

科学研究費助成事業（学術研究助成基金助成金）研究成果報告書

平成25年 4月15日現在

機関番号：12501
 研究種目：挑戦的萌芽研究
 研究期間：2011～2012
 課題番号：23656248
 研究課題名（和文） 広域可変高周波フロントエンドの開発：コグニティブ無線機実現に向けた挑戦
 研究課題名（英文） Development of Widely Tunable RF Frontend: Challenge for Realization of Cognitive Radio
 研究代表者
 橋本 研也(Ken-ya Hashimoto)
 千葉大学・大学院工学研究科・教授
 研究者番号：90134353

研究成果の概要（和文）：

本研究では、再帰型フィルタを基にしてソフトウェア無線機を構築し、その有効性を実証することを目的とした。

まず、フィルタの自動校正について検討した。具体的には発振停止の周波数を推定し、それが所望の値となる様に調整する。また、増幅器利得とその制御電圧の関係を予め保存しておくことにより、所望の Q となる様に調整する。これにより、中心周波数とともに Q も正確に設定可能となった。

また、この自動設定機能を利用して、300-500 MHz で動作する可変高次フィルタを構築した。

研究成果の概要（英文）：

This project was aimed at developing the software defined radio using a radio frequency (RF) recursive filter.

First, auto tuning of the recursive filter was investigated. It is shown that the oscillation behaviors can be expressed well by the van der Paul equation, and this fact enables us to adjust the center frequency. We can also set the filter Q factor by storing the relation of the amplifier gain and its control voltage to the embedded micro-controller.

Next, higher-order filters were synthesized combining multiple recursive filters. The auto-setting procedure allows us to compose a quasi-continuously tunable filter for the 300-500 MHz range.

交付決定額

(金額単位：円)

	直接経費	間接経費	合計
交付決定額	3,100,000	930,000	4,030,000

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学・通信・ネットワーク工学

キーワード：通信方式（無線、有線、衛星、光、移動）、ソフトウェア無線

1. 研究開始当初の背景

現在、周波数需要のひっ迫にともないホワイトスペース通信が提案されている[1]。ホワイトスペースは本来放送用などに割り当てられているが、実際には使用されていないもしくは受信できない周波数帯域を指す。ホワイトスペースは地域的・時間的に変動するため、通過帯域を連続的に変更できる広い周波数にわたって中心周波数が可変な高周波数(RF)帯域通過フィルタが渴望されている。

RF 可変フィルタには様々なものが提案されている[2,3]。筆者らは能動素子への正帰還を使用した再帰型フィルタ[4,5,6]に注目している。このフィルタは帰還回路の位相調整により広範囲に中心周波数を変更でき、さらに能動回路の利得調整により帯域幅が大幅に変更できる。さらに集積化が容易である。ただし、能動素子を利用しているため、受動フィルタに比べて非線形性が大きく、受信機最前段への適用が難しい。

可変であることから、フィルタの中心周波数と帯域幅を設定する必要があるが、能動回路の利得や帰還回路の位相は温度や経年変化により変動するので、フィルタ使用の際にはそれらを毎度調整する必要がある。

また、平坦な通過域や急峻な遮断域を得るためには複数のフィルタを組み合わせる高次フィルタを構成する必要があるが、その際には個々のフィルタの中心周波数と帯域幅を別個に設定する必要があり、さらに設定が困難となる。

2. 研究の目的

本研究では、弾性表面波・バルク弾性波素子技術と微小電子機械システム技術の組み合わせによる可変フィルタと、半導体集積回路を利用した再帰型フィルタを連続した構成を基にして、実用的なソフトウェア無線機を構築し、それらの有効性を実証することを目的とした。

具体的には、まず、フィルタ特性を自動校正する機能について検討する。ここでは、自己発振状態からの推移を利用した校正手法並びに温度センサとモデルに基づく自動設定を試みると共に、通信パケット中のプリアンプルの乱れを利用した動的な自動調整を検討する。

