

直交位相発振器を必要としない全差動複素フィルタの周波数特性測定法

小野寺 淳*, 川部 謙二, 谷本 洋 (北見工業大学)

Measurement of Frequency Response for Fully Differential Polyphase Filters without Using Quadrature Oscillator

Jun Onodera*, Kenji Kawabe, Hiroshi Tanimoto (Kitami Institute of Technology)

Abstract

Amplitude error and phase error in the quadrature measuring signals introduce large measurement error for high frequency polyphase filters. A method without using quadrature signal has been proposed, which is based on the "Superposition Principle" for linear circuits; however, this method aims at single-ended measurements. So that differential measurement in high-frequency range, like RC-polyphase filters, is not well covered with the method. We have extended the method to accommodate with high frequency differential measurements by using vector network analyzer(VNA) and differential probes. The proposed method yields much better results compared with conventional methods with a quadrature oscillator.

キーワード：複素フィルタ, 直交位相発振器, ベクトル・ネットワークアナライザ
(Polyphase Filter, Quadrature Oscillator, Vector Network Analyzer)

1. はじめに

複素フィルタは実係数フィルタとは異なり正の周波数と負の周波数で異なる周波数特性を示すため、アナログフィルタとしては受動・能動フィルタとして各種通信機器の変復調部にイメージ抑圧フィルタないし 90° 移相器等として利用されている⁽¹⁾⁽²⁾。

これらのアナログ複素フィルタは実部と虚部を表す 2 つの実信号の打ち消しを利用して構成されるが、大きなイメージ抑圧比を実現するため、あるいは高精度の 90° 移相を行うためには非常に高い素子値の比精度が求められ、実現が容易ではない。しかし、RC ポリフェーズフィルタ (以後、RCPF と略記する) は比較的素子値の比精度に対する要求が緩いので、広く実用されており、本稿でも複素フィルタとしてこれを主対象とする。

一方、複素フィルタの周波数特性評価においては正確な複素信号、すなわち、厳密に同一振幅かつ正確に 90° の位相差をもつ 2 つの正弦波信号が必要であることもよく知られており⁽³⁾、例えば、振幅が 1%、位相が 90° から 1° ずれるだけで、この信号で測定できるイメージ抑圧比は約 40 dB 以下になり、たとえそれ以上のイメージ抑圧比を持った RCPF を実現できたとしても、正確な測定はできない。

従来、複素フィルタの周波数特性の測定においては直交位相発振器を用いて入力信号を作り出す測定法が広く用いられているが、特に高周波においては発振器の直交精度が悪化する。そのため発振器の精度に依存する位相・振幅誤差が発生し測定精度に影響を及ぼすことが問題となる。

そこで直交位相発振器を必要としない複素フィルタの測定法として、重ねあわせを用いる方法が庄野らにより提案されており、有効性が示されている⁽⁴⁾。しかし、この方法はシングルエンド入出力の複素フィルタに適用することを前提としているので、差動入力差動出力の複素フィルタである RCPF の測定にはそのままでは適用できない。特に、

RCPF の入力には直交 4 相信号が必要であり、出力信号は 90° の位相差をもつため、4 つの出力間には大きな同相成分が存在し、測定の際に大きな桁落ちを生じて測定精度が悪化する、といった問題があった⁽⁵⁾。

この問題は出力端で差動増幅器を用いて増幅した出力信号を測定することにより解決が可能であるが、MHz 以上の高周波域においては用いる増幅器の周波数特性が悪くなるので、増幅器を用いずに差動測定に対応することが求められている。

以上の背景の下に本稿では、従来提案されていた重ねあわせによるシングルエンド複素フィルタの測定法を、RCPF 等の全差動型複素フィルタの測定に適用できるよう拡張する方法について提案した。さらに提案手法による 2 種類の集積化 RCPF の実測結果について、従来の直交位相発振器を用いた実測結果と比較検討した。

