

# 広帯域可変バンドパスフィルタ技術の開発

## Development of Wideband Variable band-pass filter technique

千葉 隆 横野 聡  
Takashi Chiba Satoru Yokono

### 要 旨

マルチバンド送受信機の開発には、RF帯で広帯域に可変可能なバンドパスフィルタ技術が一つの鍵となるが、新しい発想に基づく広帯域整合回路を軸とする新技术を用い、まずHF帯（1.8MHz～30.5MHz）で使用可能な、複同調タイプの広帯域可変バンドパスフィルタの開発試作・評価を行った。複同調器のキャパシタのみを可変させ、比帯域一定で1.6MHz～7.8MHz、6.9MHz～32.0MHzの2バンド（連続周波数可変比約5倍）でのインピーダンスマッチングを得た可変バンドパスフィルタを実現した。

### Abstract

Wideband Variable band-pass filter technique for the RFband is one of the key to the development of Multiband Transceiver. In this Work, At first, we designed and evaluated the Wideband variable band-pass filter of the double-tuned type that is available for the HFband (1.8MHz～30.5MHz). Only the adjustment of Capacitance of the double-tuned circuit, we achieved wideband impedance matching (5 times variable width) with fractional bandwidth Constant. Then, we report the Operational Overview and Evaluation results.

### 1. まえがき

昨今、無線通信技術は急速に発達し、我々の身の回りの生活により一層浸透してきている。スマート社会と呼ばれる社会になり、人だけでなく、身の回りの物の多くが無線を介したネットワークで結ばれるようになった。従来は周波数別、用途別に設計されていた無線機も、ソフトウェア無線技術により、共通のハードウェアに用途毎のアプリケーションソフトをダウンロードする事により、周波数の異なる多種多様な無線機を共通のハードウェアによりマルチバンド無線機として構成できる。

しかしながら、電波の出入り口となるアナログ回路で構成されるRFフロントエンドにおいては、全ての周波数、用途に対応させることは困難であり、この部分の共通化技術開発が鍵となっている。マルチバンド無線機においては、使用する周波数に柔軟に対応可能なRFフロントエンド技術が必須となるが、その中でも重要な技術として、あらゆる通信周波数帯に柔軟に対応可能な広帯域で可変可能なRFフィルタ技術が挙げられる。

従来では、広帯域インピーダンスマッチング技術と可変素子数の増大のトレードオフの問題から、シンプルな可変フィルタの実現は困難であった。従来より、可変フィルタ技術の研究はされていたが、可変周波数範囲は周波数比で2倍程度が限度であった<sup>(1)</sup>。

そこで、我々は可変素子数を最小限に抑えつつ、中心周波数の可変範囲を広く取れるような広帯域で可変可能なRFフィルタの実現性の検討を行った。

今回は、HF帯を対象として、広帯域可変バンドパスフィルタの理論実証を行ったのでここに報告する。

### 2. HF帯用広帯域可変バンドパスフィルタ

#### (1) コンセプト

電波の出入り口となるRFフロントエンド部分は、ソフトウェア無線化された多くの無線機においても、未だにアナログ回路で構成され、周波数別、用途別の専用設計になっていることが多い。バンドパスフィルタには、フロントエンド内の増幅器において発生する高調波歪信号や、アンテナから入力される目的外の不要信号によって発生する相互変調積歪信号が原因となる目的信号の実効受信感度低下や信号品質劣化を防ぐ重要な役割がある。また、バンドパスフィルタは、他システムの不要信号を効果的に抑圧しつつ、低損失で自システムの目的信号を通過させる必要がある<sup>(3)</sup>。

一般には、シンプルな単同調構成が用いられるが、専有帯域の広い無線システムには適用できない。また、中心周波数の可変範囲も限られており、HF帯全域をカバーするためには、フィルタバンクのバンドを多数要する。結果として、フィルタ装置サイズが大きくなってしまう<sup>(4)</sup>。

