

# 発振を利用したアナログフィルタのテスト・調整

高橋 洋介\* 林 海軍 小林 春夫 小室 貴紀 高井 伸和

群馬大学工学部 電気電子工学科 〒 376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

Phone: 0277-30-1788 Fax: 0277-30-1707 e-mail:k\_haruo@el.gunma-u.ac.jp

## Testing and Tuning of Active Analog Filters Using Their Oscillations

Yosuke TAKAHASHI HaiJun LIN Haruo KOBAYASHI Takanori KOMURO Nobukazu TAKAI

Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Gunma University

1-5-1 Tenjin-cho Kiryu Gunma Japan 376-8515

**Abstract** - This paper describes a testing and tuning method for active analog filters using their oscillation. We have developed four oscillation modes for state variable analog filters, and examined the relationships between the filter characteristics and four oscillation frequencies using SPICE simulation. It is shown that the filter performance parameters could be estimated from the four oscillation frequencies.

**キーワード** : アクティブフィルタ, 発振回路, テスト容易化回路, LSI テスター, 自動利得制御

**Keywords**: Active Filter, Oscillator, BIST (built-in self test), Automatic Test Equipment, Automatic Gain Control

### 1. はじめに

近年集積回路の大規模化、高速高周波化にともないそのテストがますます難しくなっている。テスト容易化のためデジタル回路に対してはスキャンパス法等が成功しているが、アナログ回路部の BIST(built-in self test) の普及は限られている [1][2]。アナログ回路部の BIST は汎用的なものではなくその回路ごと(たとえばオペアンプ、フィルタ、ADC、DAC 等ごと)に適したものを考案する必要があると思われる。ここではアナログフィルタのテスト容易化のため、発振を用いる方法を検討する。

### 2. アナログフィルタの発振を用いるテスト方法

ここではアナログフィルタを発振を用いてテストする方式 ([3][4]) について検討・発展させる。Fig.1 にフィルタの通常の動作時の構成を示す。アナログフィルタの特性のテスト時には、Fig.2 に示すようにスイッチによりその発振周波数を周波数カウンタによってデジタル的に計測し、この発振周波数値によってフィルタ特性の情報を得る。この手法のメリットは、テスト回路がスイッチ等の簡単な回路でよい、周波数なのでデジタル的に高精度に計測可能であるという点である。



図 1: アナログフィルタの通常動作時の構成.

Fig.1: Analog filter configuration in normal operation mode.



図 2: アナログフィルタのテスト動作時の構成.

Fig.2: Analog filter configuration in test mode.

### 3. 問題設定

今回提案テスト手法を検討するために Fig.3 に示す状態変数型アクティブフィルタを用いた。LPO がローパスフィルタ (LPF) 出力, BPO が (BPF) 出力, HPO がハイパスフィルタ (HPF) 出力になる。この BPF の

伝達関数は次のようになる.

$$H_B(s) = \frac{A_B \frac{\omega_B}{Q_B} s}{s^2 + \frac{\omega_B}{Q_B} s + \omega_B^2}$$

固有周波数 ( $\omega_B$ ), Q 値 ( $Q_B$ ), ゲイン ( $A_B$ ) は次のようになる.

$$A_B = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}\right)}$$

$$Q_B = \frac{1 + \frac{R_7}{R_6}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}} \sqrt{\frac{R_3 C_1}{R_2 R_4 R_5 C_2}}$$

$$\omega_B = \sqrt{\frac{R_2}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}}$$

シミュレーションでは中心周波数  $\omega_B = 795 \text{ Hz}$ ,  $Q_B = 4.33$ , ゲイン  $A_B = 4.33$  となるよう抵抗, 容量値を定め, またオペアンプは  $\mu A741$  のモデルを用いた.

この論文では, Fig.3 の回路を BPF として使い, テスト時にはスイッチの切り換え等により回路を発振させてその発振周波数から  $\omega_B$ ,  $Q_B$ ,  $A_B$  の値を推定するという問題を考える.

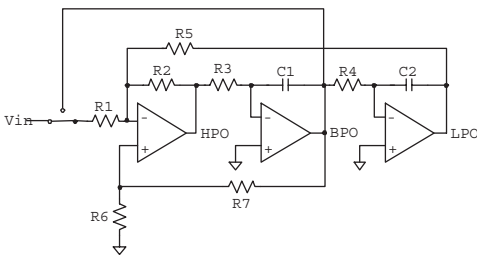


図 3: 状態変数型アクティブフィルタ.