また、開発された可変高周波フロントエンドを利用してソフトウェア無線機を構成し、その有効性を実証する。

3. 研究の方法

正帰還回路を用いた中心周波数や比帯域幅を任意に設定できる高周波再帰型バンドパスフィルタが提案されている。本論文ではこのフィルタの中心周波数と比帯域幅の自動設定手法および高次フィルタへの応用について検討した。

まず再帰型フィルタの非発振状態と発振状態での動作について述べ、実験に利用した再帰型フィルタの特性について説明した。次に動作原理に基づき、中心周波数の推定アルゴリズムおよびそれを応用した中心周波数の自動設定アルゴリズムを提案した。次に非発振状態での動作原理に基づき比帯域幅の自動設定アルゴリズムを提案した。そしてこれらのアルゴリズムをバンドパスフィルタの特性コントローラに実装して動作実験を行い、その有効性を示した。

次に高次フィルタへの応用について検討した。2 次の伝達関数を有するフィルタの特性を加算することで高次のバターワースフィルタを合成できることを解析と実験により確認した。

3-1 再帰型フィルタの動作

図1に示したフィルタは増幅器の利得を変えることで帯域幅が可変、移相器の特性を変えることで中心周波数が可変である。中心周波数は250~450 MHz程度、帯域幅は中心周波数の2~10%程度の範囲で可変である。

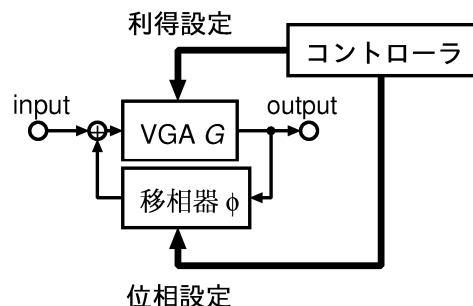


図1 再帰型フィルタのブロック図

図1において増幅器の利得 $G(\omega)$ と移相器の利得 $K(\omega)$ により再帰型フィルタの伝達関数 $H(\omega)$ は

$$H(\omega) = \frac{G(\omega)}{1 - G(\omega)K(\omega)} \quad (1)$$

と表される。

図2(a)に示すように、正帰還型のフィルタはループ利得 $\text{Re}[G(\omega)K(\omega)]$ が1未満の時にフィルタ動作を行い、1以上の時に発振状態となる。非発振領域ではフィルタの中心周波数はループ利得に対して変化しない。また、発振状態でループ利得を上げると発振周波数が下がっていく。そこで発振と非発振の境界であるループ利得が1の部分が発振臨界と定

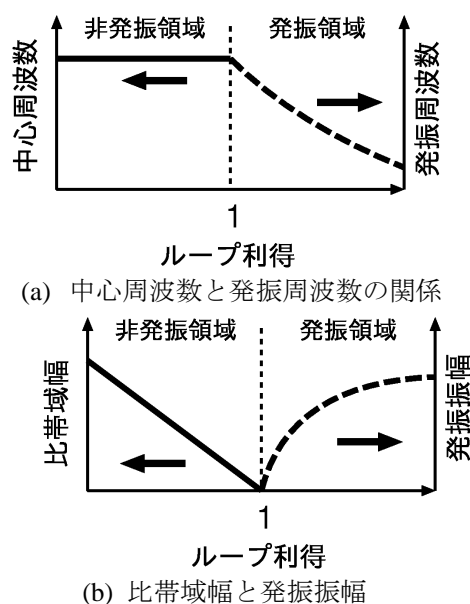


図2 発振臨界付近でのフィルタの動作

義する。また図 2(b)に示すように、非発振状態では増幅器利得を上げると帯域幅が狭くなり、発振臨界において 0 に漸近する。さらに発振振幅は増幅器利得を上げるにつれ増加する。

よって発振臨界時にはフィルタ動作が以下の条件を満たす[8]。

1. $\Delta f/f_c = 0$
2. 発振周波数が非発振時の中心周波数と一致

3-2 中心周波数自動設定方法アルゴリズム

3-2-1 発振臨界の推定

移相器での減衰量は中心周波数によって異なるため発振臨界時の増幅器の利得も中心周波数によって異なる。さらにフィルタとして用いる際には発振寸前の領域を使用するため、発振臨界時の増幅器利得を毎回精度良く推定する必要がある。このときの増幅器利得を発振臨界増幅器利得と定義し、この推定方法について考察する。

