

連続時間アナログフィルタのデジタル自動調整法の一提案

靳光磊*, 陳昊, 高川, 張雲鵬

小林 春夫, 高井伸和, 新津葵一 (群馬大学)

Digital Auto-Tuning Method of Continuous-Time Analog Filter

Guanglei Jin*, Hao Chen, Chuan Gao, Yunpeng Zhang

Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Kiichi Niitsu (Gunma University)

This paper describes digital auto-tuning schemes for a second-order Gm-C bandpass filter which is suitable for fine CMOS implementation. We propose a switched Gm-C analog filter and its digital tuning scheme: its center frequency tuning scheme uses the phase information and its Q factor tuning scheme uses the magnitude information. We present their circuits and operations as well as their SPICE simulation results.

キーワード: Gm-C バンドパスフィルタ, デジタル自動調整, 中心周波数調整, Q 値調整
(Gm-C bandpass filter, Auto-tuning method, Center-frequency tuning method, Q factor tuning method)

1. はじめに

近年, プロセスの進化により無線通信技術が飛躍的に発展している. RF 通信とワイヤレス通信の市場は想像もしなかった領域に拡大し, 携帯電話の世界市場は年間 3000 億円を越えた. 日常生活では携帯電話はもはや欠かせない必需品になっている. データ転送やネットワークサービスなど無線通信サービスによって様々な無線通信規格が開発されている. 通信規格が異なると受信回路のアナログ部を新たに追加しなければならない. その中でアナログバンドパス Gm-C フィルタが携帯電話, 無線 LAN, Bluetooth などの受信機の領域で幅広く使われている. [1-6]

本論文では微細 CMOS での実現に適したバンドパス Gm-C フィルタの構成を検討する. Gm-C タイプバンドパスフィルタは特性の自動調整を必要とする. 特に問題になるのは高周波フィルタの場合の中心周波数と Q 値の調整である. ここでアナログバンドパスフィルタの中心周波数, Q 値をデジタル制御により自動調整する方法について検討する. デジタル制御で自動調整可能であるので, 検討手法は微細 CMOS での実現に適している.

微細 CMOS でのデジタル調整は下記の利点がある.

- 高周波数領域に適用可能
- 調整回路の設計が比較的容易
- 調整可能な帯域範囲が広い
- 小チップ面積
- 低消費電力

2. Switched Gm-C バンドパスフィルタ

(1) OTA 回路

OP アンプを用いた積分器はトランジスタなどの能動回路素子の影響を受けにくく, 安定な動作が期待される. その反面, 広帯域フィルタの実現においては OP アンプの帯域の制約を受け広帯域化が困難であるという問題がある. この場合にはトランスコンダクタンス回路(OTA: Operational Transconductance Amplifier, Gm セル)と容量 C を用いた Gm-C 積分回路が用いられる.

図 1 に差動 OTA 回路のシンボルを示す.

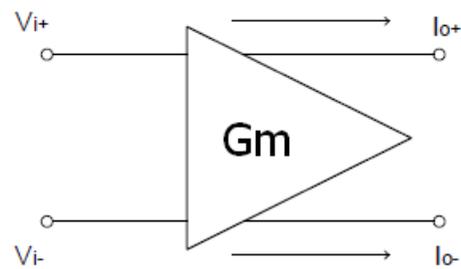


図 1 差動トランスコンダクタンス

Fig. 1 Differential transconductance

OTA 回路は電圧を電流に変換するアンプである. ここで, Gm はトランスコンダクタンスであり, 出力電流は端子から流れ出る方向を正としている. 差動出力電流 I_o は式(1)で表すように入力電位差に比例した電流である.

$$I_o = I_{o+} - I_{o-} = gm(V_{i+} - V_{i-}) \dots\dots\dots(1)$$

このトランスコンダクタンス回路の出力に容量を接続することで積分器を構成できる (Gm-C 積分器) .

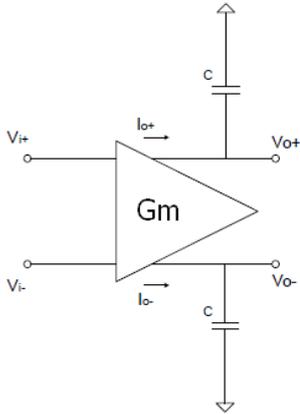


図2 Gm-C積分器

Fig. 2 Gm-C integrator.

