フィルタ合成研究の変遷

ここで、フィルタ合成の研究について述べる前に、フィルタを規定する項目を示す。一般に、フィルタを規定する項目は次の項目である。

通過域：周波数範囲・損失・リップル量

阻止域：周波数範囲・減衰量・阻止域と通過域の周波数に対する減衰量

である。

フィルタの多段化について、過去50年に亘って文献調査を行ったが、帯域阻止フィルタの多段化についての研究報告は見られなかった。著者が推測するに、帯域阻止フィルタは本来狭帯域特性であり、帯域阻止フィルタの多段化により、阻止域を広げるより、低域通過フィルタや高域通過フィルタ、帯域通過フィルタを使って阻止域を広げる方が容易で性能も良い。

ここでは、一般的なフィルタの多段設計法についてまとめておく。

図3-1にフィルタの減衰特性を示す。

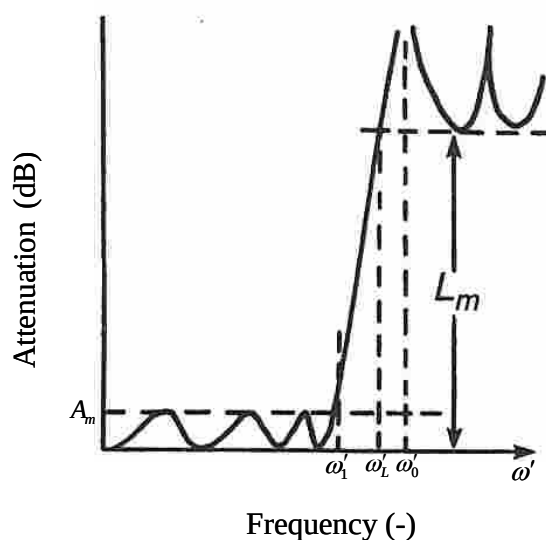


図3-1 楕円関数フィルタの減衰特性

Fig.3-1 Elliptic Function Response.

ここで、 A_m はリップル量、 ω'_1 は通過域端、 ω'_L は阻止域端、 ω'_0 は減衰周波数、 L_m は最小減衰量である。

LC並列共振器とJインバータを用いたn段帯域通過フィルタの等価回路を図3-2に示す。

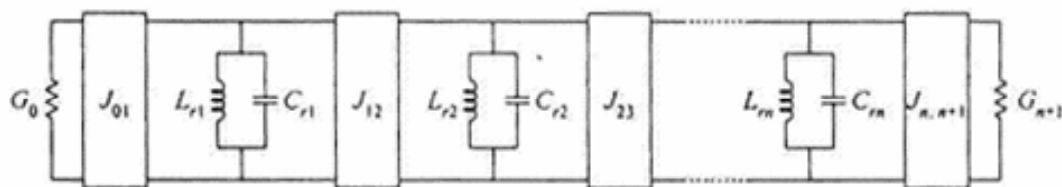


図3-2 LC並列共振器とJインバータを用いたn段帯域通過フィルタの等価回路

Fig.3-2 Equivalent Circuit of Admittance Inverted Coupled n-stage Bandpass Filter.

インダクタンス L_{ri} , キャパシタンス C_{ri} ($i=1,2,\dots,n$) , 特性アドミタンス $J_{i,i+1}$ ($i=0,1,\dots,n$) は, 下記の式で与えられる[2-25].

$$L_{ri} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{ri}} \quad i=1,2,\dots,n \quad \Omega_c = 1 \left(\text{rad/sec} \right) \quad J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0 FBW \omega_0 C_{r1}}{\Omega_c g_0 g_1}}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{rn} G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad J_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{ri} G_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad (i=1,2,\dots,n-1)$$

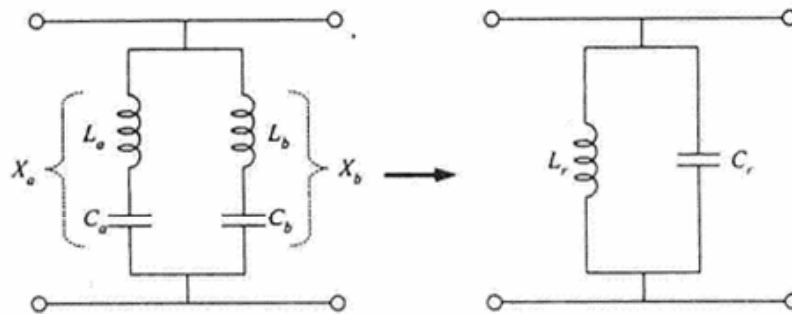
ここで, L_{ri} , C_{ri} , コンダクタンス G_0 , $G_{n,n+1}$ は任意の値であり, ω_0 は帯域通過フィルタの中心角周波数である. また, FBW は比帯域幅, g_i ($i=0,1,\dots,n+1$) は最平坦もしくはチェビシェフ原型低域通過フィルタの値である.

2003 年 C.Quendo らは, Dual-Behavior Resonators という概念を導入し, 狭帯域通過フィルタを報告した[23]. 日本では, 馬らが同じ共振器をコンポジット共振器と呼んでいる[26,27]. ここでは, 馬らの説明に基づいて述べる.

コンポジット共振器とは, 1つの共振と2つの反共振を共有した共振器で, 共振点の近傍では, 従来の LC 並列共振器または LC 直列共振器と同じ働きをする.

コンポジット並列共振器の等価回路を図 3-3 に示す. この共振器は, 2つの LC 直列共振器を並列に接続した共振器である. 2つの LC 直列共振器の共振角周波数およびリアクタンスをそれぞれ ω_a , ω_b および X_a , X_b とすると, 次式となる.

$$X_a = \omega L_a - \frac{1}{\omega C_a} \quad X_b = \omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}$$



(a) コンポジット並列共振器 (b) LC 並列共振器

図 3-3 コンポジット並列共振器の等価回路

Fig.3-3 Equivalent Circuit of Dual-Behavior Resonators.

$\omega_a < \omega_b$ と仮定し、動作周波数 ω が $\omega_a < \omega < \omega_b$ のとき、 $X_a > 0$ 、 $X_b < 0$ となり、図 3-3 (b) のに示す LC 並列共振器になる。

図 3-3 (a) のコンポジット共振器のサセプタンス B_c と (b) の LC 並列共振器のサセプタンス B_r はそれぞれ次式で与えられる。

$$B_c = -\frac{1}{X_a} - \frac{1}{X_b} = -\frac{\omega}{L_a(\omega^2 - \omega_a^2)} - \frac{\omega}{L_b(\omega^2 - \omega_b^2)}$$

$$B_r = \omega C_r - \frac{1}{\omega L_r} = \omega C_r \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)$$

ただし、

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} \quad \omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

中心周波数 $\omega = \omega_0$ で B_c と B_r のサセプタンススロープパラメータを求めると以下のようになる。

$$\beta_c = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_c}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \left(\frac{1}{L'_a} + \frac{1}{L'_b} \right) \quad \beta_r = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_r}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 L_r}$$

中心周波数 $\omega = \omega_0$ で B_c と B_r のサセプタンススロープパラメータを等しくさせるには、以下の関係が成立てばよい。

$$L_r = \frac{2L'_a L'_b}{L'_a + L'_b} \quad C_r = \frac{1}{\omega_0^2 L_r} \quad L'_a = \frac{\left(1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2} L_a \quad L'_b = \frac{\left(1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_0}\right)^2\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega_0}\right)^2} L_b$$

したがって、 L_r 、 C_r が上式で与えられるとき、図 3-3 の (a) と (b) は、中心周波数 $\omega = \omega_0$ で電氣的に等価となる。図 3-3 の (a) コンポジット共振器の周波数特性例を図 3-4 に示す。2つの LC 直列共振器がそれぞれ ω_a 、 ω_b で共振することにより 2つの減衰周波数が得られた。 ω_0 での共振は図 3-3 の (b) の LC 並列共振である。

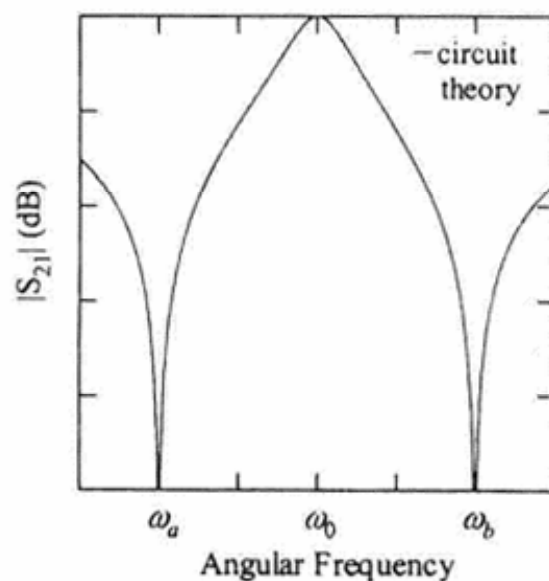


図 3-4 コンポジット共振器の周波数特性例

Fig.3-4 Simulated Result of Dual-Behavior Resonators Filter Transmission Characteristics.

図 3-2 に示した、フィルタの各 LC 並列共振回路を、図 3-3 のコンポジット並列共振器に置き換えることにより、図 3-5 に示す、コンポジット共振器を用いたフィルタ回路が実現できる。この帯域通過フィルタは、 $L_{ai}C_{ai}$ の直列共振により阻止域低域側 ω_{ai} ($i=1,2,\dots,n$) に n 個の減衰周波数を持ち、 $L_{bi}C_{bi}$ の直列共振により阻止域高域側 ω_{bi} ($i=1,2,\dots,n$) に n 個の減衰周波数を持つ。

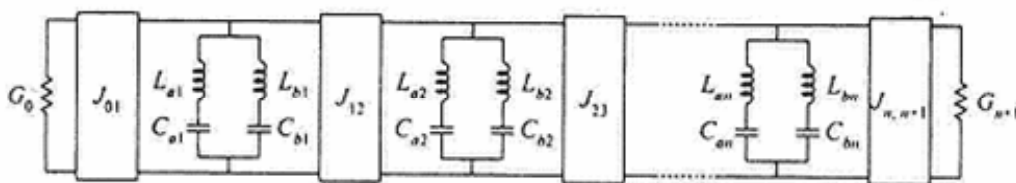


図 3-5 コンポジット共振器と J インバータを用いた n 段帯域通過フィルタの等価回路

Fig.3-5 Equivalent Circuit of Admittance Inverted Coupled n -stage Dual-Behavior Resonators Bandpass Filter.

以上の方法により、3 段コンポジット共振器 帯域通過フィルタの設計例を示す。

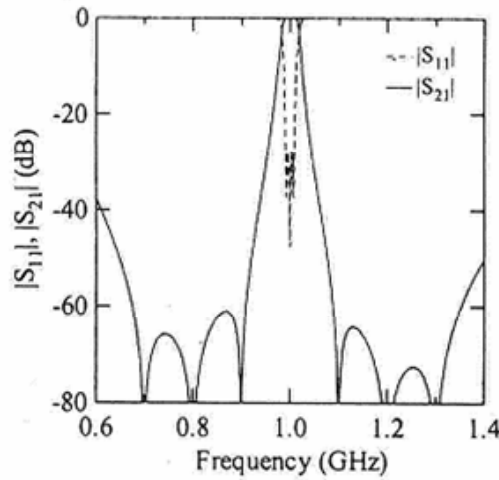


図 3-6 3 段コンポジット共振器の帯域通過フィルタ

Fig.3-6 Simulated Result of n-stage Dual-Behavior Resonators Bandpass Filter Transmission Characteristics.

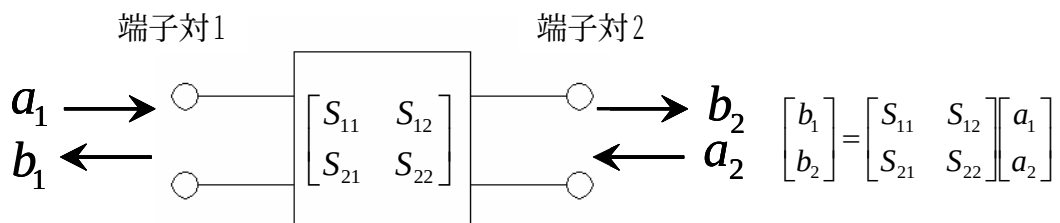
3.2 多段縦続接続リングフィルタの解析と合成

リングフィルタは、通過中心周波数に対し任意の対称な周波数位置に、2つの減衰周波数を持つ。リングフィルタは、この周波数特性が周期的に繰り返す帯域阻止フィルタである。第2章で議論したように、リングフィルタは、2つの減衰周波数間では、低損失・平坦特性・一定群遅延特性である。この低損失・平坦特性・一定群遅延特性を活用し、減衰周波数の異なるリングフィルタを多段縦続接続することにより、通過域では低損失・平坦特性・一定群遅延特性を、阻止域では或る周波数範囲で一定の阻止量を、実現することができる。

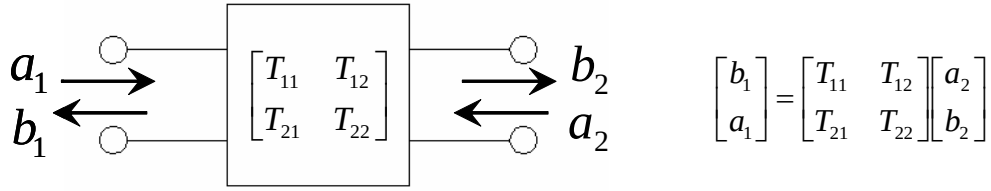
本節では、リングフィルタの多段縦続接続設計法について述べる。

2 端子対回路の散乱行列 $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ および T 行列 $[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$ は、図 3-

7 で定義される。



(a) 2 端子対回路の S 行列



(b) 2 端子対回路の T 行列

図 3-7 2 端子対回路

Fig.3-7 Schematic of Two-port Network.

図 3-8 に、2 つの異なる T 行列 $[T_A] = \begin{bmatrix} T_{A11} & T_{A12} \\ T_{A21} & T_{A22} \end{bmatrix}$ と $[T_B] = \begin{bmatrix} T_{B11} & T_{B12} \\ T_{B21} & T_{B22} \end{bmatrix}$ の縦続接続 2 端子対回路の T 行列を示す。

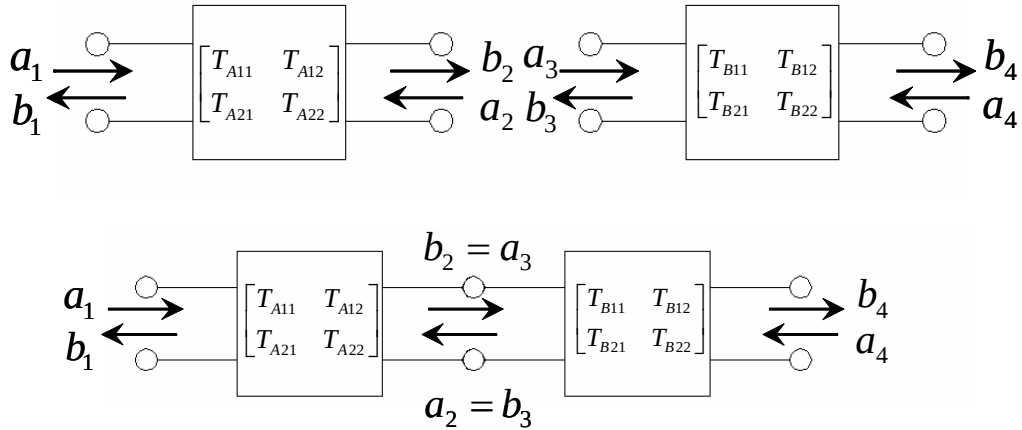


図 3-8 2 端子対回路の縦続接続

Fig.3-8 Two-port Network in Tandem.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{A11} & T_{A12} \\ T_{A21} & T_{A22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} b_3 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{B11} & T_{B12} \\ T_{B21} & T_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_4 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{A11} & T_{A12} \\ T_{A21} & T_{A22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{B11} & T_{B12} \\ T_{B21} & T_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_4 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

したがって、2 つの異なる T 行列 $[T_A]$ と $[T_B]$ の縦続接続 2 端子対回路の T 行列 $[T]$ は、それぞれの T 行列の積 $[T] = [T_A][T_B]$ になる。

2 端子対回路の散乱行列 $[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ およびT行列 $[T]=\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$ は,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

から散乱行列 $[S]$ およびT行列 $[T]$ の間には, 次の関係が成立っている.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{T_{12}}{T_{22}} & S_{12} &= T_{11} - \frac{T_{12}T_{21}}{T_{22}} & S_{21} &= \frac{1}{T_{22}} & S_{22} &= -\frac{T_{21}}{T_{22}} \\ T_{11} &= \frac{-S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{S_{21}} & T_{12} &= \frac{S_{11}}{S_{21}} & T_{21} &= -\frac{S_{22}}{S_{21}} & T_{22} &= \frac{1}{S_{21}} \end{aligned}$$

1 段のリングフィルタ(2-1)と(2-2)の S_{21}, S_{11} は, Richard 変数 $\Omega = j \tan \theta$ を使って, 次式のように書き表される.

$$S_{ij}(\Omega) = \frac{N_{ij}(\Omega)}{D(\Omega)} \quad i, j = 1, 2 \quad (3-1)$$

$N_{12}(\Omega), N_{21}(\Omega)$ は Ω の実係数 4 次多項式, $N_{11}(\Omega), N_{22}(\Omega)$ は Ω の実係数 3 次多項式, $D(\Omega)$ は Ω のフルビッツ実係数 4 次多項式になる.

以下に具体的に式で書く.

$$S_{21}(\Omega) = \frac{(1-\Omega^2)(\Omega^2-\Omega_p^2)}{\Omega^4 + a_3\Omega^3 + a_2\Omega^2 + a_1\Omega + a_0} = \frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)} \quad (3-2)$$

$$S_{11}(\Omega) = \frac{\Omega(\Omega^2-\Omega_m^2)K}{\Omega^4 + a_3\Omega^3 + a_2\Omega^2 + a_1\Omega + a_0} = \frac{N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)} \quad (3-3)$$

ここで $N_{11}(\Omega), N_{21}(\Omega), N_{12}(\Omega), N_{22}(\Omega), D(\Omega)$ は下記で与えられる.

$$N_{11}(\Omega) = \Omega(\Omega^2 - \Omega_m^2)K, \quad N_{11}(-\Omega) = -N_{11}(\Omega), \quad N_{21}(\Omega) = (1 - \Omega^2)(\Omega^2 - \Omega_p^2), \quad N_{21}(-\Omega) = N_{21}(\Omega)$$

$$D(\Omega) = \Omega^4 + a_3\Omega^3 + a_2\Omega^2 + a_1\Omega + a_0$$

ただし, $a_0 = -\Omega_p^2 = \tan^2 \theta_p$, $\Omega_m^2 = -\tan^2 \theta_m$ とおいた. また, a_1, a_2, a_3, K は「2.3.2 群遅延解析」で使った式(2-12)の値である.

先ず, 多段接続回路の記述が簡単な T 行列を求め, 最後に n 段接続回路の T 行列より電力伝達係数を導く.

リングフィルタは対称($S_{11} = S_{22}$)・相反回路($S_{12} = S_{21}$)であるから, 1 段リングフィルタの T 行列は次式で表せる.

$$\begin{bmatrix} T_{11}^{(1)}(\Omega) & T_{12}^{(1)}(\Omega) \\ T_{21}^{(1)}(\Omega) & T_{22}^{(1)}(\Omega) \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}(\Omega)} \begin{bmatrix} S_{12}(\Omega)S_{21}(\Omega) - S_{11}(\Omega)S_{22}(\Omega) & S_{11}(\Omega) \\ -S_{22}(\Omega) & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}(\Omega)} \begin{bmatrix} -S_{11}^2(\Omega) + S_{21}^2(\Omega) & S_{11}(\Omega) \\ -S_{11}(\Omega) & 1 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

また、リングフィルタは無損失・対称・可逆回路であるから、1段リングフィルタの T 行列要素 $T_{ij}^{(1)}(\Omega)$ ($i, j=1,2$) は次式で表せ、全て実係数多項式で表される。

リングフィルタの無損失性から、リングフィルタ S 行列はユニタリ性となり $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ が成立つ。リングフィルタの S 行列要素は実係数有理関数であるので、

$$\begin{aligned}
 |S_{11}(\Omega)|^2 &= S_{11}(\Omega)S_{11}(-\Omega) = \frac{N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)} \frac{N_{11}(-\Omega)}{D(-\Omega)} = \frac{N_{11}(\Omega) - N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} = -\frac{N_{11}(\Omega)N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} \\
 |S_{21}(\Omega)|^2 &= S_{21}(\Omega)S_{21}(-\Omega) = \frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)} \frac{N_{21}(-\Omega)}{D(-\Omega)} = \frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)} \frac{N_{21}(\Omega)}{D(-\Omega)} = \frac{N_{21}(\Omega)N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} \\
 |S_{11}(\Omega)|^2 + |S_{21}(\Omega)|^2 &= -\frac{N_{11}(\Omega)N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} + \frac{N_{21}(\Omega)N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} = \frac{N_{21}(\Omega)N_{21}(\Omega) - N_{11}(\Omega)N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)D(-\Omega)} = 1 \\
 N_{21}(\Omega)N_{21}(\Omega) - N_{11}(\Omega)N_{11}(\Omega) &= D(\Omega)D(-\Omega) \\
 T_{11}^{(1)}(\Omega) &= \frac{-S_{11}(\Omega)S_{11}(\Omega) + S_{21}(\Omega)S_{21}(\Omega)}{S_{21}(\Omega)} = \frac{-\frac{N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)} \frac{N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)} + \frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)} \frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)}}{\frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)}} \\
 &= \frac{\frac{N_{21}(\Omega)N_{21}(\Omega) - N_{11}(\Omega)N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)D(\Omega)}}{\frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)}} = \frac{D(\Omega)D(-\Omega)}{N_{21}(\Omega)} = \frac{D(-\Omega)}{N_{21}(\Omega)} = \frac{D(-\Omega)}{N_{21}(\Omega)} = \frac{D(-\Omega)}{N_{21}(-\Omega)} = \frac{1}{S_{21}(-\Omega)} = T_{22}^{(1)}(-\Omega) \\
 T_{12}^{(1)}(\Omega) &= \frac{S_{11}(\Omega)}{S_{21}(\Omega)} = \frac{\frac{N_{11}(\Omega)}{D(\Omega)}}{\frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)}} = \frac{N_{11}(\Omega)}{N_{21}(\Omega)} & T_{21}^{(1)}(\Omega) &= \frac{-S_{11}(\Omega)}{S_{21}(\Omega)} = \frac{-N_{11}(\Omega)}{N_{21}(\Omega)} = \frac{N_{11}(-\Omega)}{N_{21}(-\Omega)} = T_{12}^{(1)}(-\Omega) \\
 T_{22}^{(1)}(\Omega) &= \frac{1}{S_{21}(\Omega)} = \frac{1}{\frac{N_{21}(\Omega)}{D(\Omega)}} = \frac{D(\Omega)}{N_{21}(\Omega)} = T_{11}^{(1)}(-\Omega)
 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} T_{11}^{(1)}(\Omega) & T_{12}^{(1)}(\Omega) \\ T_{21}^{(1)}(\Omega) & T_{22}^{(1)}(\Omega) \end{bmatrix} = \frac{1}{N_{21}(\Omega)} \begin{bmatrix} D(-\Omega) & N_{11}(\Omega) \\ N_{11}(-\Omega) & D(\Omega) \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

ここで改めて、リングフィルタの T 行列を下記のように定義する。

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11}(\Omega) & T_{12}(\Omega) \\ T_{21}(\Omega) & T_{22}(\Omega) \end{bmatrix} : \text{リングフィルタの T 行列}$$

$$[\hat{T}] = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}(\Omega) & \hat{T}_{12}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}(\Omega) & \hat{T}_{22}(\Omega) \end{bmatrix} : \text{リングフィルタの T 行列の分子多項式で構成された行列}$$

$$\begin{bmatrix} T^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^{(k)}(\Omega) & T_{12}^{(k)}(\Omega) \\ T_{21}^{(k)}(\Omega) & T_{22}^{(k)}(\Omega) \end{bmatrix} : \text{第 } k \text{ 段目のリングフィルタの } T \text{ 行列}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{T}^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{(k)}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{(k)}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{(k)}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{(k)}(\Omega) \end{bmatrix} : \text{第 } k \text{ 段目のリングフィルタの } \hat{T} \text{ 行列}$$

$$T_{ij}^{(k)}(\Omega) = \frac{\hat{T}_{ij}^{(k)}(\Omega)}{N_{21}^{(k)}(\Omega)} \quad i, j = 1, 2 \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3-6)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{T}^{[1:k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1:k]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1:k]}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1:k]}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{[1:k]}(\Omega) \end{bmatrix} : \text{第 } 1 \text{ 段目から第 } k \text{ 段目までの縦続接続した } \hat{T} \text{ 行列}$$

第 1 段目から第(k+1)段目までのリングフィルタ縦続接続 $\hat{T}$ 行列の各要素には、以下の関係が成立っている。

$\hat{T}_{11}^{[1:k+1]}(\Omega)$: Ω のモニック 4(k+1)次多項式

$\hat{T}_{12}^{[1:k+1]}(\Omega)$: $K^{[1:k+1]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式})$

$\hat{T}_{21}^{[1:k+1]}(\Omega) = \hat{T}_{12}^{[1:k+1]}(-\Omega) : -K^{[1:k+1]}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式})$

$\hat{T}_{22}^{[1:k+1]}(\Omega) = \hat{T}_{11}^{[1:k+1]}(-\Omega) : -\Omega \text{ のモニック } 4(k+1) \text{ 次多項式}$

ただし $K^{[1:k+1]} = K^{(1)} + K^{(2)} + \dots + K^{(k+1)}$, $K^{[1:1]} = K^{(1)}$ $\hat{T}_{ij}^{[1:1]}(\Omega) = \hat{T}_{ij}^{(1)}(\Omega)$, $i, j = 1, 2$

(証明)

第(k+1)段目のリングフィルタの $\hat{T}$ 行列において、下記の関係が成立している。

$\hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega)$: Ω のモニック 4 次多項式

$\hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega)$: $K^{(k+1)}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } 2 \text{ 次多項式})$

$\hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) = \hat{T}_{12}^{(k+1)}(-\Omega)$

$\hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) = \hat{T}_{11}^{(k+1)}(-\Omega)$

$\begin{bmatrix} \hat{T}^{[1:k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1:k]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1:k]}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1:k]}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{[1:k]}(\Omega) \end{bmatrix}$ において下記の関係が同様に成立っていると仮定する。

$\hat{T}_{11}^{[1:k]}(\Omega)$: Ω のモニック 4 k 次多項式

$\hat{T}_{12}^{[1:k]}(\Omega)$: $K^{[1:k]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k-2) \text{ 次多項式})$

$\hat{T}_{21}^{[1:k]}(\Omega) = \hat{T}_{12}^{[1:k]}(-\Omega)$

$\hat{T}_{22}^{[1:k]}(\Omega) = \hat{T}_{11}^{[1:k]}(-\Omega)$

第 1 段目から第(k+1)段目までのリングフィルタ縦続接続 $\hat{T}$ 行列は、第 1 段目から第 k 段目までの縦続接続した $\hat{T}$ 行列に、第(k+1)段目のリングフィルタの $\hat{T}$ 行列をかけて得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{T}^{[1:k+1]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}^{[1:k]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}^{(k+1)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1;k+1]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1;k+1]}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1;k+1]}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{[1;k+1]}(\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) & \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) & \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \hat{T}_{11}^{[1;k+1]} &= \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) \\ &= (\Omega \text{ のモニック } 4k \text{ 次多項式}) \times (\Omega \text{ のモニック } 4 \text{ 次多項式}) \\ &\quad + (K^{[1;k]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k-2) \text{ 次多項式})) \times (-K\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } 2 \text{ 次多項式})) \\ &= \Omega \text{ のモニック } 4(k+1) \text{ 次多項式} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{T}_{12}^{[1;k+1]} &= \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) \\ &= (\Omega \text{ のモニック } 4k \text{ 次多項式}) \times (K^{(k+1)}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } 2 \text{ 次多項式})) \\ &\quad + (K^{[1;k]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k-2) \text{ 次多項式})) \times (-\Omega \text{ のモニック } 4 \text{ 次多項式}) \\ &= K^{[1;k+1]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{T}_{21}^{[1;k+1]} &= \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{11}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{21}^{(k+1)}(\Omega) \\ &= (-K^{[1;k]}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } (4k-2) \text{ 次多項式})) \times (\Omega \text{ のモニック } 4 \text{ 次多項式}) \\ &\quad + (-\Omega \text{ のモニック } 4k \text{ 次実係数多項式}) \times (-K^{(k+1)}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } 2 \text{ 次多項式})) \\ &= -K^{[1;k+1]}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式}) \\ \hat{T}_{22}^{[1;k+1]} &= \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{12}^{(k+1)}(\Omega) + \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega)\hat{T}_{22}^{(k+1)}(\Omega) \\ &= (-K^{[1;k]}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } (4k-2) \text{ 次多項式})) \times (K^{(k+1)}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } 2 \text{ 次多項式})) \\ &\quad + (-\Omega \text{ のモニック } 4k \text{ 次多項式}) \times (-\Omega \text{ のモニック } 4 \text{ 次多項式}) \\ &= -\Omega \text{ のモニック } 4(k+1) \text{ 次多項式} \end{aligned}$$

ゆえに、第1段目から第(k+1)段目までの縦続接続した $\hat{T}$ 行列の各要素には、下記の関係が同様に成立っている。

$$\begin{aligned} \hat{T}_{11}^{[1;k+1]}(\Omega) &: \Omega \text{ のモニック } 4(k+1) \text{ 次多項式} \\ \hat{T}_{12}^{[1;k+1]}(\Omega) &: K^{[1;k+1]}\Omega \times (\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式}) \\ \hat{T}_{21}^{[1;k+1]}(\Omega) &= \hat{T}_{12}^{[1;k+1]}(-\Omega): -K^{[1;k+1]}\Omega \times (-\Omega \text{ のモニック } (4k+2) \text{ 次多項式}) \\ \hat{T}_{22}^{[1;k+1]}(\Omega) &= \hat{T}_{11}^{[1;k+1]}(-\Omega): -\Omega \text{ のモニック } 4(k+1) \text{ 次多項式} \end{aligned}$$

Q.E.D.

$$[\hat{T}^{[1;k]}(\Omega)] = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega) \\ \hat{T}_{21}^{[1;k]}(\Omega) & \hat{T}_{22}^{[1;k]}(\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11}^{[1;k]}(\Omega) & \hat{T}_{12}^{[1;k]}(\Omega) \\ \hat{T}_{12}^{[1;k]}(-\Omega) & \hat{T}_{11}^{[1;k]}(-\Omega) \end{bmatrix}$$

リングフィルタは無損失回路 ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$) であると仮定すると、リングフィルタを n 段縦続接続した回路の電力伝達係数は下記のように表せる。

$$|S_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2}{|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2} = \frac{1}{1 + |T_{12}|^2} = \frac{1}{1 + T_{12}^{[1:n]}(\Omega) T_{12}^{[1:n]}(-\Omega)} = \frac{1}{1 + G(-\Omega^2)} \quad (3-7)$$

但し、 $G(-\Omega^2)$ は下記の式で表される。

$$G(-\Omega^2) = T_{12}^{[1:n]}(\Omega) T_{12}^{[1:n]}(-\Omega) = \frac{\hat{T}_{12}^{[1:n]}(\Omega) \hat{T}_{12}^{[1:n]}(-\Omega)}{N_{12}^{[1:n]}(\Omega) N_{12}^{[1:n]}(-\Omega)}$$

$$G(-\Omega^2) = \frac{K^{[1:n]^2}(-\Omega^2) \times (\Omega \text{ のモニック } ((4n-2) \text{ 次多項式}) \times (-\Omega \text{ のモニック } (4n-2) \text{ 次多項式})}{(1-\Omega^2)^{2n} (\Omega^2 - \Omega_{p(1)}^2)^2 (\Omega^2 - \Omega_{p(2)}^2)^2 \dots (\Omega^2 - \Omega_{p(n)}^2)^2} \quad (3-8)$$