3-2-2 シミュレーションと測定結果の比較

図 3 にループ利得を変化させた際の自励発振振幅の変化をシミュレートした結果を示す[8]。発振臨界からループ利得を上げるにしたがって発振振幅が増加している。さらにループ利得に対する発振振幅の変化をみると発振臨界の部分で最大になっている。

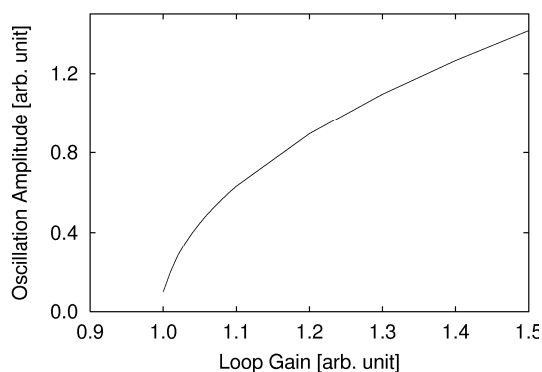


図 3 発振振幅のシミュレーション結果

次に図 4 に再帰型フィルタの発振振幅の測定例を示す。横軸は利得制御用の DAC の値、縦軸はフィルタチップ内蔵の RSSI(信号強度インジケータ)で測定した発振振幅である。発振振幅は図 3 と同様の変化を示しており、シミュレーションで得られた回路の動作と実際の回路の動作が符号していることがわかる。また、図 3 と図 4 を対応させると DAC の値が 2485 付近が発振臨界であることがわかる。

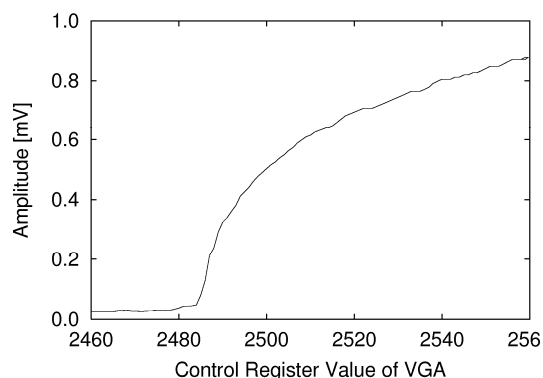


図 4 発振振幅の測定結果

3-2-3 発振臨界推定アルゴリズムの設計

発振臨界では増幅器利得に対して発振振幅が急激に増大するというシミュレーション結果が得られた。そこでループ利得を変化させてその都度発振振幅を測定し、その変化が最大の部分を発振臨界と推定する手法を提案する。

まず発振振幅が十分大きくなるまで増幅器利得を上げる。次に増幅器利得を下げながらフィルタチップ内蔵の RSSI で発振振幅を測定して増幅器利得を下げる前の発振振幅との差分を計算する。そして発振振幅の差分が最大となる部分を発振臨界と推定し、その際の増幅器利得の設定を記憶する。

3-2-4 比帯域幅から発振臨界を推定する方法

また比帯域幅の変化からも発振臨界を推定することも可能である。図 5 に増幅器利得を変化させた際の比帯域幅の測定例を示す。増幅器利得を大きくすると比帯域幅は小さくなり発振臨界で 0 となって発振を開始する。比帯域幅は増幅器利得に対して線形に変化していくのがみてとれる。よって増幅器利得を変化させて比帯域幅を数点測定し、回帰直線を導出して比帯域幅が 0 となる増幅器利得を外挿によって求めることで発振臨界の推定が可能である。