図2に示すGm-C積分回路はGm-Cバンドパスフィルタの基本回路要素である. OTAで入力電圧に比例した電流をキャパシタに流すと, 入力信号の積分値がキャパシタの両端に現れる. 計算式を以下に示す.

$$V_{o+} = \frac{I_{o+}}{sC} = \frac{gm}{2sC}(V_{i+} - V_{i-}) \dots\dots\dots(2)$$

$$V_{o-} = \frac{I_{o-}}{sC} = -\frac{gm}{2sC}(V_{i+} - V_{i-}) \dots\dots\dots(3)$$

$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = \frac{gm}{sC}V_i \dots\dots\dots(4)$$

(2) 提案Switched Gm-C 積分器

可変Gm特性の素子を設計するため, スイッチを利用してGm-C積分器を構成することを提案する. 図3のように, スイッチを利用するとGm値を変えられるOTA回路を実現できる. 最初のスイッチをデルタシグマ変調等で小数部分を調整し, 下部分のスイッチで整数部分を調整することによってデジタル制御でGmの連続変化が実現できる.

整数部分調整部は比較的容易に設計・実現可能である. 小数部分調整部の実現法は一つにはパルス幅変調(PWM)を用いる方式が考えられる. しかしその生成にアナログ回路要素が必要であるので, 微細CMOSの高速スイッチング特性を積極利用するためには1bit ΔΣ変換器が有効であると考えられる.

ΔΣ変調はある信号(アナログ信号とか, 多ビットで表現された信号など)を1ビットに変換する手法である. すなわち, 1bitで信号を正確に表現出来る. この手法をGmの小数部分調整に応用して入力信号の振幅によって所望値を調

整できる. 図5はMatlabのシミュレーション結果である.

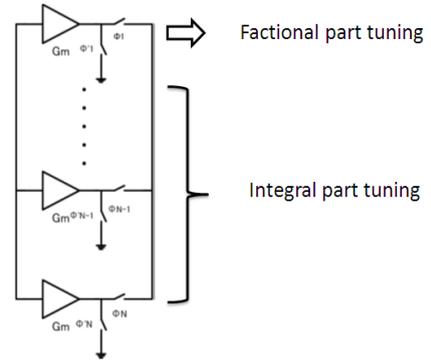


図3 スイッチングGm-C積分器

Fig. 3 Switched Gm-C integrator.

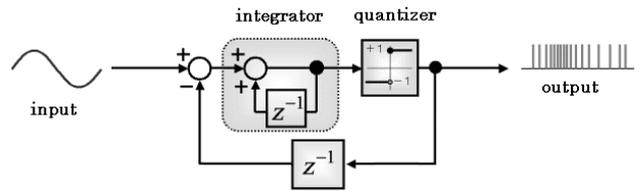


図4 1bit ΔΣ変換器

Fig. 4 1bit ΔΣ converter.

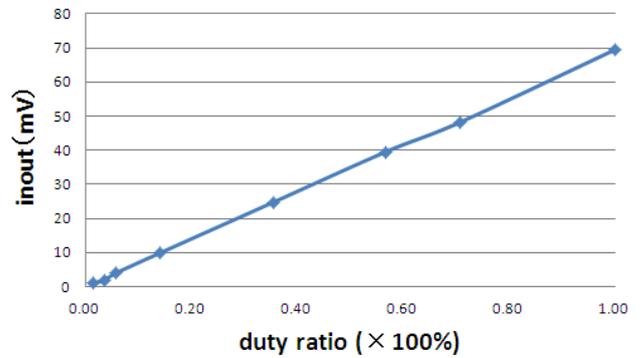


図5 入力電圧振幅とデューティ比の関係 (シミュレーション結果)

Fig. 5 Relationship between input voltage amplitude and duty ratio (simulation results)

(3) Gm-C バンドパスフィルタ

図6に2次Gm-Cバンドパスフィルタ構成を示す. そこではGm1, Gm2, Gm4の3個のOTA回路は同じ出力ノードを持つため, それらのコモン電圧制御回路とDCゲイン制御回路を共有できる. すべての回路をCMOSインバータで構成すれば, 低電圧動作可能で微細CMOSプロセスでは(速度飽和領域で動作するので)線形性が良くなる. 内部ノードを持たないので高周波領域での動作が可能である.