ここで、 Ω のモニック $(4n-2)$ 次多項式を

$$F(\Omega) = \Omega^{4n-2} + a_{4n-3}\Omega^{4n-3} + \dots + a_1\Omega + a_0$$

と表現する。

$F(\Omega)$ を Ω の偶数次多項式と奇数次多項式に分けて書き表す。

$$F(\Omega) = \Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0 + \Omega \{a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1\}$$

$$= A + \Omega B$$

$$\text{ただし } A = \Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0, \quad B = a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1$$

と置いた。

一方、 $-\Omega$ のモニック $(4n-2)$ 次多項式は、

$$F(-\Omega) = \Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0 - \Omega \{a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1\}$$

$$= A - \Omega B$$

と表せるので、

$(\Omega \text{ のモニック } (4n-2) \text{ 次多項式}) \times (-\Omega \text{ のモニック } (4n-2) \text{ 次多項式})$

$$= F(\Omega) \times F(-\Omega)$$

$$= (A + \Omega B) \times (A - \Omega B)$$

$$= A^2 - \Omega^2 B^2$$

$$= (\Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0)^2 - \Omega^2 (a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1)^2$$

となり、 Ω^2 のモニック $(4n-2)$ 次多項式になる。

ゆえに $G(-\Omega^2)$ は、下記のように表される。

$$G(-\Omega^2) = - \frac{(K^{(1)} + K^{(2)} + \dots + K^{(n)})^2 \Omega^2 \{(\Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0)^2 - \Omega^2 (a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1)^2\}}{(1-\Omega^2)^{2n} (\Omega^2 - \Omega_{p(1)}^2)^2 (\Omega^2 - \Omega_{p(2)}^2)^2 \dots (\Omega^2 - \Omega_{p(n)}^2)^2}$$

よって $G(-\Omega^2)$ は，分子多項式の構造から，偶数次多項式 $(\Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0)$ と奇数次多項式 $(a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1)$ が共通根を持たないと整合条件は得られない．一方，分母多項式の構造から，減衰周波数は常の実現できる事が分かる．したがって，リングフィルタを n 段縦続接続した回路の電力伝達係数は下記のように表せる．

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 - \frac{(K^{(1)} + K^{(2)} + \dots + K^{(n)})^2 \Omega^2 \{ (\Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0)^2 - \Omega^2 (a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1)^2 \}}{(1 - \Omega^2)^{2n} (\Omega^2 - \Omega_{p(1)}^2)^2 (\Omega^2 - \Omega_{p(2)}^2)^2 \dots (\Omega^2 - \Omega_{p(n)}^2)^2}}$$

$$\text{整合周波数} (|S_{21}(\Omega)|^2 = 1): (\Omega^{4n-2} + a_{4n-4}\Omega^{4n-4} + \dots + a_2\Omega^2 + a_0)^2 - \Omega^2 (a_{4n-3}\Omega^{4n-4} + \dots + a_3\Omega^2 + a_1)^2 = 0$$

$$\text{減衰周波数} (|S_{21}(\Omega)|^2 = 0): (\Omega^2 - \Omega_{p(1)}^2)^2 (\Omega^2 - \Omega_{p(2)}^2)^2 \dots (\Omega^2 - \Omega_{p(n)}^2)^2 = 0$$

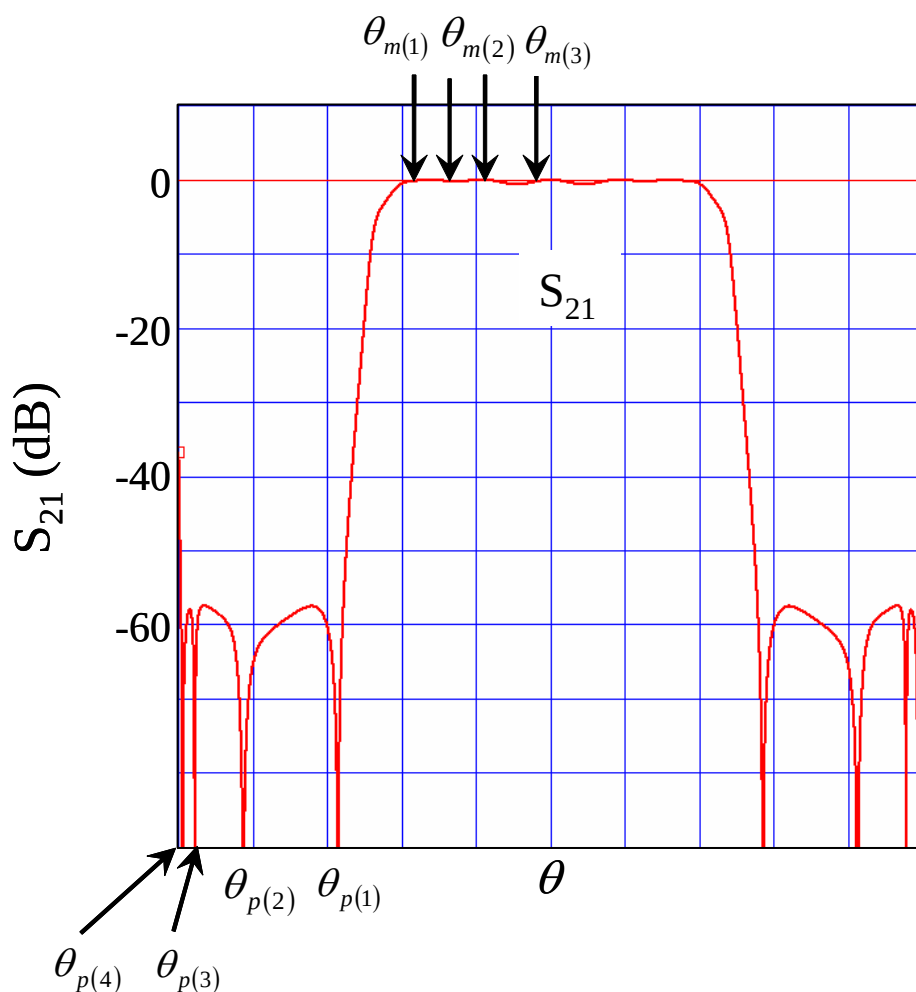


図3-9 リングフィルタ多段縦続接続回路の設計論

Fig.3-9 Calculated Result of the Multi-stage Ring Filter.

こうしてリングフィルタの多段縦続接続回路の設計論は、下記の近似論と構成論に帰着される。

(1) 近似論： $G(-\Omega^2)$ を所望特性にできるだけ近づけるように有理関数の係数を決定することである。

(2) 構成論：リングフィルタの多段縦続接続回路の実現は、所望特性にできるだけ近づけた $G(-\Omega^2)$ の有理関数の係数値を実現する特性インピーダンスを求めることである。

次に、減衰周波数の異なるリングフィルタを4段縦続接続して、広帯域の帯域通過フィルタを設計についてのべる。

3.3 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタ

3.3.1 通過域特性と阻止域特性

リングフィルタは帯域阻止フィルタであるので、減衰周波数の設計が重要である。減衰周波数の異なるリングフィルタを n 段縦続接続して、広帯域の帯域通過フィルタを設計する場合、所望の通過帯域($f_L \sim f_H$)から通過中心周波数(f_0)と1段目のリングフィルタの減衰周波数($\Omega_{p(1)}^2$)が決まる。具体的に述べる、

通過帯域： $f_L \sim f_H$

通過中心周波数： $f_0 = \frac{f_H + f_L}{2}$

1段目のリングフィルタの減衰周波数： $\Omega_{p(1)}^2 = -2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \frac{Z_3}{Z_2} = -\tan^2 \left(\frac{f_L}{f_0} \times 90^\circ \right)$

2段目以降の阻止域の設計は、阻止域の減衰量が所望の値で等リップルになるように、減衰周波数 $\Omega_{p(i)}^2 = -2 \left(1 + \frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} \right) \frac{Z_3^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = -\tan^2 \left(\frac{f_{p(i)}}{f_0} \times 90^\circ \right)$ ($i = 2, 3, \dots, n$)を周波数軸上に配置する設計を行う。

表3-1に示す3種類の異なるリングフィルタ直結4段縦続接続における、帯域外阻止特性および通過域特性を検討する。

表 3－1 3種類の異なるリングフィルタ直結4段縦続接続
帯域通過フィルタの設計値

Table 3-1 Calculated Result of the 4-stage Ring Filter

	通過帯域	帯域外阻止周波数		帯域外阻止量
# 1	3GHz～10GHz	1.9GHz～3GHz	10GHz～11.1GHz	43dB 等リッ プル
# 2	3GHz～10GHz	1.9GHz～3GHz	10GHz～11.1GHz	68dB 等リッ プル
# 3	3GHz～10GHz	0.3GHz～3GHz	10GHz～12.7GHz	43dB 等リッ プル

1 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタ

1.9GHz～3GHz および 10GHz～11.1GHz の阻止域で減衰量 43dB 等リッ
プルになるように設計した.

今, 設計を簡単にするため

$$\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{100\Omega} \quad (i=1,2,\dots,4),$$

$$K^{(i)} = \frac{1 + \frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} - \left(\frac{Z_1^{(i)}}{Z_0}\right)^2}{\frac{Z_1^{(i)}}{Z_0}} = \frac{1 + \frac{50\Omega}{100\Omega} - \left(\frac{50\Omega}{50\Omega}\right)^2}{\frac{50\Omega}{50\Omega}} = \frac{1}{2} \quad (i=1,2,\dots,4) \text{ とした.}$$

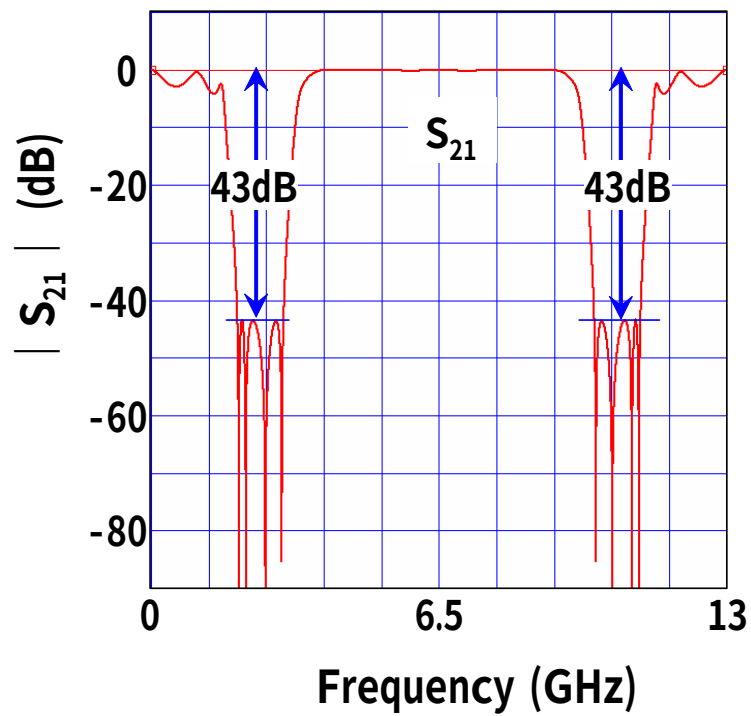
表 3－2 に, # 1 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタの設
計値を示す.

表 3－2 # 1 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値

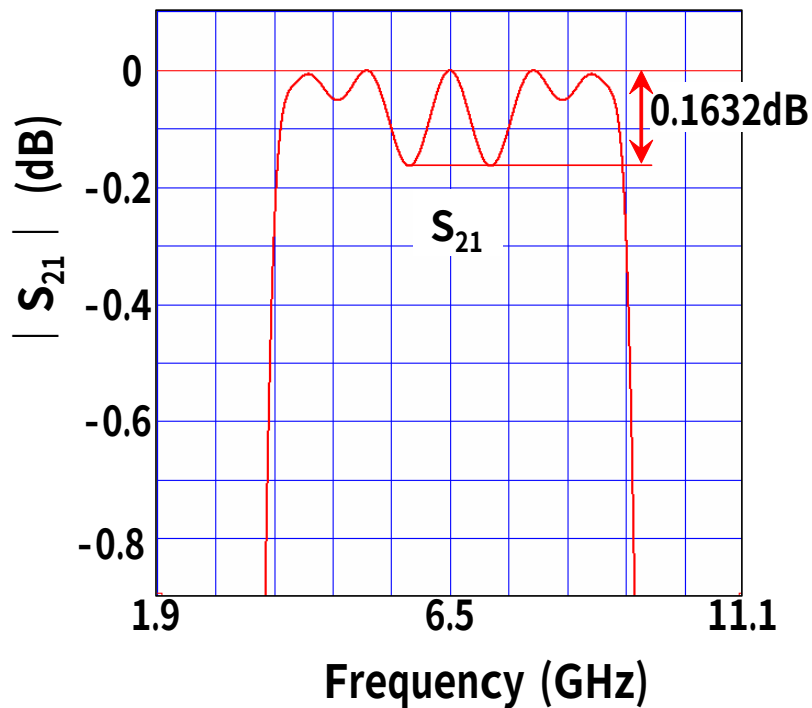
Table 3-2 Calculated Result of the #1 4-stage Bandpass Ring Filter

i	$Z_1^{(i)}(\Omega)$	$Z_2^{(i)}(\Omega)$	$Z_3^{(i)}(\Omega)$	$K(-)$	$f_{p(i)}(\text{GHz})$	$f_{m(i)}(\text{GHz})$
1	50Ω	100Ω	25Ω	0.5	2.953GHz	4.255GHz
2	50Ω	100Ω	17.3Ω	0.5	2.584GHz	4.114GHz
3	50Ω	100Ω	10.8Ω	0.5	2.141GHz	3.972GHz
4	50Ω	100Ω	9Ω	0.5	1.98GHz	3.928GHz

図 3－10 に, 表 3－1 の設計値に基づいた # 1 リングフィルタ直結4段縦続
接続 帯域通過フィルタのシミュレーション結果を示す.



(a) # 1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 阻止特性



(b) # 1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 通過域特性

図 3-10 # 1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 周波数特性

Fig.3-10 Simulated Result of the #1 4-stage Bandpass Ring Filter Transmission Characteristics

図 3-10 より, $\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{100\Omega}$ $K^{(i)} = \frac{1}{2}$ ($i=1,2,\dots,4$) のリングフィルタ 4 段により, 阻止域 1.9GHz~3GHz および 10GHz~11.1GHz で減衰量 43dB 等リップルの帯域通過フィルタが実現できる. また, この 4 段リングフィルタは, 通過域 3GHz~10GHz で, リップルレベル 0.1632dB と小さい値が得られる.

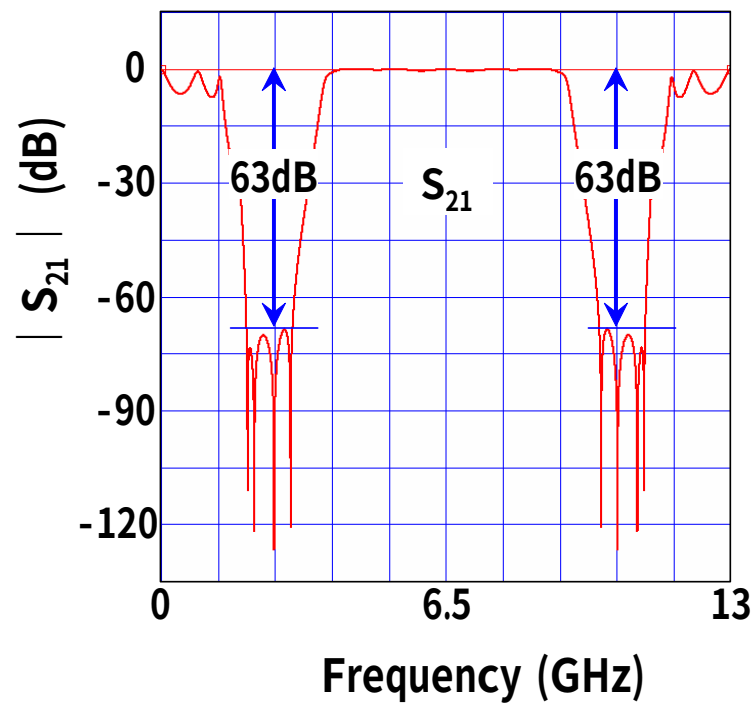
2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタ

次に, # 1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタの $K^{(i)} = \frac{1}{2}$ ($i=1,2,\dots,4$) と異なる $K^{(i)} = 1$ $\left(\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{50\Omega}\right)$ の条件下で, # 1 と同じ減衰周波数になる # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタを設計した. 表 3-3 に, # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値を示す.

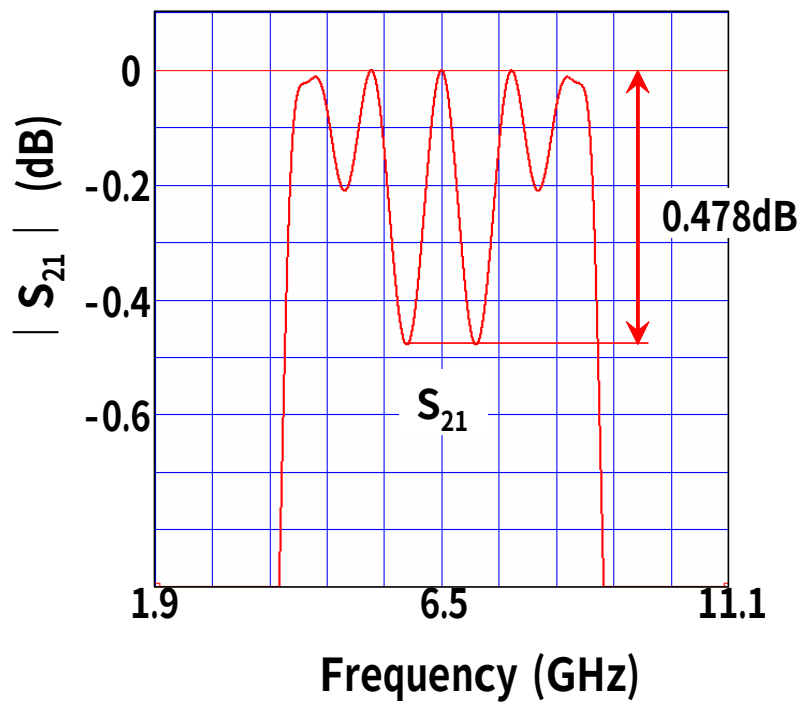
表 3-3 # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値
Table 3-3 Calculated Result of the #2 4-stage Bandpass Ring Filter

i	$Z_1^{(i)}(\Omega)$	$Z_2^{(i)}(\Omega)$	$Z_3^{(i)}(\Omega)$	$K(-)$	$f_{p(i)}(\text{GHz})$	$f_{m(i)}(\text{GHz})$
1	50 Ω	50 Ω	9.1 Ω	1	2.953GHz	4.360GHz
2	50 Ω	50 Ω	6.48 Ω	1	2.584GHz	4.264GHz
3	50 Ω	50 Ω	4 Ω	1	2.141GHz	4.159GHz
4	50 Ω	50 Ω	3.35 Ω	1	1.98GHz	4.129GHz

図 3-11 に, 表 3-3 の設計値に基づいた # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタのシミュレーション結果を示す.



(a) # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 阻止特性



(b) # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 通過域特性

図 3－1 1 # 2 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 周波数特性

Fig.3-11 Simulated Result of the #2 4-stage Bandpass Ring Filter Transmission Characteristics

図 3-1-1 より, $\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{50\Omega}$ $K^{(i)} = 1$ ($i=1,2,\dots,4$) のリングフィルタ 4 段により,

1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタと同じ阻止域 1.9GHz~3GHz および 10GHz~11.1GHz で, 減衰量 68.5dB 等リップルの帯域通過フィルタが実現できる. また, この # 2 のリングフィルタ帯域通過フィルタは, # 1 リングフィルタ帯域通過フィルタと同じ通過域 3GHz~10GHz で, リップルレベルが大きくなり 0.478dB となる.

3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタ

次に, # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタは,

$\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{50\Omega}$ $K^{(i)} = 1$ ($i=1,2,\dots,4$) のリングフィルタ 4 段により, # 1 リングフィルタ

直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタと同じ減衰周波数になるように, 減衰周波数を設計した.

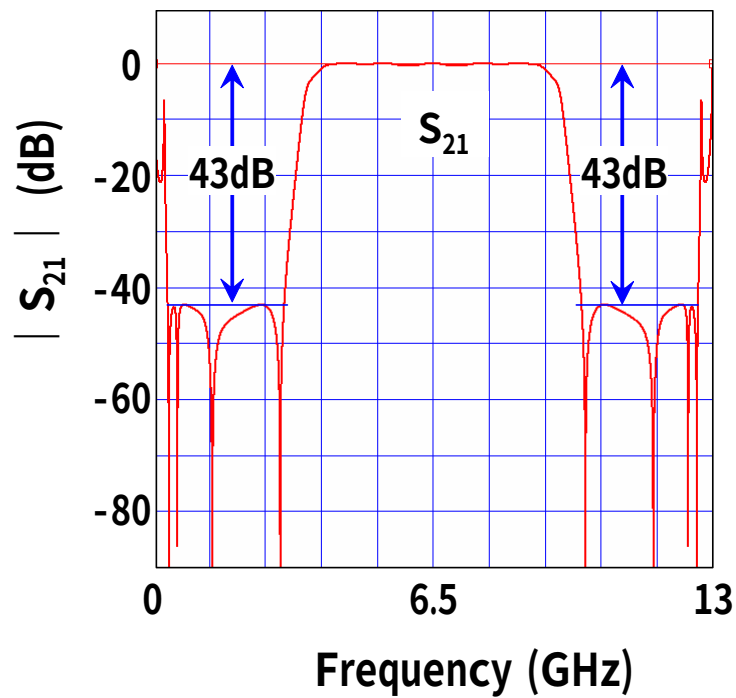
表 3-4 に, # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値を示す.

表 3-4 # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値

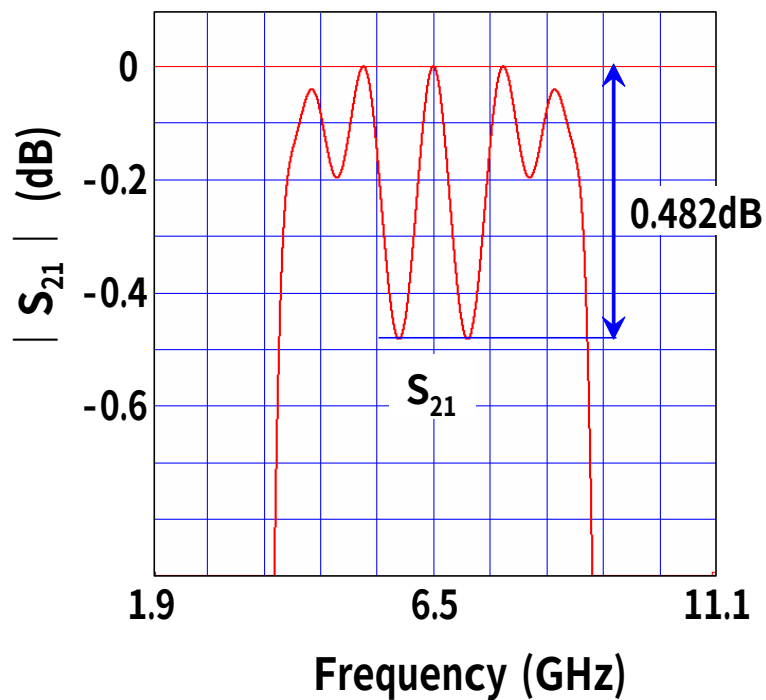
Table 3-4 Calculated Result of the #3 4-stage Bandpass Ring Filter

i	$Z_1^{(i)}(\Omega)$	$Z_2^{(i)}(\Omega)$	$Z_3^{(i)}(\Omega)$	$K(-)$	$f_{p(i)}(\text{GHz})$	$f_{m(i)}(\text{GHz})$
1	50 Ω	50 Ω	9.4 Ω	1	2.956GHz	4.371GHz
2	50 Ω	50 Ω	1.5 Ω	1	1.380GHz	4.037GHz
3	50 Ω	50 Ω	0.24 Ω	1	0.570GHz	3.967GHz
4	50 Ω	50 Ω	0.1 Ω	1	0.369GHz	3.959GHz

図 3-1-2 に, 表 3-4 の設計値に基づいた # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタのシミュレーション結果を示す.



(a) # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 阻止特性



(b) # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 通過域特性

図 3－1 2 # 3 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 阻止量 43dB 周波数特性
Fig.3-12 Simulated Result of #3 4-stage Bandpass Ring Filter Transmission Characteristics

図 3-12 より, $\frac{Z_1^{(i)}}{Z_2^{(i)}} = \frac{50\Omega}{50\Omega}$ $K^{(i)} = 1$ ($i=1,2,\dots,4$) のリングフィルタ 4 段により,

#1 リングフィルタ直結 4 段縦続接続 帯域通過フィルタと同じ減衰量 43dB 等リップルの帯域通過フィルタが, 阻止域 0.3GHz~3GHz および 10GHz~12.7GHz で, 実現できる. また, この #3 のリングフィルタ帯域通過フィルタは, #1 リングフィルタ帯域通過フィルタ同じ通過域 3GHz~10GHz で, リップルレベルが大きくなり 0.482dB となる.

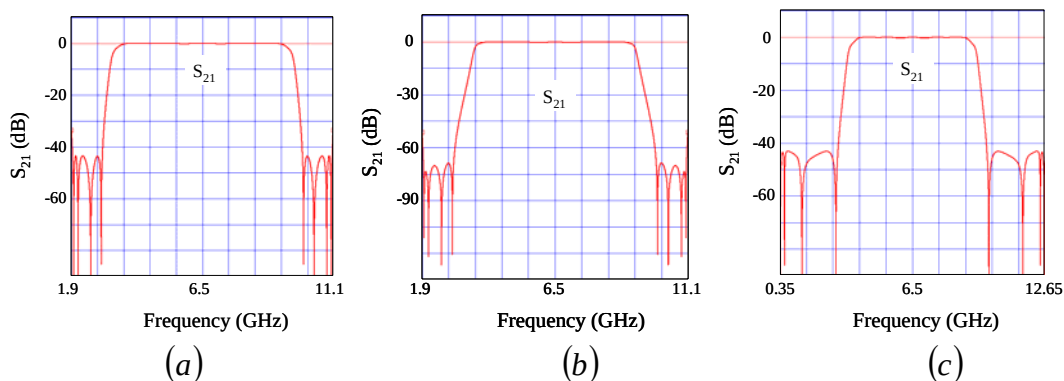
#1 リングフィルタ帯域通過フィルタは $K^{(i)} = 0.5$ で, #2 および #3 リングフィルタ帯域通過フィルタは $K^{(i)} = 1$ で, #1 リングフィルタ帯域通過フィルタの Q 値が #2 および #3 リングフィルタ帯域通過フィルタの Q 値より大きく, 減衰周波数の周りの阻止特性が急峻である.

以上の検討から, 多段リングフィルタの阻止特性および通過特性について, 以下の事が結論づけられる.

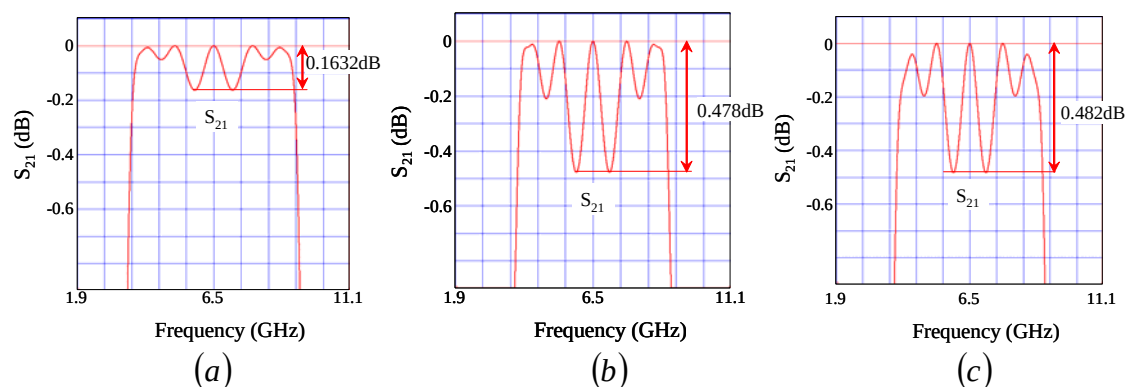
阻止特性と通過特性

図 3-13 に, 4 段リングフィルタの阻止特性および通過特性を示す.

- ①異なる $K^{(i)}$ で, 減衰周波数を同じにした場合,
阻止量: $K^{(i)}$ が大きいほど, 阻止量が大きくなる.
通過域リップルレベル: $K^{(i)}$ が大きいほど, リップルレベルが大きくなる.
- ②異なる $K^{(i)}$ で, 阻止量を同じにした場合,
阻止周波数範囲: $K^{(i)}$ が大きいほど, 阻止周波数範囲が大きくなる.
通過域リップルレベル: $K^{(i)}$ が大きいほど, リップルレベルが大きくなる.
- ③同じ $K^{(i)}$ で, 阻止量や阻止周波数範囲を変えても, 通過域のリップルレベルはほとんど劣化しない.



(I) 4 段リングフィルタの阻止特性



(II) 4段リングフィルタの通過特性

図3-13 リングフィルタ直結4段縦続接続 周波数特性

Fig.3-13 Simulated Result of 4-stage Bandpass Ring Filter Transmission Characteristics

表3-5に、リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値を示す。

表3-5 リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタの設計値

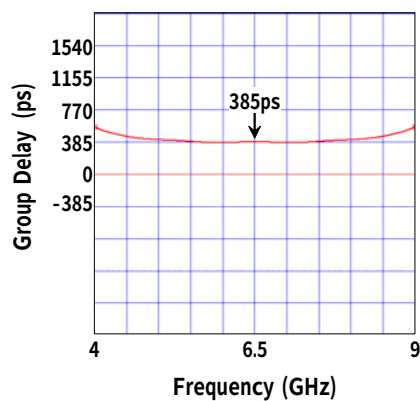
Table 3-5 Calculated Result of the 4-stage Bandpass Ring Filter

	$K^{(i)} (i=1,2,\dots,4)$	減衰周波数	阻止量
(a)	0.5	2.953 GHz 2.584GHz 2.141GHz 1.98GHz	43dB
(b)	1	2.953 GHz 2.584GHz 2.141GHz 1.98GHz	68dB
(c)	1	2.956 GHz 1.380GHz 0.570GHz 0.369GHz	43dB

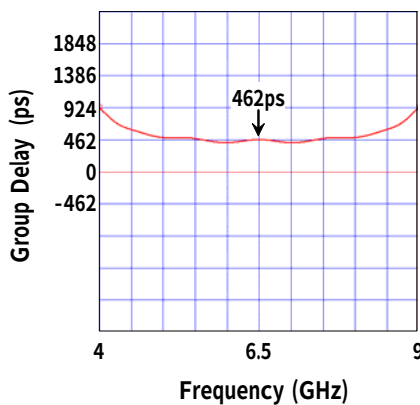
次に、リングフィルタ直結4段縦続接続 帯域通過フィルタ#1, #2, #3の群遅延特性について述べる。

3.3.2 群遅延特性

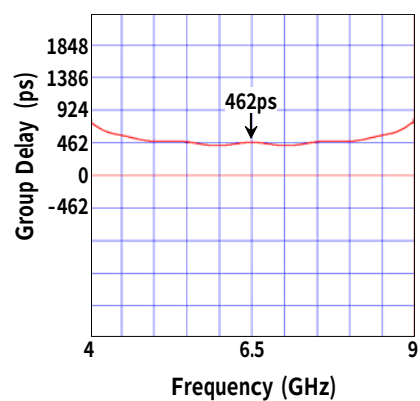
図3-14に、#1、#2、#3のリングフィルタ帯域通過フィルタの群遅延解析結果を示す。



(a) #1 リングフィルタ



(b) #2 リングフィルタ



(c) #3 リングフィルタ

図3-14 リングフィルタ直結4段縦続接続 群遅延特性

Fig.3-14 Simulated Result of 4-stage Bandpass Ring Filter Group Delay Characteristics

図3-14より、通過中心周波数 6.5GHz における群遅延量は、「2.4.2 群遅延解析」で述べたように、 $z_1^{(i)}$ と $z_2^{(i)}$ の値のみで決まる。この事は、図3-14 (b)と(c)で、通過中心周波数 6.5GHz における群遅延量が共に 462ps であることから確認できる。また、(a)と(b)は、減衰周波数を同じに設定したにも関わらず、周波数 1.9GHz~11.1GHz の範囲で、群遅延特性が著しく異なっている。

これらの事に留意し、UWB帯域通過フィルタの設計を行った。

3.4 UWB帯域通過フィルタへの応用

UWB帯域通過フィルタを設計するにあたり、最初に最も減衰極周波数間隔が狭いリングフィルタを設定し、次に減衰極周波数間隔が最も狭いリングフィルタの減衰極周波数間隔よりわずかに広いリングフィルタを縦続接続させた。このとき、高域および低域の減衰量が-50dB 以上になるように、リングフィルタの開放スタブの特性インピーダンス Z_3 と 50Ω 伝送線路の長さを調節する[1],[2]。3 段目以降も同様の設計を行う。表3-6に5段 UWB 帯域通過フィルタの目標値を示す。

表3-6 5段 UWB 帯域通過フィルタの目標値

Table 3-6 5-stage UWB Bandpass Filter's Target. .