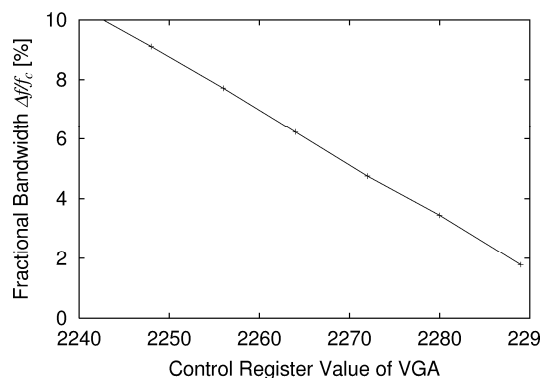


図 5 増幅器利得に対する比帯域幅の変化

ただしこの方法にはネットワークアナライザを用いた数回の測定が必要である。よってこの方法はフィルタ使用時の発振臨界推定の方法としては不適切である。

3-2-5 実験

図6に発振臨界増幅器利得の推定を実行した結果を示す。推定方法は提案手法および比帯域幅の変化から推定する方法の2通りとした。

比帯域幅の変化から推定した発振臨界増幅器利得と提案手法から推定した結果が一致しており、提案手法の有効性が示された。

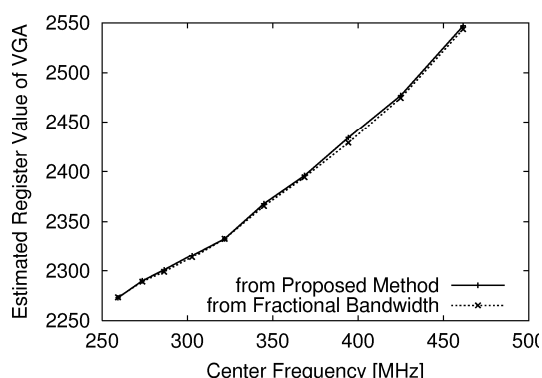


図6 発振臨界増幅器利得の推定

3-3 中心周波数の推定

3-3-1 中心周波数推定アルゴリズムの設計

図7に中心周波数 280.8 MHz に移相器を設定して増幅器利得を変化させた際の発振周波数の測定結果を示す。測定にはフィルタチップ内蔵の周波数カウンタを用いている。

また図中の縦線は前述のアルゴリズムにより推定した発振臨界である。発振周波数は増幅器の利得に対してほぼ線形に変化している。ただし発振臨界付近では周波数カウンタにミスカウントが生じてしまう。

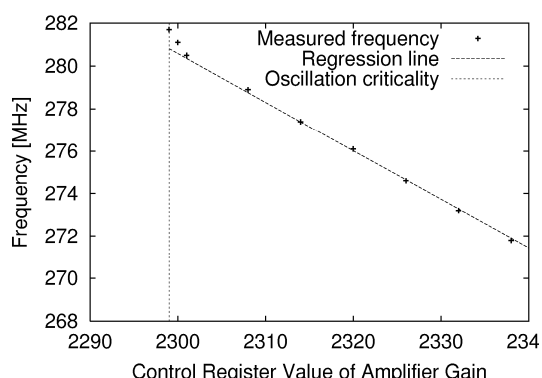


図7 中心周波数の推定方法

以下に提案する中心周波数の推定方法を示す。まず発振振幅が十分大きくなるまで増幅器利得を増加させたあとで発振周波数を

数点測定する。次に発振周波数の回帰直線を計算する。そしてあらかじめ推定した発振臨界を回帰直線に代入することで発振臨界での発振周波数を推定する。発振周波数と非発振時の中心周波数は発振臨界において一致するため、これにより発振周波数から中心周波数を推定できる。

図7において発振周波数の回帰直線と発振臨界を表す直線の交点が 280.4 MHz で交わっている。このときのフィルタの中心周波数は 280.8 MHz なので中心周波数を 0.4 MHz の誤差で推定できている。

3-3-2 実験結果

図8に提案手法を用いた中心周波数推定の結果を示す。横軸はネットワークアナライザで測定したフィルタの中心周波数、縦軸は測定した中心周波数と提案手法により推定した中心周波数の差である。提案手法により中心周波数を±1 MHz 以内の誤差で推定できる。発振臨界の推定誤差は、雑音による振幅の変化が発振臨界での振幅の変化より大きかったために生じたものと考えられる。