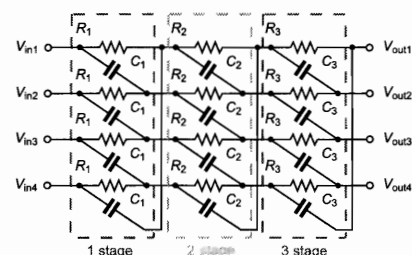


図 1 3 段の RCPF
Fig. 1. Three-stage RCPF

2. 測定におけるこれまでの課題

〈2・1〉直交位相発振器を用いた測定の問題点 代表的な 3 段 RCPF の回路図を図 1 に示す。RCPF は容易に集積化でき素子ばらつきが少ないため、広帯域通信系のイメージ除去フィルタや 90° 移相器として利用されている⁽¹⁾。等リブ

ルで設計された中心周波数 10MHz, 比帯域 10, 3 段 RCPF の特性を図 2 に示す。

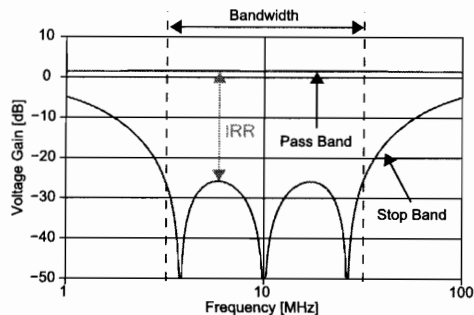


図 2 中心周波数 10MHz, 比帯域 10, 3 段 RCPF の周波数特性シミュレーション
Fig. 2. Simulated results of 3-stage RCPF

図 2 に示すように, 正周波数入力時は通過特性を示し, 負周波数入力時は中心周波数から周波数軸上にノッチを作り信号を遮断する阻止特性を示すのが特徴である。

このような差動入出力の RCPF における従来の標準的な測定法である, 直交位相発振器を用いて測定する方法を図 3 に示す。平衡信号が出力可能な発振器は一般的でないので, 通常, 不平衡出力を有する直交位相発振器より 90° 位相差をもつ 2 信号を出力し, これをバランでそれぞれ平衡信号に変換して作った 4 相信号を RCPF に入力する。RCPF の出力の測定はスペクトラムアナライザやインピーダンスアナライザを用いてシングルエンドで行う。

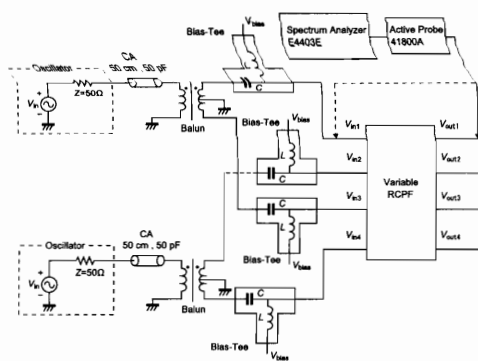


図 3 従来の直交位相発振器を用いた RCPF の測定方法
Fig. 3. Conventional measuring method by using quadrature oscillator

この測定法による誤差発生原因として, 直交位相発振器の 2 つの出力が同じ振幅でないことによる「振幅誤差」と, 2 つの出力の位相差が 90° でないことによる「位相誤差」がある。RCPF へ入力する信号の振幅誤差と位相誤差が RCPF の周波数特性測定結果にどのような影響を与えるかを見るために, 先に示した 3 段 RCPF の実部入力と虚部入力の間位相誤差だけ, もしくは振幅誤差だけを与えた場合にお

ける出力端子 1, 2 の差動出力電圧 (阻止域) のシミュレーションを行った。振幅誤差を与えた場合の結果を図 4 に, 位相誤差を与えた場合の結果を図 5 に示す。

図 4 より, 入力信号に振幅誤差 ΔA が発生していると, 設計時に意図した周波数で信号をキャンセルすることが出来ず, 異なる周波数でキャンセルが生じることによりノッチの現れる周波数が変化することがわかる。また図 5 より, 入力信号に位相誤差 $\Delta\phi$ が発生した場合, 設計したノッチの周波数を含めた全ての周波数で信号を完全にはキャンセルすることが出来ず, ノッチが埋まるという影響が現れる。