目標項目	目標値
通過域	3GHz~10GHz
阻止域	2GHz~3GHz 10GHz~11GHz
減衰量	50dB 以上

表3-6の UWB 帯域通過フィルタの目標値を満足するように、減衰周波数のそれぞれ異なる5つのリングフィルタ縦続接続設計を行った。図3-15に、5段リングフィルタ縦続接続 帯域通過フィルタの計算結果を示す。

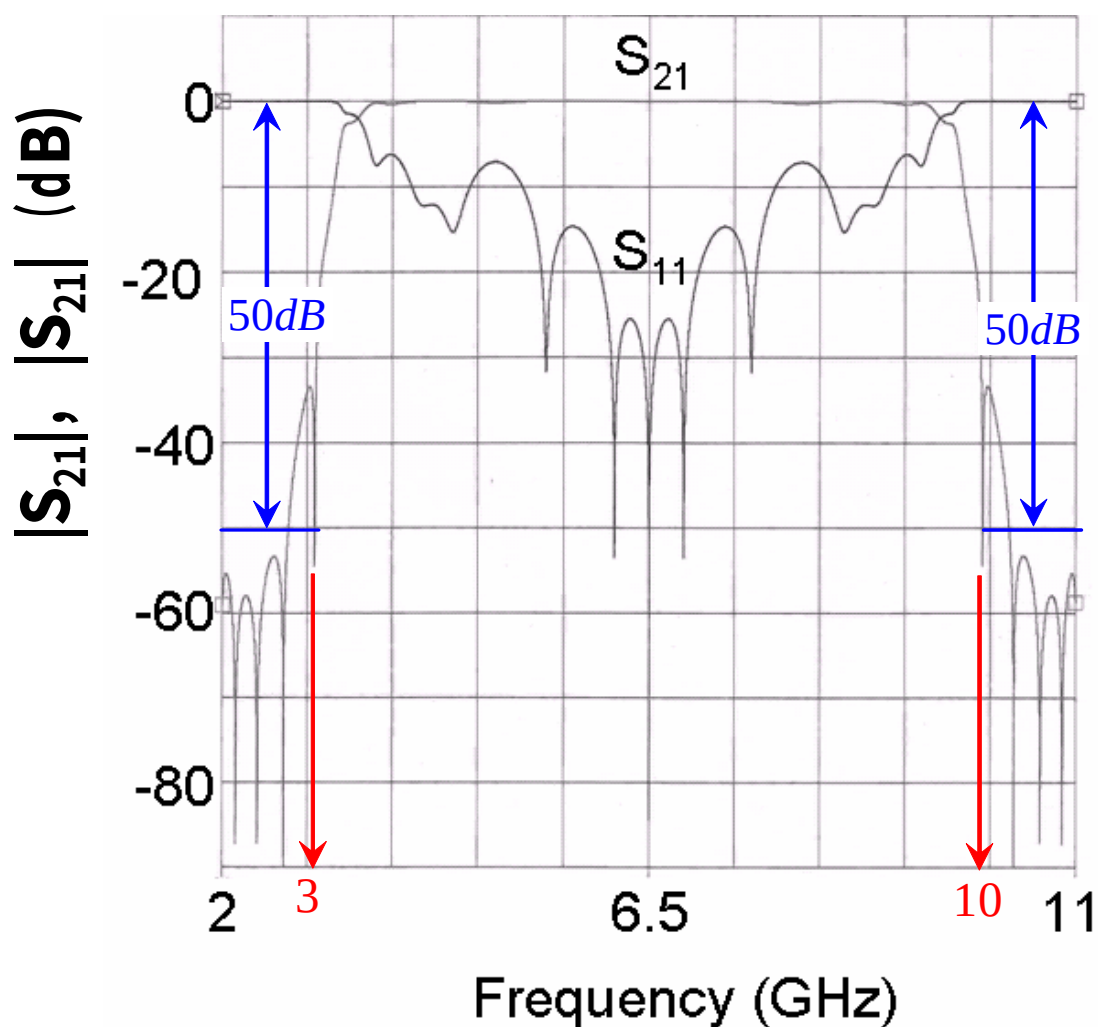


図3－15 5段リングフィルタ UWB 帯域通過フィルタの計算結果

Fig.3-15 Calculated Result of the 5-stage UWB Bandpass Filter's the Transmission Characteristics

阻止域における減衰量を 50dB 以上に設定したため, 阻止域が 2GHz~3GHz, 10GHz~11GHz の 1GHz になった. もし減衰量を FCC のスペクトルマスクより 5dB 余裕を持たせ 25dB に設定すれば, 阻止域は広げられる.

図3－16 は目標減衰量を 25dB に設定した場合の計算結果である.

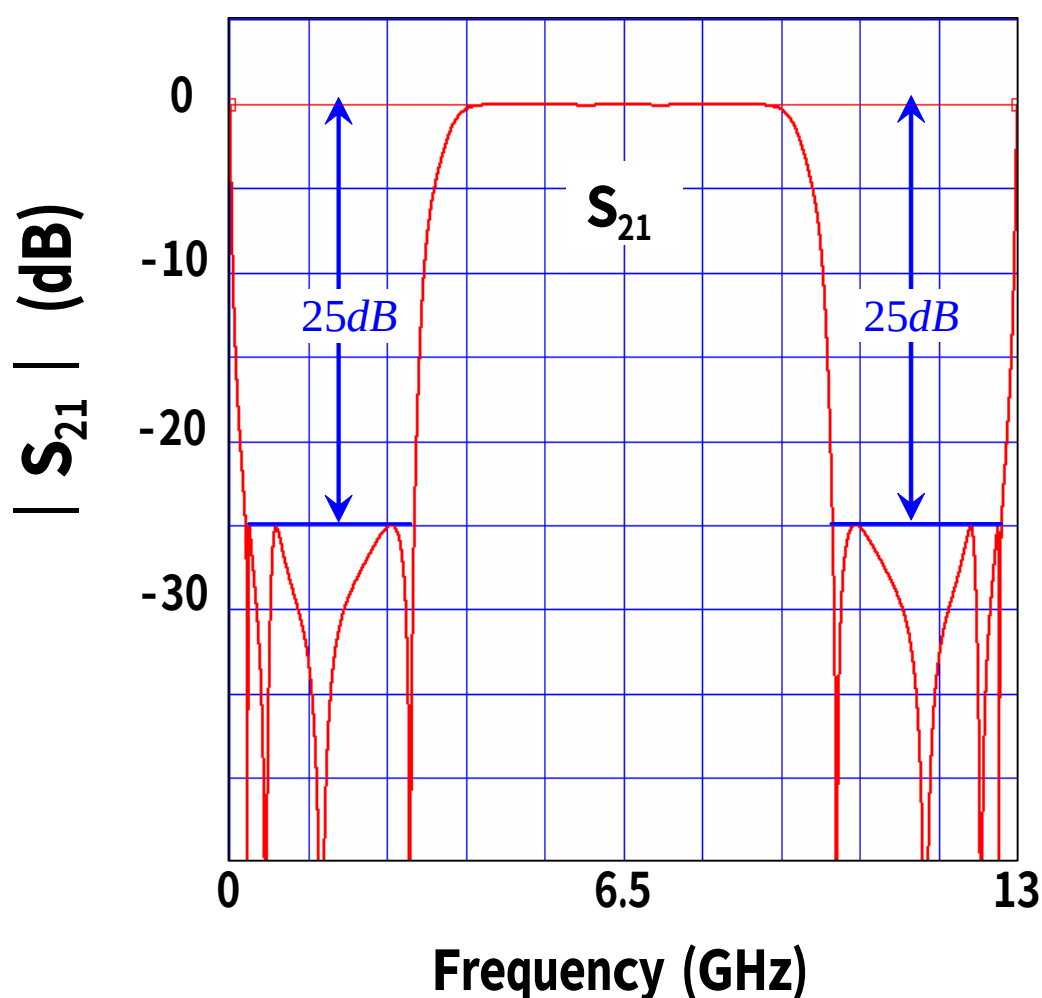


図 3－1 6 減衰量 25dB の計算結果

Fig.3-16 Calculated Result of the 5-stage UWB Bandpass Filter's the Transmission Characteristics

計算結果では、目標減衰量を 25dB に設定した場合、阻止域は 250MHz～3GHz, 10GHz～12.75GHz まで広げられることが分かる。

図 3－1 7 に図 3－1 5 の計算結果に基づいて試作した 5 段 UWB 帯域通過フィルタの写真を示す。大きさは、縦 6 cm 横 8 cm である。試作した UWB 帯域通過フィルタの通過帯域を 3GHz～10GHz に設定したので、通過帯域の中心周波数は 6.5GHz となる。この 6.5GHz がリングフィルタの設計中心周波数となる。UWB 帯域通過フィルタの通過帯域にリップルを抑え、かつ、減衰周波数間隔を広げるため、リング部の特性インピーダンスを $Z_1: 54.4\Omega$, $Z_2: 90\Omega$ とした。これらの値は 5 個のリングフィルタ全て同じ値とした。減衰周波数の設定は、開放スタブの特性インピーダンスのみで制御した。開放スタブの特性イ

インピーダンスは Z_3 : 21.6Ω , 15.6Ω , 11.7Ω , 9.1Ω そして 7.6Ω である.

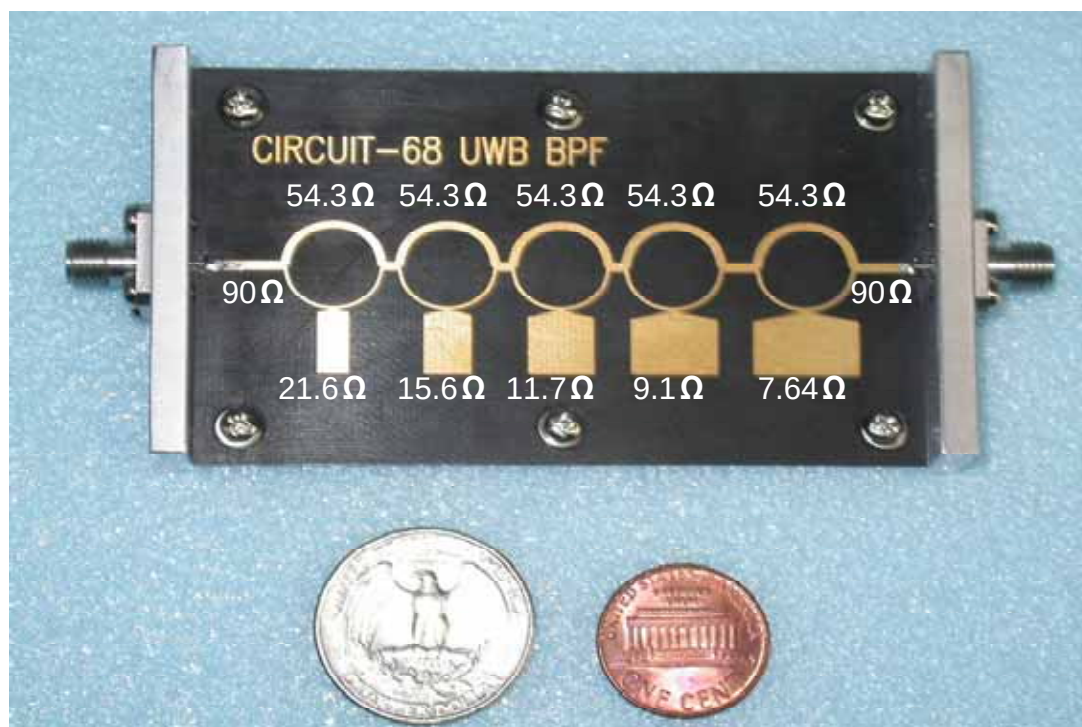
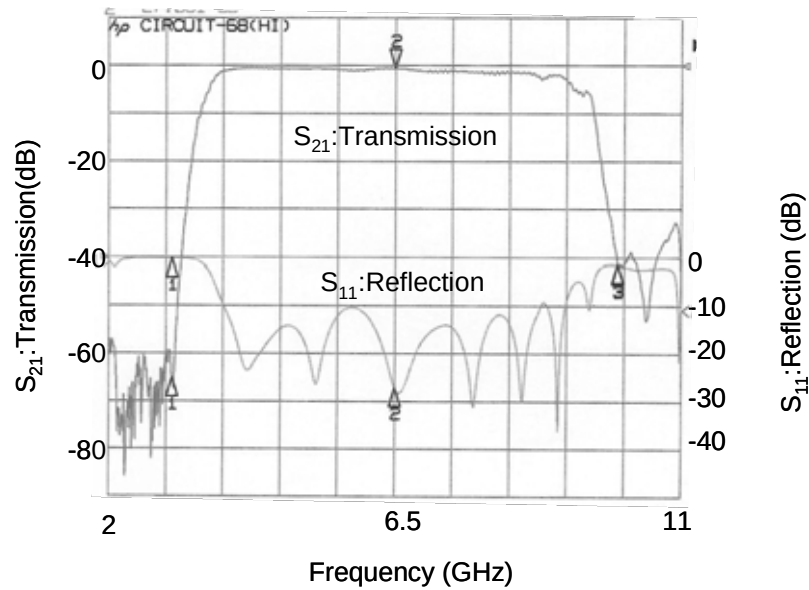


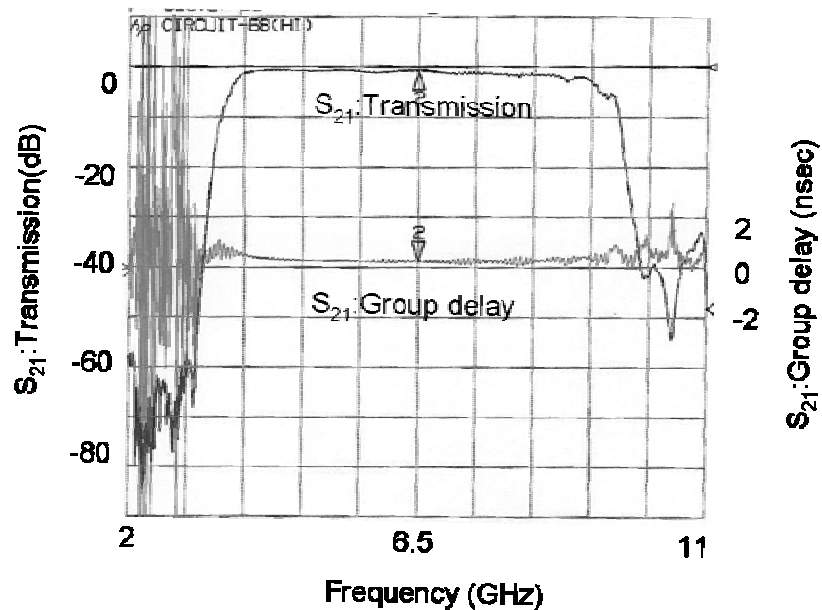
図3-17 試作した5段リングフィルタ UWB 帯域通過フィルタ
Fig.3-17 Photograph of the 5-stage UWB Bandpass Filter.

使用した高周波回路基板は、比誘電率 2.2, 誘電体損失 0.0009, 誘電体厚 0.38mm . 導体は電解銅箔, 厚さは $18\mu\text{m}$ である. この高周波回路基板を用いた理由は、以下のとおりである. 通過帯域が $3\text{GHz}\sim 10\text{GHz}$ と広いため、誘電率の波長分散特性を低く抑えなければならない. このため比誘電率をできるだけ小さくした. 誘電率を小さくしたために線路幅が大きくなるように、誘電体厚は薄くした. また、フィルタの損失を抑えるため誘電体損失の低い基板を用いた. 基板厚を薄くしたため、市販の高周波回路基板で入手できる導体厚は $18\mu\text{m}$ であった.

図3-18に試作した5段UWB帯域通過フィルタの実測結果を示す.



(a) 試作した5段UWB帯域通過フィルタの通過・反射特性



(b) 試作した5段UWB帯域通過フィルタの通過・群遅延特性

図3-18 5段UWB帯域通過フィルタの周波数特性

Fig.3-18 Measured Result of the 5-stageUWB Bandpass Filter Transmission Characteristics

この5段UWB帯域通過フィルタの通過帯域3.8GHzから9.2GHzにおける通過損失は約0.53dB, 入力リターンロスは10dB以上, 群遅延量は通過帯域内においてほぼ一定で0.61nsecである。

この実験結果から、試作した 5 段 UWB 帯域通過フィルタは通過帯域 3GHz から 10GHz で平坦・低損失・一定群遅延特性を持つことが、実験的に確かめられた。

3.5 まとめと課題

第 3 章では、リングフィルタの多段縦続接続法の検討を行った。リングフィルタは等長線路で構成されているので、Richard 変数 $\Omega = j \tan \theta$ を使ってリングフィルタ S_{21}, S_{11} を書き表した。次に、多段接続回路の記述が簡単な T 行列を求め、最後に n 段接続回路の T 行列より電力伝達係数を導いた。更に、2 段縦続接続における電力伝達係数を検討し、帯域外抑圧量が減衰周波数の周波数配置により決定されることを示した。また、この減衰周波数の周波数配置から、個々のリングフィルタの特性インピーダンスが決定できることも分かった。

次に、リングフィルタ直結 4 段縦続接続における、帯域外抑圧特性および通過域リップル特性を検討した。その結果、小形化が優先する場合、少ない段数で多段リングフィルタを実現しなければならない。このとき、阻止量が少なければ、Q 値の小さいつまり $K^{(i)}$ が大きいリングフィルタを用いれば少ない段数で阻止域を広げられる。一方、阻止量が大きいフィルタを設計しなければならない場合、Q 値の大きいつまり $K^{(i)}$ が小さいリングフィルタを用いれば段数を増やさなければならない事が分かった。

多段化において、設計手順の概略を示したが、近似論が残っている。この近似論については、今後の課題とする。

最後に、通過帯域を 3GHz～10GHz に設定した UWB 帯域通過フィルタを、リングフィルタ 5 段縦続接続回路で実現した。この 5 段 UWB 帯域通過フィルタの通過帯域 3.8GHz から 9.2GHz における通過損失は約 0.53dB、入力リターンロス は 10dB 以上、群遅延量は通過帯域内においてほぼ一定で 0.61nsec であった。この測定結果から、試作した 5 段 UWB 帯域通過フィルタは通過帯域 3GHz から 10GHz で平坦・低損失・一定群遅延特性を持つことが、実験的に確かめられた。

課題として、リングフィルタの直流成分除去がある。本研究のリングフィルタは、伝送線路に間隙が無いので、直流信号がそのまま出力端子にでてしまう。直流成分の除去方法の一つとして、短絡スタブとリングフィルタの組合せを試みた[4]。この時のフィルタは、通過帯域が 3GHz～5GHz と帯域が狭かったため、短絡スタブを有効に使うことができた。

参考文献

- [1] 石田等, 荒木純道:“ リングフィルタの特性解析と多段接続法の検討”, 信学論 (C), 投稿中.
- [2] H.Seidel, “Synthesis of a Class of Microwave Filters,” IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, pp.107-114, April 1957.
- [3] R.Saal and E.Ulbrich, “On the design of filters by synthesis,” IRE Trans. Circuit Theory, vol.CT-5, pp.284-327, December 1958.
- [4] L.Young, G.L.Matthaei and E.M.T.Jones, “Microwave Band-Stop Filters with Narrow Stop Bands,” IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, pp.416-427, November 1962.
- [5] B.M.Schiffman and G.L.Matthaei, “Exact Design of Band-Stop Microwave Filters,” IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, pp. 6-15, January 1964.
- [6] R.J.Wenzel, “Exact Design of TEM Microwave Networks Using Quarter-wave Lines,” IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, pp. 94-111, January 1964.
- [7] H.J.Orchard and G.C.Temes, “Filter design using transformed variables,” IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-15, pp.385-408, December 1968.
- [8] J.D.Rhodes, “The Design and Synthesis of Microwave Bandpass Linear Phase Filters,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-17, No.4, pp.189-204, April 1969.
- [9] J.K.Skwirzynski, “On Synthesis of Filters,” IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-18, pp.152-163, January 1971.
- [10] S.Darlington, “Simple Algorithms for Elliptic Filters and Generalizations Thereof,” IEEE Trans. Circuit and Systems, vol.CAS-25, pp.975-980, December 1978.
- [11] H.C.Bell, “Transformed-Variable Synthesis of Narrow-Bandpass Filters,” IEEE Trans. Circuit and Systems, vol.CAS-26, pp.389-394, June 1979.
- [12] B.J.Minnis, “Classes of Sub-Miniature Microwave Printed Circuit Filters with Arbitrary Passband and Stopband Widths,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-30, No.11, pp.1893-1900, November 1982.
- [13] G.Pfitzenmaier, “Synthesis and Realization of Narrow-Band canonical Microwave Bandpass Filters Exhibiting Linear Phase and Transmission Zeros,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-30, No.9, pp.1300-1311, September 1982.
- [14] H.C.Bell, “Canonical Asymmetric Coupled-Resonator Filters,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-30, No.9, pp.1335-1340, September 1982.

- [15] H.C.Bell, "Narrow Bandstop Filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-39, No.12, pp.2188-2191, December 1991.
- [16] V.Osipenkov and S.G.Vesnin, "Microwave Filters of Parallel-Cascade Structure," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-42, No.7, pp.1360-1367, July 1994.
- [17] H.C.Bell, "L-Resonator Bandstop Filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-44, No.12, pp.2669-2672, December 1996.
- [18] H.C.Bell, "Single-Passband Single-Stopband Narrow-Band Filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-48, No.12, pp.2472-2475, December 2000.
- [19] C.Quendo, C.Rius, C.Person and M.Ney, "Integration of Optimized Low-Pass Filters in a Bandpass Filter for Out-of-Band Improvement," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-49, No.12, pp.2376-2383, December 2001.
- [20] N.Yildirim, O.A.Sen, Y.Sen, M.Karaaslan and D.Pelz, "A Revision of Cascade Synthesis Theory Covering Cross-Coupling Filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-50, No.6, pp.1536-1543, June 2002.
- [21] D.C.Chang and C.W.Hsue, "Wide-Band Equal-Ripple Filters in Nonuniform Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-50, No.4, pp.1114-1119, April 2002.
- [22] R.J.Cameron, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-51, No.1, pp.1-10, January 2003.
- [23] C.Quendo, C.Rius and C.Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-51, No.3, pp.734-743, March 2003.
- [24] C.Quendo, C.Rius and C.Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-52, No.3, pp.1034-1044, March 2004.
- [25] L.C.Tsai and C.W.Hsue, "Dual-Band Bandpass Filters Using Equal-Length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-52, No.4, pp.1111-1117, April 2004.
- [26] 馬哲旺, 三木仁, 小林禧夫, "コンポジット共振器を用いた有極形フィルタの合成理論," 信学技報, MW2005-81, (2005-9) .
- [27] 三木仁, 馬哲旺, "1/2 波長共振器とコンポジット共振器を併用した有極形帯域通過フィルタ," 信学技報, MW2005-70, (2005-9) .
- [28] 石田等, 荒木純道: "リングフィルタによる UWB BPF の設計と解析", 信学

論 (C), J87-C, No.12, pp.1038-1044, (2004-12).

- [29] H.Ishida and K.Araki, "Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter, " Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , TH1A-5, Volume 3, 6-11 June 2004 Page(s):1307 - 1310 Vol.3.

第4章 リングフィルタのチューナブル化

第4章では，リングフィルタの減衰周波数を，外部制御信号により制御できるチューナブル・リングフィルタについて考察する．リングフィルタの開放スタブ端を容量性負荷で終端すれば，その容量値により減衰周波数が変化することを理論的に示し，実験でこの事を確かめる．

4.1 チューナブル・フィルタ研究の変遷

チューナブル・フィルタ (Electronically tunable microwave filter) は，これからのマイクロ波通信システムに広く用いられるであろう．通信システムで要求されるチューナブル・フィルタの条件は，広いチューニング範囲と早いチューニング速度である．以前は，磁氣的にチューニングを行うYIGチューナブル・フィルタが，チューニング範囲の広さから多く用いられていた．しかし，YIGチューナブル・フィルタはチューニング速度の上限がミリ秒程度と遅く，UHF帯以上の高い周波数帯では用いられない．現在では，YIGに代わってバラクタダイオードが，チューニング範囲の広さとチューニング速度が速いことから，広く用いられるようになった．1982年に Hunter と Rhodes がコムラインにバラクタダイオードを用いたチューナブル・フィルタを発表した[1,2]．一方，牧本と佐川はリング共振器にバラクタダイオードを装荷し，チューナブル・フィルタを発表した[3]．これらの研究は，共振器の共振周波数をバラクタの容量変化で変える試みであった．しかし，バラクタダイオードは，小型でチューニング速度は速いが，タンク回路にバラクタダイオードを装荷すると，バラクタダイオードの抵抗成分によりタンク回路のQ値を著しく低下させる．そこで，FETなどの増幅素子を使ったチューナブル・アクティブ・フィルタも研究されるようになった．

チューニング要素

固体素子で，チューナブル共振器を実現する場合，通常，図4-1に示すような配置が用いられる[4-13]．

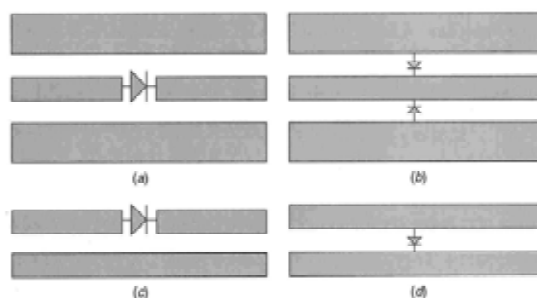


図4-1 チューニング固体素子共振器回路[7]

Fig.4-1 Transmission Lines with Solid State Tuning Elements.

コプレーナ線路は、直列や並列に素子を配置するのが容易であるためよく用いられる。

バラクタダイオードは、容量を変える素子として用いられ、FETやバイポーラトランジスタは、インダクタンスを変える素子あるいは負性抵抗素子として用いられる。

次に、マイクロストリップ線路やコプレーナ線路にチューニング素子を用いた共振器の共振周波数を求める。

チューナブル共振器の共振条件

チューニング素子を用いた共振器の共振周波数を決定するため、伝送線路等価回路を用いる。図4-2に示す、共振器の場合、伝送線路の両端に取り付けられたバラクタダイオードによる容量性負荷により、実効的に伝送線路長が長くなり結果として共振周波数が下がる。

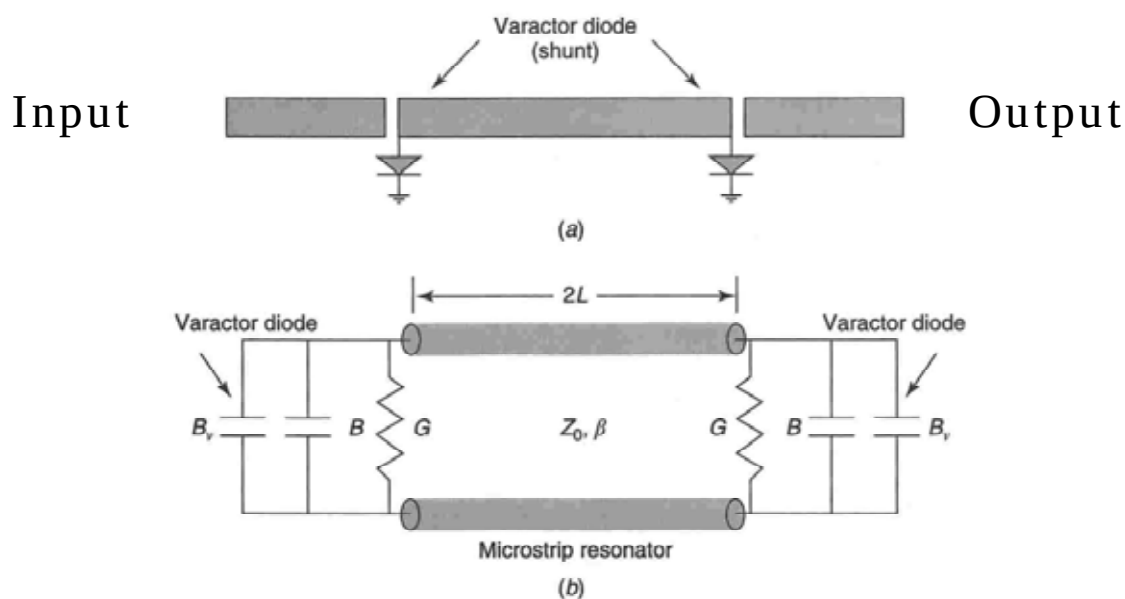


図4-2 (a) バラクタダイオードを用いた共振器

(b) バラクタダイオードを用いた共振器の等価回路

Fig.4-1 Resonator with Tuning Varactor Diodes.

図4-2 (b) に示した、バラクタダイオードを用いた共振器の等価回路について、共振周波数を求める。今、伝送線路の特性インピーダンスを Z_0 、長さを L 、幅を W とする。ただし、バラクタダイオードのコンダクタンスは、マイクロストリップ線路の開放端効果を含めた放射コンダクタンスに比べて小さい

とし、バラクタダイオードのサセプタンス B_v のみを考慮した。このとき、バラクタダイオードを用いた共振器の入力アドミタンスは次の式で書き表される [13].

$$Y_{in} = G + j(B + B_v) + Y_0 \frac{G + j(B + B_v + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j[G + j(B + B_v)] \tan \beta L} \quad (4-1)$$

ここで、 $Y_0 = 1/Z_0$ 、 $\beta = 2\pi\epsilon_{eff}/\lambda_0$ は位相定数、 ϵ_{eff} は実効比誘電率である。

式(4-1)にマイクロストリップ線路の開放端効果を放射コンダクタンス G と放射サセプタンス B を用いて表される。放射コンダクタンス G と放射サセプタンス B は下記式で表される。

$$G = \begin{cases} W^2/90\lambda_0^2 & (W \ll \lambda_0) & (4-2a) \\ W^2/120\lambda_0^2 & (W \gg \lambda_0) & (4-2b) \end{cases}$$

$$B = \frac{\beta \Delta l}{Z_0} \quad (4-3)$$

ここで、 Δl は等価伝送線路長のフリンジ効果を表す。

共振は、入力アドミタンス Y_{in} の虚数部がゼロのとき起きるので、(4-1)から

$$\tan \beta L = \frac{2Y_0(B + B_v)}{(B + B_v)^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (4-4)$$

(4-4)を周波数に直すと

$$f_r = \frac{c}{2\pi L \sqrt{\epsilon_{eff}}} \tan^{-1} \left\{ \frac{2Y_0(B + B_v)}{(B + B_v)^2 + G^2 - Y_0^2} \right\} \quad (4-5)$$

(4-5)より、 $B + B_v = 0$ のとき共振周波数は $\lambda/2$ となる。ある与えられた共振器の

長さに対し、共振器の端のバラクタダイオードの容量的なサセプタンスにより、共振周波数は下がる。したがって、バラクタダイオードの容量値を変化させることにより、共振周波数が変化することになる。

バラクタダイオードは、小型でチューニング速度は速いが、共振回路にバラ

クタダイオードを装荷すると、バラクタダイオードの抵抗成分により共振回路のQ値を著しく低下させる。そこで、FETなどの増幅素子を使ったチューナブル・アクティブ・フィルタが研究されるようになった。

次に、アクティブ・フィルタについて述べる。

チューナブル・アクティブ・フィルタ[14-22]

1990年 Chi-Yang Chang と伊藤は、タンク回路を負性抵抗素子と結合させ、チューナブル・アクティブ・フィルタを試作した [19]。Chang らは、このチューナブル・アクティブ・フィルタをエンドカップルアクティブフィルタと呼んだ。エンドカップルアクティブフィルタの共振回路を図4-3に示す。

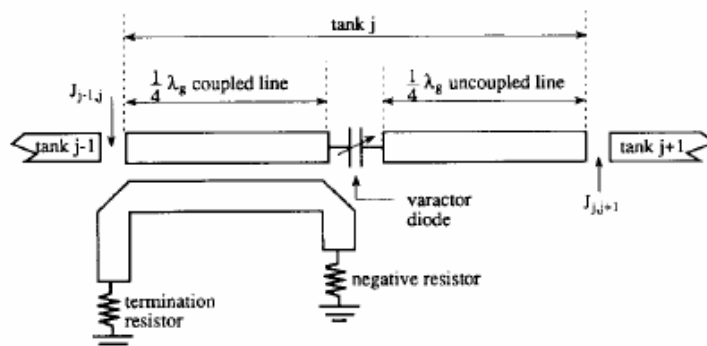


図4-3 負性抵抗素子と結合させた共振回路

Fig.4-3 A varactor Tuned Active Resonator Circuit.