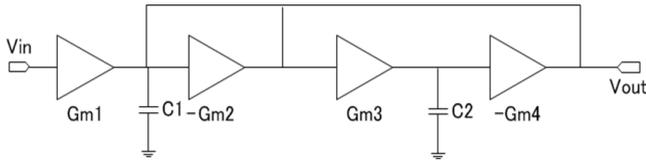


図6 Gm-C二次バンドパスフィルタ

Fig. 6 Gm-C second-order bandpass filter

図6に示すバンドパスフィルタの伝達関数を式(5)に表す.

$$H(s) = \frac{gm_1 s C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 gm_2 + gm_3 gm_4} \dots\dots\dots (5)$$

式(5)の伝達式を一般式に変えると

$$H(s) = \frac{K \omega_0 s}{s^2 + \omega_0 / Q + \omega_0^2} \dots\dots\dots (6)$$

を得る. 伝達関数の極 p_1, p_2 は次のようになる.

$$p_1 = -\frac{\omega_0}{2Q} + j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} - j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

ここで

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{gm_3 gm_4}{C_1 C_2}} \quad Q = \sqrt{\frac{C_1 gm_3 gm_4}{C_2 gm_2^2}}$$

$$K = \sqrt{\frac{C_2 gm_1^2}{C_1 gm_3 gm_4}}$$

上式から中心周波数 ω_0 , Q 値は Gm と C によって決まることが分かる. すなわち, Gm あるいは C の値を変えればバンドパスフィルタ特性を調整できる. C の値を(小さい値に)調整すれば回路の雑音が大きくなるので C の値は一定にし, Gm の調整を行う. しかし, Gm を直接アナログ的に調整するためには OTA 回路内部のパラメータを変えなければならない. OTA 回路の非線形により回路の全体特性が劣化してしまう. そのため, 外部のスイッチの切り替えによって Gm の値を変える方式を提案する.

図7に可変 $Gm - C$ バンドパスフィルタを構築するための Gm セル配列を示す. 可変 $Gm - C$ バンドパスフィルタは図6に示す Gm セルを図3の Gm 配列に置き換えて実現する. 各 Gm 値の変化によってバンドパスフィルタの伝達特性を変える. Gm セルのスイッチは MOS トランジスタで構成する.

水平方向から見て, 二次ローパスバンドパス出力を提供するフィルタとしての Gm ブロックが接続されている. 垂直方向に, それらを並列に接続している. したがって, 同じ入力, 出力, 容量性負荷を共有する. 選択的に 16 種類の相互コンダクタンス値を設定できる.

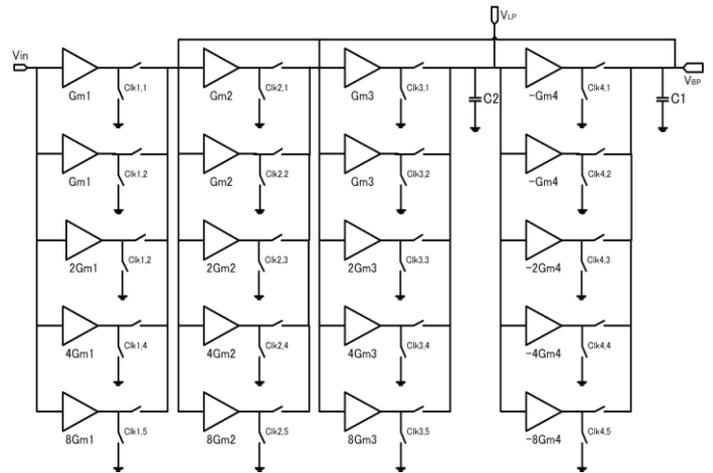


図7 可変バンドパスフィルタ

Fig. 7 Variable bandpass filter

以上より帯域幅と中心周波数の設定が可能フィルタを得る. 制御するにはフィルタパラメータは, すべての列を制御する必要はない. 計算を簡単にするために,

$$Gm_1 = N_1 gm \quad Gm_2 = N_2 gm$$

$$Gm_3 = N_3 gm \quad Gm_4 = N_4 gm$$

$$C_1 = M_1 C \quad C_2 = M_2 C$$

とする. 中心周波数 ω_0 , Q 値, K はつぎのようになる.

