

Nauta の OTA を用いた高周波 Gm - C バンドパスフィルタの検討

* 林 海軍 清水 一也 高橋 洋介 元澤 篤史 小林 春夫 神宮 善敬 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

High-Frequency High-Q Gm-C Bandpass Filter Design

HaiJun LIN, Kazuya SHIMIZU, Yousuke TAKAHASHI, Atsushi MOTOZAWA

Haruo KOBAYASHI, Yoshitaka JINGU, Nobukazu TAKAI

Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Gunma University

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

Abstract - This paper describes design of a second-order continuous-time Gm-C bandpass filter based on Nauta's OTA for applications in continuous-time bandpass $\Delta\Sigma$ AD modulators. Our design shows that by using $0.25\mu\text{m}$ CMOS process, Gm-C bandpass filter with center frequency of 1GHz, bandwidth of 45MHz and Q factor of 22, passband gain of 20dB may be feasible.

キーワード : CMOS、トランスコンダクタンス増幅器、Nauta の OTA、Gm-C フィルタ、高周波

Keywords: CMOS, OTA, Nauta's OTA, Gm-C Filter, High Frequency

I. はじめに

著者らは携帯電話や無線 LAN 等の通信システムへの応用を目的に高周波・低消費電力での CMOS 連続時間バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器の実現の検討を行っている [1]. この内部で用いる連続時間バンドパス・フィルタを g_m -C フィルタ [3, 4, 5] を用いて中心周波数が 1GHz, Q 値が 20 を目標としている. このため帯域が高くまた (中心周波数が $2\pi g_m/C$ で決まるため) g_m 値が大きい CMOS OTA (Operational Transconductance Amplifier) 回路が必要であるが、この CMOS OTA 回路として Nauta の OTA 回路 [6, 7] が適していると考えた. Nauta の OTA 回路のノイズと非線形性の特性を分析し寄生容量の効果を考慮して Nauta OTA を用いた 2 次のバンドパスフィルタを設計した. SPICE シミュレーションで中心周波数 1GHz, Q 値が 22 を達成していることを確認したので報告する.

II. Nauta の OTA 回路

高周波 Gm-C フィルタの実現のためには、フィルタの基本素子である OTA 回路に対し、次のことが必要である. (i) 高い DC ゲイン. (ii) 高周波数で動作可能. (ii) 高い線形性.

Nauta の OTA 回路は図 1 のように 6 つのインバータで構成され、回路は対称であるのでインバータの偶数次非線形性はキャンセルされる. 内部ノードが無いので寄生容量による高次極が発生せず理想に近い積分器が実現でき、高周波特性が良いフィルタを構成できる [6, 7, 8]. 以上の特徴から Nauta の OTA 回路は今回のフィルタ実現に適していると考えられる.

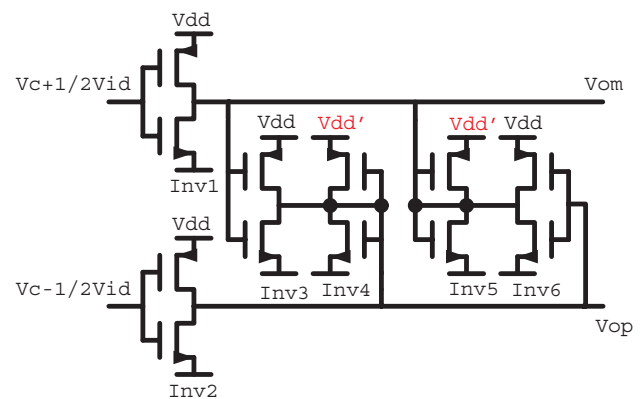


図 1: Nauta の OTA 回路.

Fig.1: Nauta's OTA circuit.

2.1 Nauta の OTA 回路の解析

差動入出力の Nauta の OTA 回路は 2 つの CMOS インバータ回路が基本になっている [6, 7]. 図 2 におい

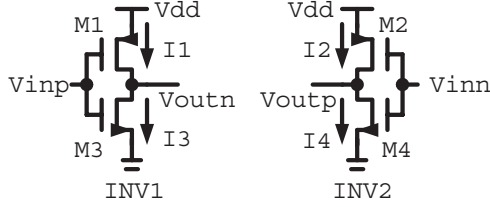


図 2: Nauta の OTA 回路のコア部分.