そこで我々は、実使用環境にて優れた受信感度性能を得るため、動作Qが5～10程度でも抑圧量を確保でき、所望帯域幅で設計可能な複同調構成を採用した。可変素子数を最小限に抑えて機器の大型化を避けつつ、可変制御のしやすい回路構成、不要信号抑圧と低損失の両性能を確保した広帯域可変フィルタをコンセプトとして設定した。

#### (2) 主要構成と仕様

図1に広帯域可変フィルタの主要構成を示す。HF帯全域を2バンドでカバーするような構成となっている。HF帯下側のバンド（以降Lowbandと記述）は1.6MHz～7.8MHzを、HF帯上側のバンド（以降Highbandと記述）は6.9MHz～32.0MHzを、周波数可変範囲としている。即ち、周波数比で

Lowband/Highband共に5倍の可変幅を有する。

本試作の目標仕様を表1に示す。ソフトウェア無線化されたマルチバンド無線機での使用を想定して、デジタル制御可能な可変方式で、かつ定常的電力消費を無くすことと、歪性能を確保するために、ラッチングリレーによるバイナリ容量制御方式を採用した。

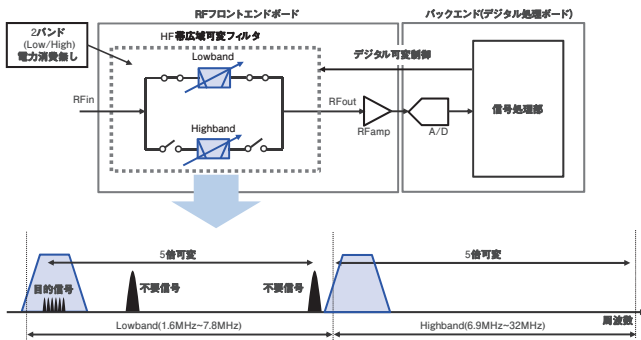


図1 広帯域可変フィルタの主要構成

Fig.1 Main constitution of the Wide-range Tunable Filter

表1 HF帯広帯域可変バンドパスフィルタの仕様

Table 1 Specification of the HF Tunable Band-pass Filter

項目	目標仕様	
中心周波数 $f_0$ 可変範囲	Lowband	1.6MHz-7.8MHz
	Highband	6.9MHz-32MHz
インピーダンス	50Ω	
挿入損失 at $f_0$	1.5dB以下	
VSWR at $f_0$	1.2以下	
容量可変方式	ラッチングリレーバイナリ容量制御	

### 3. 動作原理

#### (1) 従来方式

図2に従来の可変フィルタの回路構成例を示す。2つの並列共振器を容量結合した複同調器がベースとなっており、複同調器の入出力側に整合用のトランスが設けられた構成となっている。負荷インピーダンス50Ωと複同調器インピーダンス $R_r$ を整合させるために、トランスにより整合がとられている。共振器コンデンサ $C_r$ には、可変容量ダイオードが用いられている。

この回路におけるインピーダンス整合特性について考える。図3について、容量結合複同調器の動作インピーダンス $R_r$ は、結合容量の影響で、中心周波数 $f_0$ に反比例して減少する特性を示す。一方、整合回路を介して負荷側を見たインピーダンス $R_m$ は、単に負荷インピーダンスがトランスの変換比倍されるだけであり、中心周波数 $f_0$ に依らず一定値となる。故に、中心周波数 $f_0$ に対する $R_r$ と $R_m$ のインピーダンス整合特性は、図3に示すようになり、整合する周波数は1ポイントのみとなる。