図4-4に、エンドカップル・アクティブ・バンドパスフィルタの基本回路図を示す。

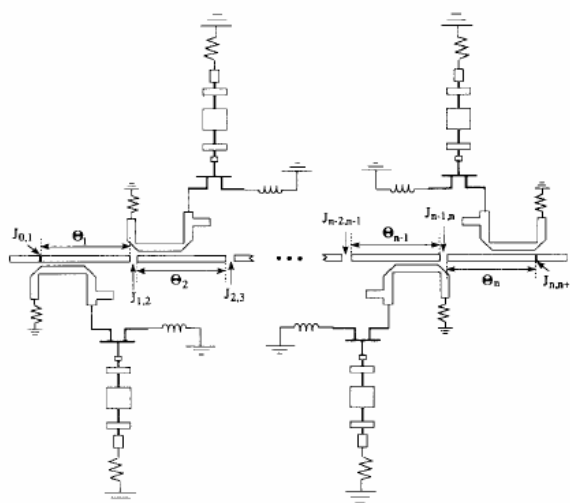


図4-4 エンドカップル・アクティブ・バンドパスフィルタ回路

Fig.4-4 Schematic Diagram of the End-coupled Active Bandpass Filter.

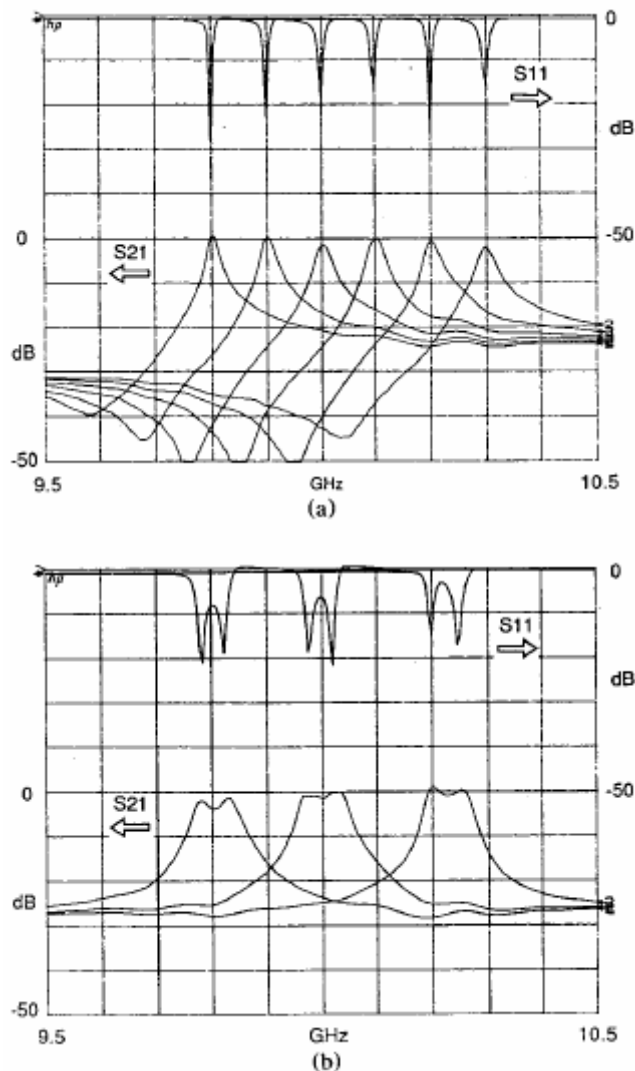


図4－5 バラクタ・チューナブル・エンドカップル・アクティブ・バンドパスフィルタの実測結果

(a) Measured One-pole filter. (b) Measured Two-pole filter.

Fig.4-5 The performances of a Varactor Tunable One-pole and Two-pole Active Filters.

Chi-Yang Chang らは、バラクタダイオードとしてパッケージ入りバラクタダイオードを使用した。バラクタダイオードの容量変化範囲は、2.5pF から 3pF 印加電圧範囲は 0V から 4.25V であった。図4－5より、1－極フィルタは、通過中心周波数を 9.8GHz から 10.3GHz まで変化させることができ、2－極フィルタでは、通過中心周波数を 9.8GHz から 10.23GHz まで変化させることができた。しかし、図4－5に示したように、極の数を増やし広帯域バンドパスフィルタにすると、通過域にリップルができ、広帯域化が難しいことが分かる。

次に、リング共振器のチューナブル化について述べる。

リング共振器のチューナブル化[23-31]

マイクロストリップ線路リング共振器のチューナブル化は、1987 年 Kai Chang らによって行われた[23-26]。Chang らが行った、チューナブルリング共振器の回路を図 4-6 に示す。

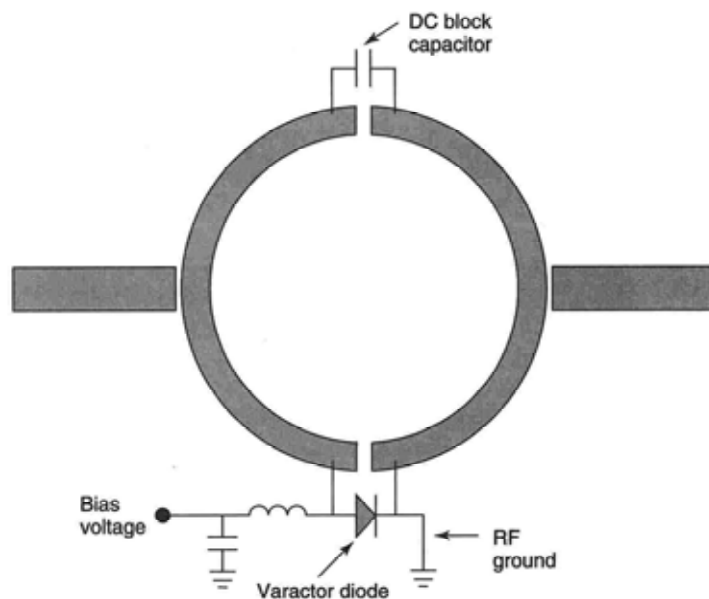


図 4-6 バラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器

Fig.4-6 Schematic Diagram of Ring Resonator with Tuning Varactor Diodes.

図 4-6 において、バラクタダイオードの両端にかかる電圧を変えることにより、リングの間の容量が変化する。リングの間の容量値が増えれば、リング共振器の実効半径が増え、リング共振器の共振周波数が低くなる。一般に、このチューナブルリング共振器の共振周波数を、解析的に求めるのは難しいので、Chang は、等価伝送線路モデルを推奨している。等価伝送線路モデルで、Chang は、色々なバイアス条件下におけるバラクタダイオードの等価回路を用いて、リング共振器の全体の S パラメータを決定した。

チューナブルリング共振器の共振周波数を図 4-7 に示す。図 4-7 (a) はリング共振器のみの共振周波数を、図 4-7 (b) はバラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器の共振周波数を示す。

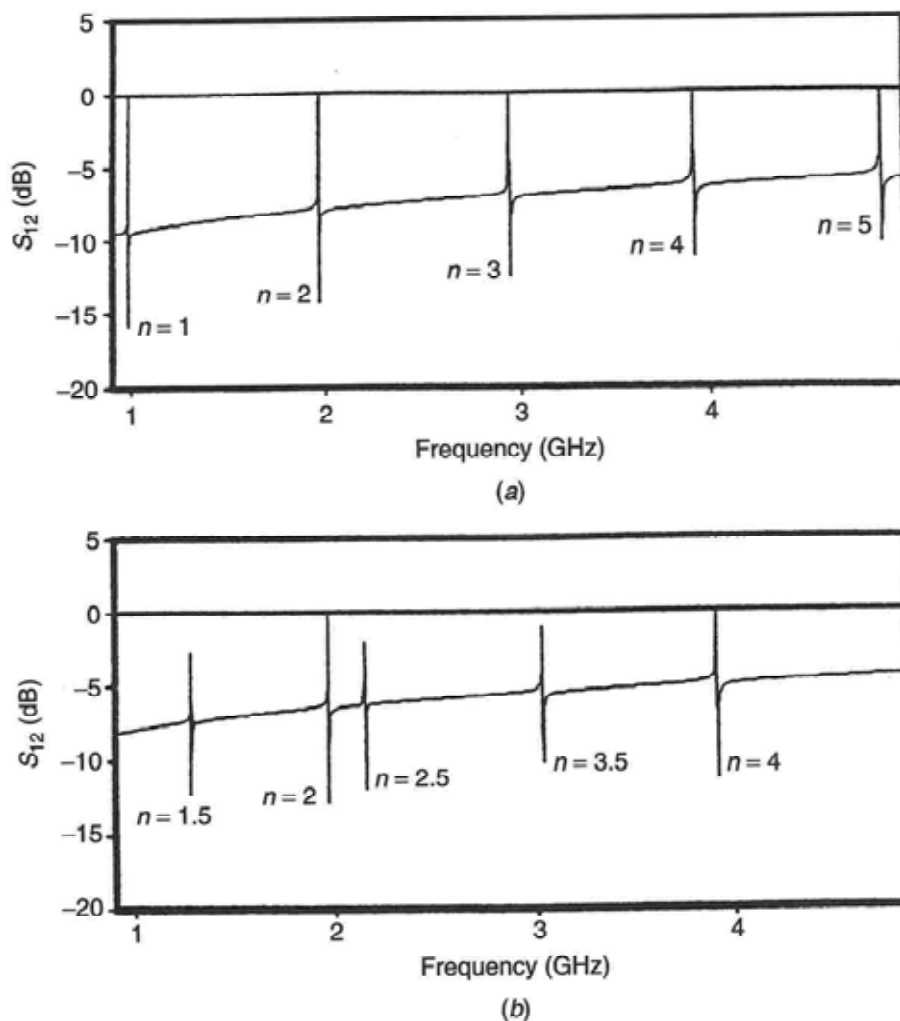


図4-7 バラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器の共振周波数

Fig.4-7 Typical Frequency Response of (a) Ring and (b) Varactor Tuned Ring Resonator.

バラクタダイオードがリング共振器のギャップに装荷され、バラクタダイオードの印加電圧が逆バイアスのとき、リングが開放されたような周波数特性を示す。バラクタダイオードをリング共振器に装荷するため、リング共振器にギャップを設けたことにより、リング共振器には整数モードではない、偶モードでも、奇モードでもない、半モードと呼ぶべきモードが出現する。図4-8に、リング共振器にギャップを設けたことにより、リング共振器に発生するモードチャートを示す。リング共振器にバラクタダイオードを装荷することは、この半モードを含めて共振周波数を決定しなければならない。

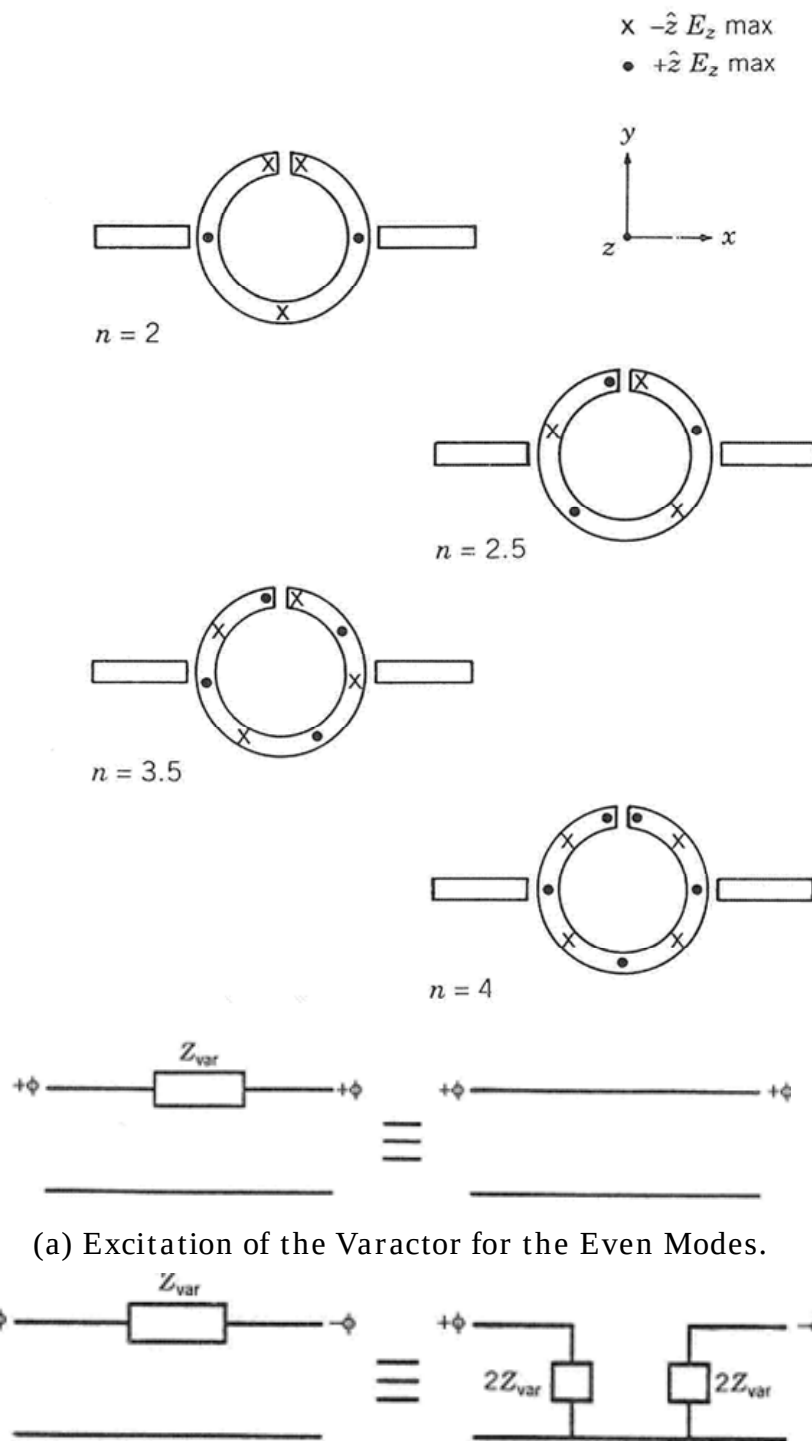


図4-8 バラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器のモードチャート

Fig.4-8 Mode Chart for Varactor Tuned Ring Resonator.

図4-9にバラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器フィルタのバラクタ印加電圧による周波数特性を示す。

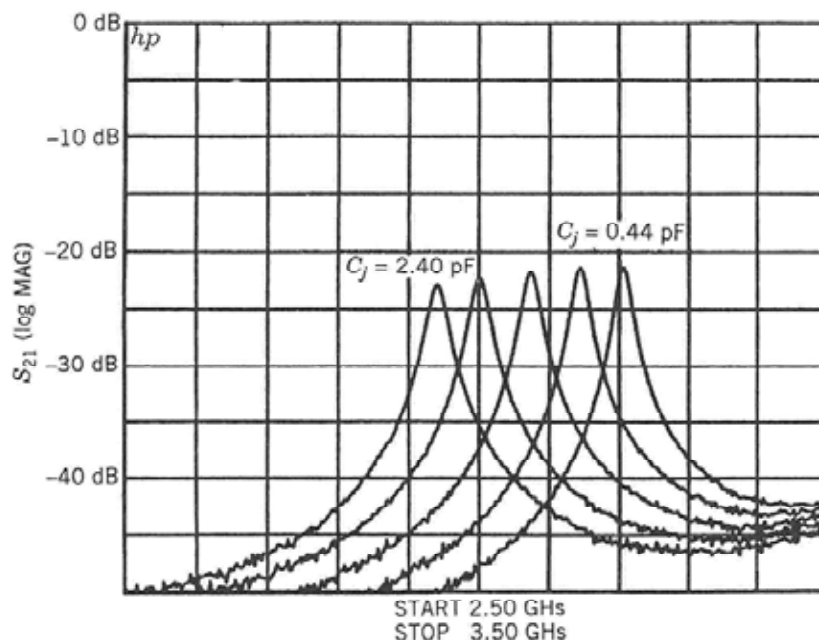


図4-9 バラクタダイオードを用いたチューナブルリング共振器フィルタのバラクタ印加電圧による周波数特性

Fig.4-9 Frequency Response of the Varactor-tuned Ring Resonator for a Bias Voltage Ranging from 0.85V to -30V.

このように、リング共振器のギャップにバラクタダイオードを装荷した、バラクタ・チューナブル・リング共振器は、共振周波数の設計が複雑で定式化が困難である。更に、図4-9に示したように通過損失が20dB以上で損失が大きい。

次に、著者が提案するリングフィルタのチューナブル化について述べる。

4.2 チューナブル・リングフィルタの構想

リングフィルタをチューナブル化する場合、減衰周波数を外部制御信号で制御することになる。2.2 リングフィルタの解析で述べたように、リング部の特性インピーダンスと開放スタブの特性インピーダンスの組合せにより、通過中心周波数に対する減衰周波数の比を任意の値に設定できるが、リング部または開放スタブの特性インピーダンスを変化させなければならない。特性インピーダンスを小さくするには線路幅を広く、一方、特性インピーダンスを大きくするには線路幅を細くする。しかし、マイクロストリップ線路で実現できる線路の幅には制限がある。

また、回路パターンでリングフィルタを実現した場合、減衰周波数を外部制御信号で自由に変えられない。そこで、リングフィルタの減衰周波数を外部信号で自由に設定できる電子同調化を検討した。

4.3 リングフィルタの分割

リングフィルタの減衰周波数を外部信号で自由に設定する機能を実現するため、リングフィルタの解析を再度行った。

リングフィルタのリング部を3端子対回路の結合系、開放スタブの反射係数 Γ として、図4-10の2端子対回路を考える。

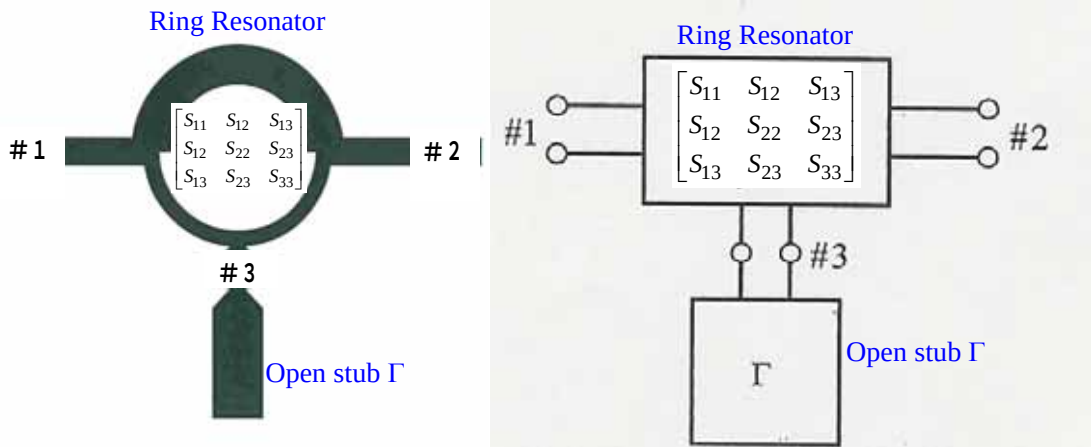


図4-10 3端子対回路の3番目の端子に任意の負荷が繋がった回路
Fig.4-10 Schematic Diagram of a Microstrip Ring Filter and
a Three-port Network with its port 3 Terminated in Arbitrary
Loads.

図4-10において、3端子対回路のS行列を以下の式で表す。

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

3端子対回路の3番目の端子対に繋がれた負荷の反射係数が Γ で表された場合、次のように2端子対回路行列に変換できる。

$$[S_R] = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{S_{13}S_{13}\Gamma}{1-S_{33}\Gamma} & S_{12} + \frac{S_{13}S_{23}\Gamma}{1-S_{33}\Gamma} \\ S_{12} + \frac{S_{23}S_{13}\Gamma}{1-S_{33}\Gamma} & S_{22} + \frac{S_{23}S_{23}\Gamma}{1-S_{33}\Gamma} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

式(4-2)の2端子対回路の $[s_R]$ において、 $[s_R]$ の(2,1)成分をゼロにする Γ を Γ_L と

すると、 Γ_L は次の式で表される

$$\Gamma_L = \frac{S_{12}}{S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23}} \quad (4-8)$$

(4-8) より、 Γ_L は3端子対回路のS行列で書き表されることが分かる。

$[S_R]$ の(2,1)成分をゼロにする Γ を Γ_L とする時、 $[S_R]$ の(1,1)成分は、下記のように書き表される。

$$\begin{aligned} S_{R11} &= S_{11} + \frac{S_{13}S_{13}\Gamma}{1 - S_{33}\Gamma} = S_{11} + \frac{S_{13}S_{13} \frac{S_{12}}{S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23}}}{1 - S_{33} \frac{S_{12}}{S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23}}} \\ &= S_{11} + \frac{S_{13}S_{13}S_{12}}{S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23} - S_{33}S_{12}} \\ &= S_{11} - \frac{S_{13}S_{12}}{S_{23}} = S_{11} - S_{12} \end{aligned}$$

ただし、リングフィルタ回路が可逆回路であることを使った。

$S_{R11} = S_{11} - S_{12} = \Gamma_{odd}$ である。 $S_{R11} = S_{11} - S_{12} = \Gamma_{odd}$ は、対称な3端子対回路について成立つ一般式である。

一方、(4-7)の3端子対回路 $[s]$ が無損失相反回路とすると、

$$\begin{aligned} [S][S]^\dagger &= I \quad [S]^\dagger = [S]^* \therefore [S] = ([S]^\dagger)^{-1} \text{ また } |\det(S)|^2 = 1 \therefore |\det(S^*)| = 1 \\ \left[(S^*)^{-1} \right]_{21} &= -\frac{(S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23})^*}{\det(S^*)} = S_{12} \quad \therefore |S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23}| = |S_{12}| \\ \therefore \left| \frac{S_{12}}{S_{33}S_{12} - S_{13}S_{23}} \right| &= 1 \end{aligned} \quad (4-9)$$

が成り立つ。従って、(4-8)より $|\Gamma_L| = 1$ となる。このことから、ポート3の接続負荷が無損失ならば、 Γ_L は位相のみを考えればよいことが分かる。また、3

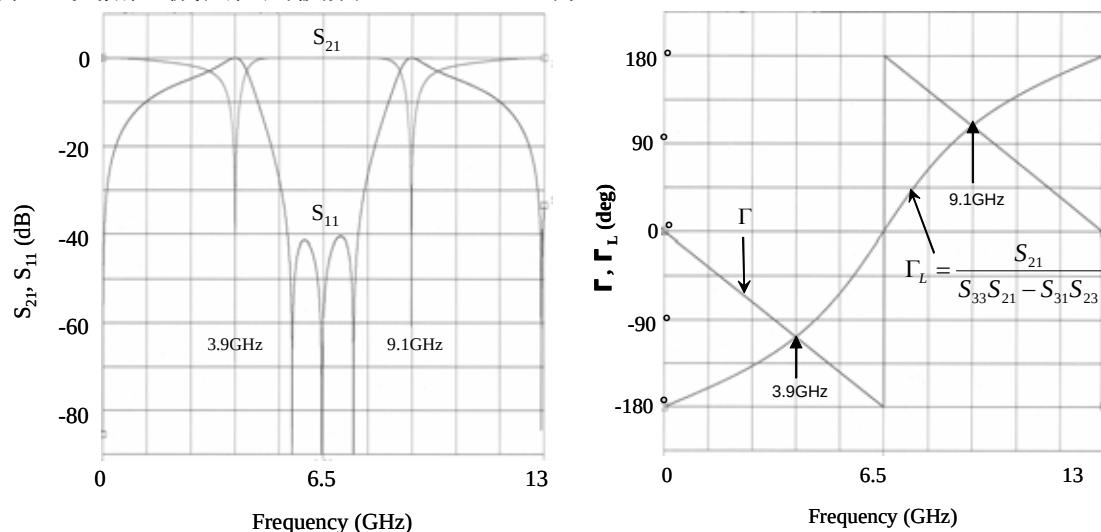
端子回路がリング構造であるならば、 Z_L は $Z_L = -\frac{Z_2^2}{2(Z_1 + Z_2)}j \tan \theta$ となる。

4.4 減衰周波数条件

例として図4-11(a)に、 $Z_1: 62.3\Omega, Z_2: 90\Omega, Z_3: 50\Omega$ 、通過中心周波数6.5GHzのリングフィルタの通過および反射特性計算結果を、図4-8(b)に Γ と Γ_L の位相特性の解析結果を示す。

図4-11(a)より、このリングフィルタの減衰周波数は3.9GHzと9.1GHzであることが分かる。また、図4-11(b)より、 Γ と Γ_L の位相特性の交点が減衰極周波数3.9GHzと9.1GHzであることが分かる。このことから、 Γ と Γ_L の位相

特性の交点が減衰極周波数であることが分かる。



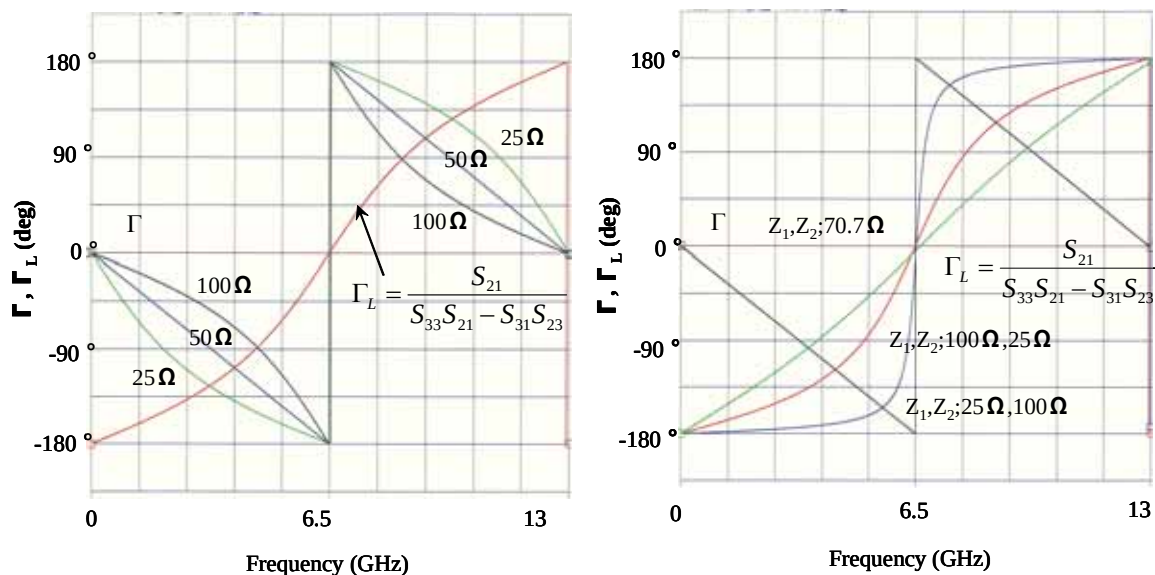
(a) 通過および反射特性

(b) Γ と Γ_L の位相特性

図4-11 リングフィルタの通過・反射特性および Γ と Γ_L の位相特性

Fig.4-11 Simulated Results of a Microstrip Ring Filter's Γ and Γ_L phase.

次に、 Z_1 と Z_2 を固定し、 Z_3 のみを変化させた場合（図4-12（a））と Z_3 を固定し、 Z_1 と Z_2 を変化させた場合（図4-12（b））を検討した。



(a) Z_1 : 62.3Ω, Z_2 : 90Ω,
 Z_3 : 25Ω, 50Ω, 100Ω

(b) Z_3 : 50Ω
 Z_1, Z_2 : 25Ω, 70.7Ω, 100Ω

図4-12 リングフィルタの Γ と Γ_L の位相特性

Fig.4-12 Simulated Results of a Microstrip Ring Filter's Γ and Γ_L phase.