Fig 2: Core of Nauta's OTA circuit.

て、入力電圧 V_{inp} , V_{inn} は次のように表される.

$$V_{inp} = V_{cm} + \frac{1}{2}V_d, \quad V_{inn} = V_{cm} - \frac{1}{2}V_d.$$

ここで V_{cm} は入力コモンモード信号成分、 V_d は入力の差動信号成分でそれぞれ次のように定義する.

$$V_{cm} = \frac{1}{2}(V_{inp} + V_{inn}), \quad V_d = V_{inp} - V_{inn}.$$

次の条件でインバータ入力が V_{cm} の時、出力電流はゼロになる.

$$V_{cm} = \frac{V_{dd} - |V_{thp}| + \alpha V_{thn}}{1 + \alpha},$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}, \quad \beta = \frac{1}{2}\mu C_{ox} \frac{W}{L}.$$

図 2 ですべての PMOS, NMOS が飽和領域で動作しているとき次の関係が成立する.

$$\begin{aligned} i_1 &= \beta_p (V_{DD} - V_{inp} - |V_{thp}|)^2, \\ i_2 &= \beta_p (V_{DD} - V_{inn} - |V_{thp}|)^2, \\ i_3 &= \beta_n (V_{inp} - V_{thn})^2, \\ i_4 &= \beta_n (V_{inn} - V_{thn})^2. \end{aligned}$$

差動出力電流を次のように定義する.

$$i_{op} = i_2 - i_4, \quad i_{om} = i_1 - i_3, \quad i_{out} = i_{op} - i_{om}.$$

このとき

$$\begin{aligned} i_{op} &= \beta_p (V_{DD} - V_{inn} - |V_{thp}|)^2 \\ &\quad - \beta_n (V_{inn} - V_{thn})^2, \\ i_{om} &= \beta_p (V_{DD} - V_{inp} - |V_{thp}|)^2 \\ &\quad - \beta_n (V_{inp} - V_{thn})^2 \end{aligned}$$

となり、差動出力電流 i_{out} は次のようになる.

$$\begin{aligned} i_{out} &= [\beta_p (V_{DD} - |V_{thp}|) - \beta_n V_{thn}] \cdot V_d \\ &\quad + (\beta_n - \beta_p) V_{cm} \cdot V_d. \end{aligned}$$

式を整理すると次のように g_m が得られる.

$$g_m = (V_{DD} - |V_{thp}| - V_{thn}) \sqrt{\beta_p \beta_n}. \quad (1)$$

G_m -C フィルタではプロセス変動、温度変動に応じて OTA 回路の g_m 値を (自動) 調整する必要がある. Nauta の OTA 回路では g_m 値を調整するためには式 (1) から β (すなわち MOS のサイズ W_n/L_n , W_p/L_p), V_{DD} , V_{thp} , V_{thn} のいずれかを変化させればよいことがわかる. 文献 [6, 7] では V_{DD} を外部からの電源電圧ではなく内部的に作り出しこの値を自動調整して g_m 値を制御している. また、図 1 で INV4, INV5 が負性抵抗として働くので、OTA の出力抵抗を補正して OTA 回路の DC ゲインを向上させると同時に出力のコモンモード電圧を制御することが出来る. 負性抵抗による補正を行うため INV4, INV5 は (INV1, INV2, INV3, INV4 とは) 別の補助電源電圧を用いる.

III. Nauta の OTA 回路の非線形性とノイズ解析

OTA 回路の非線形性は Gm-C フィルタ全体の線形性を左右するため、OTA 回路の線形性を分析する必要がある. また OTA 回路で線形性とノイズはトレードオフであるので [9]、ノイズについて分析し線形性とノイズに適する回路設計を行う事が必要である.

3.1 OTA 回路の非線形性に関する分析

OTA 回路の非線形性の原因: 1:MOS トランジスタ間のミスマッチ. 2:MOS トランジスタ閾値電圧のミスマッチ. 3:キャリア移動度の低下. 4:高周波領域で寄生容量の影響.