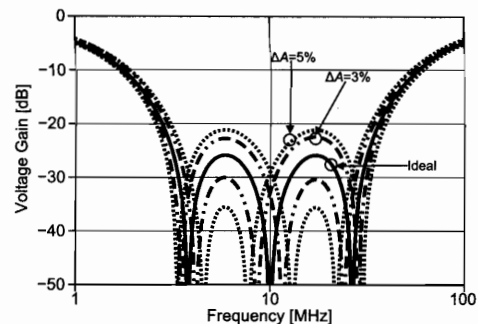


図 4 入力振幅誤差が RCPF の測定結果に与える影響例
Fig. 4. Effects due to amplitude imbalance of input signals

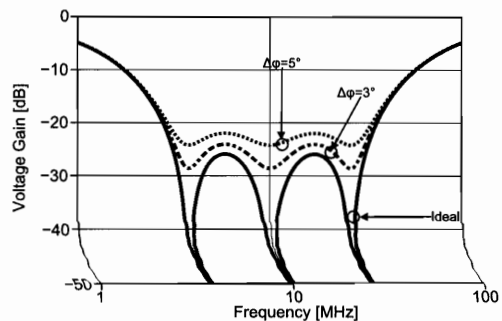


図 5 入力位相誤差が RCPF の測定結果に与える影響例
Fig. 5. Effects due to phase imbalance of input signals

イメージ抑圧比の大きい RCPF や, 素子値の比精度が良い集積化 RCPF ではこれらの誤差が表面化しやすく, 僅か 1% (約 0.08dB) の振幅誤差や 1° の位相誤差でも測定結果に大きく影響を及ぼす場合がある。すなわち RCPF への 2 つの入力信号は 2 台の発振器から, 同期した状態で振幅がまったく等しく, かつ正確に 90 度の位相差を持つ信号を出力する必要がある。

〈2・2〉重ねあわせを用いる測定法 前節では直交位相発振器を用いる場合の問題点について述べた。本節では直交位相発振器を用いる代わりに重ねあわせを用いた測定法について述べる。

庄野らの方法では, 実部信号と虚部信号を同時に入力するのではなく, それぞれを個別の入力として応答を得た後に重ねあわせの原理に基づきそれぞれの出力を重ね合わせ

て所望の周波数特性を得る⁽⁴⁾。この方法を用いれば、入力に必要な発振器は1つでよいため、測定回数は増えるが直交位相発振器を用いる必要がないという大きなメリットがある。

今回の測定で用いる RCPF は線形受動素子のみで構成されたフィルタであるため、庄野らの方法が適用可能である。しかし、この方法を RCPF に適用する際、本来4相同時に入力すべき信号を2つの差動信号に分けて2回入力することとなるので、出力側でも差動信号の測定をする必要が発生する。

庄野らによるオリジナルの方法をそのまま踏襲して RCPF の測定に適用すると、測定にインピーダンスアナライザを用いるため、シングルエンドでの測定を行った後に計算によって差をとり、差動信号への変換を行うことになる。しかし、測定器のダイナミックレンジが十分でなければ精度不足による桁落ちが発生し、目的とする差動信号に計算誤差が生ずる。このため阻止域での減衰量が、実際の減衰量よりも小さく測定されることになる。

この問題の解決には測定する前に出力電圧を引き算しておく必要があり、出力端に同相除去比 (CMRR) が十分高い差動増幅器を後置することが有効である。庄野らが測定対象としたシングルエンドの複素フィルタの場合には、このような問題は生じない。図6は、3段 RCPF について出力電圧をシングルエンドのまま測定した結果と差動増幅器を介して測定した結果を比較したものであるが、差動増幅器を介することによって、より大きなイメージ抑圧比まで測定できていることがわかる⁽⁵⁾。

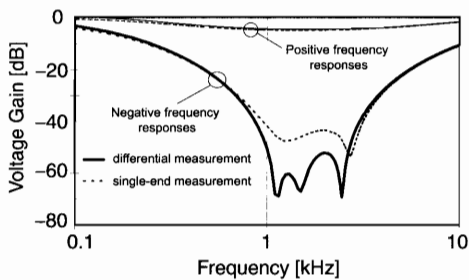


図6 庄野らの方法による RCPF の測定結果。差動増幅器の使用で大きな IRR まで測定することができる。
Fig. 6. Example of measured results with Shono's method