Fig.3: State variable active filter.

#### 4. 提案する状態変数型フィルタの4つの発振モード

$\omega_B$ ,  $Q_B$ ,  $A_B$  の3つのパラメータ値を発振周波数から推定するので, 3つ以上の異なる発振モード. 発振周波数が必要である. そこで Fig.3 の状態変数型フィルタに帰還をかけ発振させる方法を4つ提案する.

##### (4.1) バンドパス出力帰還による発振 (非飽和モード)

バンドパス出力から入力へ帰還させて発振させることを考える (Fig.4). このときの伝達関数は次のようになる.

$$H_B(s) = \frac{A_B \frac{\omega_B}{Q_B} s}{s^2 + \frac{\omega_B}{Q_B} (1 - A_B F_H) s + \omega_B^2}$$

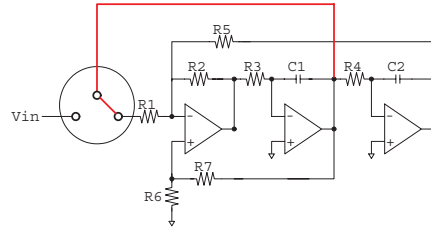


図 4: バンドパス出力帰還による発振回路.

Fig.4: Oscillation circuit with bandpass output feedback.

この式より発振出力は次のようになる.

$$BPO(t) = \frac{A_B BPO(0)}{\sqrt{4Q_B^2 - (1 - A_B F_H)^2}} e^{\frac{\omega_B}{2Q_B} (A_B F_H - 1)t} \sin(\omega t).$$

ここで,  $F_H$  は帰還率でこの場合  $F_H = R_2/R_1$  であり, また発振周波数  $\omega_{osc}$  は次の式で与えられる.

$$\omega_{osc} = \frac{\omega_B}{2Q_B} \sqrt{4Q_B^2 - (1 - A_B F_H)^2}.$$

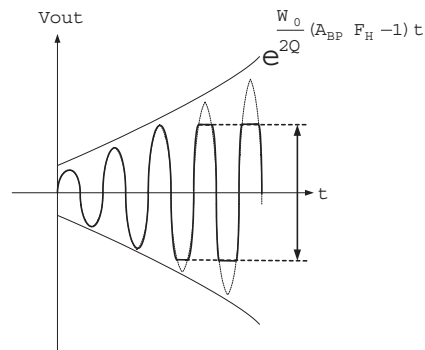


図 5: バンドパス出力帰還による発振波形.

Fig.5: Oscillation waveform by bandpass output feedback.

このときの発振波形  $BPO(t)$  は Fig.5 のように, 発振しながら発散しやがてオペアンプの電源電圧によって飽和してしまう. そこで発振振幅を一定値になるように制御し, フィルタの中心周波数 ( $\omega_B$ ) で発振させることを考える.

Fig.6 に自動利得制御回路 (AGC: Automatic Gain Control) を用いてフィルタを発振させたときの回路を示す. AGC を用いることで発振回路の発振振幅を一定値になるように制御し歪の少ない正弦波を生成するこ

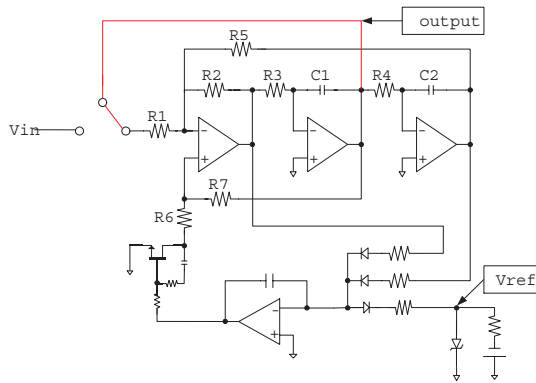


図 6: AGC を用いたバンドパス出力帰還発振回路.

Fig.6: Oscillation by bandpass output feedback with AGC.

とができる. $BPO(t)$  の発振出力周波数  $\omega_{osc1}$  は BPF の中心周波数  $\omega_B$  になるので, これにより  $\omega_B$  の値が直接得られる.

$$\omega_{osc1} = \omega_B. \quad (1)$$

Fig.6 内の自動利得制御回路は整流回路, 積分器, アッテネータから構成されている. ローパス出力 (LPO) とハイパス出力 (HPO) を整流しこの 2 つを加算する. ローパス出力とハイパス出力は位相差が  $180^\circ$  であるために全波整流が可能になり発振器出力 (BPO) の振幅情報が得られる. 整流された振幅情報は基準電圧  $V_{ref}$  と比較され, その誤差が積分器に入力される (すなわち積分制御を行っている). その積分器出力はこの振幅情報はアッテネータの減衰量を制御し, 帰還のゲインを決め, 発振出力振幅が一定 (基準電圧  $V_{ref}$  に比例した値) になるようにしている.