$$\omega_0 = \frac{N_3 N_4}{\sqrt{M_1 M_2}} \cdot \frac{gm}{C} \quad Q = \sqrt{\frac{M_1 N_3 N_4}{M_2 N_2^2}}$$

$$K = \sqrt{\frac{M_2 N_1^2}{M_1 N_3 N_4}}$$

3. 中心周波数の調整

(1) 提案手法

連続時間アナログバンドパスフィルタ設計の課題の一つはフィルタ特性の自動調整である. $Gm - C$ フィルタを用いて Gm の値を変えることにより中心周波数と Q 値を幅広く調整できる. この節では先に前節の Switched $Gm - C$ 積分器を用いた図7の2次バンドパスフィルタの中心周波数の自動調整について説明する.

図8に提案されたバンドパスフィルタの振幅特性と位相特性が示されている. バンドパスフィルタの位相特性を式(7)で表す.

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega_i \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega_i^2)} \dots\dots\dots (7)$$

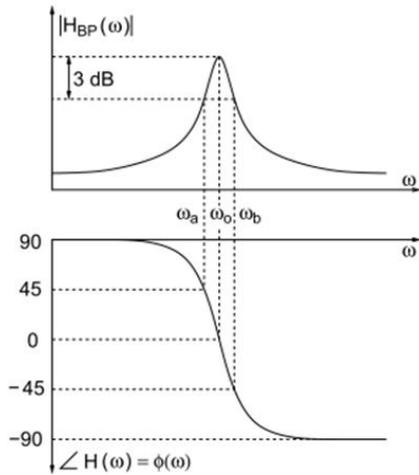


図8 二次バンドパスフィルタの振幅と位相伝達関数
Fig.8 Magnitude and phase characteristics of the second order bandpass filter transfer function

ここで、 ω_i 、 ω_o はそれぞれ入力周波数とフィルタの中心周波数である。式(7)に示されるように入力周波数 ω_i とバンドパスフィルタの中心周波数 ω_o が一致にすれば入出力信号の位相差はゼロとなる。すなわち、バンドパスフィルタの中心周波数調整を入出力位相差 θ の調整に変換することで行う。

式(7)に示すように、入力信号と出力信号の位相差 θ が負ならば、入力より出力の位相が進んでいる。中心周波数 ω_o を大きくすれば位相差がゼロになる。逆に、位相差 θ が正であれば、中心周波数 ω_o を小さくすれば良い。位相差 θ がゼロに調整されたら回路の中心周波数 ω_o と入力周波数 ω_i が一致することになる。自動調整を実現する回路を図9に示す。

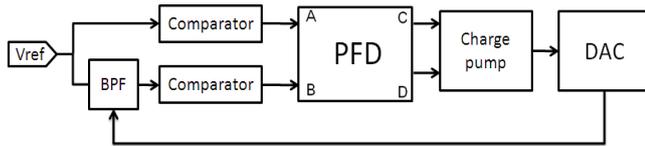


図9 中心周波数調整ブロック図
Fig. 9 Frequency tuning scheme block diagram.

参照信号 V_{ref} (設定したい中心周波数値 ω_o の周波数の正弦波入力) と BPF の出力信号をコンパレータで比較してパルス信号に変換し、それぞれのパルス信号を図10に示す位相周波数検出器(Phase Frequency Detector : PFD) に入力する。PFD の二つ入力信号 A,B に位相差がある場合、その位相差が制御信号 C,D に変換して出力する。

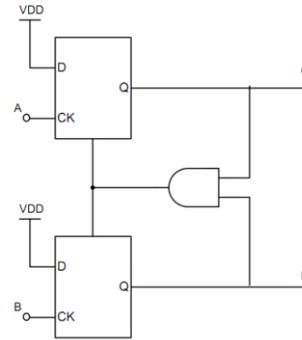


図10 位相周波数検出器
Fig. 10 Phase frequency detector (PFD)

位相比較器の出力信号 C,D がチャージポンプの電流源スイッチをコントロールしてチャージポンプの出力電圧 V_{CP} を制御する。位相差 θ とチャージポンプ出力電圧 V_{CP} の関係を式(8)に示す。

$$V_{CP} = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{I_{CP} t}{C} \dots\dots\dots(8)$$