また、従来の比帯域幅は中心周波数 $f_0$ の2乗に比例する。

一般にフィルタの挿入損失は、比帯域幅に反比例することが知られており、挿入損失も中心周波数に依存することになる<sup>(5)(6)</sup>。

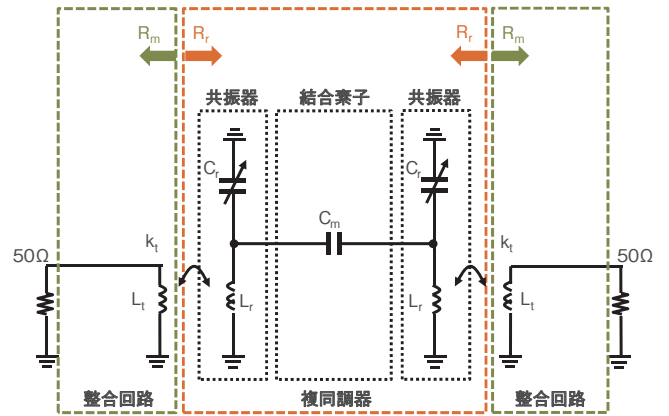


図2 従来の回路構成

Fig.2 Conventional circuit configuration

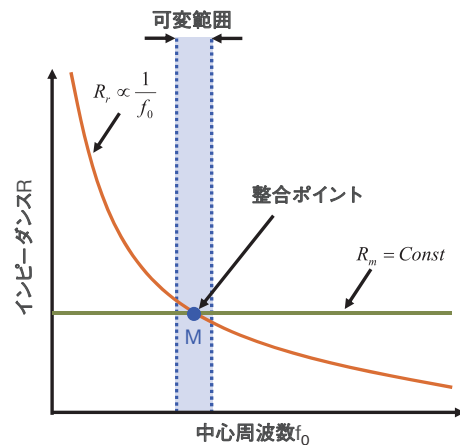


図3 従来回路のインピーダンス整合特性

Fig.3 Impedance matching characteristics of the conventional circuit

従来の回路構成を用いて、回路シミュレーションした結果を図4に示す。4.2MHzにおいて、VSWRが1.1となるように整合設計を行い、図4では、異なる6ポイントの中心周波数にて計算した通過反射特性を重ねて示している。中心周波数 $f_0$ を、整合周波数4.2MHz (VSWR=1.2) から低い方向へ動かすと、比帯域幅が狭くなり挿入損失が増大する。逆に、高い方向へ動かすと、比帯域幅が広くなり減衰特性が劣化する。この為、一定範囲内のVSWRを維持しつつ可変可能な周波数範囲は1.5倍程度が限界である。よって、従来技術の延長では、共振器コンデンサ $C_r$ を動かす動作のみでVSWR特性を維持したまま、大きな周波数可変範囲を得る可変バンドパスフィルタの実現は困難であった。

このことから、フィルタの中心周波数の広帯域可変を実現する上で必要なことは、第1に比帯域幅一定特性、第2に広い中心周波数範囲でのインピーダンス整合であると言える。

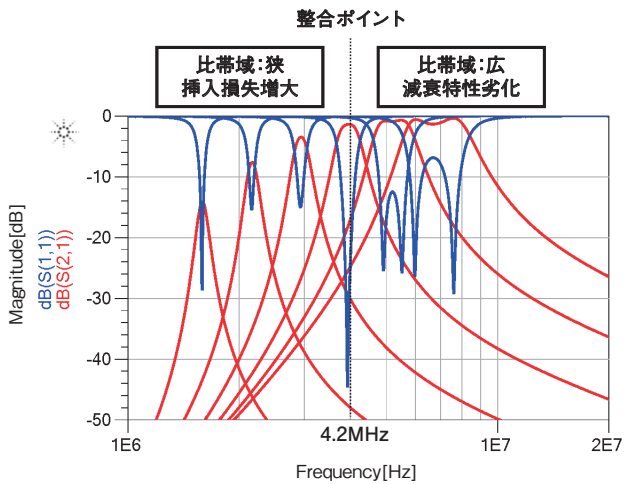


図4 従来回路の通過反射特性

Fig.4 Attenuation & Reflection characteristics of the conventional circuit

(2) 提案方式

(2-1) 回路構成

図5に提案する広帯域可変フィルタの回路構成を示す。2つの並列共振器を磁界結合（結合係数 $k_r$ ）した複同調器がベースとなっており、共振器コンデンサ $C_r$ を動かす操作のみで、中心周波数の広帯域可変を行う。複同調器インピーダンス $R_r$ と負荷インピーダンス $50\Omega$ を整合させるための整合回路を入出力部に設けた構成となっている。