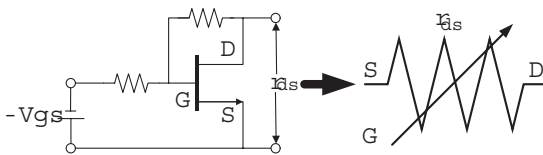


図 7: アッテネータ回路.

Fig.7: Attenuator circuit.

Fig.7 にアッテネータの構成を示す. アッテネータは FET と抵抗, 容量によって構成される. FET はドレイン-ソース間電圧が数十 mV という小信号レベルでは線形領域で動作し, ゲート-ソース間電圧  $V_{GS}$  により

ドレイン-ソース間抵抗 ( $r_{ds}$ ) 値が変化する. この  $r_{ds}$  を可変抵抗として利用する. またこの FET を局部帰還し波形ひずみを抑える. R6 にこの可変抵抗を直列に接続することで帰還のゲインを制御し発振振幅を一定にする.

Fig.6 の回路構成での SPICE シミュレーション発振波形 (BPO) を Fig.8 に示す. 発振波形はオペアンプの電源電圧 (15V) で飽和せず, 発振周波数  $\omega_{osc1}$  はフィルタの中心周波数  $\omega_B$  であることが確認できた.

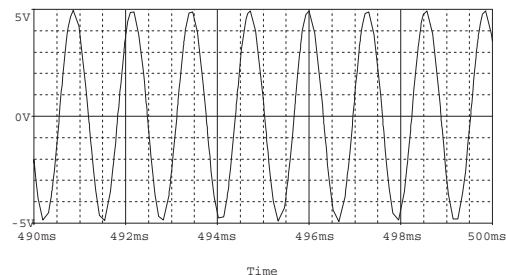


図 8: AGC を用いたバンドパス出力帰還の発振波形 (BPO).

Fig.8: Oscillation waveform (BPO) of bandpass feedback with AGC.

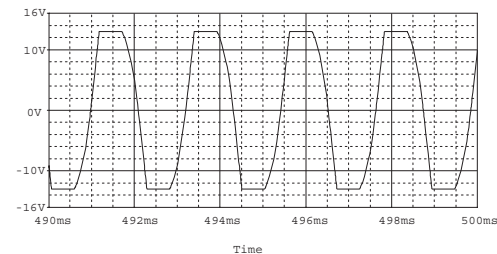


図 9: バンドパス出力帰還 (Fig.4) での発振波形 (BPO).

Fig.9: Oscillation waveform (BPO) of bandpass feedback without AGC.

#### (4.2) バンドパス出力帰還による発振 (飽和モード)

図 4 の (AGC を用いない) バンドパス出力帰還回路での SPICE シミュレーション発振波形 (BPO) は Fig.9 のようになり, オペアンプの電源電圧で飽和する. この発振周波数  $\omega_{osc2}$  は,  $\omega_B$  だけでなく  $Q_B$ ,  $A_B$  にも依存する. しかしオペアンプの電源には依存しないということが SPICE シミュレーションから判明した. すなわち  $\omega_{osc2}$  の値を知れば,  $\omega_B$ ,  $Q_B$ ,  $A_B$  の一つ

の関係式を得ることができる.

$$\omega_{osc2} = f_2(A_B, Q_B, \omega_B). \quad (2)$$

$f_2(\omega_B, A_B, Q_B)$  がどのような関数であるかを知るため SPICE シミュレーションを行った.

(a) 中心周波数  $\omega_B$  の発振周波数  $\omega_{osc2}$  への影響

$A_B$  値を固定,  $Q_B$  値をパラメタ,  $\omega_B$  値を変化させたときの発振周波数  $\omega_{osc2}$  値の変化を調べた (Fig.10). フィルタ中心周波数  $\omega_B$  が増加すると発振周波数  $\omega_{osc2}$  が増加し, また  $Q = 1$  のときは  $\omega_{osc2} = \omega_B$  であるが,  $Q > 1$  のときは  $\omega_{osc2} < \omega_B$  であることがわかる.