位相比較器の入力信号 A, B 間に位相差がある限りチャージポンプの出力電圧 V_{CP} が変化し続ける。位相差 θ の値が大きいほど PFD の出力信号のデューティ比が大きいため、チャージポンプの出力電圧 V_{CP} の上昇率が高い。中心周波数と入力周波数が近く調整されるほど位相差 θ も小さくなる。チャージポンプの出力電圧 V_{CP} の変化率もだんだん緩やかになっていき、入力周波数と BPF の中心周波数が一致するまで制御する。

中心周波数調整した後チャージポンプの出力電圧 V_{CP} が一定になる。PFD の出力制御信号とチャージポンプ電圧の変換を図11に示す。

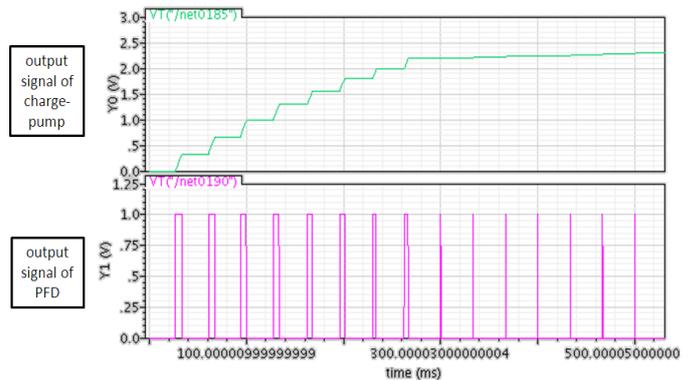


図11 中心周波数制御電圧とPFD出力信号
Fig. 11 Frequency control voltage and output signal of PDF.

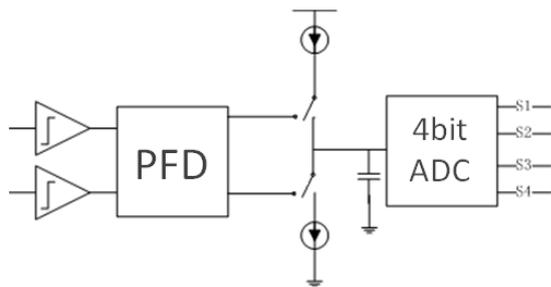


図12 中心周波数調整回路(チャージポンプ回路周辺)

Fig. 12 Charge pump and associated circuits for center frequency tuning

中心周波数調整のチャージポンプ回路周辺を図12に示す。ADCはチャージポンプの出力電圧 V_{CP} の値を読み出す。ADCの出力信号が gm のスイッチを制御して、BPF回路の中心周波自動調整が出来る。計算式を式(10)に示す。

$$\omega_0 = \frac{N_3 N_4}{\sqrt{M_1 M_2}} \cdot \frac{gm}{C} \dots\dots\dots(10)$$

式(10)に示すように、 N_3 と N_4 の値を変化すれば中心周波数を変えられる。すなわち、ADCの出力信号を gm_3 と gm_4 のスイッチ制御にすれば良い。

(2)提案手法のシミュレーション

シミュレーションを行った回路では N_1 と N_2 を固定して中心周波数に関する N_3 、 N_4 の値のみを制御した。今回使用したバンドパスフィルタは2進重みづけをした4つOTA配列で構成した。4つのスイッチを制御すれば良いため、4bitのADCを使用した。そのため N_3 と N_4 の値が0から15まで変換できる。 gm の値は $5 \times 10^{-5} S$ であるため回路の中心周波数の調整範囲は50kHzから750kHzである。自動調整の動作を確認するために三つの正弦波を入力してバンドパスフィルタ回路の中心周波数変化をSPICEシミュレーションした結果を表1と図12に示す。