この回路では、共振器間の結合として磁界結合を採用している。共振器間の物理的距離や磁路の透磁率が一定であれば、磁界結合係数 $k_r$ も、中心周波数 $f_0$ に依らず一定となる<sup>(2) (4)</sup>。比帯域幅は、共振器間結合係数に比例する関係にあるため、比帯域幅もまた、中心周波数 $f_0$ に依らず一定となる。故に、周波数可変の最中に、挿入損失等のフィルタ特性は一定に保たれる<sup>(5) (6)</sup>。

提案する可変フィルタの整合回路は、ステップダウン整合用のトランスを逆相結合とし、更に、直列インダクタ $L_s$ を含む回路と並列にコンデンサ $C_r$ を接続した構成となっている。この構成を用いることにより、虚数共振という現象を起こし、インピーダンス整合範囲を大幅に拡大することが可能となる。

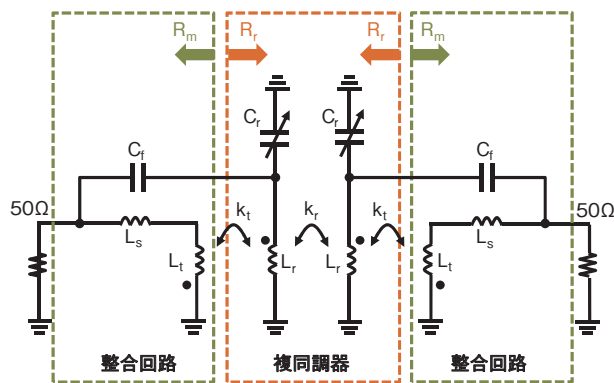


図5 提案回路構成

Fig.5 Proposed circuit configuration

(2-2) 虚数共振回路のインピーダンス特性

図6に虚数共振回路のインピーダンス特性を示す。図6のように、通常の共振であれば、並列共振回路のインピーダンスは正曲率で変化していき、並列共振周波数において、インピーダンスが無限大に発散する。しかしながら、虚数共振の場合、並列共振回路のインピーダンスが負曲率で変化していき、並列共振周波数において極大値を迎えるが、無限大に発散することはなくなる。

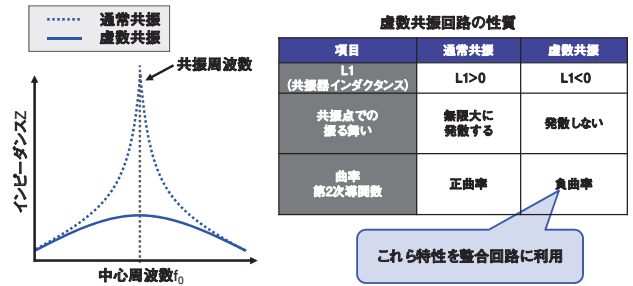


図6 虚数共振回路のインピーダンス特性

Fig.6 Impedance curve of the Imaginary Resonance circuit

(2-3) インピーダンス整合特性

図7に提案する可変フィルタのインピーダンス整合特性の概念図を示す。まず、複同調器インピーダンス $R_r$ について、従来では中心周波数 $f_0$ に対して、反比例する特性であったが、提案では、磁界結合（相互インダクタンス結合）を採用しているため、中心周波数 $f_0$ に対して比例する直線特性となる。次に、整合回路インピーダンス $R_m$ について、まず、負荷インピーダンス $50\Omega$ が、直列インダクタ $L_s$ （ $\Gamma$ 型整合回路の直列素子）とステップダウン整合用のトランスにより、中心周波数 $f_0$ の2乗に比例する特性へと変換される。直線特性 $R_r$ に対して、 $R_m$ を2ポイントM1, M2で整合させることが出来る。この段階で、VSWRが1.2以下という仕様に対して、周波数可変範囲は周波数比で約2倍得られる。