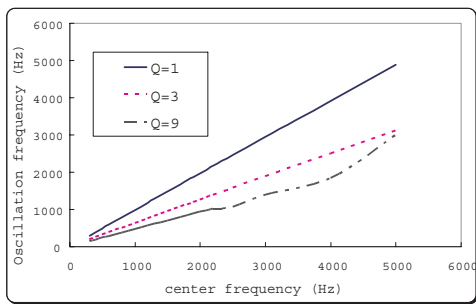


図 10: 中心周波数  $\omega_B$  値の変化に対する発振周波数  $\omega_{osc2}$  の特性 ( $Q_B$  値が 1, 3, 9 の場合).

Fig.10:  $\omega_B$  versus  $\omega_{osc2}$  for  $Q = 1, 3$  or  $9$ .

(b) フィルタゲイン  $A_B$  の発振周波数  $\omega_{osc2}$  への影響

$\omega_B$  固定,  $Q_B$  値をパラメタ,  $A_B$  を可変させたときの発振周波数  $\omega_{osc2}$  値の変化を調べた (Fig.11). フィルタゲイン  $A_B$  が大きくなると発振周波数  $\omega_{osc2}$  が小さくなることわかる.

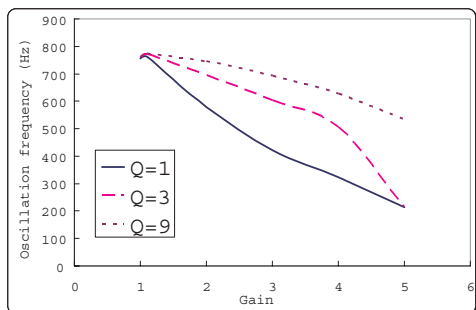


図 11: 利得  $A_B$  値の変化に対する発振周波数  $\omega_{osc2}$  の特性 ( $Q_B$  値が 1, 3, 9 の場合).

Fig.11:  $A_B$  versus  $\omega_{osc2}$  for  $Q = 1, 3$  or  $9$ .

(c)  $Q_B$  値の発振周波数  $\omega_{osc2}$  への影響

中心周波数  $\omega_B$  値を固定, ゲイン  $A_B$  とオペアンプの電源電圧をパラメタ,  $Q_B$  値を可変させたときの発振周波数を調べた (Fig.12). また, フィルタを構成するオペアンプの電源電圧を 5, 10, 15, 20[V] に変動させた.  $Q_B$  値が 1-10 程度のときは  $Q_B$  値とともに発振周波数  $\omega_{osc2}$  が増加するが,  $Q_B$  値が 10 を超えると  $\omega_{osc2}$  はほぼ一定になる. また  $\omega_{osc2}$  オペアンプの電源電圧に依存していないことがわかる.

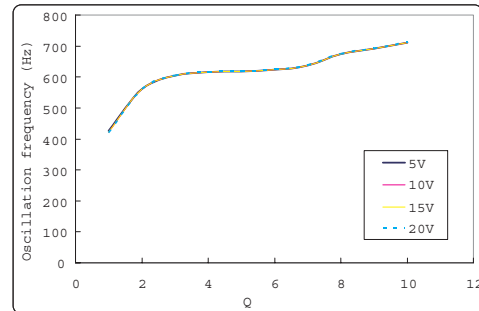


図 12:  $Q_B$  値の変化に対する発振周波数  $\omega_{osc2}$  の特性 ( $A_B = 3$ , オペアンプの電源電圧が 5, 10, 15, 20[V] のとき).

Fig.12:  $Q_B$  versus  $\omega_{osc2}$  for  $A_B = 3$  at 5, 10, 15 or 20V of OPAMP power-supply voltage.

(4.3) ローパス出力帰還による発振

Fig.13 のようにローパス出力を帰還して発振させることを考える. その伝達関数は次のようになる.

$$H_L(s) = \frac{A_L \omega_L^2}{s^2 + \frac{\omega_L}{Q_L} s + \omega_L^2}. \quad (3)$$

ここで各パラメータは次のように定義される.

$$A_L = \frac{R_5}{R_1 + R_5}$$

$$Q_L = \frac{1 + \frac{R_7}{R_6}}{\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}} \sqrt{\frac{R_3 C_1}{R_2 R_4 R_5 C_2}}$$

$$\omega_L = \sqrt{\frac{R_2 (R_1 + R_5)}{R_1 R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}}.$$

(3) 式で極を求めるとその複素平面上の配置は Fig.14 のようになるが,  $Q_L = \infty$  とし極を虚軸上に移動させ回路を発振させることを考える. Fig.15 の回路に示す

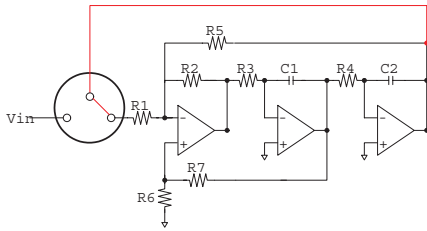


図 13: ローパス帰還による発振の試み. この回路では発振しない.

