

複素アナログフィルタのヒルベルトフィルタ近似性と IQ インバランス測定法の検討

田村 善郎* (群馬大学) 浅見 幸司 (株式会社アドバンテスト)

小林 春夫 (群馬大学)

Hilbert Filter Approximation of Complex Analog Filters and IQ Imbalance Measurement Method

Yoshiro Tamura*(Gunma University) Koji Asami, (ADVANTEST Corporation)

Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード: RC ポリフェーズフィルタ, ヒルベルトフィルタ, アナログフィルタ, 複素信号, IQ インバランス
(RC polyphase filter, Hilbert filter, Analog filter, Complex signal, IQ imbalance)

1. はじめに

本論文では, 3 種類の複素アナログフィルタ(RC ポリフェーズフィルタ, 複素 Gm-C バンドパスフィルタ, 複素能動 RC バンドパスフィルタ)のヒルベルトフィルタとの近似性を調査し, これらの IQ インバランス測定法の検討について報告する.

RC ポリフェーズフィルタはゲイン特性, 位相特性とも理想ヒルベルトフィルタ特性の近似となるが, 複素 Gm-C バンドパスフィルタおよび複素能動 RC バンドパスフィルタは両特性ともヒルベルトフィルタ特性の近似性は薄いことを明らかにした.

近年, 無線通信分野では数 GHz~数十 GHz の高周波数帯の利用が進み, より広帯域での周波数特性の測定が必要になってくる. 直交変復調において, I 信号と Q 信号間の直交性の精度を表す振幅特性, 位相特性の IQ インバランスが広帯域になると顕著になると着目した. その同定手法について提案・検討を行う.

2. RC ポリフェーズフィルタ

<3.1> ヒルベルトフィルタ近似特性

RC ポリフェーズフィルタは無線送受信システムのアナログ・フロント・エンドで重要な部品である⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾. 抵抗 R と容量 C から構成される受動アナログフィルタである(図 1). 複素入出力信号を扱える複素アナログバンドパスフィルタであり, イメージ除去のため使用される. また, 実数信号入力, 複素信号出力ができるため, 同相信号 (I 信号) および直交信号 (Q 信号) を生成する 90° 移相器としても用いられる⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾.

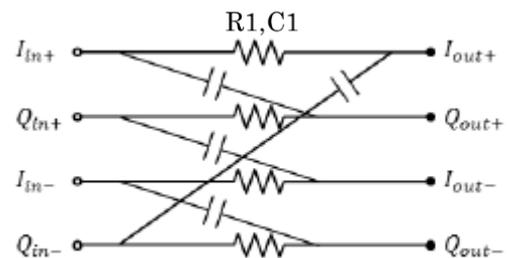


図 1 1次 RC ポリフェーズフィルタ
Fig. 1. 1st-order RC polyphase filter.

RC ポリフェーズフィルタの伝達関数 $H(s)$ からフーリエ変換の関係を用いることで実数成分 $H_{re}(s)$ と虚数成分 $H_{im}(s)$ に分解できる. ここでは, 1 次の場合の数式をそれぞれ式(1)~(3)に示す.

$$H_{(1)}(s) = \frac{1 - jsR_1C_1}{1 + sR_1C_1} \dots\dots\dots (1)$$

$$H_{(1)re}(s) = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \dots\dots\dots (2)$$

$$jH_{(1)im}(s) = -j \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_1} \dots\dots\dots (3)$$

これらの成分の周波数特性を調べると, 位相特性はすべての帯域で理想ヒルベルトフィルタと等しい特性が得られ, ゲイン特性からは次数を上げることで阻止域が広がり, 広帯域でヒルベルト変換近似がとれることがわかって⁽⁸⁾.