図4-12より、リングフィルタの減衰周波数は、通過中心周波数に対し対称

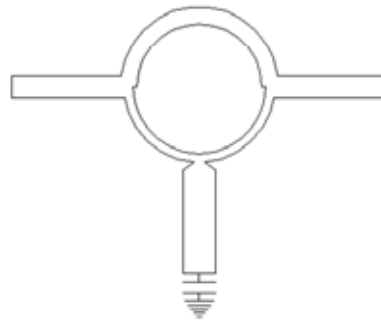
な周波数に表れる． Z_1 ， Z_2 の組合せにより， Γ_L の位相特性が変化する． Z_1 と Z_2 を固定した場合， Z_3 を小さくする程，リングフィルタの減衰周波数は広がることが分る．

以上の考察より

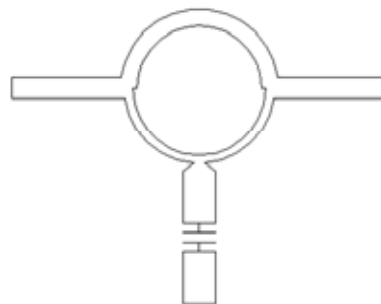
Γ の反射位相を制御できれば，リングフィルタの減衰極周波数の制御が可能となる．

4.5 チューナブル・リングフィルタ

リングフィルタ開放スタブの反射位相を制御する回路として，開放スタブ端と接地間に容量性負荷（バラクタダイオード）を装荷した回路と開放スタブの中間に容量性負荷（バラクタダイオード）を装荷した回路を提案する．



(a) 開放スタブ端と接地間に C を装荷



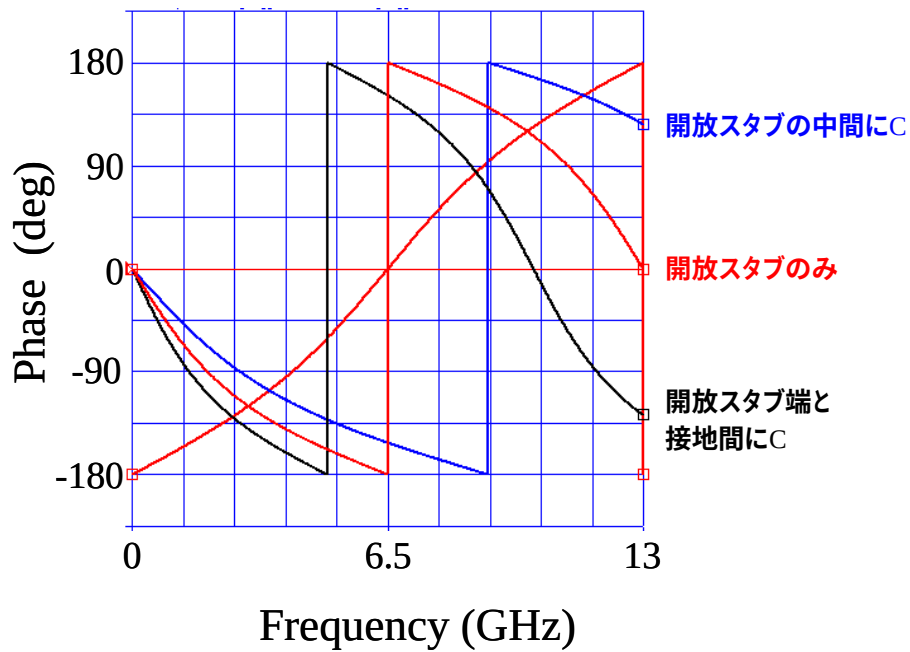
(b) 開放スタブの中間に C を装荷

図 4－1 3 チューナブル・リングフィルタ

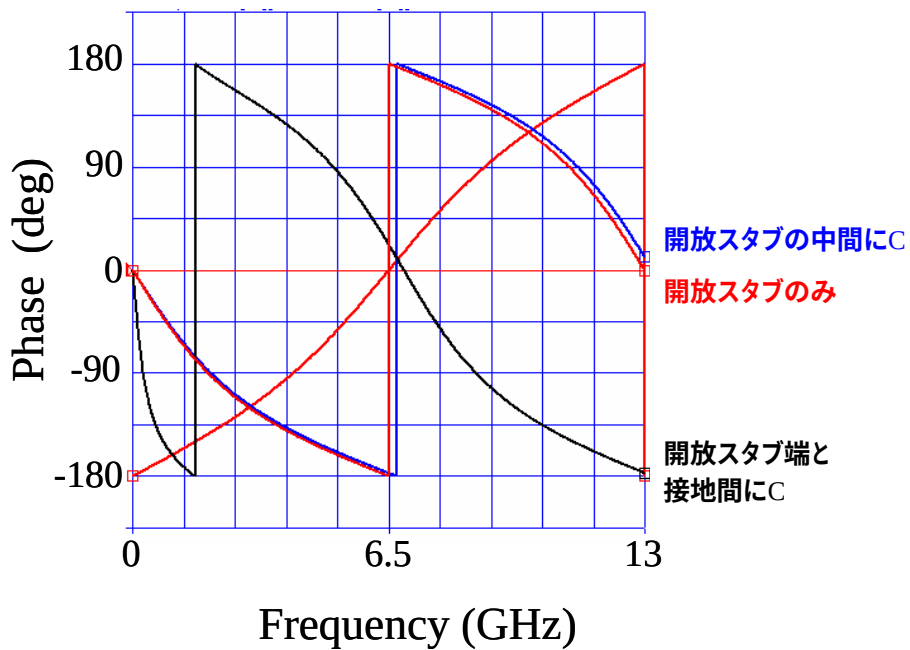
Fig.4-13 Schematic Diagram of Microstrip Tunable Ring Filter.

図 4－1 3 のチューナブル・リングフィルタ回路のシミュレーション結果を図 4－1 4 に示す．ただし，リングフィルタは $Z_1: 50\Omega$ ， $Z_2: 100\Omega$ ， $Z_3: 25\Omega$ ，通過中心周波数は 6.5GHz とし，容量性負荷値は 0.5pF と 10pF で解析を行な

った。



(a) 容量性負荷 0.5pF



(b) 容量性負荷 10pF

図4-14 チューナブル・リングフィルタのシミュレーション結果

Fig.4-14 Simulated Results of Microstrip Tunable Ring Filter.

この解析から、開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷した回路と開放スタブの中間に容量性負荷を装荷した回路は、容量値を変えることにより、リン

グフィルタの減衰周波数を変えることができることが分かる。

次に、開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタと開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタについて、容量値を 0.5pF から 10pF まで変化させた場合、低域減衰周波数の変化をシミュレーションで求めた結果を図 4-15 に示す。

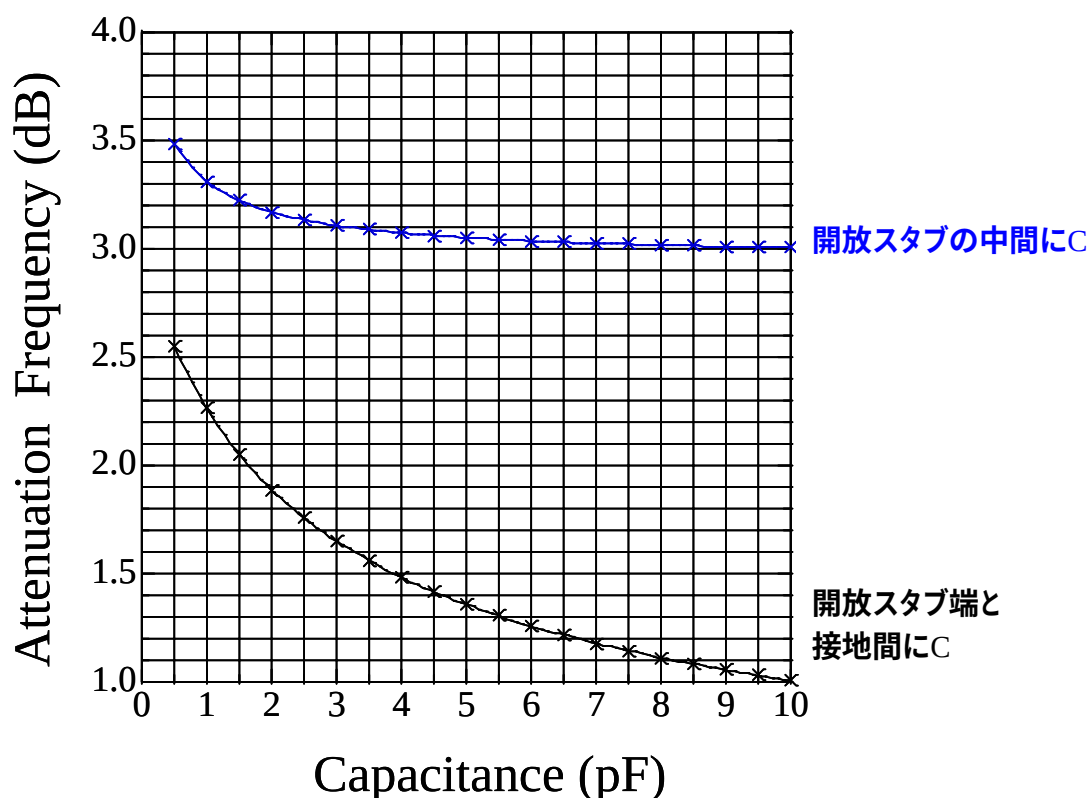


図 4-15 チューナブル・リングフィルタのシミュレーション結果

Fig.4-15 Simulated Results of Microstrip Tunable Ring Filter.

このシミュレーション結果から、開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは、開放スタブのみの減衰周波数より低い周波数領域に減衰周波数を生じる。一方、開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは、開放スタブのみの減衰周波数より高い周波数領域に、減衰周波数を生じる。減衰周波数の可変範囲は、開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタの方が、開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタより、広い。

表 4－1 開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタのシミュレーション結果

Table 4-1 Simulated Results of Microstrip Tunable Ring Filter's Attenuation Frequencies.

	減衰周波数	減衰周波数
開放スタブのみ	3.893GHz	9.107GHz
0.2pF	3.438GHz	8.197GHz
0.5pF	2.938GHz	7.54GHz

図 4－1 5 に試作した開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタの写真を示す．リング部の特性インピーダンスは，シミュレーション時と同じ $Z_1: 62.3\Omega$ ， $Z_2: 90\Omega$ ， $Z_3: 50\Omega$ ，リングフィルタの通過中心周波数を 6.5GHz である．

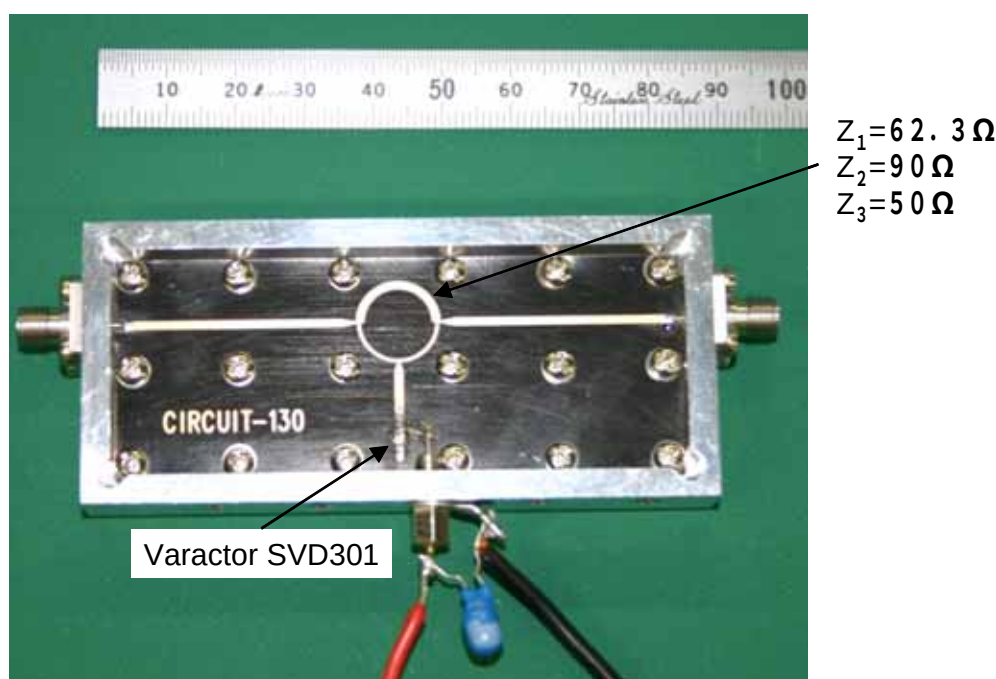


図 4－1 5 試作した開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタ

Fig. 4-15 Photograph of a Microstrip Tunable Ring Filter.

図 4－1 6 に試作した開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタの低域減衰周波数実測結果を示す．

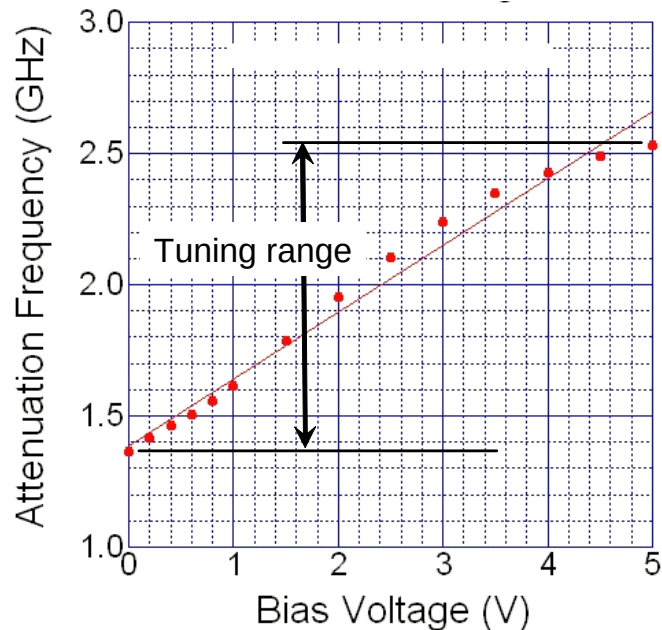


図4－16 開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタの減衰周波数実測結果

Fig. 4-16 Measured Results of a Microstrip Tunable Ring Filter.

この実験結果から，試作したチューナブル・リングフィルタは，外部電源からバラクタに印加する電圧範囲0 Vから5 Vの範囲で，減衰周波数の可変範囲は，1.35GHz から 2.54GHz まで制御でき，チューニング・レンジは約60%であった．また，試作したチューナブル・リングフィルタの減衰周波数は，バラクタに印加する電圧に比例することが分かる．実験値を最小二乗法で近似すると $f_p = 1.3874 + 0.255V$ で表される．ただし， f_p は減衰周波数， V はバラクタに印加する電圧である．また，シミュレーションでは，減衰周波数が 1.35GHz で負荷容量は 4.27pF，同 2.54GHz で負荷容量は 0.855pF であった．

4.6 まとめと課題

リングフィルタの開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタと開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタを提案した．シミュレーション結果から，開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは，開放スタブのみの減衰周波数より低い周波数領域に減衰周波数を生じる．一方，開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは，開放スタブのみの減衰周波数より高い周波数領域に，減衰周波数を生じる．減衰周波数の可変範囲は，開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタの方が，開放スタブの中間に容量性負荷を装荷したチューナブル・

ル・リングフィルタより，広い．

開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタを試作し，減衰周波数が，外部制御信号により制御できることを実測で確かめた．試作した開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは，負荷容量可変範囲 4.27pF から 0.855pF において，減衰周波数を 1.35GHz から 2.54GHz まで制御でき，チューニング・レンジは約 60% であった．また，チューナブル・リングフィルタの減衰周波数は，バラクタ印加電圧に，ほぼ比例することも分かった．

開放スタブ端と接地間に容量性負荷を装荷したチューナブル・リングフィルタは，負荷容量値を大きくし過ぎると，通過中心周波数近傍に減衰が表れる．可変帯域阻止フィルタとして用いる場合は，特に問題はないが，帯域通過フィルタとして用いる場合は，下記の測定結果に示すように，通過中心周波数近傍に減衰が表れる．尚，この測定で使用したチューナブル・リングフィルタは図 4-16 で，負荷の容量値は 10pF であった．なお，現在のところ，通過帯域に現れるディップの原因解析は十分に進んでいない．今後の課題とした．

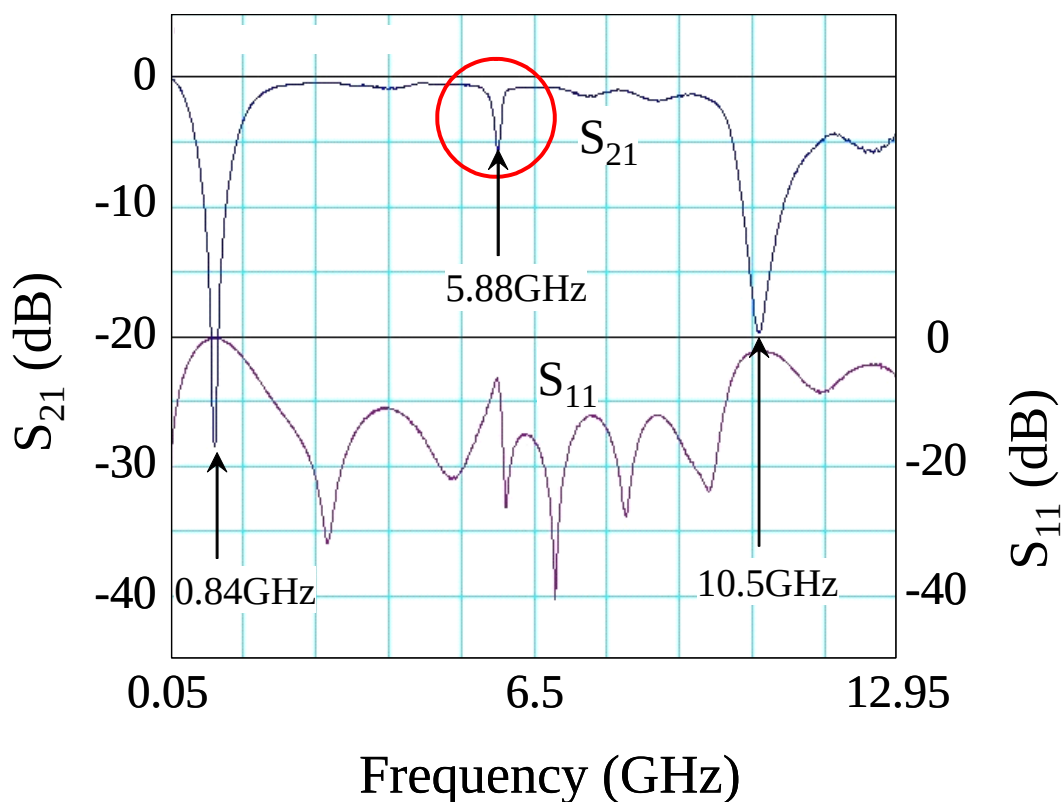


図 4-17 チューナブル・リングフィルタの減衰周波数実測結果

Fig. 4-17 Measured Results of a Microstrip Tunable Ring Filter.

参考文献

- [1] I.C.Hunter and J.D.Rhodes, "Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-30, pp.1354-1360,Sept. 1982.
- [2] I.C.Hunter and J.D.Rhodes, "Electronically Tunable Microwave Bandstop Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-30, pp.1361-1367, Sept. 1982.
- [3] M Makimoto and M.Sagawa, "Varactor Tuned Bandpass Filters using Microstrip-line Ring Resonators, " Microwave Symposium Digest, 1986 IEEE MTT-S International,Q-4, , pp.411-414, June 1986.
- [4] M Mehdizadeh and B.Smilowitz, "High Speed Varactor Tuned Notch Filter," Microwave Symposium Digest, 1986 IEEE MTT-S International , T-3, , pp.531-534, 1985.
- [5] K.K.M.Cheng and J.K.A.Everard, "Novel Varactor Tuned Transmission Line Resonator," Electron. Lett., Vol.25, No.17,pp.1164-1165, August 1989.
- [6] K.K.M.Cheng and J.K.A.Everard, "X-band Monolithic Tunable Resonator/Filter," Electron. Lett., Vol.25, No.23,pp.1587-1589, November 1989.
- [7] J.A.Navarro and K.Chang, "Varactor Tunable Uniplanar Ring Resonator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-41, No.5, pp.760-766, May. 1993.
- [8] J.Uher and W.J.R.Hoefer, "Tunable Microwave and Millimeter-Wave Band-Pass Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-39, No.4, pp.643-653, April. 1991.
- [9] H.Trabelsi and C.Cruchon, "A Varactor-Tuned Active Microwave Bandpass Filter," IEEE Microwave and Guided wave Letters, vol.2, No.6, pp.231-232, June. 1992.
- [10] S.R.Chandler and I.C.Hunter, "Active Varactor Tunable Bandpass Filter," IEEE Microwave and Guided wave Letters, vol.3, No.3, pp.70-71, March. 1993.
- [11] A.R.Brown and G.M.Rebeiz, "A Varactor-Tuned RF Filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-48, No.7, pp1157-1160, July. 2000.
- [12] B-W.Kim and S-W.Yun, "Varactor-Tuned Comblne Bandpass filter Using Step-Impedance Microstrip Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-52, No.4, pp1279-1283, April. 2004.
- [13] P.Bharita and I.J.Bahl, "Frequency Agile Microstrip Antennas," Microwave J., pp.67-70, Oct. 1982.
- [14] D.K.Adams and R.Y.C.Ho, "Active Filters for UHF and Microwave Frequencies," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-17, No.9, pp.662-670, September 1969.

- [15] R.V.Snyder and D.L.Bozarth, "Analysis and Design of a Microwave Transistor Active Filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-18, No.1, pp.2-9, January 1970.
- [16] S.E.Sussman-fort, "Design Concepts for Microwave GaAs FET Active Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-37, No.9, pp.1418-1424, September 1989.
- [17] S.E.Sussman-fort, "A Realization of a GaAs FET Microwave Active Filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, No.10, pp.1524-1526, October 1990.
- [18] C.Y.Chang and T.Itoh, "Narrowband Planar Microwave Active Filter," Electronics Letters, vol.25, No.18, pp.1228-1229, 31th August 1989.
- [19] C.Y.Chang and T.Itoh, "Microwave Active Filters Based on Coupled Negative Resistance Method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, No.12, pp.1879-1884, December 1990.
- [20] Y.Yamamoto, K.Kawasaki and T.Itoh, "A MESFET-Controlled X-Band Active Bandpass Filter," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.1, No.5, pp.110-111, May 1991.
- [21] C.Y.Chang and T.Itoh, "A Varactor-Tuned, Active Microwave Band-Pass Filter," Microwave Symposium Digest,1990 IEEE MTT-S International,L-2, pp.499-502, 1990.
- [22] J.Lin and T.Itoh, "Tunable Active Bandpass Filters Using Three-terminal MESFET Varactors," Microwave Symposium Digest,1992 IEEE MTT-S International,IF2 I-6, pp.921-924, 1992.
- [23] K.Chang, T.S.Martin, F.Wang and J.K.Klein, "On the Study of Microstrip Ring and Varactor-Tuned Ring Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-35, No.12, pp.1288-1295, December 1987.
- [24] T.S.Martin, F.Wang and K.Chang, "Theoretical and Experimental Investigation of Novel Varactor-Tuned Switchable Microstrip Ring Resonator Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-36, No.12, pp.1733-1739, December 1988.
- [25] K.Chang, T.S.Martin and F.Wang, "Varactor-Tuned Microstrip Ring Resonators," Microwave Symposium Digest, 1987 IEEE MTT-S International, Y-4, pp.867-870, 1987.
- [26] T.S.Martin, F.Wang and K.Chang, "Electronically Tunable and Switchable Filters using Microstrip Ring Resonator Circuits," Microwave Symposium Digest, 1988 IEEE MTT-S International, OF-2-22, pp.803-806, 1988.
- [27] S.H.AI-Charchafchi and C.P.Dawson, "Varactor Tuned Microstrip Ring Resonators," IEE Proceedings, Vo;.136, Pt.H, No.2, pp.165-168, April 1989.

- [28] J.A.Navarro, L.Fan and K.Chang, "The Coplanar Waveguide-Fed Electronically Tunable Slotline Ring Resonator Circuits," Microwave Symposium Digest, 1992 IEEE MTT-S International, IF2 L-1, pp.951-954, 1992.
- [29] U.Karacaoglu, I.D.Robertson and M.Guglielmi, "A Dual-Mode Microstrip Ring Resonator filter with Active Devices for Loss Compensation," Microwave Symposium Digest, 1993 IEEE MTT-S International,H-4, pp.189-192, 1993.
- [30] L-H.Hsieh and K.Chang, "Dual-Mode Quasi-Elliptic-Function Bandpass Filters Using Ring Resonators with Enhanced-Coupling Tuning Stubs," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-50, No.5, pp.1340-1345, May 2002.
- [31] B.T.Tan, S.T.Chew, M.S.Leong and B.L.Ooi, "A Dual-Mode Bandpass Filter with Enhanced Capacitive Perturbation," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-51, No.8, pp.1906-1910, August 2003.

第5章 リングフィルタの発振器への応用

発振回路には負性抵抗発振回路 (negative resistance oscillator) と正帰還発振回路(positive feedback oscillator)がある。負性抵抗発振回路は、共振回路に在る正の抵抗を負性抵抗 (negative resistance) で相殺し、振動を持続させる方式である。正帰還発振回路は、共振回路に在る抵抗により減衰した振動を増幅して正帰還させ、減衰した成分を補い、振動を持続させる方式である。

いずれの発振回路においても、発振を安定に持続させる安定発振動作条件を導いておく事は、重要である。本章では、先ず、発振器の安定発振動作条件について議論した。続いて、リングフィルタの入力インピーダンスが減衰周波数において純リアクタンスであることに着目し、リングフィルタを純リアクタンス帰還回路として発振回路を試作した。更に、チューナブル・リングフィルタにより、可変純リアクタンス帰還回路となる電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator :VCO)を試作し、広帯域発振と低位相雑音特性を有する VCO を実現した。

5.1 発振条件

図5-1 にリングフィルタ発振回路を示す[1]。リングフィルタはゲートに繋がっている jX_1 である。能動素子としてM E S F E Tを用い、ドレイン接地、発振電力はソースから取り出す。

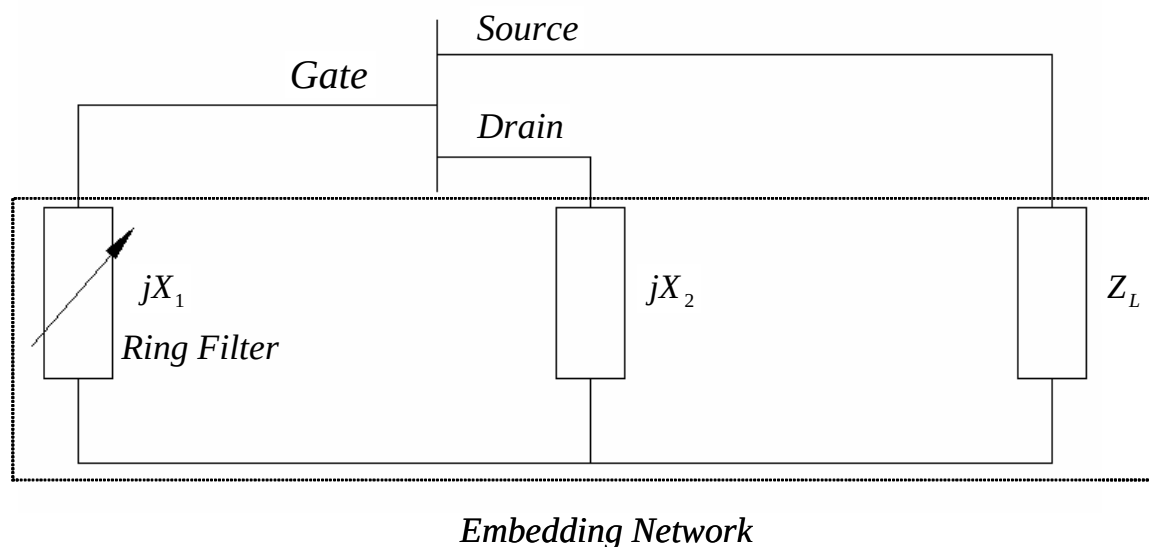


図5-1 リングフィルタ発振回路図

Fig.5-1 Schematic Diagram of Ring Filter Oscillator Circuit.

図5－1のリングフィルタ発振回路を，図5－2のように書き換える．図5－2において，受動回路はインピーダンス行列 $Z(\omega)$ で特徴付けられ，角周波数 ω のみの関数で表される． $Z(\omega)$ は全ての受動成分と出力負荷を含むと仮定する．一方，能動素子は，利得が非線形性で，アドミタンス行列 $Y(\alpha)$ で表され，振幅 α のみの関数とする．

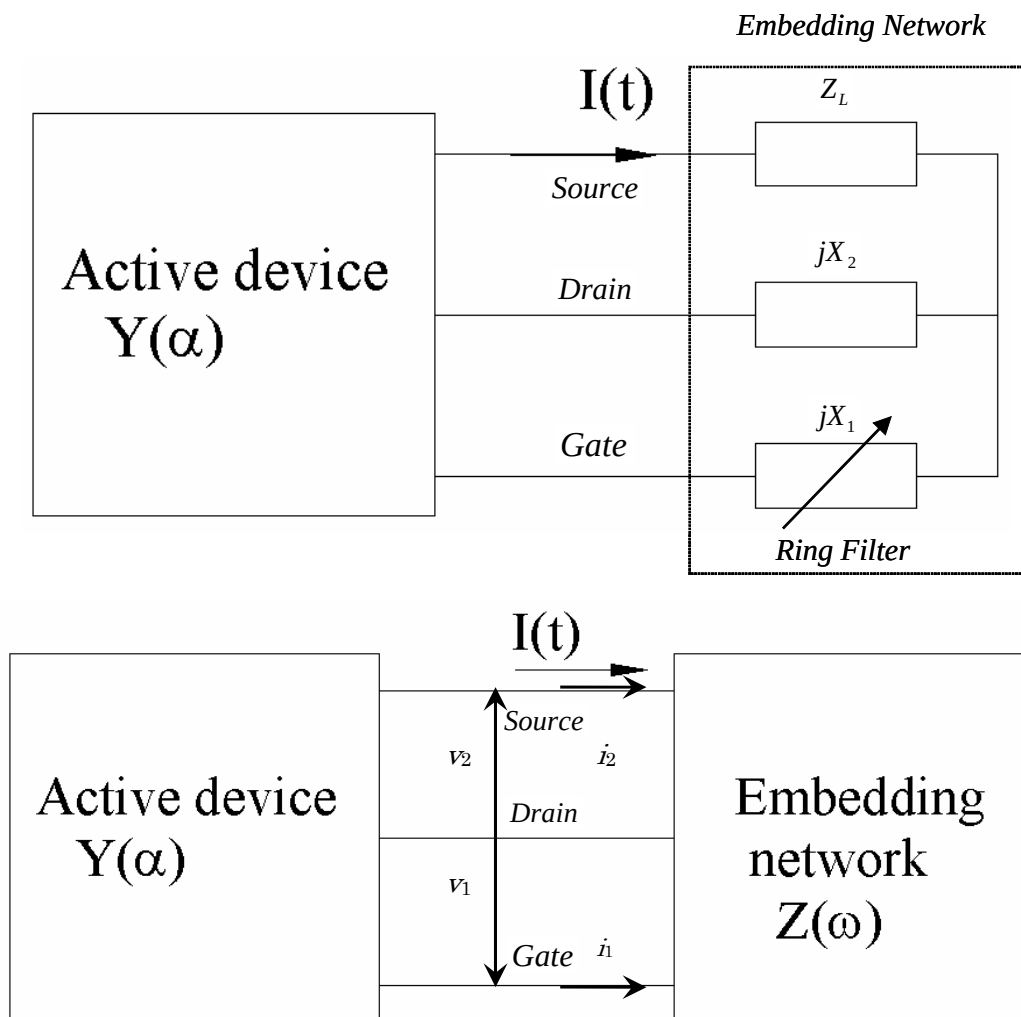


図5－2 リングフィルタ発振回路図

Fig.5-2 Schematic Diagram of Ring Filter Oscillator Circuit.

図5－2において，発振器の能動素子から負荷へ流れる電流ベクトルを $\mathbf{i}(t)$ とする

$$\mathbf{i}(t) = \hat{\mathbf{i}} a e^{j(\omega_0 t + \phi)} = \hat{\mathbf{i}} e^{j\omega_0 t + \alpha + j\phi} \quad (5-1)$$

ただし， $\hat{\mathbf{i}}$ は， i_1 と i_2 の比が常に一定であるベクトル，また， $a = e^\alpha$ である．図5－2のリングフィルタ発振回路を流れる電流ベクトルを $\mathbf{i} = (i_1, i_2)^T$ とし，受動回路ネットワークのZ行列を $[z(\omega)]$ とすると，電圧ベクトル $\mathbf{v} = (v_1, v_2)^T$ は，

下記の式で表される.

$$\mathbf{v} = [\mathbf{Z}(\omega)] \mathbf{i}$$

一方, 能動素子側の Y 行列が $[\mathbf{Y}(\alpha)]$ により, 電流ベクトルを $\mathbf{i}$ は

$$-\mathbf{i} = [\mathbf{Y}(\alpha)] \mathbf{v} = [\mathbf{Y}(\alpha)] [\mathbf{Z}(\omega)] \mathbf{i}$$

したがって

$$\mathbf{A} \mathbf{i} = [\mathbf{I} + \mathbf{Y}(\alpha) \mathbf{Z}(\omega)] \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (5.2)$$

ただし, $\mathbf{A} = \mathbf{I} + \mathbf{Y}(\alpha) \mathbf{Z}(\omega)$ である.

次に, 図 5-1 のリングフィルタ発振回路について, 受動回路ネットワークの Z 行列, 能動素子の Y 行列を求める. 先ず, 図 5-3 に, 能動素子 GaAsMESFET の基本断面構造と等価回路定数を示す.