SPICEのシミュレーション結果を表1に示す。100, 300, 500kHzの入力正弦波に対してフィルタの中心周波数を自動調整することを実現した。

f_r (kHz)	f_o (kHz)
100	99.98
300	301.95
500	524.71

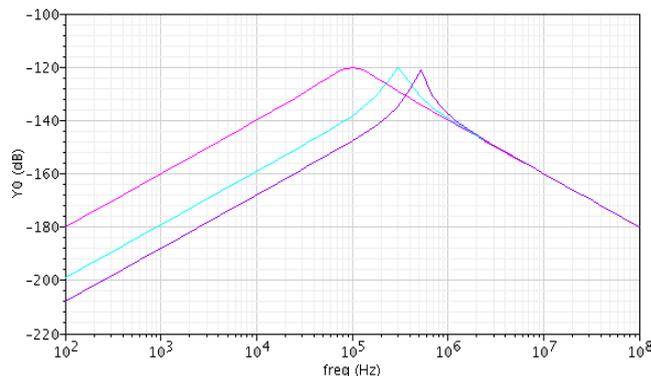


図13 可変入力周波数信号のバンドパスフィルタのゲイン特性のシミュレーション結果

Fig.13. Simulation results of the bandpass filter magnitude response for varying reference frequency

4. Q値の調整

(1)提案手法

自動調整機能の高い周波数フィルタは多くの電子システムに対して重要である。RF/IF回路の研究者の目標の一つは、周辺機器にサポートし、非常に少し動作することができるワンチップトランシーバの実現である。チップの上に高周波フィルタを配置することができる大規模な分散フィルタは現在使用されている。しかし、オンチップの連続時間フィルタは大きな欠点がある。寄生容量とばらつきはフィルタの実装に対して重要な精度影響がある。そのため、必要な精度を得るためにフィルタが自動的に調整する必要がある。

前節ではBPF回路の中心周波数の調整について説明したが、この節では回路のQ値の調整について検討する。本提案のQ値調整は中心周波数調整後に行う。

入力周波数とBPF回路の中心周波数が一致するときの回路の伝達関数を以下に表す。

$$\begin{aligned}
 H(\omega_0) &= \sqrt{\frac{gm_1^2 C_2}{gm_3 gm_4}} \cdot \sqrt{\frac{gm_3 gm_4}{gm_2^2 C_2}} \\
 &= \sqrt{\frac{N_1^2 M_2}{N_3 N_4}} \cdot \sqrt{\frac{N_3 N_4}{N_2^2 M_2}} \\
 &= K \cdot Q \dots\dots\dots(11)
 \end{aligned}$$

式(11)からみると、入力周波数とフィルタの中心周波数が一致するとき入出力の振幅比(ゲイン)がQ値に比例する。この関係を用いればKを一定にすればQ値を所望の値に自動設定出来る。Kは要素 N_1 、 N_3 、 N_4 で決まるので、それぞれの値について検討を行う。Q値調整は中心周波数調整後に行うため、中心周波数を決める要素 N_3 、 N_4 の値はすでに一定になっている。従って、残りの N_1 を一定にすれば、Kを一定に出来る。調整回路を図14に示す。

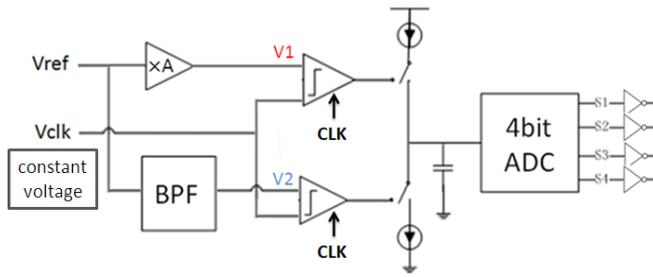


図14 Q値調整回路

図 14 Q factor tuning circuit.

図 14 中の V_1 と V_2 はそれぞれ下のように表示せる.

$$V_1 = AV_{ref} \quad V_2 = KQV_{ref}$$

V_1 と V_2 が等しいとき, $Q=A/K$ となる. A を設定することにより, 所望の Q 値を得られる. Q 値は所望の値より小さいとき V_2 より V_1 が大きい場合, 電流がキャパシタに流れ込む量が多い. チャージポンプ出力電圧を ADC 入力電圧とし, 電圧が大きくなる. ADC はチャージポンプの出力電圧を読み, gm2 のスイッチ部を制御することにより N_2 の値が小さくなる. $Q \propto (1/N_2)$ ので, Q 値が大きく調整される.

逆に, Q 値は所望値より大きいとき V_2 より V_1 が小さい. この場合, 電流がキャパシタから流れ出す量が多い. ADC に加えられる電圧が小さくなる. ADC はチャージポンプの出力電圧を読み, Gm2 のスイッチ部を制御することにより N_2 の値が大きくなる. Q 値が小さく調整される. 図 15 はチャージポンプの Q 値の制御電圧である.