<3.2> IQ インバランス測定法

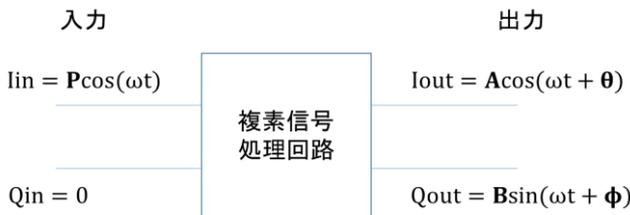
広帯域になると無視できなくなってくる IQ インバランス⁹⁾についての測定方法について検討した。また、IQ インバランスの概略図を図 2 に示す。

IQ インバランスの測定原理について以下に示す。例として図 3 のような構成の場合を考える。I 成分の出力を表す式は式(4)、Q 成分の出力を表す式は式(5)のようにそれぞれ与えられる。フィルタの伝達関数の実部 H_{re} 、虚部 H_{re} はそれぞれ正の周波数領域と負の周波数領域で対称であることから $H_{re}(\omega)=H_{re}(-\omega)$ 、 $H_{im}(\omega)=H_{im}(-\omega)$ の関係にある。これを式(4)、式(5)に当てはめると IQ インバランスを表す式(6)が導出できる。IQ インバランスがない、つまり直交性が保たれている場合、式(6)の振幅が 1、位相 $=\pi/2$ となる。また一般に、複素数で表すと式(3)の結果は j となる。

$$ReOut(\omega_0) = \frac{1}{2}(H_{re}(\omega_0)e^{j(\omega_0 t - \theta(\omega_0))} + H_{re}(-\omega_0)e^{-j(\omega_0 t - \theta(\omega_0))}) \dots\dots\dots(4)$$

$$ImOut(\omega_0) = \frac{j}{2}(H_{im}(\omega_0)e^{j(\omega_0 t - \theta(\omega_0))} + H_{im}(-\omega_0)e^{-j(\omega_0 t - \theta(\omega_0))}) \dots\dots\dots(5)$$

$$Imbalance = \frac{ImOut(\omega_0)}{ReOut(\omega_0)} = \frac{jH_{im}(\omega_0)}{H_{re}(\omega_0)} \dots\dots\dots(6)$$



A ≠ B ゲイン インバランス
θ ≠ φ 位相 インバランス

図 2 IQ インバランス特性

Fig. 2. IQ imbalance characteristics.

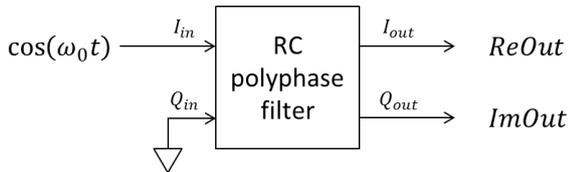


図 3 IQ インバランス特性

Fig. 3. IQ imbalance characteristics.

測定システムを図 4 に示す。マルチトーン入力(実数信号)による RC ポリフェーズフィルタの I 信号出力と Q 信号出力のミスマッチ測定を行う。AWG (任意波形発生器) と DGT (波形デジタイザ) は差動で使用する。電子

回路シミュレータソフト LTspice を用いてシミュレーションを行った。入力信号の振幅は 1V に設定した (図 4)。

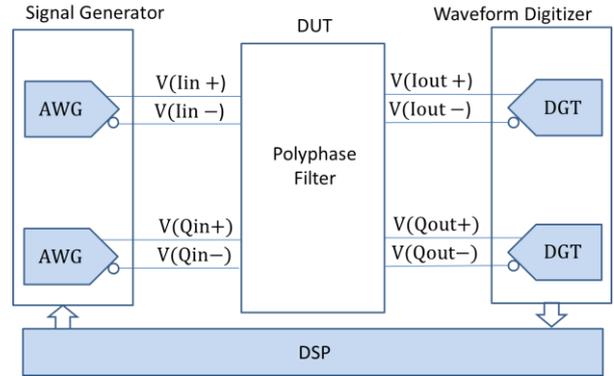


図 4 IQ インバランス測定システム

Fig. 4. IQ imbalance measurement system.

RC ポリフェーズフィルタでは、抵抗 R 間と容量 C 間のどちらも相対ミスマッチがない場合、すべての角周波数 ω で I、Q 信号の位相は 90° となり位相インバランスはない。一方、ゲイン特性は、角周波数 $\omega=1/(RC)$ では I,Q 信号間のゲインインバランスはなし、それ以外ではゲインインバランスが発生した (図 6)。

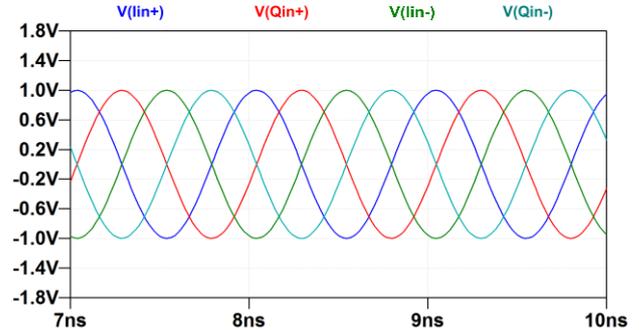


図 5 入力

Fig. 5. Input.