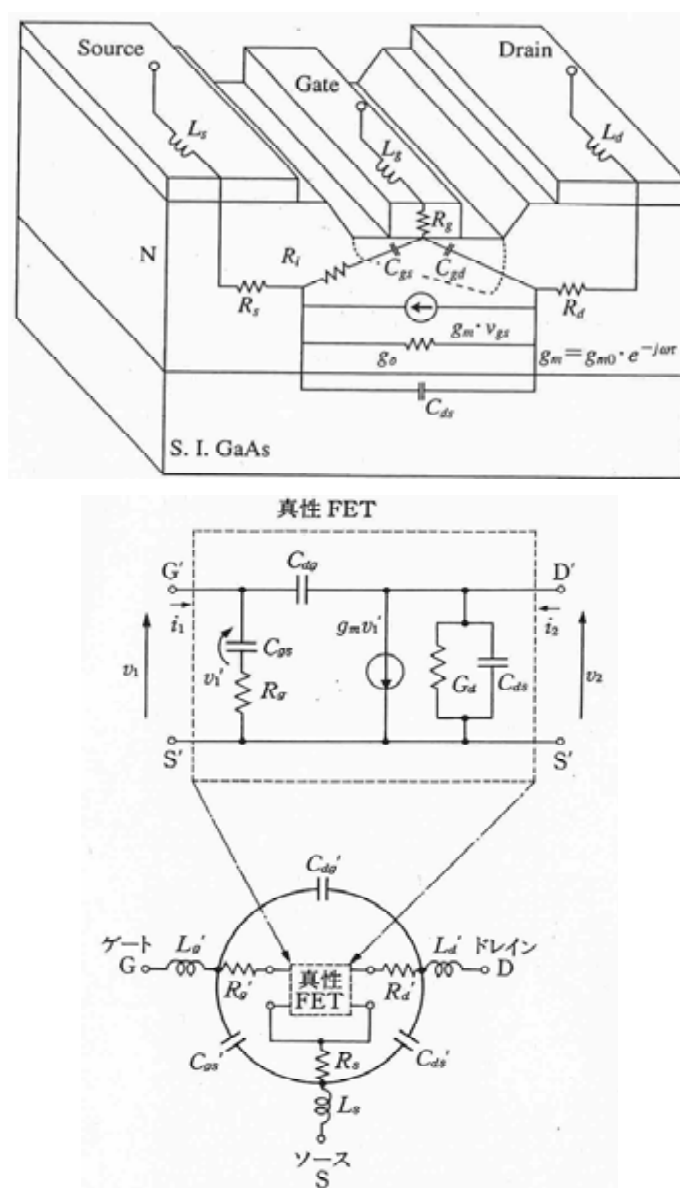
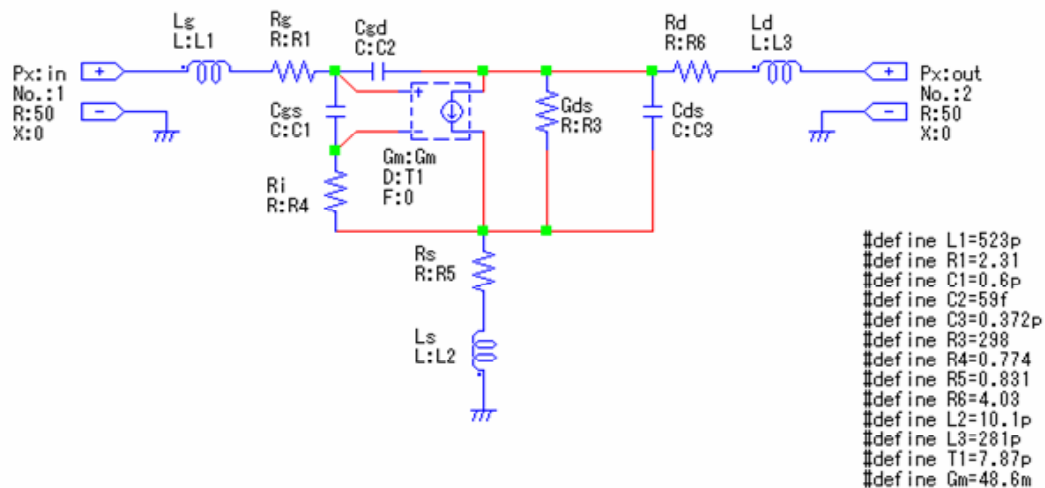


図 5-3 GaAs MESFET の基本断面構造と等価回路

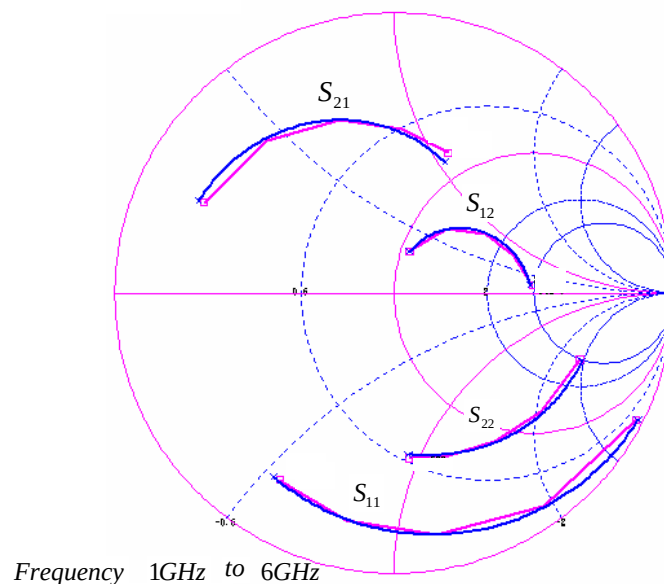
Fig.5-3 Schematic Diagram of GaAs MESFET's Equivalent Circuit.

能動素子の等価回路モデル

実験で用いる能動素子は富士通製 GaAsMESFET(FSX017LG)で，動作は $V_{ds}=3V$ $I_{ds}=10mA$ で行った．ソース接地された能動素子 FSX017LG の等価回路を図 5－4 に示す．図 5－4 の各等価回路定数を変化させ，1GHz から 6GHz において，カタログ値の S パラメータと一致させる．図 5－4（b）においてカタログ値の S パラメータは，折れ線 5 点で表した．一方，等価回路シミュレーション結果は，滑らかな曲線で表した．



(a) 能動素子 FSX017LG の等価回路

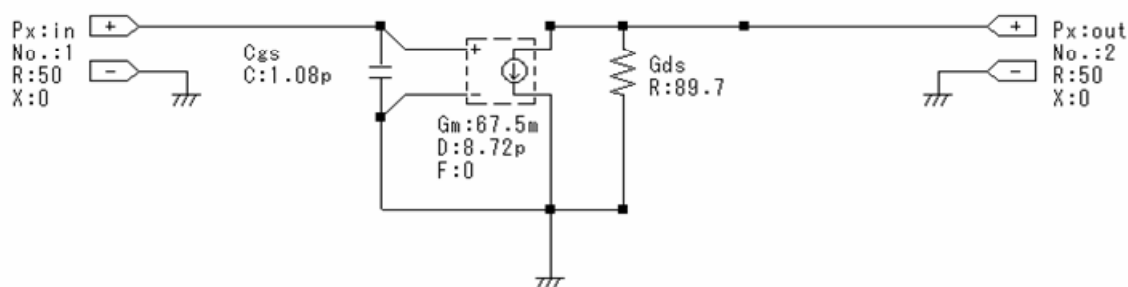


(b) 能動素子 FSX017LG のシミュレーション結果

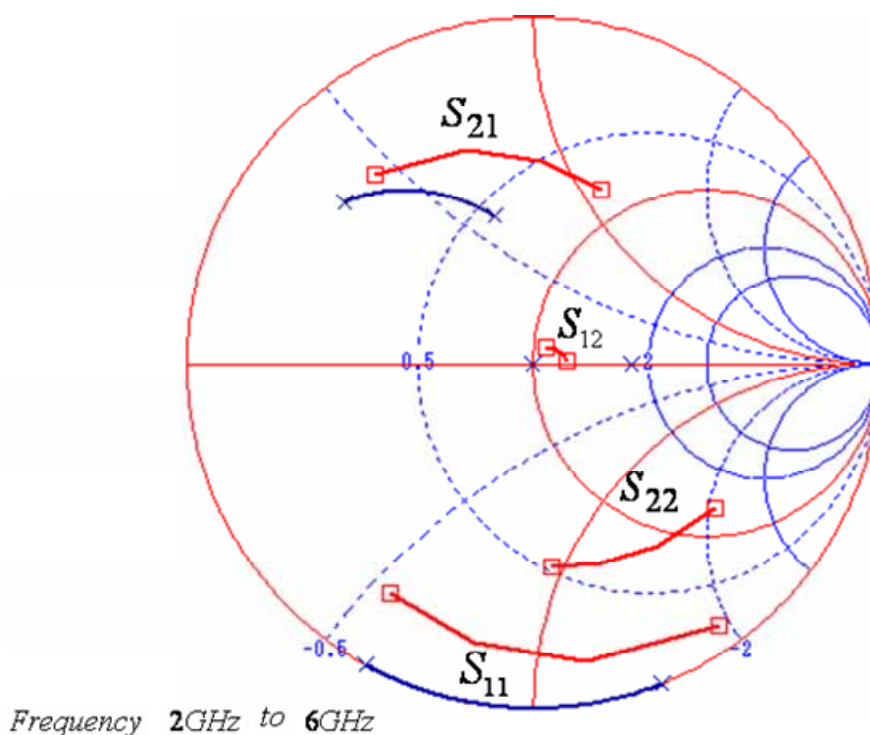
図 5－4 能動素子 FSX017LG の等価回路シミュレーション結果

Fig.5-4 Simulation Results of a FSX017LG Equivalent Circuits.

図5－4の等価回路シミュレーション結果は，カタログ値のSパラメータと良く一致しているが，解析が難しいので，次の近似を行い，等価回路を簡略した． S_{12} が小さいので帰還容量 C_{gd} を省略． L_g, L_s, L_d は値が小さいので省略． $R_g, R_d, R_i, R_s, C_{ds}$ は値が小さいので省略した．2GHzから6GHzにおける，能動素子FSX017LGの簡易等価回路を図5－5に示す．



(a) 能動素子 FSX017LG の等価回路



(b) 能動素子 FSX017LG のシミュレーション結果

図5－5 能動素子 FSX017LG の簡易等価回路シミュレーション結果

Fig.5-5 Simulation Results of a FSX017LG Simple Equivalent Circuits.

図5－5 能動素子 FSX017LG の簡易等価回路シミュレーションより， $g_m = 67.5 \times 10^{-3} \Omega^{-1}$ ， $C_{gs} = 1.08 \text{ pF}$ ， $G_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{1}{89.7 \Omega}$ ，であった．

図5－5の能動素子 FSX017LG の簡易等価回路シミュレーション結果から、能動素子のY行列は

$$Y = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs} & 0 \\ g_m & G_{ds} \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

と書き表すことができる。

次に、リングフィルタ発振回路について、受動回路ネットワークのZ行列を求める。受動回路ネットワークの等価回路を図5－6に示す。

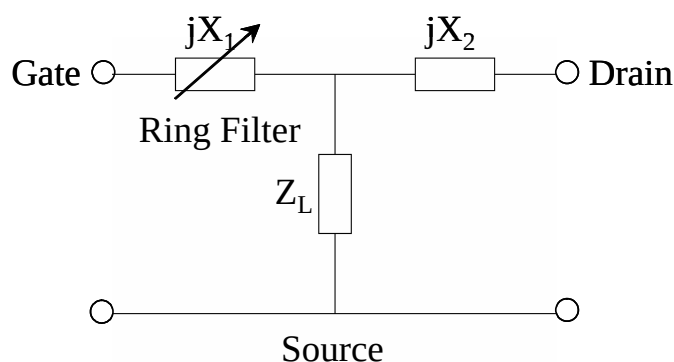


図5－6 受動回路ネットワーク等価回路
Fig.5-6 Schematic Diagram of Embedding Network.

受動回路のZ行列は

$$Z = \begin{bmatrix} jX_1 + Z_L & Z_L \\ Z_L & jX_2 + Z_L \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

式(5-2)の自明でない解の存在条件より、(5-3)と(5-4)より

$$\mathbf{A} = \mathbf{I} + \mathbf{Y}(\alpha)\mathbf{Z}(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega C_{gs} & 0 \\ g_m & G_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} jX_1 + Z_L & Z_L \\ Z_L & jX_2 + Z_L \end{bmatrix}$$

$$|A| = (1 + j\omega C_{gs}(Z_L + jX_1))[1 + g_m Z_L + G_{ds}(Z_L + jX_2)] - j\omega C_{gs} Z_L [g_m(Z_L + jX_1) + G_{ds} Z_L]$$

発振条件 $|A| = 0$ より

$$1 + Z_L(g_m + G_{ds}) = \omega C_{gs} [X_1 + G_{ds} Z_L (X_1 + X_2)] \quad (5-5)$$

$$G_{ds} X_2 + \omega C_{gs} Z_L = \omega C_{gs} G_{ds} X_1 X_2 \quad (5-6)$$

(5-5)より、

$$g_m + G_{ds} = \left[(X_1 + X_2) G_{ds} + \frac{X_1}{Z_L} \right] \omega C_{gs} - \frac{1}{Z_L} \quad (5-7)$$

(5-6)より,

$$\omega C_{gs} = \frac{1}{X_1 - \frac{Z_L}{G_{ds} X_2}} \quad (5-8)$$

X_1 , X_2 は周波数のみの関数であるから, 発振周波数 ω_0 が決まる.

(5-5), (5-6)より, g_m を求めると,

$$g_m = \frac{G_{ds}^2 X_2^2 + G_{ds} Z_L + 1}{G_{ds} X_1 X_2 - Z_L} \quad (5-9)$$

となる. $g_m > 0$ になる為には, $X_1 X_2 > \frac{Z_L}{G_{ds}}$ が成立たなければならない. この事から, X_1 と X_2 が同符号である事が分かる. これらの条件から対数振幅 α が決まる.

次に, 発振の安定性について述べる.

5.2 発振の安定性

発振回路の回路方程式は、一般に、次のベクトル式で書き表される。

$$\mathbf{A}\mathbf{i}(t)=0 \quad (5-8)$$

ここで、 $\mathbf{A}$ は次のように定義される。ただし、 $\mathbf{I}$ は (n,n) の単位行列、 $\mathbf{0}$ は $(n,1)$ ベクトルである。

$$\mathbf{A}(\alpha, \omega)=\mathbf{I}+\mathbf{Y}(\alpha)\mathbf{Z}(\omega) \quad (5-9)$$

(5-9)式の自明でない解は、下記の式が成り立つ時に存在する。

$$\det \mathbf{A}(\alpha, \omega)=0 \quad (5-10)$$

α と ω の微小変化 $\alpha(=\alpha_0+\delta\alpha)$ 、 $\omega(=\omega_0+\delta\omega)$ に対し、(5-11)式は1次のテーラー級数展開を行なうと、次式となる。

$$\det A(\alpha_0, \omega_0)+\delta\alpha\frac{\partial}{\partial\alpha}\det A(\alpha_0, \omega_0)+\delta\omega\frac{\partial}{\partial\omega}\det A(\alpha_0, \omega_0)=0 \quad (5-11)$$

式(5-12)を摂動のある項と摂動のない項に分けると、次の式が得られる

$$\det A(\alpha_0, \omega_0)=0 \quad (5-12)$$

$$\delta\alpha\frac{\partial}{\partial\alpha}\det A(\alpha_0, \omega_0)+\delta\omega\frac{\partial}{\partial\omega}\det A(\alpha_0, \omega_0)=0 \quad (5-13)$$

一方、 $\delta\omega=\frac{d\varphi}{dt}-j\frac{d\alpha}{dt}$ を使って(5-13)を再び書き直す

$$\delta\alpha\frac{\partial}{\partial\alpha}\det A(\alpha_0, \omega_0)+\left(\frac{d\varphi}{dt}-j\frac{d\alpha}{dt}\right)\frac{\partial}{\partial\omega}\det A(\alpha_0, \omega_0)=0$$

更に、複素共役を考えると

$$\delta\alpha\frac{\partial}{\partial\alpha}\det A^*(\alpha_0, \omega_0)+\left(\frac{d\varphi}{dt}+j\frac{d\alpha}{dt}\right)\frac{\partial}{\partial\omega}\det A^*(\alpha_0, \omega_0)=0$$

これらの式から

$$\delta\alpha\operatorname{Im}\left(\frac{\partial}{\partial\alpha}\det A^*(\alpha_0, \omega_0)\frac{\partial}{\partial\omega}\det A(\alpha_0, \omega_0)\right)+\frac{d\alpha}{dt}\left|\frac{\partial}{\partial\omega}\det A(\alpha_0, \omega_0)\right|^2=0 \quad (5-14)$$

式(5-14)が発振器の振幅に対する安定性を与える。

安定発振の条件は、時間の経過にしたがって、摂動成分の振幅が小さくならなければならないので、 $\frac{d|\alpha|}{dt}<0$ である。この条件を式(5-14)に代入して、以下の安定発振条件を得る。

$$\operatorname{Im}\left(\frac{\partial}{\partial \alpha} \det A^*(\alpha_0, \omega_0) \frac{\partial}{\partial \omega} \det A(\alpha_0, \omega_0)\right) > 0 \quad (5-15)$$

M E S F E T の場合，振幅に依存するのは g_m のみと仮定すると

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha} |A^*| &= g'_m(\alpha) Z_L \\ \frac{\partial}{\partial \omega} |A| &= -C_{gs} \frac{\partial}{\partial \omega} \{\omega X_1\} - C_{gs} Z_L G_{ds} \frac{\partial}{\partial \omega} \{\omega(X_1 + X_2)\} + jC_{gs} Z_L - jC_{gs} G_{ds} \frac{\partial}{\partial \omega} (\omega X_1 X_2) + jG_{ds} \frac{\partial X_2}{\partial \omega} \\ \operatorname{Im}\left(\frac{\partial}{\partial \alpha} \det A^*(\alpha_0, \omega_0) \frac{\partial}{\partial \omega} \det A(\alpha_0, \omega_0)\right) \\ &= g'_m(\alpha) Z_L \left\{ C_{gs} Z_L - C_{gs} G_{ds} \frac{\partial}{\partial \omega} (\omega X_1 X_2) + G_{ds} \frac{\partial X_2}{\partial \omega} \right\} > 0 \quad (5-16) \end{aligned}$$

の条件が満足されれば，リングフィルタ発振器は安定に発振する．

一般に増幅素子の $g_m(\alpha)$ は，発振振幅 α が大きくなるほど小さくなり，ついには零に成ってしまう．したがって， $\frac{\partial g_m(\alpha)}{\partial \alpha} < 0$ であるから

$$C_{gs} Z_L - C_{gs} G_{ds} \frac{\partial}{\partial \omega} (\omega X_1 X_2) + G_{ds} \frac{\partial X_2}{\partial \omega} < 0$$

したがって，リングフィルタ発振器は安定に発振するためには

$$\frac{\partial}{\partial \omega} (\omega X_1 X_2) > \frac{\frac{\partial X_2}{\partial \omega} + \frac{C_{gs} Z_L}{G_{ds}}}{C_{gs}} \quad (5-17)$$

が成立たなければならない．

一方，リングフィルタの入力インピーダンスは，リングフィルタの一端を 50Ω で終端し，他端からみた入力インピーダンスは，減衰周波数において，下記の値になる．

$$Z_{in} = \pm j \tan \theta_p \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \pm j Z_1 \sqrt{\frac{2Z_3}{Z_1 + Z_2}}$$

ここで，「+」の符号は低域減衰周波数，「-」の符号は高域減衰周波数の入力インピーダンスを表す．

例として設計周波数 5GHz で $Z_1:50\Omega$ ， $Z_2:100\Omega$ ， $Z_3:25\Omega$ を設定した時のリングフィルタの入力インピーダンスの解析結果を図 5-7 に示す．図 5-7 より，減衰周波数の近傍では， $\frac{\partial X_1(\omega)}{\partial \omega} > 0$ である事が分かる．

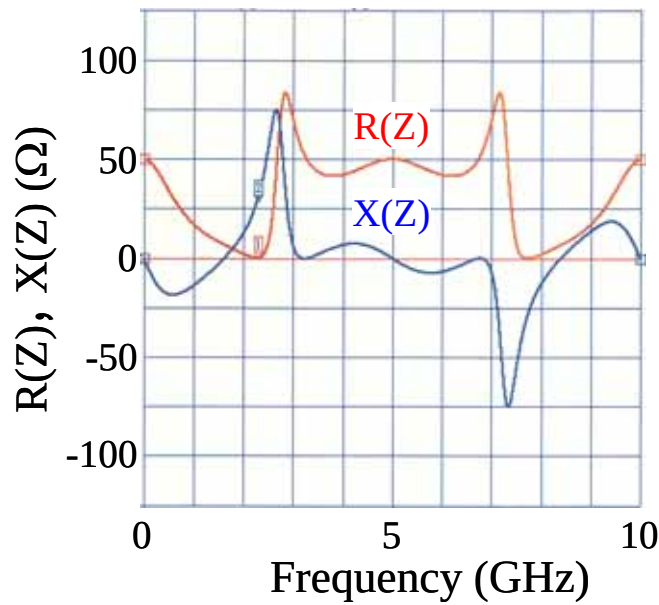


図5－7 リングフィルタの入力インピーダンス周波数特性
Fig.5-7 Simulated Results of Input Impedance of Ring Filter.

また、 $X_2(\omega) > 0$ の誘導性リアクタンス回路が通常用いられる受動回路で構成されていれば、フォスターの定理から $\frac{\partial X_2(\omega)}{\partial \omega} > 0$ が成立つので、(5-17)が成立すれば、安定に発振する。

この事は、リングフィルタの高域減衰周波数においても同様である。リングフィルタの高域減衰周波数では、 $X_1(\omega) < 0$ 、 $\frac{\partial X_1(\omega)}{\partial \omega} > 0$ が成立っている。

また、 $X_2(\omega) < 0$ 、 $\frac{\partial X_2(\omega)}{\partial \omega} > 0$ の容量性リアクタンス回路をドレイン端に接続すれば、高域減衰周波数においても、(5-17)が成立てば、安定に発振する。

ここで、リングフィルタ発振回路が減衰周波数以外では、発振しないことを述べる。

次に、リングフィルタ発振器の出力インピーダンスを求める。

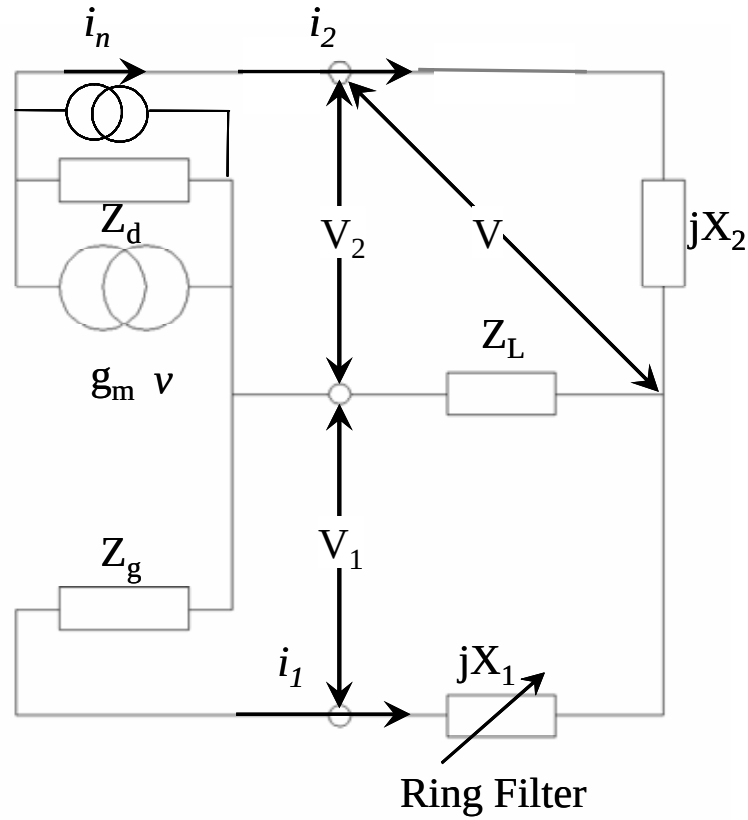


図 5－8 リングフィルタ発振回路図

Fig.5-8 Schematic Diagram of Ring Filter Oscillator Circuit

図 5－8 において，ドレイン・ゲート間の電圧を V_1 ，ゲートに流れる電流を I_1 ，ドレイン・ソース間の電圧を V_2 ，ソースに流れる電流を I_2 とし，負荷 Z_L の両端にかかる電圧を V とする．

$$-I_2 = \frac{1}{Z_d} V_2 + g_m V_1 \quad -I_1 = \frac{1}{Z_g} V_1 \quad V = V_2 - jX_2(I_1 + I_2)$$

$$V_1 = jX_1 I_1 + jX_2(I_1 + I_2)$$

$$-Z_g I_1 = V_1 = j(X_1 + X_2)I_1 + jX_2 I_2 \quad -jX_2 I_2 = (Z_g + j(X_1 + X_2))I_1$$

$$I_1 = -\frac{jX_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} I_2 \quad V_1 = -Z_g I_1 = \frac{Z_g jX_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} I_2 \quad -Z_d I_2 = V_2 + g_m Z_d V_1$$

$$V_2 = -Z_d I_2 - g_m Z_d \frac{Z_g jX_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} I_2 = -\left(Z_d + j \frac{g_m Z_d Z_g X_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \right) I_2$$

$$V = V_2 - jX_2(I_1 + I_2) = V_2 - jX_2 \left(-\frac{jX_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \right) I_2 - jX_2 I_2 = - \left[Z_d + j \frac{g_m Z_d Z_g X_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} + jX_2 + \frac{X_2^2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \right] I_2$$

リングフィルタ発振器の出力インピーダンス Z_{in} は、下記のように表せる。

$$\begin{aligned} Z_{in} &= -\frac{V}{I_2} = r_d + j \frac{g_m Z_d Z_g X_2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} + jX_2 + \frac{X_2^2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} = \frac{(Z_g + j(X_1 + X_2))(Z_d + jX_2) + jg_m Z_d Z_g X_2 + X_2^2}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{Z_d Z_g - X_1 X_2 + j \{ X_2 (Z_d + Z_g + g_m Z_d Z_g) + Z_d X_1 \}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{Z_d Z_g - X_1 X_2 + j \left\{ X_2 \left(Z_d + Z_g - \left(\frac{1}{Z_d} + \left(\frac{1}{Z_g} + \frac{Z_L}{Z_g Z_d} \right) \left(1 + \frac{X_1}{X_2} \right) \right) Z_d Z_g \right\} + Z_d X_1 \right\}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{Z_d Z_g - X_1 X_2 + j \left\{ X_2 (Z_d + Z_g) - \left(Z_g + Z_d \left(1 + \frac{Z_L}{Z_d} \right) \right) (X_1 + X_2) + Z_d X_1 \right\}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{X_2^2 - Z_g Z_L + j \left\{ X_2 (Z_d + Z_g) - \left(Z_g + Z_d \left(1 + \frac{Z_L}{Z_d} \right) \right) (X_1 + X_2) + Z_d X_1 \right\}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{X_2^2 - Z_g Z_L + j \{ Z_d (X_1 + X_2) + X_2 Z_g - (Z_g + Z_d + Z_L) (X_1 + X_2) \}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= \frac{X_2^2 - Z_g Z_L + j \{ Z_g X_2 - (Z_g + Z_L) (X_1 + X_2) \}}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \\ &= -Z_L + \frac{X_2^2 + jZ_g X_1}{Z_g + j(X_1 + X_2)} \end{aligned}$$

次に、リングフィルタ発振器の発振スペクトルとQ値について述べる。

5.3 発振スペクトルとQ値

文献[3]に従って、発振スペクトルと受動回路ネットワークのQ値を求める。

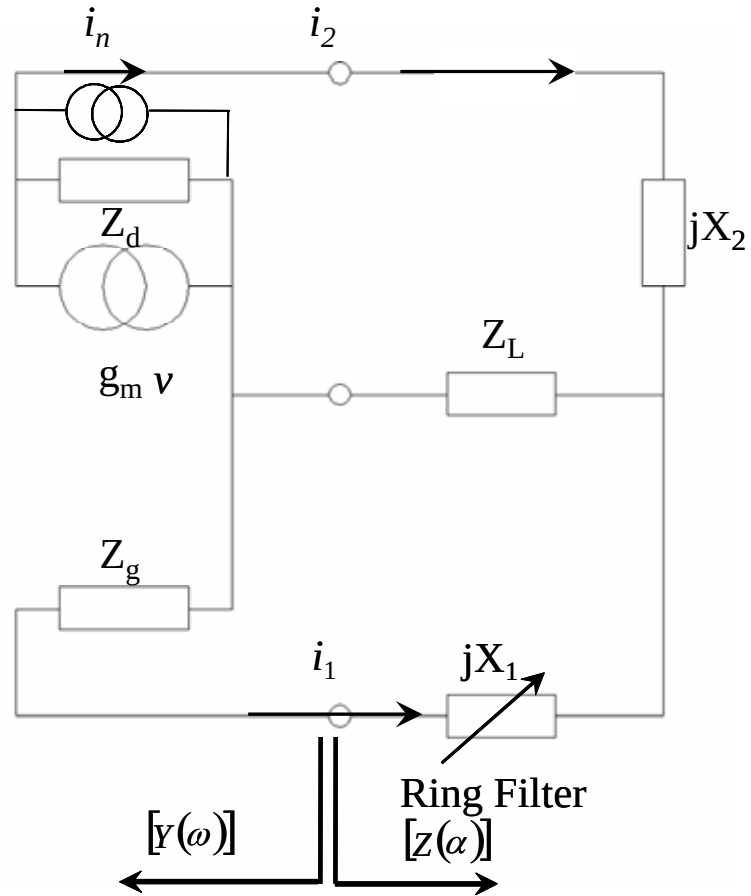


図 5-9 リングフィルタ VCO 等価回路
Fig.5-9 Schematic Diagram of Ring Filter VCO.