トランジスタの移動度の式は以下のように表される.

$$\begin{aligned} \mu_n &= \frac{\mu_{n0}}{1 + \theta_n (V_{gsn} - V_{thn})} \\ \mu_p &= \frac{\mu_{p0}}{1 + \theta_p (V_{sgp} - |V_{thp}|)}. \end{aligned}$$

図 2 での Nauta OTA 回路の電流関係を整理すると

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_{op} - I_{om} \\ &= (I_3 - I_1) - (I_4 - I_2) \\ &= (I_3 - I_4) + (I_2 - I_1) \end{aligned}$$

となる. 関係式を Taylor 展開を行なう.

$$\begin{aligned} I_3 - I_4 &\approx \frac{\beta_{0n} V_{on} (1 + \frac{1}{2} \theta_n V_{on})}{(1 + \theta_n V_{on})^2} \cdot V_{id} \\ &\quad - \frac{\theta_n \beta_{0n}}{2(1 + \theta_n V_{on})^4} \frac{1}{4} V_{id}^3 \\ I_2 - I_1 &\approx \frac{\beta_{0p} V_{op} (1 + \frac{1}{2} \theta_p V_{op})}{(1 + \theta_p V_{op})^2} \cdot V_{id} \\ &\quad - \frac{\theta_p \beta_{0p}}{2(1 + \theta_p V_{op})^4} \frac{1}{4} V_{id}^3. \end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{cm} - V_{thn}, \quad V_{op} = V_{DD} - V_{cm} - |V_{thp}|, \\ \beta_{0n} &= \mu_{n0} C_{ox} \frac{W_n}{L_n}, \quad \beta_{0p} = \mu_{p0} C_{ox} \frac{W_p}{L_p}. \end{aligned}$$

出力電流: $I_{od} \approx \alpha_1 V_{id} + \alpha_3 V_{id}^3$. また

$$\beta_{0n} \approx \beta_{0p} = \beta_0, \quad V_{on} = V_{op} = V_o$$

と仮定とすると次の関係が得られる.

$$\alpha_1 \approx 2\beta_0 V_o, \quad \alpha_3 \approx -\frac{\beta_0}{8} (\theta_n + \theta_p),$$

$$g_m(V_{id}) = \frac{\delta I_{od}}{\delta V_{id}} = \alpha_1 + 3\alpha_3 V_{id}^2.$$

Nauta の OTA 回路の 3 次歪みは次のようになる.

$$\frac{\alpha_3}{\alpha_1} \approx -\frac{\theta_n + \theta_p}{16V_o} = -\frac{\theta_n + \theta_p}{8(V_{DD} - |V_{thp}| - V_{thn})}.$$

3.2 OTA 回路のノイズ分析

OTA 回路のノイズモデルは高周波領域において熱雑音だけを考えると図 3 のようになる.

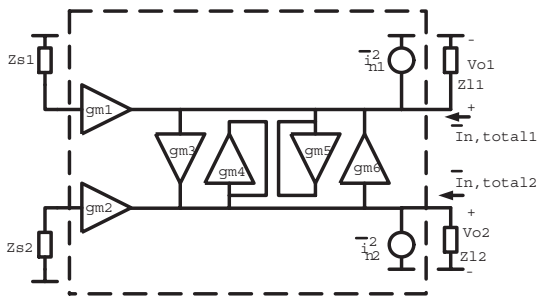


図 3: OTA 回路のノイズモデル
Fig.3: Noise model of OTA circuit

一つのインバータの出力換算電流雑音は次のようになる.

$$\overline{i_{inv}^2} = 4kTgm_n df + 4kTgm_p df$$

$$gm_n = gm_p, \quad gm_n + gm_p = gm^{inv}$$

と仮定すると, OTA の出力換算電流ノイズは次の式に表される.

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kTdf \sum_{n=1}^6 gm_n^{inv}$$

OTA 回路の非線形性とノイズの最適化は電源電圧, g_m に関する事が分かる.

3.3 OTA 回路からなる積分器の特性

設計した OTA 回路の高周波を確認するため, OTA 回路からなる積分器の解析を行った. 図 4 にその AC 解析結果を示す.