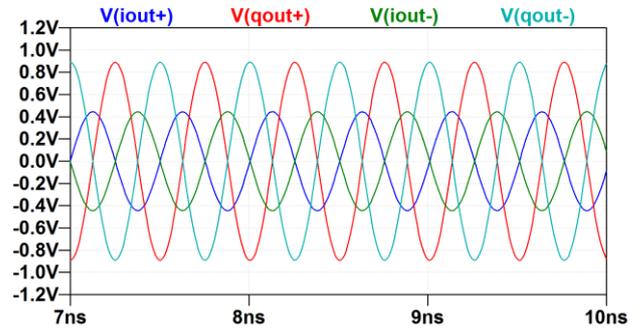


図 6 出力 (周波数 2 倍, R,C ミスマッチなし)

Fig. 6. Output (frequency is doubled, no mismatch).

抵抗 R 間にミスマッチがある場合を図 6, 容量 C 間にミスマッチがある場合の結果を図 8 に示す。どちらも位相インバランスの発生を確認できた。図 7 の結果では出力 Q 信号に、図 8 では出力 I 信号にずれが生じた。さらに、角周波数 $\omega=1/(RC)$ を変化させゲインインバランスが現れることが

わかった。

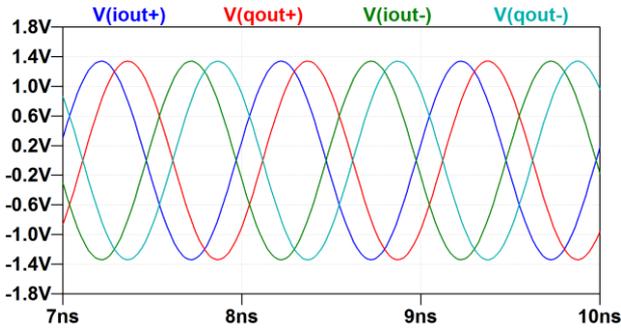


図7 出力 (R ミスマッチあり)

Fig. 7. Output (mismatch in resistance).

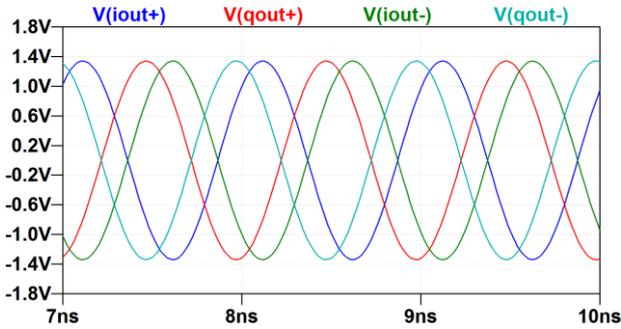


図8 出力 (C ミスマッチあり)

Fig. 8. Output (mismatch in capacitance).

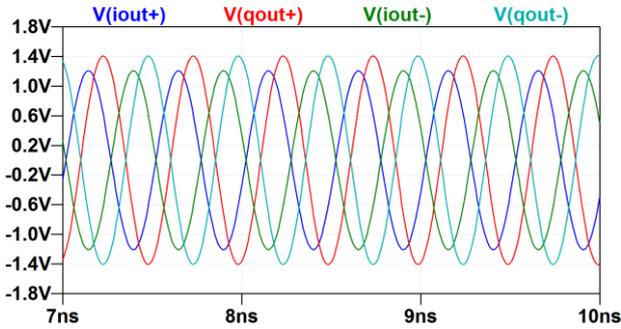


図9 出力 (周波数 2 倍, R ミスマッチあり)

Fig. 9. Output (frequency is doubled, mismatch in resistance).