図 5-9 に示す，雑音源を含んだリングフィルタ VCO 等価回路のダイナミクスは，下記のように表せる．

$$[Z]\{-[Y]\mathbf{V} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_n \end{bmatrix}\} = \mathbf{V} \quad \therefore \begin{bmatrix} 0 \\ i_n \end{bmatrix} = [Y_L(\omega) + Y(\alpha)] \mathbf{V}$$

ただし， $Y_L = Z^{-1}(\omega)$

$$\mathbf{V} = [Y_L + Y]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ i_n \end{bmatrix}$$

$$[B] = [Y_L^+ + Y^+] Y_L^+ (Y_L + Y)^{-1} \text{ と置く.}$$

よって負荷 Z_L を含んだ受動回路側への供給電力 P_L は，以下の式で書き表される．

$$P_L = \operatorname{Re}\{i^+ v\} = \operatorname{Re}\{v^+ Y_L^+ V\} = \operatorname{Re}\left\{\begin{bmatrix} 0 & i_n^* [Y_L^+ + Y^+]^{-1} Y_L^+ (Y_L + Y)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ i_n \end{bmatrix} \end{bmatrix}\right\} = |i_n|^2 \operatorname{Re}[B_{22}]$$

但し、 B_{22} は $[B] = [Y_L^+ + Y^+]^{-1} Y_L^+ (Y_L + Y)^{-1}$ の (2,2) 成分

一方、 $P_{L0} = |i_n|^2 \operatorname{Re}[B_{22}^0]$ ただし、 B_{22}^0 は $g_m = 0$ のときの B_{22}

これらの式から Lesson の表現式が求まる。 $P_L = P_{L0} \frac{\operatorname{Re}[B_{22}]}{\operatorname{Re}[B_{22}^0]}$

$$[B] = [Y_L^+ + Y^+]^{-1} Y_L^+ (Y_L + Y)^{-1} = \left\{ Y_L^+ (I + Z^+ Y^+) \right\}^{-1} Y_L^+ \{ (I + YZ) Y_L \}^{-1} = (A^+)^{-1} Z(A)^{-1}$$

次に、発振周波数近傍の挙動について考察する。

$$|A(\omega_0 + \Delta\omega)| \cong |A(\omega_0)| + \frac{\partial}{\partial \omega} |A(\omega)|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega = \frac{\partial}{\partial \omega} |A(\omega)|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega$$

但し、 ω_0 は発振周波数を、 $\Delta\omega$ はオフセット周波数を表す。

$$A^{-1} = \frac{1}{|A|} \begin{bmatrix} 1 + g_m jX_2 + \frac{jX_2 + Z_L}{Z_d} & -g_m jX_2 - \frac{jX_2}{Z_d} \\ -\frac{jX_2}{Z_g} & 1 + \frac{jX_1 + jX_2}{Z_g} \end{bmatrix} = \frac{1}{|A|} [C]$$

$$\text{但し、} |A(\omega)|' = \frac{\partial}{\partial \omega} |A(\omega)|_{\omega=\omega_0}$$

$$\therefore \operatorname{Re}[B_{22}] = \frac{1}{|A(\omega)|'^2 \Delta\omega^2} \quad \operatorname{Re}[C_{22}]^2 = \frac{Z_L}{\Delta\omega^2 |A(\omega)|^2} \left[1 + \frac{(X_1 + X_2)^2}{Z_g^2} \right] \text{ と置いた.}$$

次に、 $g_m = 0$ の時の B_{22}^0 を求める。

$$\begin{aligned} |A|^0 &= \left(1 + \frac{jX_1 + jX_2}{Z_g} \right) \left[1 + \frac{jX_2 + Z_L}{Z_d} \right] \\ |A^{-1}|_0 &= \frac{1}{|A|^0} [C^0] = \frac{1}{|A|^0} \begin{bmatrix} 1 + \frac{jX_2 + Z_L}{Z_d} & -\frac{jX_2}{Z_d} \\ -\frac{jX_2}{Z_g} & 1 + \frac{jX_1 + jX_2}{Z_g} \end{bmatrix} \\ \therefore \operatorname{Re}[B_{22}^0] &= \frac{1}{|A|^0{}^2} \left[Z_L \left\{ 1 + \frac{(X_1 + X_2)^2}{Z_g^2} \right\} \right] \end{aligned}$$

$$\therefore P_L = \frac{P_{LO}}{\Delta\omega^2} \frac{|A|^0|^2}{|A'(\omega)|^2} = \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 P_{LO}$$

$$\therefore \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{|A|^0|}{|A'(\omega)|}$$

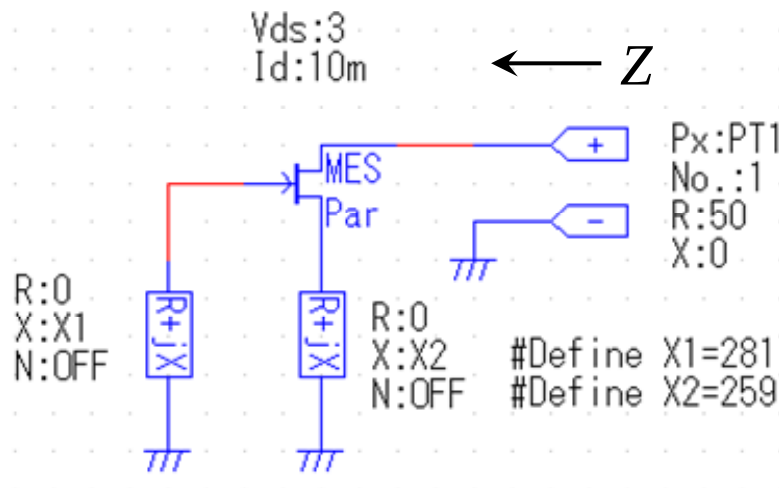
$$\therefore Q = \frac{\omega_0}{2} \frac{|A(\omega)'|}{|A|^0|} \quad (5-18)$$

この式(5-18)が共振器系のQ値に対する表現式である。

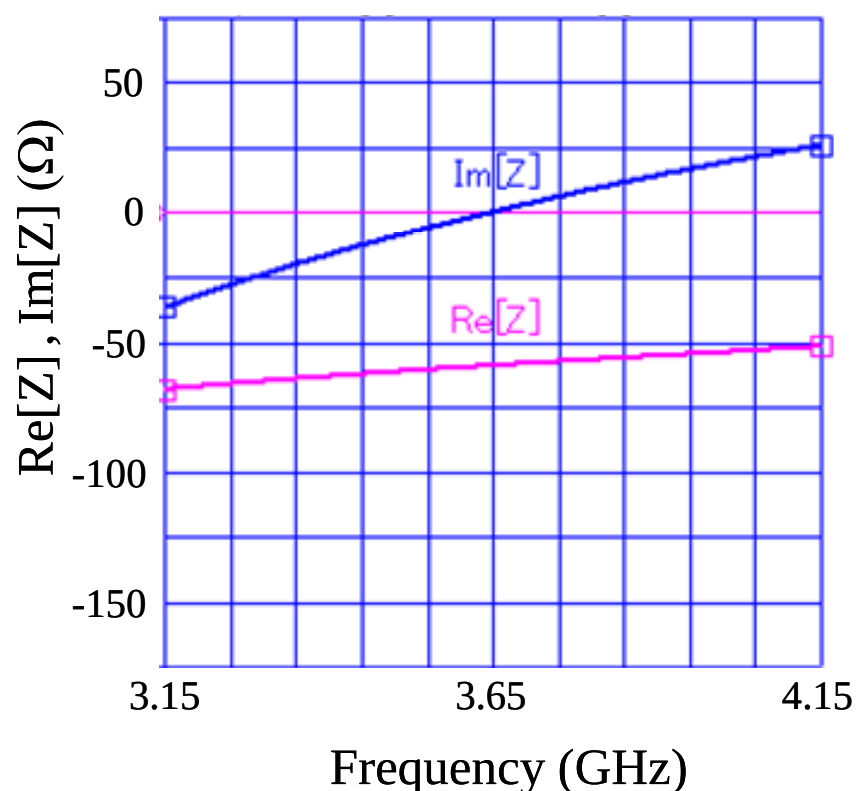
5.4 チューナブル・リングフィルタVCO

リングフィルタ発振器の発振条件をシミュレーションで確かめる。

図5-10は発振器のシミュレーション結果である。インピーダンスZは、ゲートに負荷インピーダンス jX_1 ，ドレインに負荷インピーダンス jX_2 を接続したときのソースから見たインピーダンスである。ゲート負荷インピーダンスを $jX_1=281\Omega$ ，ドレイン負荷インピーダンスを $jX_2=259\Omega$ に選べば，3.65GHzで発振条件を満足することが分る。



(a) 発振器シミュレーション回路図



(b) 発振器シミュレーション結果

図5-10 発振器回路のシミュレーション結果

Fig.5-10 Simulated Results of Series Feedback Oscillator Circuits.

図5-10のシミュレーション結果から、ドレイン接地の直列帰還型発振回路で、ゲートの負荷を純インダクタンス（誘導性負荷： jX ）にすれば、ソース電極から発振電力を取り出せることが分かる。

ゲートの負荷としてリングフィルタを用いれば、低域減衰周波数で純インダクタンス負荷を実現できる。

次に、リングフィルタを用いて、マイクロ波の周波数領域で純インダクタンス負荷を実現する方法について述べる。

リングフィルタを用いた純インダクタンス負荷回路

「2.2.3 減衰周波数における入力インピーダンス」で議論したように「，リングフィルタの一端を $50\ \Omega$ で終端し，他端からみた入力インピーダンスは，減衰周波数において，下記の値になる。

$$Z_{in} = \pm j \tan \theta_p \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \pm j Z_1 \sqrt{\frac{2Z_3}{Z_1 + Z_2}}$$

ここで，＋の符号は低域減衰周波数を，－の符号は高域減衰周波数のときの入力インピーダンスを表す．

したがって，リングフィルタは， Z_1 、 Z_2 および Z_3 を設定すれば，減衰周波数・入力インピーダンスを任意に設定できる．リングフィルタの入力インピーダンスは，低域減衰周波数において，純インダクタンス負荷である．

次に，ゲート負荷インピーダンスをインダクタンスにし，インダクタンスの値を変える事により，発振周波数を変えられる事を述べる．

図 5－1 1 は，ドレイン接地の直列帰還型発振回路で，ゲートはインダクタンス負荷で，発振電力は，ソース電極から取り出す．

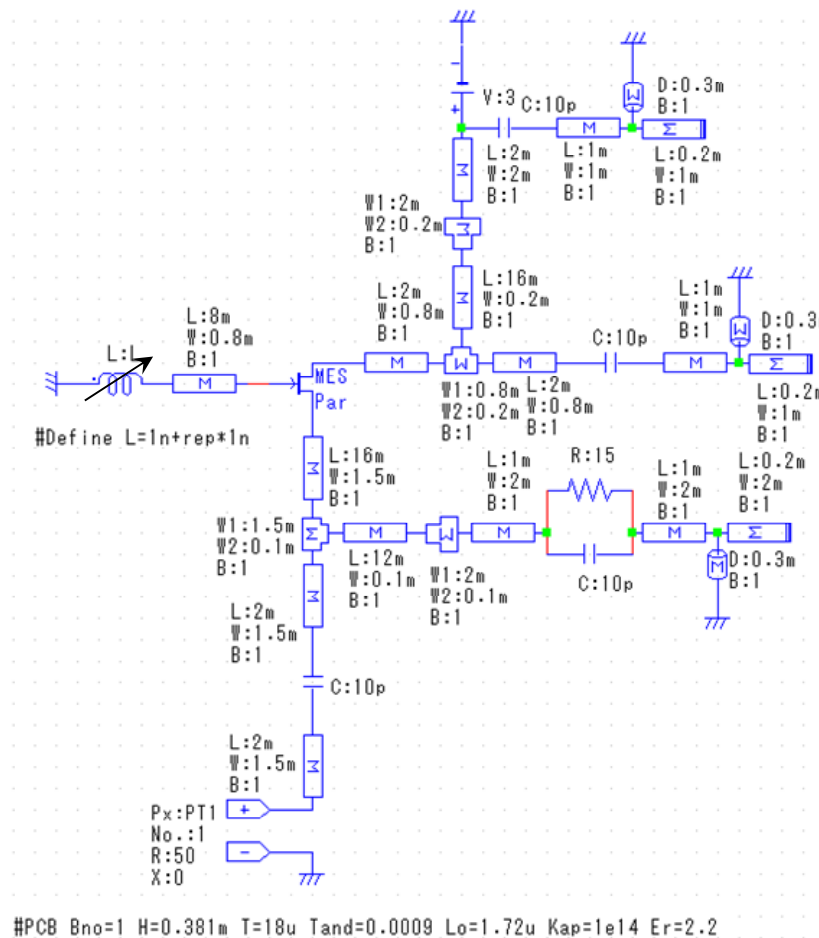


図 5－1 1 発振周波数可変回路

Fig.5-11 Schematic Diagram of a Tunable Inductor Oscillator Circuits.

図5-11の発振周波数可変回路のシミュレーションによれば、ゲートのインダクタンスの値を 1nH から 10nH まで変えることにより、発振周波数を 2.18GHz から 4.6GHz まで変える事ができた。

先に述べたように、リングフィルタは、低域減衰周波数で入力インピーダンスが jX になる。またチューナブル・リングフィルタは、チューニング・キャパシタの容量値を変える事により、可変インダクタンス回路を実現できる。

次に、チューナブル・リングフィルタで、発振周波数可変回路について述べる。

チューナブル・リングフィルタ発振回路

図5-12に、チューナブル・リングフィルタ発振回路を示す。

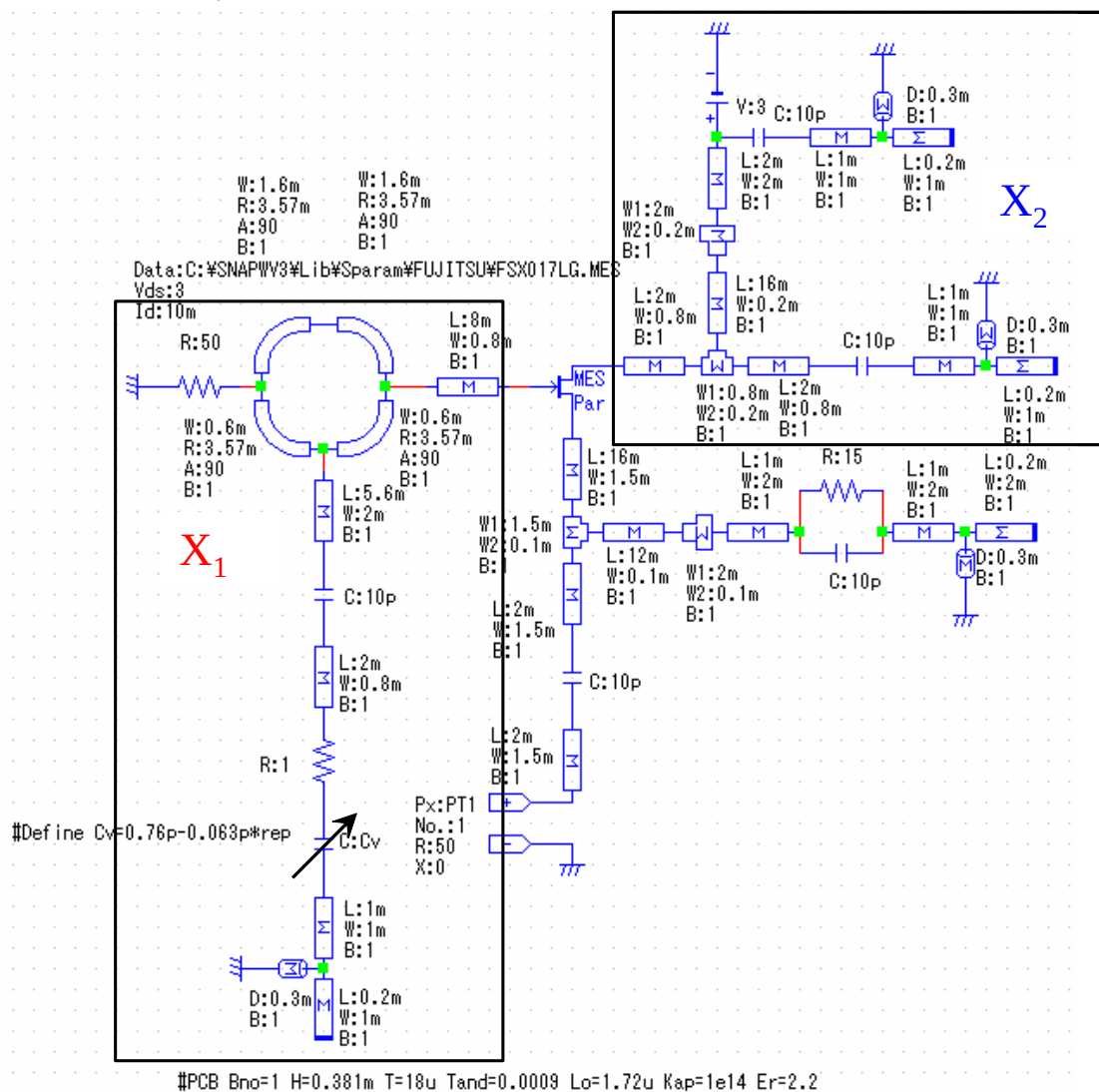


図5-12 チューナブル・リングフィルタ発振回路

Fig.5-12 Simulation Results of a Tunable Ring Filter Oscillator Circuits.

チューナブル・リングフィルタ発振回路は、ドレイン接地の直列帰還型発振回路である。ゲートの負荷はチューナブル・リングフィルタ、発振電力はソース電極からを取り出す。実験で用いる能動素子は富士通製 GaAsMESFET(FSX017LG)である。この能動素子 FSX017LG の動作条件は、 $V_{ds}=3\text{ V}$ $I_{ds}=17\text{ mA}$ である。チューナブル・リングフィルタ発振回路を作製した回路基板は、比誘電率 2.2, 誘電体損 0.0009, 導体は電解銅箔, 導体厚 $18\text{ }\mu\text{m}$ である。

次に、図 5-12 のチューナブル・リングフィルタ発振回路の X_1 , X_2 の周波数特性について述べる。

図 5-13 に、チューナブル・リングフィルタ発振回路のチューニング・キャパシタンスを 0.13 pF から 0.76 pF まで 0.063 pF 刻みで 10 水準変えたときの X_1 , X_2 の周波数特性を求めた結果を示す。

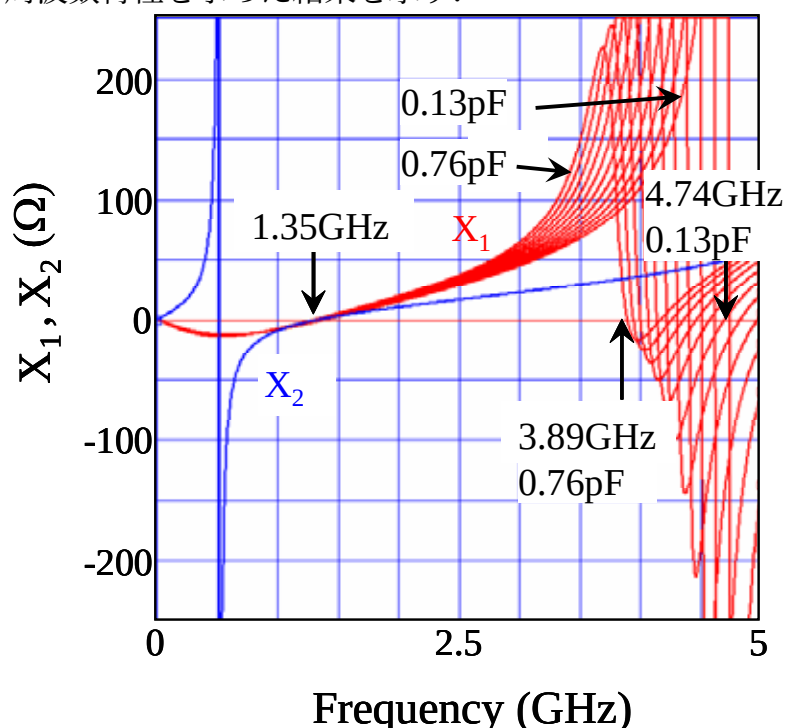


図 5-13 チューナブル・リングフィルタ発振回路の X_1 , X_2

Fig.5-13 Simulation Results of a Tunable Ring Filter Oscillator's X_1 & X_2 .

図 5-13 のシミュレーション結果から、チューナブル・リングフィルタ発振回路のチューニング・キャパシタンスを 0.13 pF から 0.76 pF まで変えたとき X_1 , X_2 がともに同符号（正）である周波数領域は 1.35 GHz から 4.74 GHz である。この周波数範囲で発振が起こると予測される。

チューナブル・リングフィルタ回路は、リング部の特性インピーダンス $Z_1:39.43\Omega$, $Z_2:73.3\Omega$, $Z_3:33.4\Omega$, 通過中心周波数を 10GHz , 容量負荷の可変範囲は $0.13\text{pF}\sim0.76\text{pF}$ で 0.063pF ステップで 10 点, 発振周波数解析を行った. 発振周波数解析より, チューナブル・リングフィルタの容量を 0.1pF から 0.8pF まで変化させることにより, 発振周波数は 3.2GHz から 4.15GHz まで変えられることが分かった.

図5-14は, 発振周波数解析に基づいて試作したチューナブル・リングフィルタ発振器の写真である. 使用した増幅素子は FSX017LG で動作条件は, $V_{ds}=3\text{V}$ $I_{ds}=17\text{mA}$ である.

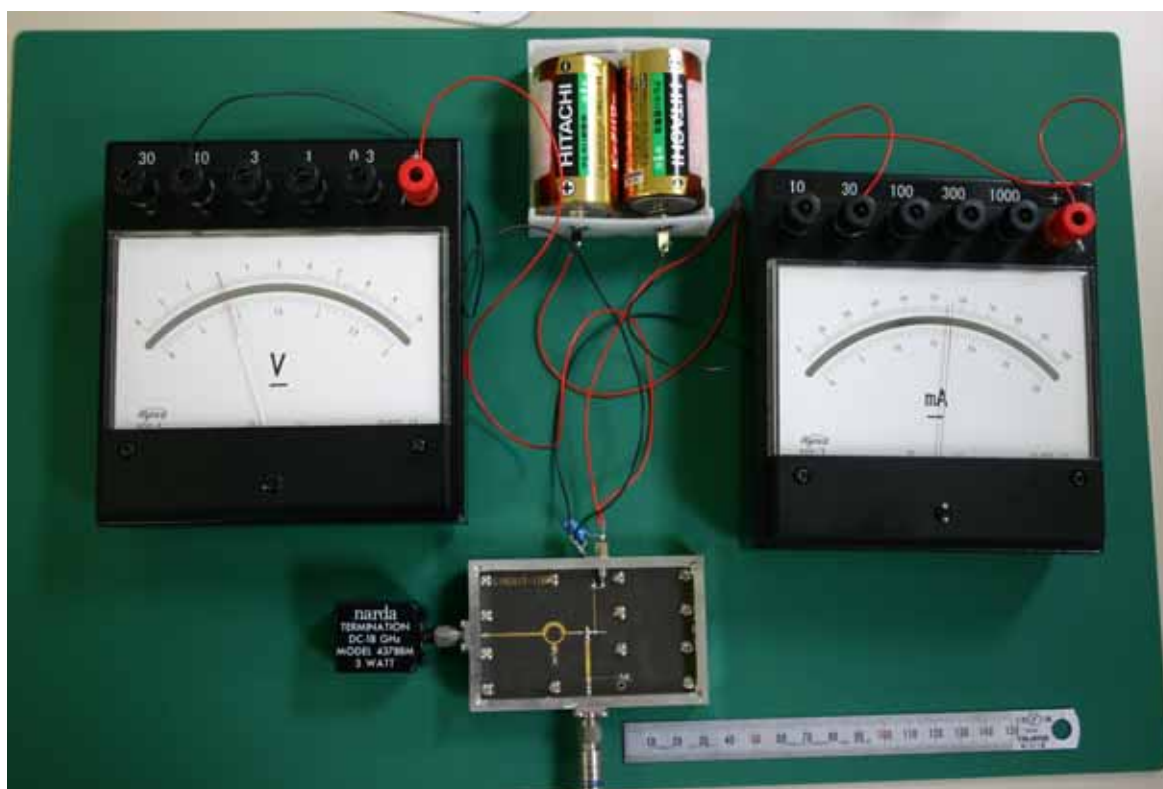


図5-14 チューナブル・リングフィルタ発振器の写真

Fig.5-14 Photograph of a Tunable Ring Filter Oscillator Circuits.

試作したチューナブル・リングフィルタ発振器は, バラクタダイオードが所期の特性を得られなかったので, バラクタダイオードの代わりにチップ・キャパシタンスを用いて実験を行った. 図5-15は, チューナブル・リングフィルタのチューニング・キャパシタンスに対する発振周波数の実測結果である.

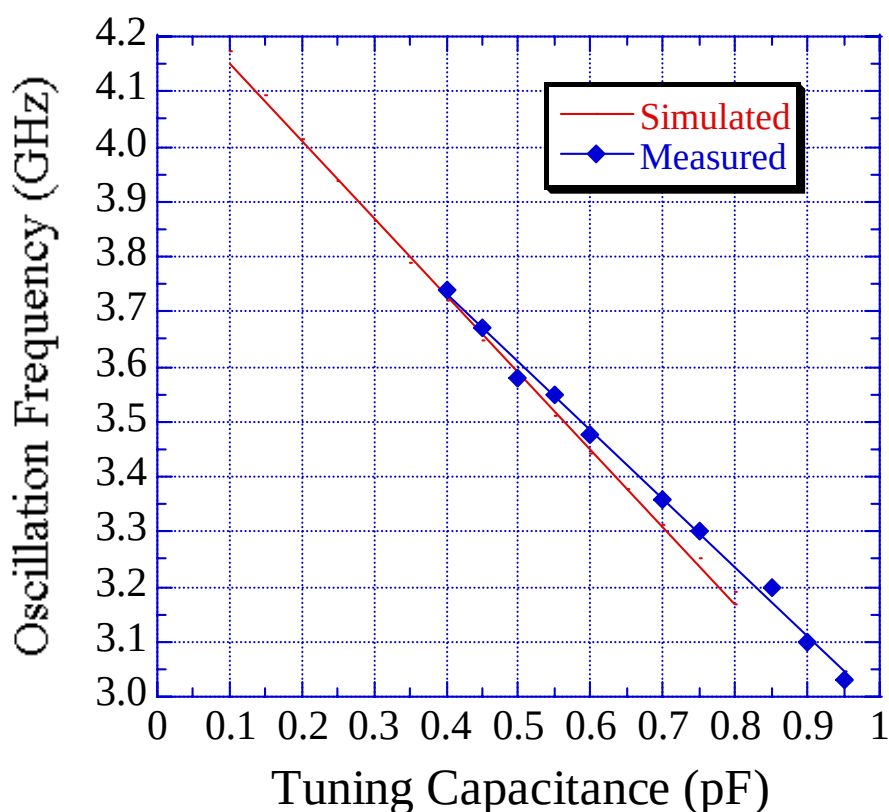


図5－15 チューナブル・リングフィルタ発振器の発振周波数実測結果
Fig.5-15 Measured Results of a Tunable Ring Filter Oscillator Circuits.

図5－15より，チップキャパシタの容量値を 0.4pF から 0.95pF 変化させ発振周波数を 3.75GHz から 3.02GHz まで変化させた．この実験結果から，シミュレーション結果が良く一致していることが分かる．

チューナブル・リングフィルタ発振周波数解析

図5－16にチューナブル・リングフィルタ発振回路の X_1 , X_2 を示す．今，発振周波数 3.5GHz で解析を行う．図5－16より，ドレインの負荷 X_2 は 30Ω である．一方，ゲートの負荷 X_1 は， $X_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C_{gs}} + \frac{Z_L}{G_{ds} X_2}$ より， $X_1 = 149.5\Omega$ となる．但し， $C_{gs} = 1.08\text{pF}$ ， $G_{ds} = \frac{1}{89.7\Omega}$ は，能動素子 FSX017LG の簡易等価回路モデルから得られた値を用いた．

ゲートの負荷 $X_1 = 149.5\Omega$ を実現するには，図5－16より，チューナブル・リングフィルタの容量値は 0.76pF でなければならない事が分かる．

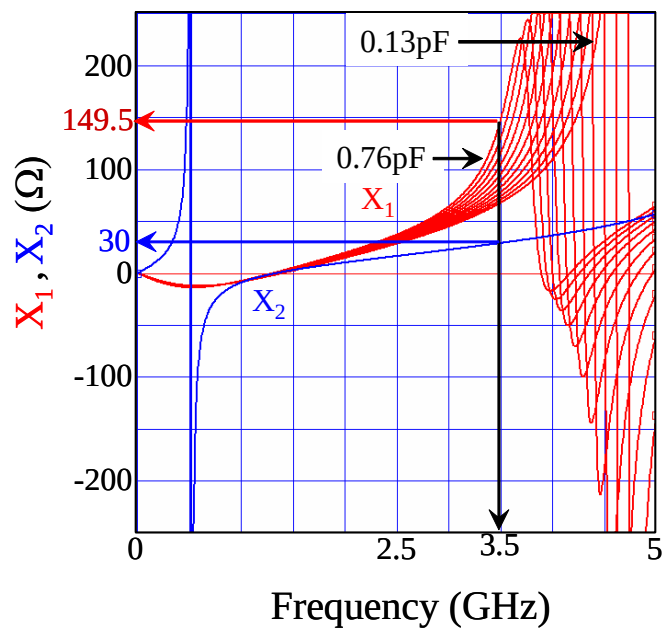


図5－16 チューナブル・リングフィルタ発振回路の X_1 , X_2

Fig.5-16 Simulation Results of a Tunable Ring Filter Oscillator's X_1 & X_2 .

一方，図5－17チューナブル・リングフィルタ発振器の発振周波数実測結果から，3.5GHzの発振周波数におけるチューナブル・リングフィルタの容量値は約0.57pFと推定される。

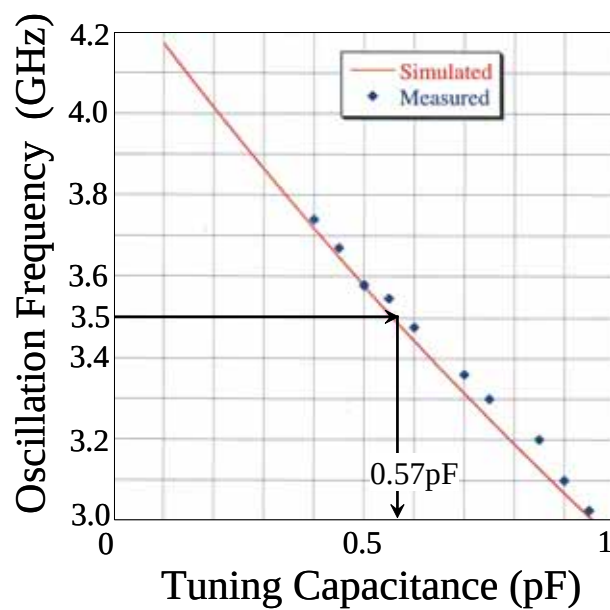


図5－17 チューナブル・リングフィルタ発振器の発振周波数実測結果

Fig.5-17 Measured Results of a Tunable Ring Filter Oscillator Circuits.

発振周波数 3.5GHz に対するチューナブル・リングフィルタの容量値（チューニング・キャパシタ値）解析値 0.76pF と実験値 0.57pF は，解析値が能動素子の簡易等価回路モデルから得られた事を考慮するとほぼ一致していると言える。

次に，チューナブル・リングフィルタ発振周波数安定性解析について，考察を行う。

チューナブル・リングフィルタ発振周波数安定性解析

リングフィルタ発振器は安定に発振するためには，式(5-17)より

$$\frac{\partial}{\partial \omega}(\omega X_1 X_2) > \frac{\frac{\partial X_2}{\partial \omega} + \frac{C_{gs} Z_L}{G_{ds}}}{C_{gs}} \quad (5-17)$$

が成立たなければならない事を導いた。但し， C_{gs} ， $G_{da} = \frac{1}{r_{ds}}$ は，能動素子 FSX017LG の簡易等価回路シミュレーションで得られた値で， $C_{gs} = 1.08pF$ ， $G_{da} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{1}{89.7\Omega}$ である。また， X_1 および X_2 は，チューナブル・リングフィルタ発振回路のゲート負荷リアクタンス回路およびドレイン負荷リアクタンス回路インピーダンスである。

$$\frac{\partial}{\partial \omega}(\omega X_1 X_2) - \frac{\frac{\partial X_2}{\partial \omega} + \frac{C_{gs} Z_L}{G_{ds}}}{C_{gs}}$$

す。

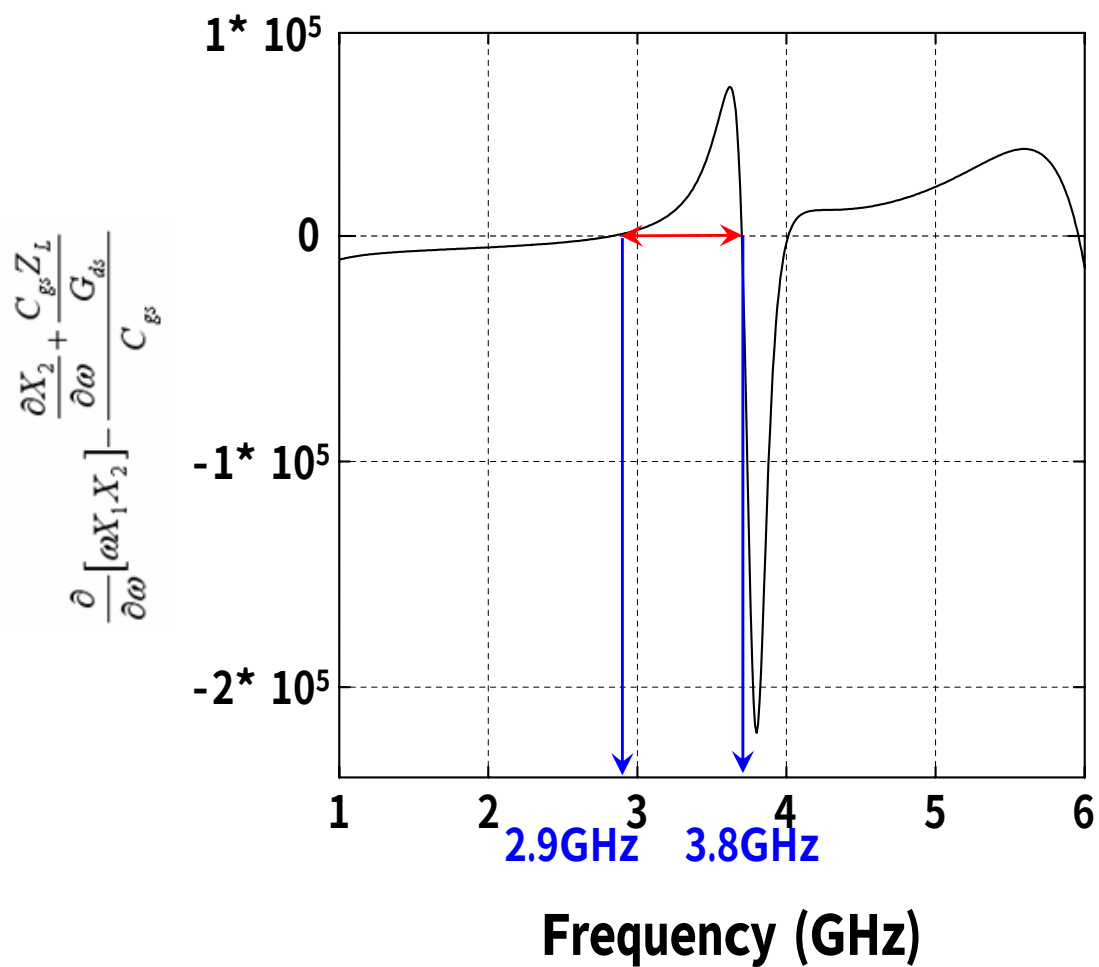


図 5－1 8 発振周波数安定性

Fig.5-18 Calculated Results of Oscillation Frequency Stability.