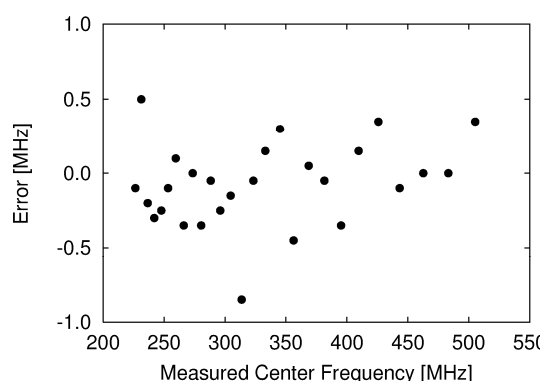


図8 中心周波数の推定誤差

3-4 中心周波数の自動設定

3-4-1 自動設定アルゴリズム

図9に提案する中心周波数の自動設定方法を示す。まず目標とする中心周波数を与え、発振臨界と中心周波数を推定し、推定した中心周波数が目標と一致するまで移相器の設定を変更する。

この中心周波数推定の部分に上で提案した手法を用いることで誤差 1 MHz 以内での中心周波数の自動設定が可能である。

3-4-2 実験結果

図10に提案した中心周波数自動設定を実行した結果を示す。横軸は目標として与えた中心周波数、縦軸は測定した中心周波数と目標として与えた中心周波数の差である。この

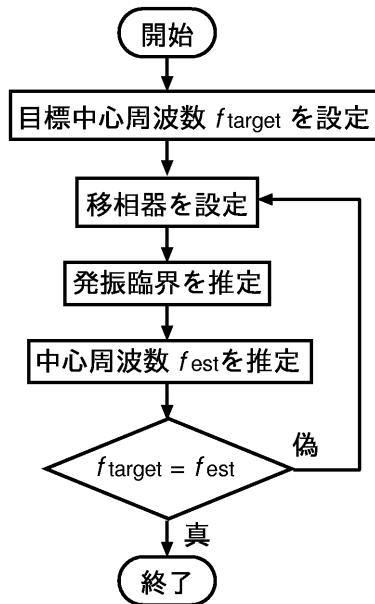


図9 中心周波数自動設定のフローチャート

とき中心周波数の目標値は250 MHz から425 MHz まで25 MHz 刻みで与えた。図8によれば中心周波数を誤差±1 MHz 以内で目標値に自動設定できていると分かる。

よって提案手法の有効性が示された。

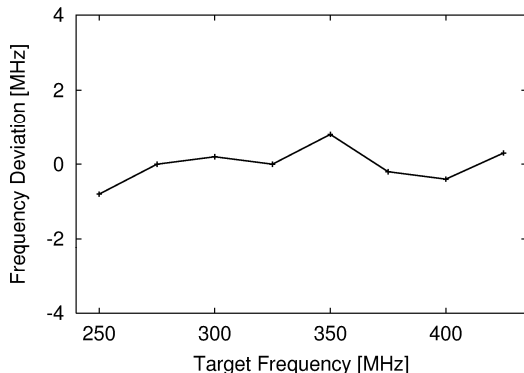


図10 中心周波数自動設定の実行結果

3-5 比帯域幅の自動設定

3-5-1 自動設定アルゴリズム

図11に増幅器利得を変化させた際の比帯域幅 $\Delta f/f_c$ の測定結果を示す。ここでは移相器を中心周波数286.5 MHzになるように設定している。

図より $\Delta f/f_c$ が増幅器利得に対して線形に変化していることが分かる。 $\Delta f/f_c$ の増幅器利得に対する傾きを α_{BW} と定義する。任意の $\Delta f/f_c$ を設定した際の増幅器利得を g 、発振臨界増幅器利得を g_c とすると $\Delta f/f_c$ は式(2)で表される。

$$\Delta f/f_c = \alpha_{BW} (g - g_c) \quad (2)$$

発振臨界時の増幅器利得はこれまで提案したアルゴリズムにより求めることができる。よって α_{BW} が分かれば任意の比帯域幅を実現するための増幅器利得を計算することができる。しかし α_{BW} は中心周波数によって異なり、必ずしも既知ではない。