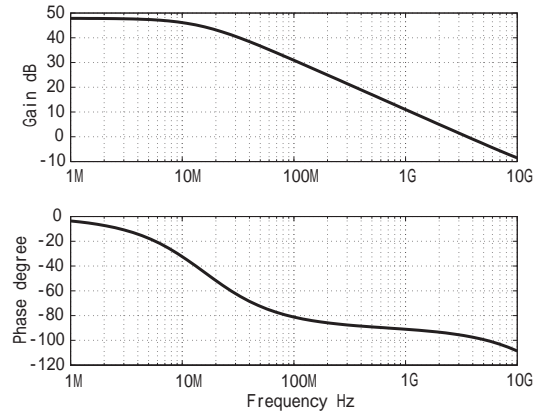


図 4: Gm-C 積分器のゲインと位相特性.

Fig.4: Gain and phase characteristics of Gm-C integrator.

IV. 高周波バンドパス $G_m - C$ フィルタ
バンドパスフィルタの実現法として能動タイプと受動タイプに分類できる. 能動タイプのはオペアンプを用いた能動 RC フィルタ及び OTA 回路を用いた Gm-C フィルタのものがある [3, 4, 5, 9, 10]. また受動タイプは抵抗 R と容量 C を用いた RC ポリフェーズ・フィルタがある [11, 12, 13]. Gm-C フィルタは Passive RLC フィルタを原型とし, gyrator 構造を用いて L,R を等価的に Gm で実現するフィルタである.

オープンループで構成されるため、高周波領域での動作に適している。

今回の設計目標は中心周波数 $f_c = 1\text{GHz}$ 、 $Q = 30$ 、 1GHz でのゲイン 20dB とした。

4.1 2次 Passive RLC フィルタ

今回設計を行った $G_m - C$ フィルタの原型となる Passive RLC フィルタを図 5 で示される。

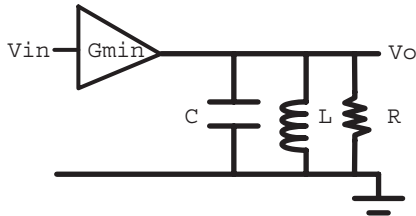


図 5: Passive RLC フィルタ。

Fig.5: Passive RLC filter.

このフィルタの伝達関数は次の式で表わせる。

$$\frac{V_o}{V_{in}}(s) = \frac{sgmL}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1}$$

正規化したバンドパスフィルタの伝達関数から

$$T(s) = \frac{A\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q} + 1}$$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$, $A = g_m R$ が得られる。

この RLC フィルタをベースにして次のように 2次 $G_m - C$ バンドパスフィルタの設計を行った。

4.2 2次高周波 $G_m - C$ バンドパスフィルタの設計

図 6 で示すように、3つの G_m 素子 (入力 g_{m1} と 2つの g_m) と 1つのキャパシタ (C_2) でインダクタンスを構成し、1つの G_m 素子 (g_{m2}) で抵抗を構成する事で、 $G_m - C$ バンドパスフィルタの設計を行った。その伝達関数は次のようになる。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{s \cdot g_{m1} C_2 / g_m^2}{s^2 \cdot C_1 C_2 / g_m^2 + s \cdot g_{m2} C_2 / g_m^2 + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{g_m}{g_{m2}} \cdot \frac{\sqrt{C_2}}{\sqrt{C_1}}, \quad A = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

4.3 $G_m - C$ フィルタの高周波領域での動作

高周波領域において寄生容量の影響が無視できなくなるが、今回の設計で用いたインバータ構造の OTA 回路ではミラー効果の影響で寄生容量が更に大きくな

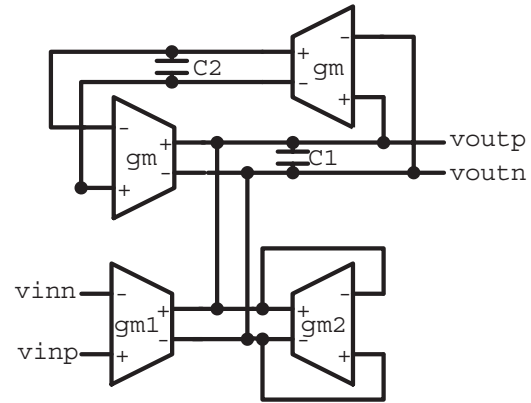


図 6: Gm-C バンドパスフィルタ

Fig.6: Gm-C bandpass filter.