このように、出力側に演算増幅器による差動増幅回路を用いれば音声帯域での測定を庄野らの方法で行うことは可能であるが、MHz を超える高周波域では演算増幅器が使えないため、高周波での全差動測定にどのように対応するかが課題であった。

3. VNA と差動プローブを用いた RCPF の測定法

〈3・1〉 測定原理 前節では従来法の問題点・課題について述べた。筆者らはこれらの問題を解決して RCPF の高周波全差動測定に対応すべく以下に述べる手法を採用すること

とした。測定系を図7に示す。

差動電圧測定のためには差動プローブを用いた。使用した差動プローブ 1141A(Agilent Technology 製) は 1MHz で CMRR が約 70dB、100MHz 程度でも 20dB の同相除去が可能であるため高周波における差動測定に対応可能である。

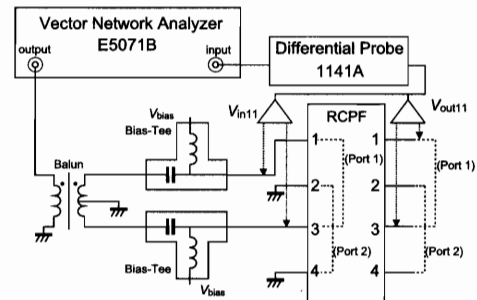


図7 VNA と差動プローブを用いた RCPF の測定系。Port2 に入力時も同様に測定する。
Fig. 7. Measurement setup using VNA & differential probes

また入力信号として必要な 90° の位相差を持った2系統の信号の発生は、RCPF が線形回路であることを利用し、位相差のない差動信号を1系統づつ入力して測定を行い、その後出力の測定値を数値的に 90° 移相する方法で解決する事とした。

この場合測定値に対して 90° の移相を行うため、入出力信号の測定は振幅だけでなく位相も同時に測定するベクトル測定が必須となる。そこで振幅・位相測定機能を備えたベクトル・ネットワークアナライザ (以後、VNA と略記する) を用いて入出力の各ポート間の電圧伝達関数を求めることで問題を解決した。以下に測定及び測定後の計算過程を示す。なお、VNA の出力は不平衡なので、これを差動出力とするためには広帯域のバランを用いる。

〈3・2〉 測定値から伝達関数を計算する手順 RCPF の入力ポート 1 (入力端子 1 及び 3) に差動信号を入力し、そのときの出力ポート 1 における差動出力信号 V_{out11} 及び出力ポート 2 における差動出力電圧 V_{out21} を測定する。入力ポート 2 (端子 2 及び 4) についても同様に差動信号を入力し、そのときの各出力ポートにおける差動出力信号 V_{out12} 及び V_{out22} を測定する。このとき VNA によってベクトル測定を行っているため、 V_{outij} ($i, j = 1, 2$) は振幅 A と位相 ϕ を有するひとつの複素数

$$V_{outij} = A_{outij} e^{j\phi_{outij}} \dots \dots \dots (1)$$

として表すことができる。

VNA の出力をバランで変換した差動信号を RCPF のポート j から入力した時に入力ポート i で測定した信号を V_{inij} とすると、RCPF の伝達関数 T_{ij} は V_{outij} 、 V_{inij} によって次式で表される。

$$T_{ij} \equiv B_{ij} e^{j\phi_{ij}} = \frac{V_{outij}}{V_{inij}} = \frac{A_{outij}}{A_{inij}} e^{j(\phi_{outij} - \phi_{inij})} \dots \dots \dots (2)$$