3. その他の複素アナログフィルタとヒルベルトフィルタとの近似性

本章では、複素 Gm-C バンドパスフィルタと複素能動 RC バンドパスフィルタとヒルベルト変換との関係性について、検討する。図 10 に 1 次 Gm-C バンドパスフィルタのブロック図を示し、図 11 に 1 次能動 RC フィルタのブロック図を示す。どちらのフィルタも、伝達関数は式(7)のように与えられる。

$$G(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + j\omega_c + \omega_0} \dots\dots\dots(7)$$

$$G_{re}(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{s + \omega_0}{(s + \omega_0)^2 + \omega_c^2} \dots\dots\dots(8)$$

$$jG_{im}(s) = \frac{1}{C} \cdot -j \frac{\omega_c}{(s + \omega_0)^2 + \omega_c^2} \dots\dots\dots(9)$$

また、伝達関数 $G(s)$ の実数成分を $G_{re}(s)$ 、虚数成分を $G_{im}(s)$ とおく。それぞれ式(8)、式(9)に示す。図 12 に、伝達関数のゲイン特性を示す。図 12 の特性は、図 13 のような 1 入力 1 出力のローパスフィルタの伝達関数を、 ω_0 だけ周波数シフトしたものに相当する。ここで、1 入力 1 出力のアナログローパスフィルタの伝達関数は、式(10)のように与えられる。

$$F(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega RC} \dots\dots\dots(10)$$

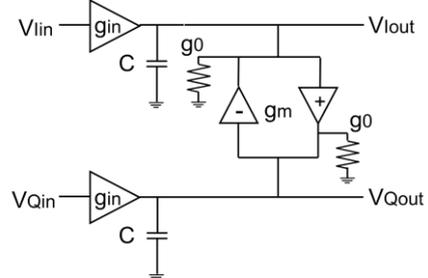


図 10 1 次複素 Gm-C バンドパスフィルタ
Fig. 10. 1st-order Gm-C Complex BPF.

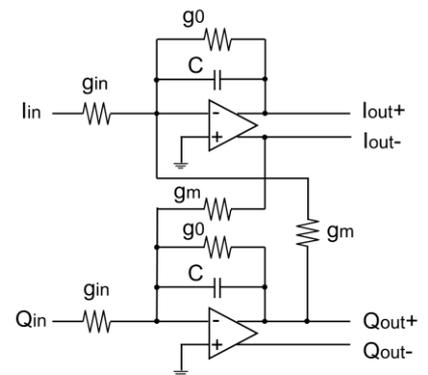
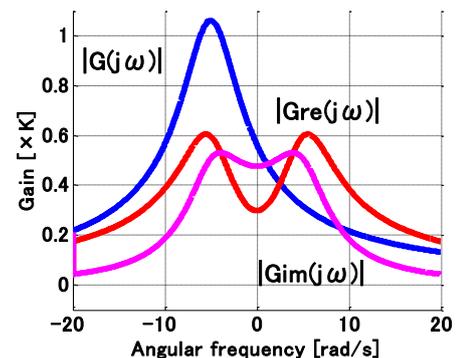
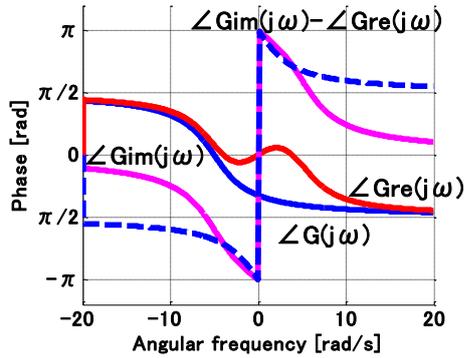


図 11 1 次複素能動 RC バンドパスフィルタ
Fig. 11. 1st-order Active RC Complex BPF.



(a) ゲイン特性
(a) Gain characteristics.



(b) 位相特性
(b) Phase characteristics

図 12 複素バンドパスフィルタ特性
Fig. 12. Complex BPF characteristics.