Fig.13: Trial circuit with lowpass output feedback (but this circuit does not oscillate).

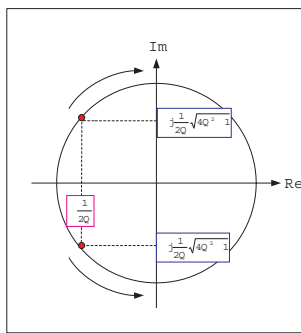


図 14: ローパス帰還回路の極の複素平面上的位置.

Fig.14: Pole positions of the lowpass output feedback circuit.

ように  $R_7$  に直列にスイッチを設けると  $Q$  値は次のようになる.

$$Q'_L = \frac{1 + \frac{R_7 + R_S}{R_6}}{\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}} \sqrt{\frac{R_3 C_1}{R_2 R_4 R_5 C_2}}$$

$R_S$  はスイッチの抵抗である. フィルタのテストのときにスイッチをオープンすると  $R_S$  となり  $Q'_L$  が成り立ち回路は発振する. その周波数を  $\omega_{osc3}$  とすると回路パラメータの関数になる.

$$\omega_{osc3} = f_3(A_L, \omega_L, V_{cc}). \quad (4)$$

関数  $f_3$  の形を調べるため SPICE シミュレーションを行った. その結果の一例として  $\omega_{LP}$  の発振周波数  $\omega_{osc3}$  への影響を Fig.16 に示す.  $\omega_L$  が  $\omega_B$  付近までは発振周波数  $\omega_{osc3}$  はオペアンプ電源電圧  $V_{cc}$  に依存せず  $\omega_L$  とともに単調増加するが,  $\omega_L$  が  $\omega_B$  より大きくなると電源電圧に依存することがわかる.

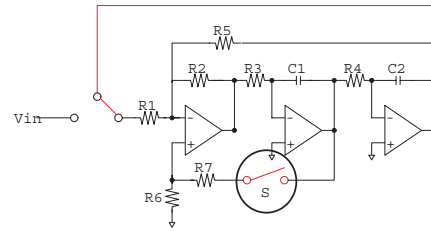


図 15: ローパス出力帰還を用いた発振回路.

Fig.15: Oscillation circuit with lowpass output feedback.

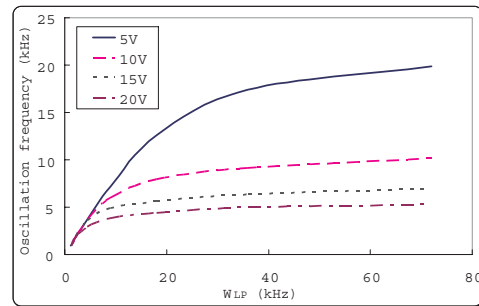


図 16:  $\omega_L$  の発振周波数  $\omega_{osc3}$  への影響.

Fig.16:  $\omega_{LP}$  versus  $\omega_{osc3}$ .

#### (4.4) ハイパス出力帰還による発振

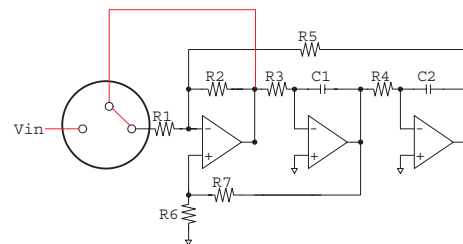


図 17: ハイパス出力帰還による発振の試み. この回路では発振しない

Fig.17: Trial circuit with highpass output feedback (but this circuit does not oscillate).

Fig.17 のようにハイパス出力から帰還させ, 発振させることを考える. その伝達関数は次の式になる.

$$H_H(s) = \frac{A_H s^2}{s^2 + \frac{\omega_H}{Q_H} s + \omega_H^2}.$$

ここで各パラメータは次のように定義される.

$$A_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$Q_H = \frac{1 + \frac{R_7}{R_6}}{\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)R_3C_1}{R_1R_2R_4R_5C_2}}$$

$$\omega_H = \sqrt{\frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)R_3R_4R_5C_1C_2}}$$

同様に  $Q_H$  として回路を発振させることを考える.