伝達関数 T_{ij} を求めることにより、RCPFの入力ポート以前に配置されたバランや治具等の影響を理論上なくすることができる。

つぎに、得られた T_{ij} のうち入力ポート 2 (端子 2 及び 4) に入力を行った場合の伝達関数である T_{12} に対して、振幅はそのままに位相だけ $\pm 90^\circ$ シフトさせる計算を行うことにより、直交位相発振器を用いず複素信号が入力された時と等価な伝達関数を導き出せる。移相後の伝達関数を

$$T'_{12} = T_{12}e^{j\pm\frac{\pi}{2}} = B_{12}e^{j(\psi_{12}\pm\frac{\pi}{2})} \dots \dots \dots (3)$$

とする。複号が正号の場合は正の周波数応答、負号の場合は負の周波数応答に対応する。

最後に各伝達関数の重ね合わせ計算を行う。 T_{11} と T'_{12} の重ね合わせ計算より単位振幅の 4 相対称信号が入力された際の出力ポート 1 の出力 Y_1 は以下の計算によって求められる。

$$\begin{aligned} Y_1 &= |T_{11} + T'_{12}| \\ &= |B_{11}e^{j\psi_{11}} + B_{12}e^{j(\psi_{12}\pm\frac{\pi}{2})}| \\ &= \left| \left\{ B_{11} \cos \psi_{11} + B_{12} \cos(\psi_{12} \pm \frac{\pi}{4}) \right\} \right. \\ &\quad \left. + j \left\{ B_{11} \sin \psi_{11} + B_{12} \sin(\psi_{12} \pm \frac{\pi}{4}) \right\} \right| \\ &= \left[\left\{ B_{11} \cos \psi_{11} + B_{12} \cos(\psi_{12} \pm \frac{\pi}{4}) \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ B_{11} \sin \psi_{11} + B_{12} \sin(\psi_{12} \pm \frac{\pi}{4}) \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots \dots (4) \end{aligned}$$

ここで複号が正号の場合は通過域応答、負号の場合は阻止域応答が計算される。同様に、出力ポート 2 の出力 Y_2 も

$$\begin{aligned} Y_2 &= |T_{21} + T'_{22}| \\ &= \left[\left\{ B_{21} \cos \psi_{21} + B_{22} \cos(\psi_{22} \pm \frac{\pi}{4}) \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ B_{21} \sin \psi_{21} + B_{22} \sin(\psi_{22} \pm \frac{\pi}{4}) \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots \dots (5) \end{aligned}$$

と求められる。

4. 提案手法による RCPF の測定結果

直交位相発振器を必要としない測定法の概略を前節 3. で説明した。本節ではこれまで説明した提案手法に基づき、筆者らが設計・試作を行った 2 種類の集積化 RCPF を実際に測定・計算した結果を報告する。一つは 3 段の可変 RCPF (比帯域 10, 中心周波数 10 MHz)⁽⁶⁾、もう一つは 6 段の受動 RCPF (比帯域 100, 中心周波数 10 MHz) である。

〈4・1〉 3 段可変 RCPF の測定 測定回路構成は図 7 に示したものとした。測定に用いた 3 段 RCPF の回路図・素子値をそれぞれ図 8, 表 1 に示す。

〈4・2〉 3 段可変 RCPF の測定結果 測定結果に〈3・2〉で述べた計算処理を施して得られた周波数特性を図 9 に示す。また、従来法により直交位相発振器及びスペクトラムアナライザを用いて測定した場合の特性を図 10 に示す。