図11に中心周波数を変えて $\Delta f/f_c$ を測定し、 α_{BW} をフィッティングにより求めた結果を示す。 α_{BW} が中心周波数によって変化している様子が見て取れる。この原因として増幅器の利得が周波数によって異なっているためと考えられる。

この α_{BW} の決定はネットワークアナライザを用いて複数回の測定を行わなければ知ることができない。

そこでこの α_{BW} の決定方法を以下のように提案する。

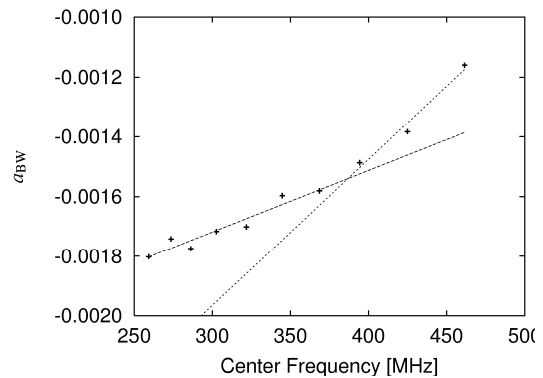


図11 $\Delta f/f_c$ の傾き α_{BW}

3-5-2 比帯域幅の自動設定

ここではあらかじめ測定したデータから α_{BW} と中心周波数の関係を表す式を導出しておき、実際に利用する際に中心周波数をその式に代入することで α_{BW} を求める方法である。

今回は図11に示すように α_{BW} を折れ線で近似することとする。

以下に比帯域幅の自動設定方法を示す。

まず目標となる比帯域幅 $\Delta f/f_c$ を設定する。次にあらかじめ推定した中心周波数から α_{BW} を計算する。

次に $\Delta f/f_c$, α_{BW} , g_c を式(2)に代入し、目標比帯域幅を実現する増幅器利得を計算し設定する。

3-5-3 実験結果

図12に中心周波数400 MHzの設定において比帯域幅の自動設定を実行した結果を示す。横軸は目標として与えた比帯域幅、縦軸は比帯域幅の測定結果である。測定にはネットワークアナライザを用いた。目標比帯域幅2%以上の場合には制御が実行できているこ

とがわかる。これよりも比帯域幅が小さい場合には少しの増幅器利得のずれで発振するため制御が難しい。

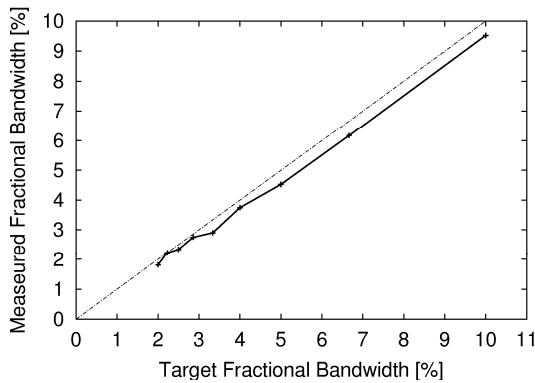


図 12 比帯域幅の自動設定結果(400 MHz)

3-6 高次フィルタへの応用

これまで議論してきたフィルタは 2 次の伝達関数を持つ単峰の特性のバンドパスフィルタである。このフィルタを複数接続することで通過域がより平坦で急峻な肩特性を持つ高次フィルタの合成について検討を行う。

3-6-1 フィルタ特性の合成方法

単峰の特性を持つ 2 次のバンドパスフィルタ $T_1(\omega)$, $T_2(\omega)$ を用意し、2 次の伝達関数を減算することで 4 次フィルタ特性を合成できる。

$$T(\omega) = T_1(\omega) - T_2(\omega) \quad (3)$$

図 13 に高次フィルタ回路のブロック図を示す。図中の BPF1, 2 はそれぞれ図 1 に示す再帰型フィルタであり、中心周波数および帯域幅は独立に設定できる。これらのフィルタの出力を加減算器により合成することで高次フィルタの特性を得られる。