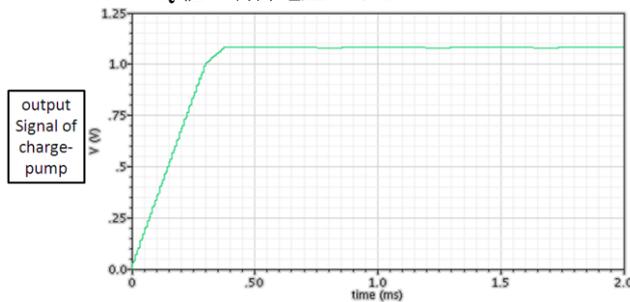


図15 Q値制御電圧

Fig. 15 Q factor control voltage

(2)提案手法のシミュレーション

ここで言う Q 値調整のシミュレーションは中心周波数調整済みという前提である. 結果は表 2 と図 16 に示す. 入力周波数はすべて 600kHz である. Q 値を 1,3,6 に自動調整されたことが確認できた.

Table2 Q tuning range at center frequency of 600kHz

f_r (KHz)	Q
600	1
600	3
600	6

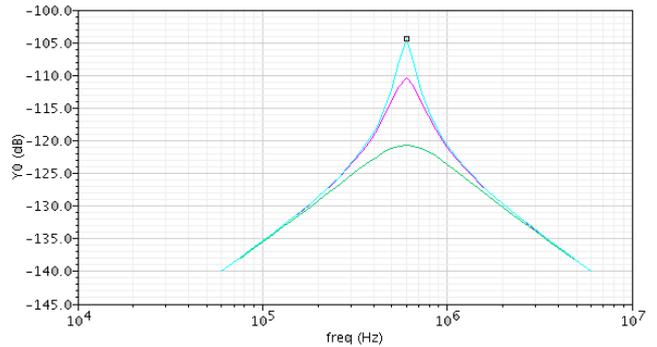


図16 バンドパスフィルタQ値調整のシミュレーション結果

Fig. 16. Simulation results of the bandpass filter magnitude response for a fixed desired center frequency and varying Q

5. まとめ

Gm-C 配列でバンドパスフィルタを構成し, バンドパスフィルタのパラメータをデジタル信号で制御するシステムを提案した. 自動調整時には設定したい中心周波数の正弦波を基準信号として与える. SPICE でのシミュレーション結果により, バンドパスフィルタの中心周波数, Q 値の自動調整を確認した. 提案手法は低電圧動作, 高速スイッチングの微細 CMOS での実現に適している.

今回の調整回路は Gm-C 整数部分のみ調整したが, 今後の予定はデルタシグマ変調を使用し, Gm セルの小数部分の調整回路を設計していく.

謝辞 本研究をご支援いただいている半導体理工学研究センター(STARC)に謝意を表します。

文 献

- (1) 林海軍, 田邊朋之, 傘昊, 小林春夫:「インバータタイプ Gm-C バンドパスフィルタの解析と設計」電気学会論文誌 C, vol.129, no.8, pp.1438-1488 (Aug. 2009)
- (2) A. I. Karsilayan, T. Sumesaglam, "Digital Tuning of Continuous-Time High-Q Filter", IEEE International Symposium on Circuit and Systems (July, 2002)
- (3) P. Kallam, E. Sanchez-Sinencio, A. I. Karsilayan: "An Enhanced Adaptive Q-Tuning Scheme for a 100-MHz Full Symmetric OTA-Based Bandpass Filter", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no.4, (April 2003).
- (4) B. Pankiewicz., M. Wojcikowski., S. Szczepanski, S.Yichuang, "A Field Programmable Analog Array for CMOS Continuous Time OTA-C Filter Applications", IEEE International Symposium on Circuit and Systems, 37, pp.125-136. (July 2002)
- (5) Z. Yuan, C., Haspelagh, J. Verfaillie: "A Highly Linear CMOS Gm-C Bandpass Filter with On-Chip Frequency Tuning", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.32, no.3 (March 1997)
- (6) Jan-Michael Stevenson, and Edgar S'anchez-Sinencio, "An Accurate Quality Factor Tuning Scheme for IF and High-Q Continuous-Time Filters", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.33, no.12 (Dec. 1998)