図 9 より、シミュレーション結果とずれるの少ない周波数特性を確認することができ、イメージ除去の都合を示す

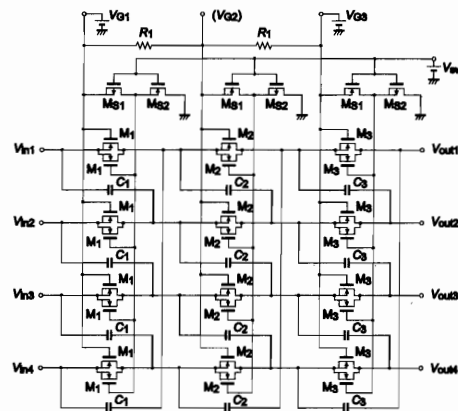


図 8 3 段可変 RCPF⁽⁶⁾
Fig. 8. 3-stage variable RCPF⁽⁶⁾

表 1 3 段可変 RCPF の素子値
Table 1. Element values of the 3-stage RCPF

段数	R [kΩ]	C [pF]
1 段目	6.21	6.80
2 段目	10.0	1.59
3 段目	16.1	0.37

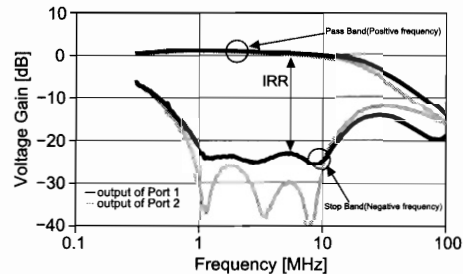


図 9 提案手法による 3 段 RCPF の測定結果
Fig. 9. Measured results of 3-stage RCPF by the proposed method

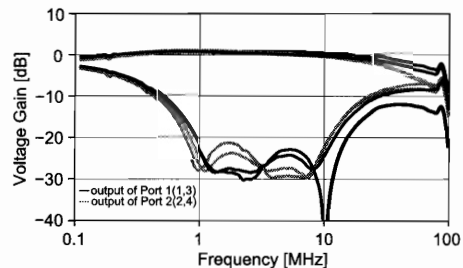


図 10 従来法による 3 段 RCPF の測定結果
Fig. 10. Measured results of 3-stage RCPF by the conventional method

ノッチの、周波数軸上での位置も設計中心値に近い値を得た。しかし、2つの出力が不斉となっており、片方の出力のノッチが出ていないことから 2 入力間に図 5 で示したような位相誤差が発生していることが疑われる。

〈4・3〉 6 段受動 RCPF の測定 〈4・2〉では可変 RCPF

の測定結果から本法の有効性を示した。しかし単一の発振器を用いたにもかかわらず、依然として位相誤差・振幅誤差が発生していることが確認できる。この原因として、第1の測定例では差動信号を発生するバランをポートごとに別のものを用いたので、バランの個体差により入力ポート1(端子1-3)の入力と入力ポート2(端子2-4)の入力との間に誤差が発生したことが考えられる。そのため第2の測定例である6段受動RCPFの測定では、バランによるばらつきを無くするために1つのバランのみを用いて測定を行った。

また、信号入力端子に50Ωフィードスルーを、非入力端子に50Ωの終端を接続することで入力インピーダンスが各入力ポートで同じ条件となるようにした。被測定RCPFの素子値を表2、差動出力電圧の周波数特性シミュレーションを図11に示す。

表2 6段受動RCPFの素子値
Table 2. Element values of 6-stage passive RCPF

段数	R [kΩ]	C [pF]
1 段目	0.45	21.6
2 段目	5.66	24.9
3 段目	1.05	1.71
4 段目	12.1	5.58
5 段目	5.61	0.67
6 段目	59.7	0.44

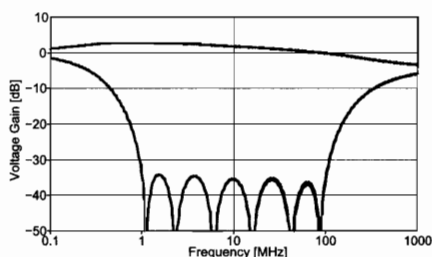


図11 6段受動RCPFの周波数特性シミュレーション
Fig. 11. Simulated results of 6-stage passive RCPF

〈4・4〉 6段受動RCPFの測定結果 3段RCPFと同様に測定後の計算処理を行って得た周波数特性を図12に示し、また直交位相発振器を用いた測定で得た特性を図13に示す。

図12、図13より、直交位相発振器を用いて測定を行った場合は3個目までしか阻止域のノッチを確認できないが、本法による測定の場合は5番目までノッチを確認することができ、より誤差に強い測定が出来ているといえる。100 MHz付近で測定結果が乱れを示しているが、これはチップを替えて測定しても同様であり、また従来の直交位相発振器を用いる方法でも観測されている。LSI内の素子値の相対誤差は1%を下回ると推定されるので、モンテカルロ・シミュレーションの結果によれば、RCPF自体ではこれほど大きな特性の変動は現れないと考えられる。そこで、測定基板