なおこれらの特性は複数のフィルタを縦続することでも実現できるが、利得が上がりすぎてしまう。

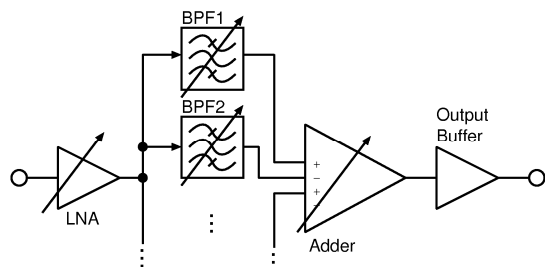


図 13 高次フィルタの構造

3-6-2 フィルタ特性の合成結果

図 14 に 4 次バターワースフィルタ特性を合成した例を示す。図中の破線は伝達関数の計

算値、実線は測定値である。

図より通過域が平坦で肩特性が急峻な高次フィルタ特性を得られることを確認した。

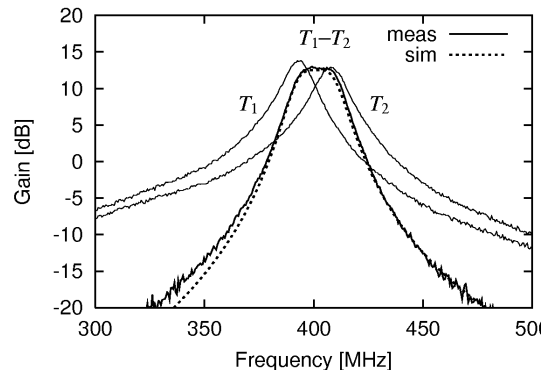


図 14 4 次バターワースフィルタの周波数特性

次に図 15 に帯域幅を 20 MHz 一定として中心周波数を変化させた例を示す。これによりレジスタの設定だけで 250~500 MHz の範囲において 4 次フィルタの中心周波数が連続的に可変されることを確認した。

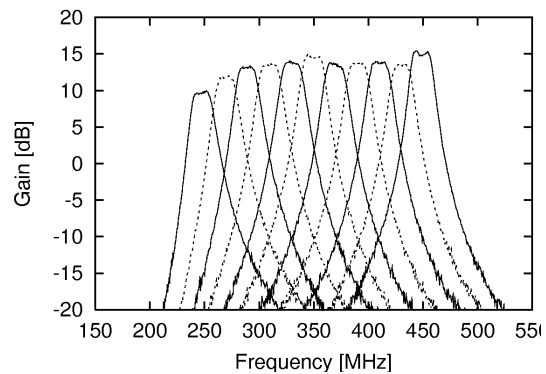


図 15 中心周波数を変化させた 4 次フィルタ特性

4. 研究成果

本研究では高周波再帰型バンドパスフィルタの中心周波数自動設定法および比帯域幅自動設定法を提案した。さらに再帰型フィルタの高次フィルタへの応用について検討した。

まず、再帰型フィルタの動作原理に基づき発振・非発振の境界を推定する方法について検討し、実験によってその有効性を確認した。次にその方法を用いて中心周波数の推定方法・自動設定方法を提案し、1 MHz の誤差で自動設定可能であることを実験により確認した。