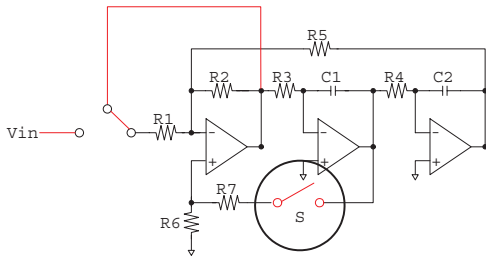


図 18: ハイパス出力帰還を用いた発振回路.

Fig.18: Oscillation circuit with highpass output feedback.

Fig.18 のように  $R_7$  に直列にスイッチを設けると  $Q$  値は次のようになる.

$$Q'_H = \frac{1 + \frac{R_7 + R_S}{R_6}}{\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)R_3C_1}{R_1R_2R_4R_5C_2}}$$

$R_S$  はスイッチの抵抗でありフィルタのテストのときにスイッチをオープンすると  $R_S$  となり  $Q_H$  が成立し回路は発振する. その周波数を  $\omega_{osc4}$  とすると回路パラメータの関数になる.

$$\omega_{osc4} = f_4(A_H, \omega_H, V_{cc}). \quad (5)$$

関数  $f_4$  の形を調べるため SPICE シミュレーションを行った. その結果の一例として  $\omega_H$  の発振周波数  $\omega_{osc4}$  への影響を Fig.19 に示す. ローパスの場合と同様に  $\omega_H$  が  $\omega_B$  付近までは発振周波数  $\omega_{osc3}$  はオペアンプ電源電圧  $V_{cc}$  に依存せず  $\omega_H$  とともに単調増加するが,  $\omega_H$  が  $\omega_B$  より大きくなると電源電圧に依存することがわかる.

## 5. まとめと今後の課題

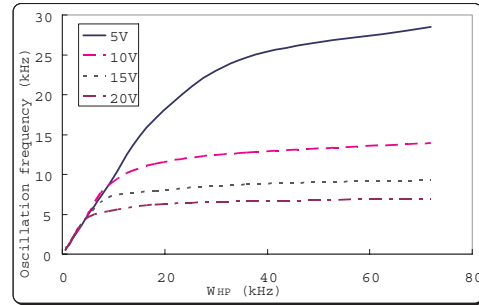


図 19:  $\omega_H$  の発振周波数  $\omega_{osc4}$  への影響.

Fig.19:  $\omega_{HP}$  versus  $\omega_{osc4}$ .

アナログフィルタのテスト容易化を目的として, 発振を利用したアナログフィルタの利得,  $Q$  値, 中心周波数の情報を得る方法を提案した. 状態変数型フィルタを題材とし4つの発振モードを設けてその発振周波数とフィルタ特性の関係を SPICE シミュレーションで調べ, 各モードでの発振周波数とフィルタ特性との関係を調べた. 今後の課題として次のことがある.

- (1) 発振周波数  $\omega_{osc1}$ ,  $\omega_{osc2}$ ,  $\omega_{osc3}$ ,  $\omega_{osc4}$  から (すなわち式 (1), (2), (4), (5) から)  $A_B$ ,  $Q_B$ ,  $\omega_B$  の計算法の導出を行う.
- (2) 直接法ではテストが困難な数百 MHz 帯域の集積回路内高周波フィルタに対しこの発振を用いた特性テストの高周波フィルタへの適用を検討する.
- (3) 集積回路内連続時間アナログフィルタでは特性の自動調整回路が必要であるが, この発振を用いる手法をフィルタの自動調整法に展開していく.

## 参考文献

- [1] T. Komuro, N. Hayasaka, H. Kobayashi, H. Sakayori, "A Practical Analog BIST Cooperated with an LSI Tester", *IEICE Trans. Fundamentals*, E89-A, no.2, pp.465-468 (Feb. 2006).
- [2] M. Burns, G. W. Roberts, *An Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement*, Oxford University Press (2001).
- [3] K. Arabi, B. Kaminska, "Oscillation-test methodology for low-cost testing of active analog filters", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol.48, no.8, pp.798-806 (Aug. 1999).
- [4] K. Arabi, B. Kaminska, "Design for testability of embedded integrated operational amplifiers" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.33, no.4, pp.573-581 (Apr. 1998).