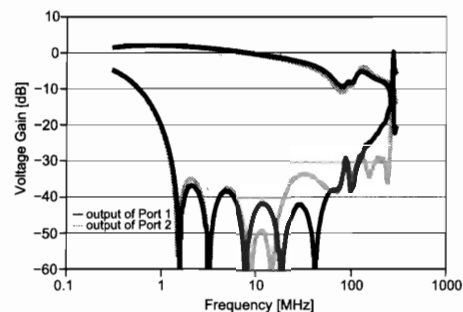


図12 提案手法による6段RCPFの測定結果
Fig. 12. Measured results of 6-stage RCPF by the proposed method

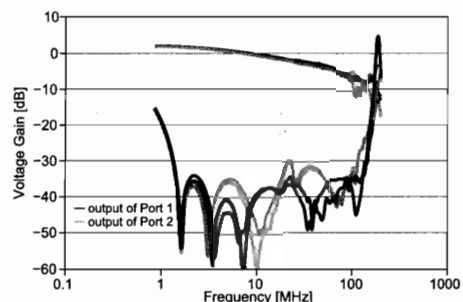


図13 従来法による6段RCPFの測定結果
Fig. 13. Measured results of 6-stage RCPF by the conventional method

など、評価回路に付随した部分での影響、高周波での差動プローブのCMRRの低下による引き残りの発生、周波数増加による振幅誤差の顕在化などいくつかの外部要因を疑って、現在原因を究明中である。

5. 考察

前節4.の実測結果は必ずしも理想的な結果を示さず、提案手法を用いてもなお、入力信号に振幅誤差と位相誤差が残存していることを示唆している。

ところで、提案した手法によれば、既に測定済みのデータに対する計算処理を変更するだけで、等価的に入力信号の振幅誤差と位相誤差の量を簡単に変更することができる。そこで、この特徴を逆に使い、RCPFの特性ができるだけシミュレーション結果に近づくようにするためにどれくらいの振幅誤差と位相誤差を与えればよいかを調べ、その結果から実際の測定における誤差の推定を試みた。もちろん、被測定RCPFが理想的である保証は何もないので、検討の結果から測定誤差の要因を探ることが目的である。

〈5・1〉 3段可変RCPFの場合 この場合は測定結果から位相誤差の残存が疑われたので、計算処理の際の移相量を90°から増減してみた。その結果、約3.5°の位相誤差が発生しているとすれば、よりシミュレーションに近い結果が得られることがわかった。3.5°の補正を行った後の特性を図14に示す。

以上の結果より、本法の直交位相発振器を用いない測定法としての有効性を示すことができ、さらに、測定上の位

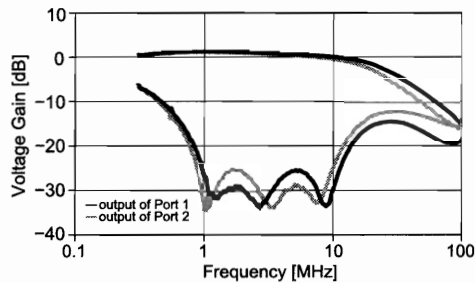


図 14 3.5° の位相誤差を想定して補正した 3 段可変 RCPF の特性

Fig. 14. Corrected results of 3-stage RCPF assuming 3.5° phase error

相誤差を推定することも可能となった。

〈5・2〉 6 段 RCPF の場合 この場合はノッチの存在が明瞭に認められるので、振幅誤差の残存が疑われた。誤差の原因を推定するため、ポート 2 の出力 (B_{12} と B_{22}) に対して計算の際に振幅誤差を与えて検討した。その結果、0.5% (約 0.05dB) の振幅誤差を与えた場合に、よりシミュレーション結果に近い特性が得られた。その周波数特性を図 15 に示す。