更に、図6に示した虚数共振回路の負曲率のインピーダンス特性を利用することにより、中心周波数 $f_0$ の高い領域において、 $R_m$ に負曲率特性を持たせてインピーダンスを低下させることができる。結果として、直線特性 $R_r$ に計3ポイントM1, M2, M3で整合させて、共振器コンデンサを動かす操作のみで、VSWRが1.2以下という仕様に対して、周波数可変範囲を周波数比で5倍獲得することが可能となる。

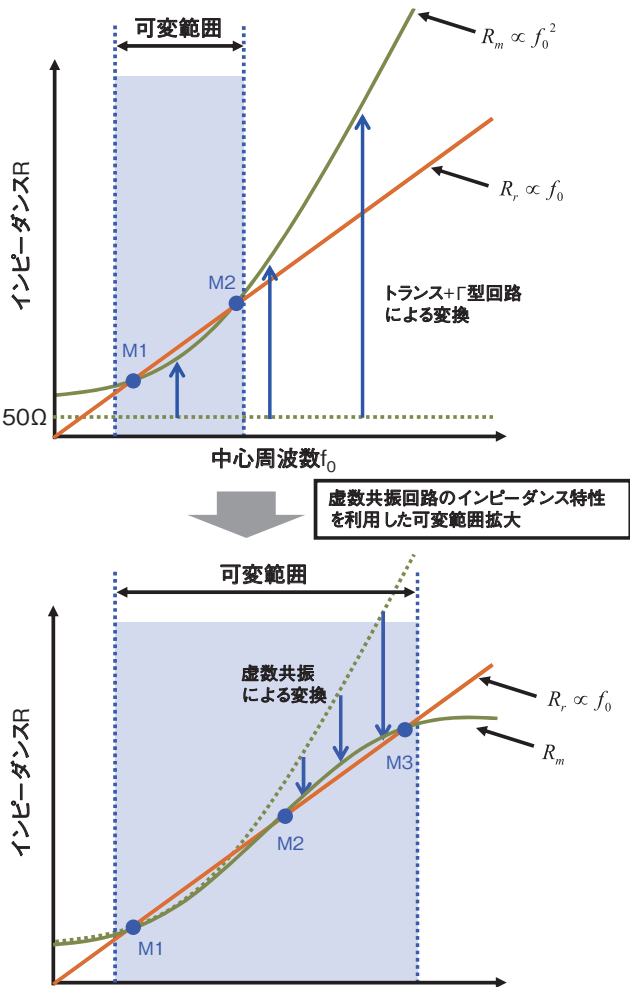


図7 提案回路のインピーダンス整合特性

Fig.7 Impedance matching characteristics of the Proposed circuit

#### 4. 試作評価

図8に、試作したHF帯広帯域可変バンドパスフィルタを示す。LowbandとHighbandの周波数可変を担う共振器コンデンサはLowbandとHighbandの両方で共用できるようにした。また、共振器コンデンサの可変や、Lowband/Highbandのバンド選択は、ラッチングリレーによるバイナリ制御としており、リレー切替え時以外は電力を消費しない。

図9-1にLowbandのシミュレーションと実測の比較を、図9-2にHighbandのシミュレーションと実測の比較を示す。また、表2にLowband/Highbandの諸特性値を示す。本試作評価にて、Lowband/Highband共に、中心周波数 $f_0$ に依らず挿入損失がほぼ一定で、周波数可変範囲が周波数比で5倍得られることを実証した。