図 5－1 8 より,

$\frac{\partial}{\partial \omega} (\omega X_1 X_2) - \frac{\frac{\partial X_2}{\partial \omega} + \frac{C_{gs} Z_L}{G_{ds}}}{C_{gs}} > 0$ を満たす周波数領域は, 2.9GHz から 3.8GHz と

4GHz から 5.95GHz がある. 一方, 発振周波数の実測結果を図 5－1 9 にしめす.

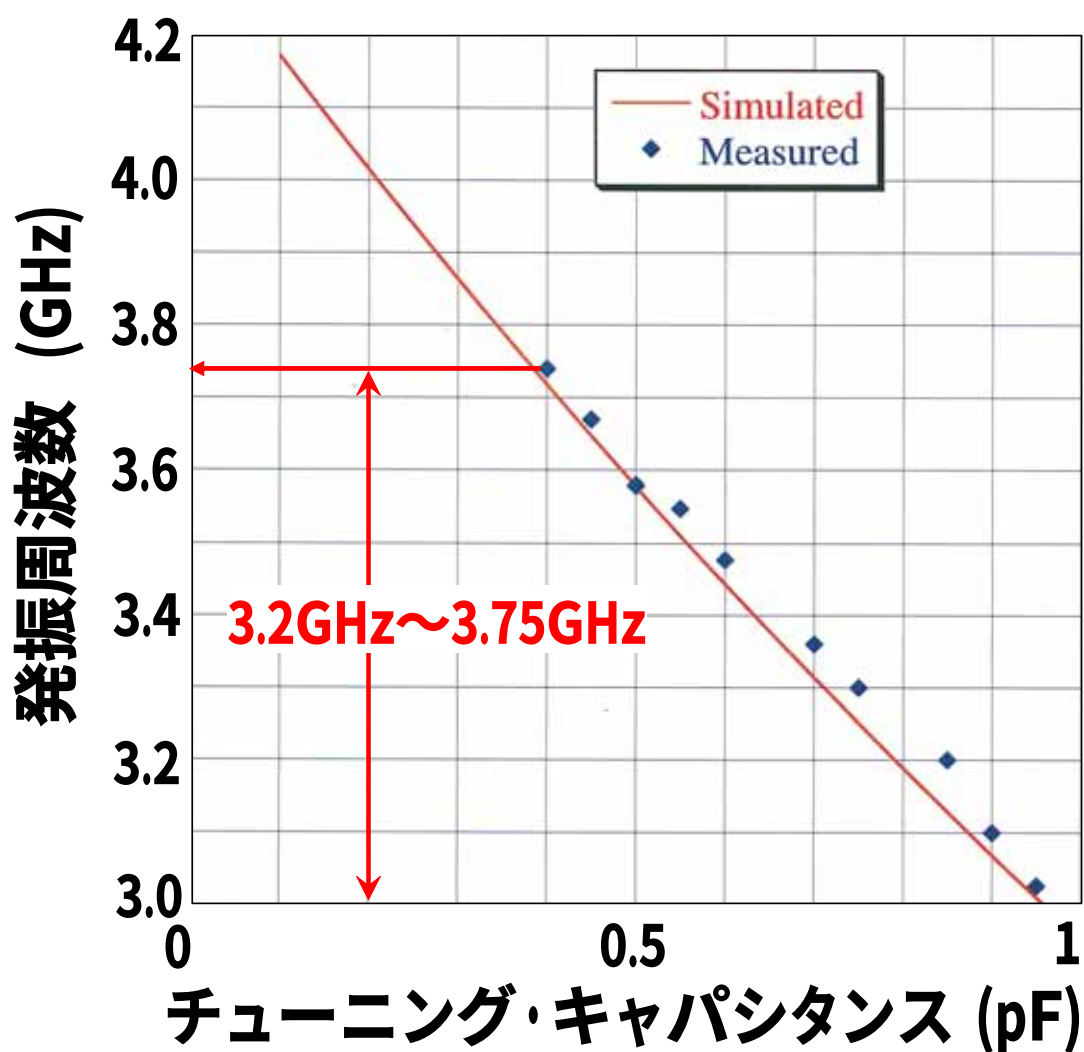


図 5 - 1 9 発振周波数測定結果

Fig.5-19 Measured Results of Oscillation Frequency

図 5 - 1 9 の発振周波数の実測結果から、安定に発振した発振周波数領域は 3.2GHz から 3.75GHz であった。この解析値と実験値から、チューナブル・リングフィルタ発振回路の発振周波数安定領域は、互いに良く一致していると言える。また、解析では 4GHz から 5.95GHz に安定発振領域があるが、この周波数領域は能動素子 FSX017LG の簡易等価回路モデルが、 C_{gs} 、 G_{da} および g_m のみで近似した事と、リングフィルタの入力インピーダンスの実部を省略した事によると推測される。

次に、発振周波数 3.74GHz における位相雑音特性の実測結果をしめす。

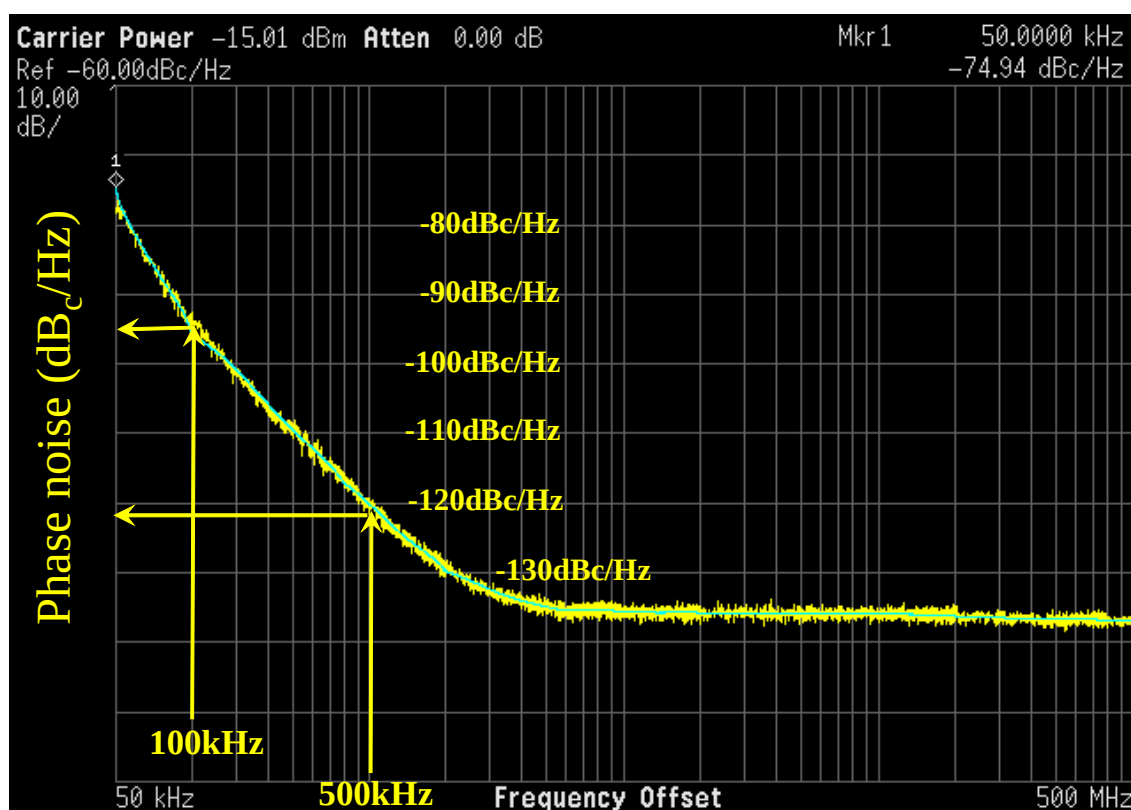


図 5－2 0 発振周波数に対する位相雑音特性の実測結果
 Fig.5-20 Measured Results of Phase Noise.

位相雑音測定に用いたスペクトラム・アナライザはアジレント製 HP8563EC で、この測定装置の平均雑音レベルは、2.9GHz～6.5GHz において、約 -136dBc/Hz であった。

ここで、図 5－2 0 の位相雑音測定結果から、共振器の Q 値を求める。図 5－2 1 に、発振周波数 3.74GHz における位相雑音スペクトラムを再び示す。

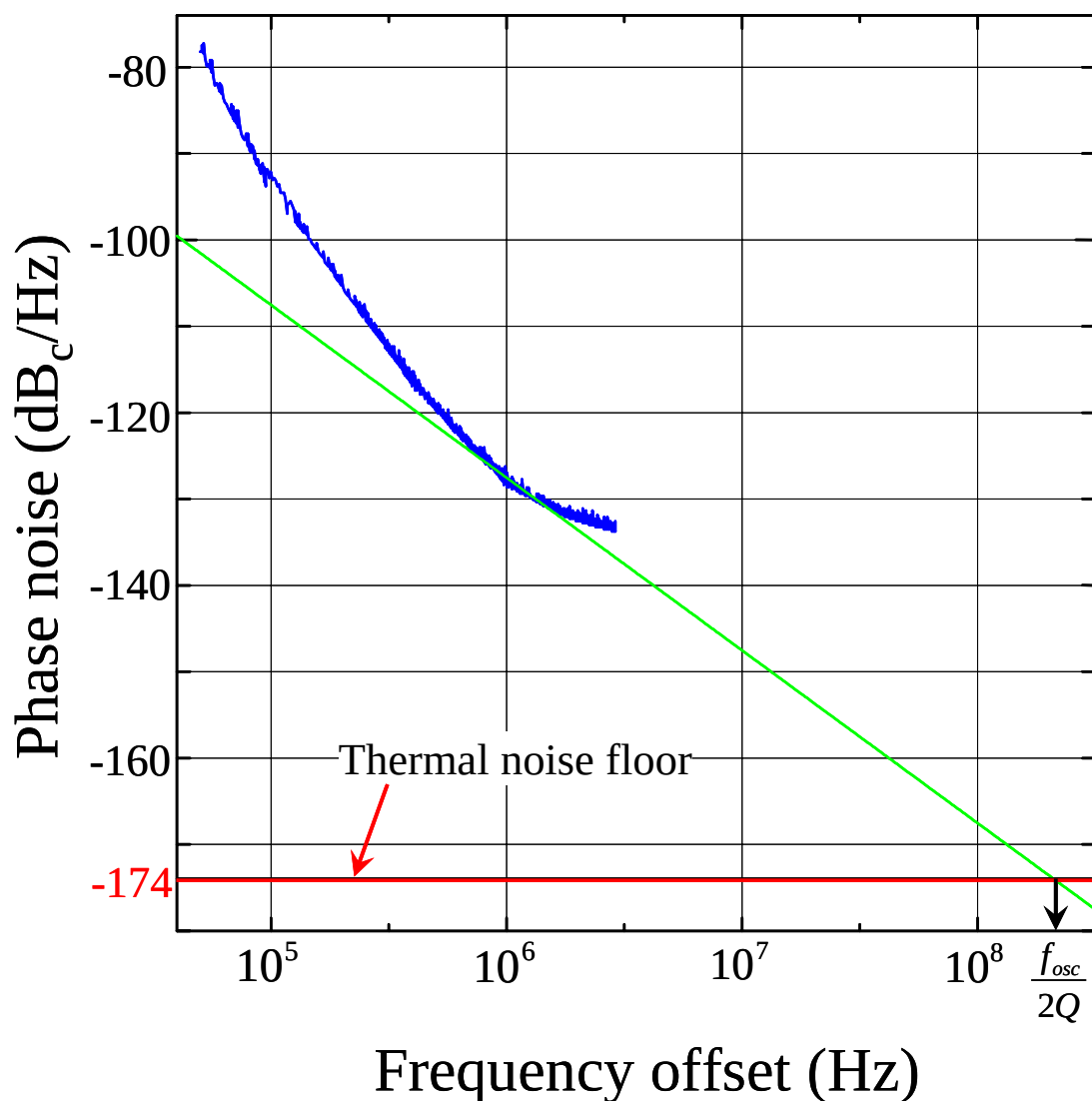


図5－21 発振周波数 3.74GHz に対する位相雑音特性実測結果
 Fig.5-21 Measured Results of a Tunable Ring Filter Oscillator Circuits
 Phase Noise at 3.74GHz.

一般に発振器の位相雑音は下記の式で表される[7-16].

$$L(f) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{f^2} \left(\frac{f_{osc}}{2Q} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P} \left(1 + \frac{f_c}{f} \right) \quad (5-18)$$

ここで、 F は発振器を構成する増幅器の雑音指数、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 P は発振電力、 f_{osc} は発振周波数、 f_c はコーナー周波数、 f はオフセット周波数、 Q は共振器の Q 値である。

発振器位相雑音の式(5-18)において、位相雑音がオフセット周波数 f の-2 乗に比

例した測定点を外挿すると，周波数帯域 1Hz における熱雑音の理論限界 -174dBc/Hz と交わる．この交点のオフセット周波数 f は，発振周波数 f_{osc} と，次の関係が成立つ．

$$f = \frac{f_{osc}}{2Q}$$

この式から，チューナブル・リングフィルタ発振器の共振器の Q 値を求めると，下記の Q 値が実験結果から得られた．

$$Q = \frac{f_{osc}}{2f} = \frac{3.74\text{GHz}}{2 \times 10^{8.32}\text{Hz}} = 8.95$$

次に，チップキャパシタの容量値を 0.4pF から 0.95pF 変化させたチューナブル・リングフィルタ発振器における，発振周波数に対する発振出力電力と位相雑音特性の実測結果をしめす．位相雑音測定量は，発振周波数から 100kHz 離れた周波数での値である．

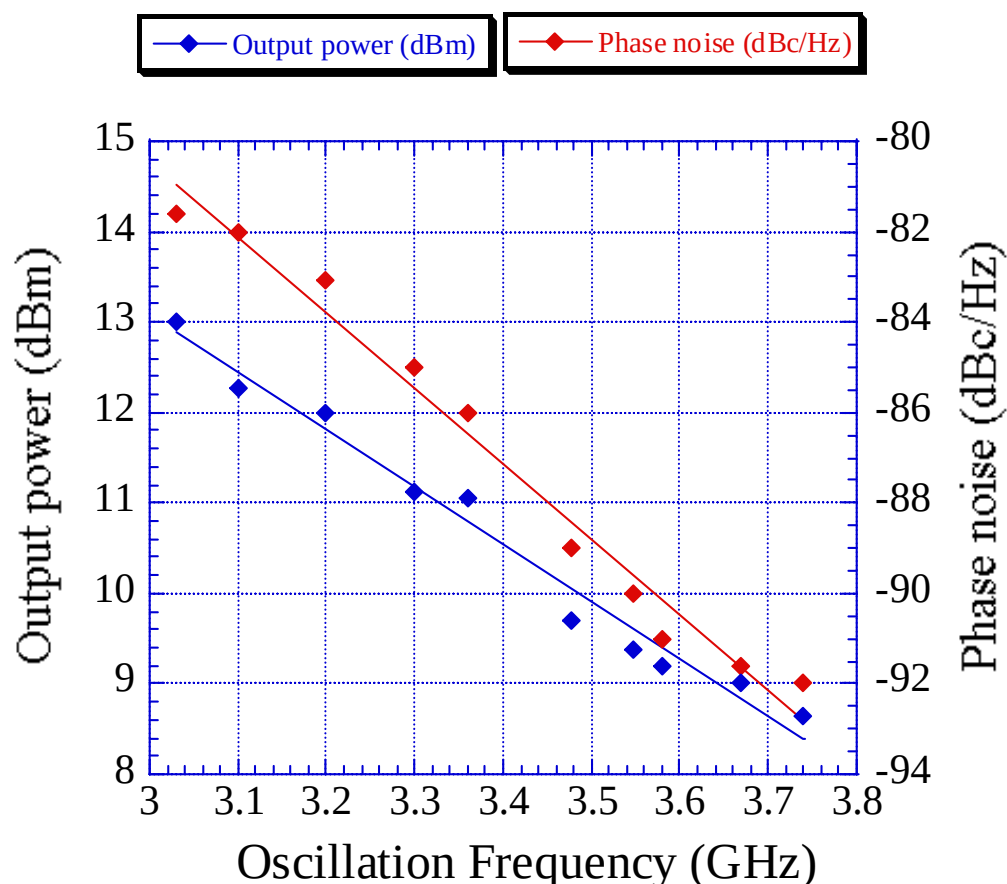


図 5-22 発振周波数に対する発振出力電力と位相雑音特性の実測結果

Fig.5-22 Measured Results of Output Power and Phase Noise.

図5-22から、チップキャパシタの容量値を 0.4pF から 0.95pF 変化させた図5-12のチューナブル・リングフィルタ発振器は、位相雑音が残念ながら、-82dBc/Hzから-92dBc/Hzまで変化した。また、発振電力は13dBmから8.5dBmまで変化した。発振電力の変化も大きいことが分かる。

以上の実験結果から、チューナブル・リングフィルタ発振器において、チューニング・キャパシタを変化させれば、発振周波数を変えられることが分る。

5.5 まとめと課題

本章では、先ず、発振回路の安定発振動作条件について考察した。続いて、リングフィルタの入力インピーダンスが純リアクタンスであることに着目し、リングフィルタを純リアクタンス帰還回路として発振回路を試作した。更に、チューナブル・リングフィルタにより、可変インダクタンス帰還回路として電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator :VCO)を試作し、広帯域電子同調発振と低位相雑音の VCO を実現した。

実験では、バラクタの寄生成分により、所期の値が得られず、チップキャパシタで代用した。今後、チューナブル・リングフィルタ VCO を設計する場合、周辺素子の特性を把握しておかなければならない。また、本研究では、増幅素子の大きな信号 S パラメータが得られなかったため、大信号・非線形解析を行わず、発振周波数・発振電力・位相雑音などの解析値と実測値の比較を行なうことができなかった。また、そのことにより、位相雑音の更なる低減化に着手することができなかった。

更に、試作した VCO が、発振出力変動が大きい理由も、大信号・非線形解析を行なえば解決する可能性があると考えられる。

現在、増幅素子の大きな信号 S パラメータ解析は、Si 半導体を用いた MOSFET や BJT で盛んに研究が行われ、 $1/f$ ノイズモデルの確立に成功し、位相雑音解析シミュレータも Spectra RF という商品名で販売されている。一方、化合物半導体素子では DC 特性や小信号 S パラメータ特性を実測値と解析値を一致させる程度で、 $1/f$ ノイズモデルの確立に成功していない。

参考文献

- [1] T.Ohira and K.Araki, "Stability Criteria for Multi-Port Device Oscillators, " IEEE Trans. Circuits and Systems II (submitted).
- [2] T.Ohira, "Rigorous Q factor formulation for one- and two-port passive linear networks from an oscillator noise spectrum viewpoint, " IEEE Trans. Circuits and Systems II (in press).
- [3] 大平孝, "発振器のスペクトル拡がりに基づく線形受動回路網のQファクタの定式化, " 信学技法, MW2004-188(2004-11).
- [4] K.Kurokawa, "Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits, " Bell System Technical Journal, pp.1937-1955, July 1969.
- [5] 本城 和彦, "マイクロ波半導体回路 基礎と展開, " 日刊工業新聞社, 1997,ISBN 4-526-03386-3.
- [6] H.Ishida and K.Araki, "Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter, " Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , TH1A-5, Volume 3, 6-11 June 2004 Page(s):1307 - 1310 Vol.3.
- [7] I.Bahl and P.Bhartia, "Microwave Solid State Circuit Design, " John Wiley & Sons, Inc.2003,ISBN 0-471-20755-1.
- [8] M.Odyniec, "RF and Microwave Oscillator Design, "Artech House, 2002,ISBN 1-58053-320-5.
- [9] A.Hajimiri and T.H.Lee, "The Design of Low Noise Oscillators, "Kluwer Academic Publishers, 1999,ISBN 0-7923-8455-5.
- [10] F.Giannini and G.Leuzzi, "Nonlinear Microwave Circuit Design, "John Wiley & Sons, Ltd, 2004,ISBN 0-470-84701-8.
- [11] G.D.Vendelin , A.M.Pavio and U.L.Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, "John Wiley & Sons, Ltd, 2005,ISBN 0-471-41479-4.
- [12] Thomas H.Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, "Cambridge University Press, 2002,ISBN 0-521-63061-4.
- [13] H.C.Luong and G.C.T.Leung, "Low-Voltage CMOS RF Frequency Synthesizers, "Cambridge University Press, 2004,ISBN 0-521-83777-4.
- [14] U.L.Rohde , A.K.Podar and G.Bock, "The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications , "John Wiley & Sons, Ltd, 2005,ISBN 0-471-72342-8.
- [15] U.L.Rohde and J.C.Whitaker, "Communications Receivers:DSP, Software Radios, and Design, "McGraw-Hill, 2001,ISBN 0-07-136121-9.
- [16] U.L.Rohde and D.P.Newkirk, "RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications , "John Wiley & Sons, Ltd, 2000,ISBN 0-471-29818-2.

第6章 結論と今後の課題

本論文は、将来実用化が期待されている超広帯域通信システムを支える帯域通過フィルタに関する一連の研究とその応用をまとめたものである。超広帯域通信システムを実現する帯域通過フィルタは、マイクロストリップ線路で形成されたスタブ付共振器フィルタ（リングフィルタ）である。

このリングフィルタは、開放スタブが1つであるにもかかわらず、通過中心周波数の両側に、減衰周波数が2つできる。2つの減衰周波数の間では、損失が少なく、リップルの数は2つしかできず、平坦な群遅延特性である。また減衰周波数近傍における通過特性は、通過中心周波数に近い周波数（通過域の内側端）で急峻に減衰するが、通過域の外側では比較的緩やかな減衰特性を示す。この良好な特性を生かして、5段縦続接続回路により、通過域として3GHzから10GHzの超広帯域帯域通過フィルタを実現した。

また、リングフィルタの発展研究として、外部制御信号により、減衰周波数を制御できるチューナブル・リングフィルタを考案し、チューニング・レンジ60%を実現した。更に、チューナブル・リングフィルタを広帯域・安定発振・低位相雑音特性を有するVCOに拡張した。本論文の各章の要点は以下の通りである。

第2章では、リングフィルタの解析を行った。リングフィルタが対称回路構造である事に着目し、偶奇モード解析を行い、透過反射係数 s_{21}, s_{11} を導いた。この導いた s_{21}, s_{11} から、リングフィルタには、減衰周波数($s_{21}=0$)と整合周波数($s_{11}=0$)が存在する事を明らかにした。また、減衰周波数と整合周波数の周波数における位置関係から、減衰周波数間にリップルが発生する条件式を導き、実測値と計算値との比較を行なった。更に、リングフィルタの伝達特性式から、リングフィルタの群遅延量を求め、実測値と計算値がほぼ一致することを確かめた。

リングフィルタの通過域のリップル発生条件や群遅延量は、リング部の特性インピーダンス Z_1, Z_2 のみで決まり、開放スタブの特性インピーダンス Z_3 は、減衰周波数のみに寄与することが明らかとなった。

第3章では、リングフィルタの多段縦続接続法の検討を行った。リングフィルタが等長線路で構成されている事から、Richard変数 $\Omega = j \tan \theta$ を使って、リングフィルタの散乱係数を書き表し、多段接続回路の記述が簡単なT行列を求め、 n 段縦続接続回路のT行列を書き表し、電力伝達係数を導いた。減衰量が等リップルになるような減衰周波数の周波数配置法が可能である事を示した。また、この減衰周波数の周波数配置から、個々のリングフィルタの特性インピーダン

スが決定できる事にも言及した。

具体的な検討として、リングフィルタ 2 段縦続接続回路と 3 段縦続接続回路について、帯域外抑圧特性と通過域リップル特性を検討した。

3 段縦続接続では、減衰周波数間における減衰量の差は、減衰周波数の並び方に殆んど依存しないことを計算で示した。

最後に、通過帯域を 3GHz～10GHz に設定した UWB 帯域通過フィルタを、リングフィルタ 5 段縦続接続回路で実現した。この 5 段 UWB 帯域通過フィルタの通過帯域 3.8GHz から 9.2GHz における通過損失は約 0.53dB、入力リターンロスは 10dB 以上、群遅延量は通過帯域内においてほぼ一定で 0.61nsec であった。この測定結果から、試作した 5 段 UWB 帯域通過フィルタは通過帯域 3GHz から 10GHz で平坦・低損失・一定群遅延特性を持つことが、実験的に確かめられた。

課題として、リングフィルタの直流成分除去がある。本研究のリングフィルタは、伝送線路に間隙が無いので、広帯域・低損失を実現しているが、直流信号がそのまま出力端子に出てしまう。直流成分の除去方法の一つとして、短絡スタブとリングフィルタの組合せを試みた。この時のフィルタは、通過帯域が 3GHz～5GHz と帯域が狭かったため、短絡スタブを有効に使うことができた。しかし、通過帯域がより広い帯域通過フィルタに対して、直流成分の除去法を確立しなければならない。

第 4 章では、リングフィルタの減衰周波数を、外部制御信号により制御できるチューナブル・リングフィルタについて述べた。リングフィルタの開放スタブ端を容量性負荷で終端すれば、その容量値により減衰周波数が変化する事を理論的に予測し、実験でこの事を確かめた。

試作したチューナブル・リングフィルタは、負荷容量可変範囲 4.27pF から 0.855pF において、減衰周波数を 1.35GHz から 2.54GHz まで制御でき、チューニング・レンジは約 60% であった。また、チューナブル・リングフィルタの減衰周波数は、バラクタ印加電圧に、ほぼ比例することも分かった。

チューナブル・リングフィルタの負荷容量値を大きくし過ぎると、通過中心周波数近傍に減衰が表れる。可変帯域阻止フィルタとして用いる場合は、特に問題はないが、帯域通過フィルタとして用いる場合は、注意する必要がある。尚、この測定で使用したチューナブル・リングフィルタの容量値は 10pF であった。なお、現在のところ、通過帯域に現れるディップの原因解析は十分に進んでいない。今後の課題である。

第 5 章では、発振器の発振条件、発振の安定性、発振スペクトルと Q 値の解

析を議論した．更に，リングフィルタの入力インピーダンスが減衰周波数で，純リアクタンスとして動作する事に着目し，リングフィルタを純リアクタンス帰還回路として発振回路を試作．更に，周波数選択性のある純リアクタンス帰還回路として，チューナブル・リングフィルタによる電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator :VCO)を試作し，広帯域発振と低位相雑音の VCO を実現した．

実験では，バラクタの寄生成分により，所期の値が得られず，チップキャパシタで代用した．今後，チューナブル・リングフィルタ VCO を設計する場合，周辺素子の特性を把握しておかなければならない．

今後の課題として，大信号・非線形解析がある．本研究では，発振器の発振条件，発振の安定性，発振スペクトルと Q 値の解析を行ったにも関わらず，実験値との比較・解析が行なえなかった．その理由は，増幅素子の大信号 S パラメータが得られなかったため，大信号・非線形解析を行なえず，発振電力解析や位相雑音解析を行なうことができなかったからである．位相雑音解析が行なえなかった為，位相雑音の更なる低減化に着手することができなかった．また，試作した VCO が，発振出力変動が大きい理由も、大信号・非線形解析を行なえば解決する可能性があると考えられる．

謝辞

本論文をまとめるにあたり，長きにわたり辛抱強く熱心に御指導して頂きました東京工業大学 荒木純道教授に深く感謝いたします．また，本研究を遂行するにあたり常に御指導・御鞭撻いただきました，独立行政法人 情報通信研究機構 電磁波計測部門 準天頂衛星グループリーダー 濱真一氏に深く感謝致します．

本研究に関わる発表論文・特許・資料等

1. 論文

- (1) 石田等, 荒木純道:“ リングフィルタによる UWB BPF の設計と解析 ”, 信学論 (C), J87-C, No.12,pp.1038-1044,(2004-12).
- (2) H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of UWB BPF with Ring Resonator, ” Electronics and Communications in Japan, Part2, Vol88, No.6,2005 Page(s):1 - 8
- (3) 石田等, 荒木純道:“ リングフィルタの特性解析と多段接続法の検討 ”, 信学論 (C), 採録手続中.
- (4) 石田等, 荒木純道:“ 電子同調リングフィルタの特性と解析 ”, 信学論 (C), 投稿予定.
- (5) H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of Ring Filter, ”IEEE MTT 投稿予定.
- (6) H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of Tunable Ring Filter, ”IEEE MTT 投稿予定.

2. 国際会議

- (1) H.Ishida and K.Araki, “Design and Analysis of UWB Band Pass Filter,” 2003 IEEE TCWC, Waikiki, Hawaii, 2003.
- (2) H.Ishida and K.Araki, “Design and Analysis of Band Pass Filter with Ring Resonator,” 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, WC2-4,pp96-99, 2003.
- (3) H. Ishida and K. Araki, “A Design of Tunable UWB Filters,” Joint UWBST & IWUWBS 2004 FA4-5, May 2004.
- (4) H.Ishida and K.Araki, “Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter, ” Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International , TH1A-5, Volume 3, 6-11 June 2004 Page(s):1307 - 1310 Vol.3
- (5) H.Ishida and K. Araki, “Design and Analysis of VCO with Tunable Ring Resonator,” IEEE MTT-S TH3A-4, June 2005.

3. 研究会

- (1) 石田等, 中川貴夫, 荒木純道:“ 広帯域リングフィルタの開発 ”, 信学技報, MW2003-32(2003-05).
- (2) 中川貴夫, 石田等, 荒木純道:“ リングフィルタの設計と解析 ”, 信学技報, MW2003-123(2003-05).
- (3) 石田等, 荒木純道:“ リングフィルタによる UWB BPF の開発 ”, 信学技報, MW2003-159(2003-09).

4. 全国大会

- (1) 中川貴夫, 石田等, 荒木純道, “リングフィルタの設計と開発(1), ”
電子情報通信学会 2003 年総合大会
- (2) 石田等, 中川貴夫, 荒木純道, “リングフィルタの設計と開発(2), ”
電子情報通信学会 2003 年総合大会
- (3) 石田等, 荒木純道, “超広帯域 可変帯域阻止フィルタの設計, ”
平成16年 電気学会全国大会 シンポジウム 3-S16-11, 2004.
- (4) 石田等, 荒木純道, “チューナブル・リング共振器を用いた電圧制御発振器, ” 電子情報通信学会 2004 年ソサエティ大会

5. 特許

- (1) 石田 等, 中川貴夫, 荒木純道, “リングフィルタ及びそれを用いた広帯域帯域通過フィルタ, ” PCT/JP2004/001963
- (2) 石田 等, 荒木純道, “リングフィルタ及びそれを用いた広帯域帯域通過フィルタ, ” 出願番号 2004-109081
- (3) 石田 等, 荒木純道, “高周波発振器, ” 出願番号 2004-260342
- (4) 石田 等, 荒木純道, “リング共振器及びそれを用いた可変高周波発振器, ”
出願番号 2004-260343
- (5) 石田 等, 荒木純道, “周波数変換方法及び周波数変換器, ” 出願番号
2004-260344
- (6) 石田 等, 荒木純道, “チューナブル・アンテナ, ” 出願中