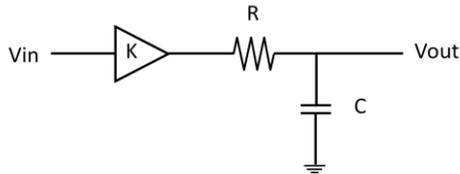
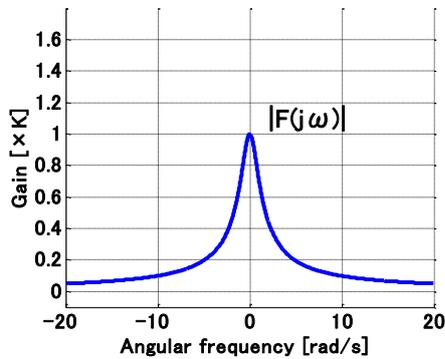
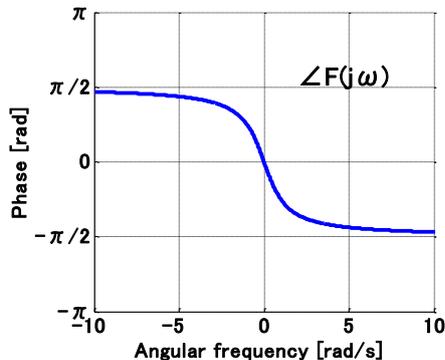


図 13 1 入力 1 出力アナログローパスフィルタ
Fig. 13. Analog LPF with one input/output.



(a) ゲイン特性
(a) Gain characteristics.



(b) 位相特性
(b) Phase characteristics.

図 14 アナログローパスフィルタ特性

Fig. 14. Analog LPF characteristics.

式(5)のゲインおよび位相特性を図 14 に示す。バンドパスフィルタは、これらの特性を、 ω だけ周波数シフトした特性となる。

複素アナログバンドパスフィルタは、図 12 (a) からゲイン特性 $|G(j\omega)|$ は 遮断領域 ($\omega > 0$) では完全にはゼロにならず、通過領域($\omega < 0$) は利得が平坦にはならない。すなわちイメージ除去比が良くない。また図 12 (b) から $G_{im}(j\omega)$ と $G_{re}(j\omega)$ の位相の差は完全な直交性が得られていないことがわかる。

以上の特性から、複素アナログバンドパスフィルタは RC ポリフェーズフィルタと比較してヒルベルトフィルタ特性の近似性が弱いといえる。このことから、RC ポリフェーズフィルタはヒルベルトフィルタとの関連性がより深いといえる。

4. まとめ

本論文では、RC ポリフェーズフィルタの IQ インバランス測定法と IQ インバランスが生じる条件について述べた。また、同じく複素アナログフィルタである複素 Gm-C バンドパスフィルタや複素能動 RC バンドパスフィルタについての解析結果との比較から、RC ポリフェーズフィルタとヒルベルトフィルタとの近似性がより深いものであると示した。

文 献

- (1) M. J. Gingell, "Single Sideband Modulation using Sequence Asymmetric Polyphase Networks", Electrical Communication (1973)
- (2) H. Kobayashi, J. Kang, T. Kitahara, S. Takigami, H. Sadamura, "Explicit Transfer Function of RC Polyphase Filter for Wireless Transceiver Analog Front-End", IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs, Taipei, Taiwan (Aug. 2002).
- (3) F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, A. A. Abidi, "CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 6, pp.871-887 (June 2001)
- (4) H. Tanimoto, "Exact Design of RC Polyphase Filters and Related Issues", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E96-A, no.2, pp.402-414 (Feb. 2013).
- (5) K. W. Martin, "Complex Signal Processing is NOT Complex", IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol.51, no.9, 1823-1836 (Sept. 2004).
- (6) M. Murakami, H. Kobayashi, S. N. B. Mohyar, O. Kobayashi, T. Miki, J. Kojima, "I-Q Signal Generation Techniques for Communication IC Testing and ATE Systems", IEEE International Test Conference, Fort Worth, TX (Nov. 2016).
- (7) H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, H. Kobayashi, T. Matasuura, K. Yahagi, J. Kudoh, H. Nakane, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, and A. Wada, "A Second-Order Multi-bit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulator With I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm", IEICE Trans. Electronics, vol.E90-C, no.6, pp.1181-1188 (June 2007).
- (8) Y. Tamura, R. Sekiyama, K. Asami, H. Kobayashi, "RC Polyphase Filter As Complex Analog Hilbert Filter", IEEE 13th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct. 2016).
- (9) 浅見幸司「デジタル変調と信号解析の基礎 —単純な信号解析及び図解による直交変復調の理解—」マイクロエーブワークショップ WE2B-I, 横浜 (2016年 11月)

(10) F. Haddad, L. Zaïd, W. Rahajandraibe, O. Frioui, "Polyphase Filter Design Methodology for Wireless Communication Applications", Chapter 11, Mobile and Wireless Communications, INTECH (2010).