さらに比帯域幅の自動設定方法を提案し、実験によりその有効性を確認した。

最後に再帰型フィルタの特性を合成し、高次フィルタ特性を実現できることを示した。

なお、ここでは示していないが、このフィルタ構成を用いて、超再生受信機を構成し、スペクトロメータとして利用できることも示している[9]。

また、現在、開発されたこの可変フィルタを利用してソフトウェア無線機を試みている。

参考文献

- [1] 松村 武, 原田 博司, “WLAN 技術による TV ホワイトスペースの活用とアップコンバージョン型 RF フロントエンドの提案,” 電子情報通信学会技術報告, vol.110, no.252, SR2010-10, pp.19-23 (2010)
- [2] A.Ghaffari, E.A.M.Klumperink, and B.Nauta, “A Differential 4-Path Highly Linear Widely Tunable On-Chip Band-Pass Filter,” Radio Frequency Integrated Circuit Symposium, 2010 IEEE, pp.299-302 (2010)
- [3] M.Darvishi, R. van der Zee, E.Klumperink, and B.Nauta, “A 0.3GHz to 1.2GHz tunable 4th order switched gm-C Bandpass Filter with >55dB Ultimate Rejection and out-of-band IIP3 of +29dBm,” International Solid State Circuit Conference, 2012 IEEE, pp.358-360 (2012)
- [4] S.Andersson, P.Caputa, and C.Svensson, “A tuned, inductorless, recursive filter LNA in CMOS,” Solid-State Circuit Conference, Proceedings of the 28th European, 351-354 (2002)
- [5] M. Delmond, L.Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, “Microwave tunable active filter design in MMIC technology using recursive concepts,” Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, Digest of Papers, pp.105-108 (1995)
- [6] 本儀達寛, 大森達也, 橋本研也, 山口正恆, “再帰型 RF 可変フィルタの検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.108, no.212, US2008-42, pp.57-61 (2008)
- [7] 鎌田幹雄, 中山邦幸, 斉藤伸郎, 橋本研也, “TV-UHF 帯の可変 RF 再帰フィルタと調整回路,” 電子情報通信学会技術報告, vol.111, no.162, SR2011-18, pp.1-4 (2011)
- [8] 西馬伸一郎, 大森達也, 安昌俊, 橋本研也, 鎌田幹雄, “高周波再帰型フィルタの動作解析と通過周波数特性制御,” 電子情報通信学会技術報, vol.111, no.162, SR2011-18, pp.129-133 (2011)
- [9] T.Omori, K.Seo, S.Nishiuma, C.J.Ahn, K.Hashimoto, and M.Kamata, “Integrated RF tunable filter based on recursive architecture and its application,” European Microwave Conference (2013) [to be presented]

5. 主な発表論文等

〔雑誌論文〕(計0件)

〔学会発表〕(計5件)

- (1) T.Omori, K.Seo, S.Nishiuma, C.J.Ahn, K.Hashimoto, and M.Kamata, “Integrated RF tunable filter based on recursive architecture and its application,” European Microwave Conference (2013) [to be presented]
- (2) 瀬尾研, 西馬伸一郎, 大森達也, 安昌俊, 橋本研也, 鎌田幹雄, “高周波再帰型高次フィルタに関する検討,” 電子情報通信学会総合大会 B-17-28 (2013)
- (3) 西馬伸一郎, 瀬尾研, 大森達也, 橋本研也, “高周波再帰型フィルタにおける周波数特性の自動設定および高次フィルタへの応用,” 日本学術振興会弾性波素子技術第150委員会(東京) 99.9-14
- (4) 鎌田幹雄, 中山邦幸, 斉藤伸郎, 橋本研也, “TV-UHF 帯の可変 RF 再帰フィルタと調整回路,” 電子情報通信学会技術報告, vol.111, no.162, SR2011-18, pp.1-4 (2011)
- (5) 西馬伸一郎, 大森達也, 安昌俊, 橋本研也, 鎌田幹雄, “高周波再帰型フィルタの動作解析と通過周波数特性制御,” 電子情報通信学会技術報, vol.111, no.162, SR2011-18, pp.129-133 (2011)

〔図書〕(計0件)

〔産業財産権〕

○出願状況 (計0件)

○取得状況 (計0件)

〔その他〕

ホームページ等

<http://www.te.chiba-u.jp/~ken>

6. 研究組織

(1) 研究代表者

橋本 研也

千葉大学大学院工学研究科

教授

研究者番号 : 90134353

(2) 研究分担者

安 昌俊 (アンチャンジュン)

千葉大学大学院工学研究科

准教授

研究者番号 : 90453208