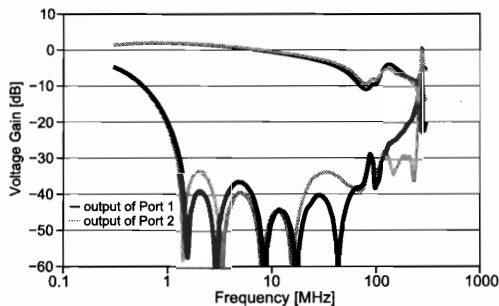


図 15 0.5% の振幅誤差を想定して補正した 6 段 RCPF の特性

Fig. 15. Corrected results of 6-stage RCPF assuming 0.5% amplitude error

図 15 より、この操作により出力ポート 1 と出力ポート 2 の出力がほぼ重なった出力となることが確認できる。このように非常に僅かな振幅誤差が特性に大きな影響を与えることが明らかになり、誤差原因の推定に本法が役立つ。当然の結論ではあるが、測定時の入力振幅を可能な限り大きくして測定のダイナミックレンジを損なわないことが重要であるとわかった。

6. おわりに

直交位相発振器を必要としない複素フィルタの測定法として、従来提案された重ねあわせを用いた測定法を、VNA 及び差動プローブを用いて高周波全差動測定に拡張し、筆者らが試作した集積化 RCPF に対して実際に適用した。その結果、従来の直交位相発振器を用いた測定法に対してよ

り広い帯域でノッチを確認でき、より設計中心値に近い特性を得ることができた。このことにより、直交位相発振器を用いず、VNA と差動プローブを用いることで容易に全差動複素フィルタの測定ができることを示した。

しかしながら、測定の過程において本法を用いた場合でも測定系に含まれる振幅・位相誤差が残存していることが推定された。通常の測定においては無視できる微小な誤差であっても RCPF の測定には大きな影響を与えることを確認し、接続配線長の誤差まで考慮する必要があることも分かった。より高周波で精度の高い測定を行うため、将来的には被測定複素フィルタ IC と同じチップ上に測定系を組み込むことで誤差を減らしてゆくことも考えていかなければならないだろう。

謝 辞

6 段 RCPF の試作は (株) 半導体理工学研究センター (STARC) の支援を受け、TSMC 社の 0.18 μm CMOS プロセスで製造した。ご討論頂いた STARC の益子耕一郎氏、片倉氏雅幸、宮本雅之氏、佐藤久恭氏、中西誠司氏に深謝する。また、3 段可変 RCPF の試作は (株) ルネサステクノロジとの共同研究によるものであり、同社の 0.15 μm CMOS プロセスで製造した。有益なご討論を頂いた同社の有本和民氏、奥野義弘氏、原口大氏に深謝する。本研究の一部は東京大学大規模集積システム設計教育研究センター (VDEC) を通し、日本ケイデンス株式会社の協力で行われたものである。ここに記して謝意を表す。

参考文献

- (1) Farbod Behbahani, Yoji Kishigami, John Leete, Asad A. Abidi, "CMOS Mixers and polyphase filters for large image rejection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.36, pp.873-887, June 2001.
- (2) Keishi Komoriyama, Makoto Yashiki, Eiichi Yoshida, Hiroshi Tanimoto; "A VeryWideband Active RC Polyphase Filter with Minimum Element Value Spread Using Fully Balanced OTA Based on CMOS Inverters," *IEICE Trans. Electron.*, Vol.E91-C, No.6, pp.879-886, Jun. 2008.
- (3) B. Razavi, 黒田忠広監訳, 「RF マイクロエレクトロニクス」, 丸善 (株), 2002 年 3 月
- (4) 庄野 和宏, 石橋 幸男, 「複素係数フィルタの周波数特性の測定法に関する一考察」, 信学論, J83-A, 12, pp.1486-1494, 2000-12.
- (5) 福良 純也, 谷本 洋, 「RC ポリフェーズフィルタの周波数応答測定に関する検討」, 平成 13 年度 電気関係学会北海道支部連合大会資料, 12.
- (6) 川部 謙二, 谷本 洋, 「集積化可変 RC ポリフェーズフィルタの設計と評価」, 平成 21 年度 電気学会電子回路研究会資料, ECT-09-069.