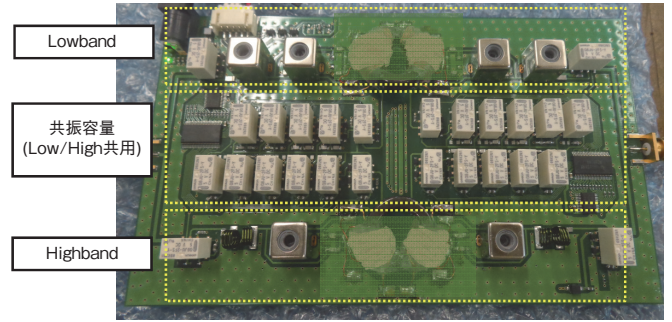


図8 試作基板

Fig.8 Prototype board

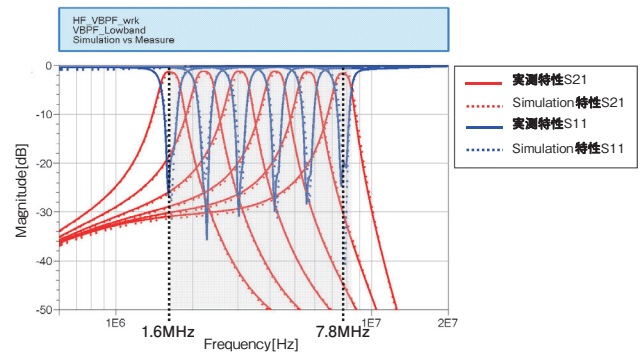


図9-1 Lowband側のシミュレーションと実測比較

Fig.9-1 Comparison of the simulation and the actual measurement for the Lowband circuit

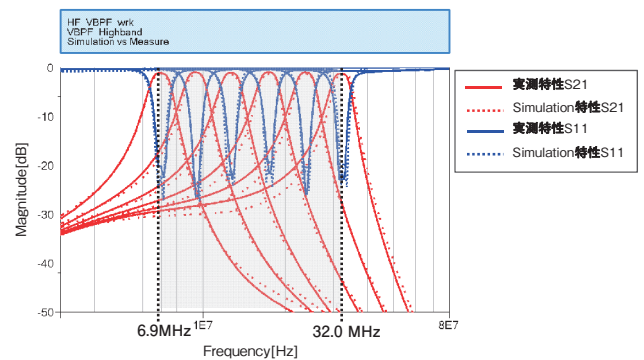


図9-2 Highband側のシミュレーションと実測比較

Fig.9-2 Comparison of the simulation and the actual measurement for the Highband circuit

#### 5. あとがき

本稿では、広帯域可変バンドパスフィルタについて、基本的なコンセプト、動作概要、試作評価での理論実証について述べた。複同調構成を用いることで、減衰特性と損失の両性能を確保し、共振器コンデンサの可変操作のみで中心周波数の5倍可変特性の実現性を示した。今後、VHF帯以上の高い周波数帯での実現性検討、及び、より広帯域でのインピーダンス整合の方法を検討し、RFの共通化が可能な範囲の拡大を目指す。

## 謝辞

本研究は、方式の発案者でもある当社元技術顧問、山下和郎氏に多大なるアドバイス、協力を頂きました。深く感謝いたします。

## 参考文献

- (1) Kaiyuan Zeng, Dimitra Psychogiou and Dimitrios Peroulis, "A continuously tunable 95MHz-138MHz bandpass resonator with 40 dBm IIP3", *Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, 2015 IEEE International Conference on, Issue Date:2-4 Nov. 2015
- (2) Kaiyuan Zeng, Dimitra Psychogiou and Dimitrios Peroulis, "A VHF Tunable Lumped-Element Filter with Mixed Electric-Magnetic Couplings", *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2015 IEEE 16th Annual, Issue Date: 13-15 April 2015
- (3) 山尾泰, 野島俊雄, モバイル通信の無線回路技術, 電子情報通信学会, 2007年9月
- (4) Hsuan-Ju Tsai, Nan-Wei Chen, Shyh-Kang Jeng, "Center Frequency and Bandwidth Controllable Microstrip Bandpass Filter Design Using Loop-Shaped Dual-Mode Resonator", *IEEE Trans. vol.61,no.10, pp.3590-3600, October 2013.*
- (5) 上田伴希, 試作で学ぶ高周波フィルタの設計法, 総合電子出版社, 東京, 2002年1月
- (6) 森栄二, LCフィルタの設計&製作, CQ出版株式会社, 東京, 2013年12月
- (7) 山村英穂, トロイダル・コア活用百科, CQ出版株式会社, 東京, 1997年8月

## 用語一覧

HF: High Frequency (短波周波数)  
RF: Radio Frequency (無線周波数)  
Q: Quality factor (同調点の鋭さを表す指標)  
VSWR: Voltage Standing Wave Ratio (電圧定在波比)