る。その寄生容量は OTA 回路の入力と出力端子で集中すると考え、図 7 のようにモデル化できる。

寄生容量はバンドパスフィルタのキャパシタ C_1, C_2

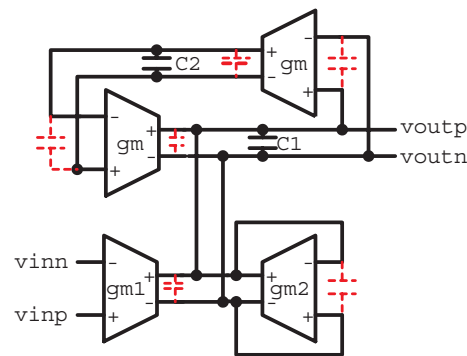


図 7: 寄生容量を持つ Gm-C バンドパスフィルタ。

Fig.7: Gm-C bandpass filter with parasitic capacitances.

と合わせ、フィルタ回路の高周波動作を決める。その実際実効キャパシタを C_{eff1}, C_{eff2} とすると次の関係が得られる。

$C_{eff1} \approx C_1 + C_{gs, gm} + C_{gs, gm2}$, $C_{eff2} \approx C_2 + C_{gs, gm}$.
高周波数ではバンドパスフィルタの伝達関数は次の式で表せる。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{s \cdot g_{m1} C_{eff2} g_m^2}{s^2 \cdot C_{eff1} C_{eff2} / g_m^2 + s \cdot g_{m2} C_{eff2} / g_m^2 + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_{eff1} C_{eff2}}}, \quad Q = \frac{g_m}{g_{m2}} \cdot \frac{\sqrt{C_{eff2}}}{\sqrt{C_{eff1}}}$$

計算によって $C_{eff1} \approx 0.89\text{pF}$, $C_{eff2} \approx 0.87\text{pF}$ が得

られた。設計目標を達成するための各 G_m 値は図 6 で $g_m = 5.58mS$, $g_{m1} = 1.86mS$, $g_{m2} = 0.186mS$ である。設計した Gm-C フィルタとベースである RLC フィルタの AC 解析を図 8 に示す。

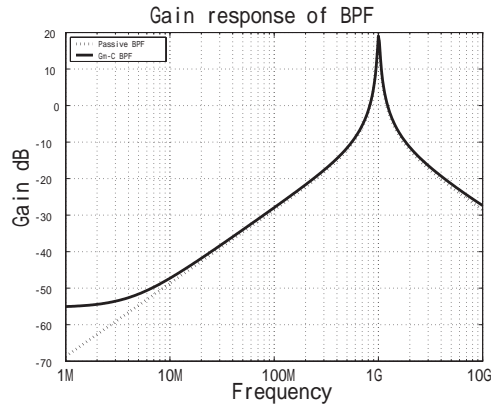


図 8: RLC フィルタと Gm-C フィルタの AC 解析
Fig.8: AC analysis of RLC filter and Gm-C bandpass filter.

Table 1: モデルの RLC フィルタと設計 Gm-C フィルタ

RLC Filter	Gm-C Filter
$f_c = 1GHz$	$f_c = 1GHz$
$Av(1GHz) = 20dB$	$Av(1GHz) = 19dB$
$BW = 33MHz$	$BW = 45MHz$
$Q = 30$	$Q = 22$

設計した Gm-C フィルタの時間応答シミュレーション結果を図 9 に示す。入力信号は $1GHz$, $20mV_{pp}$ の正弦波である。OTA 回路の電源電圧 ($2.7V$) と補正電源電圧 ($2.85V$) が異なるため、入力と出力信号のコモンモード電圧が異なる。

Table 2: RLC フィルタと Gm-C フィルタの (等価) 素子値

RCL Filter	Gm-C Filter
$L = 39nH$	$L_{eff} \approx 26.4nH$
$C = 0.65pF$	$C_{eff} \approx 0.96pF$
$R = 6.67k\Omega$	$R_{rff} \approx 3.65k\Omega$

4.4 $G_m - C$ フィルタの線形性解析

高周波領域で動作するバンドパスフィルタでは 3 次相互変調歪み (IM3) が最も問題となる歪み成分となる。入力が

$$V_{in}(t) = A\cos(\omega_1 t) + A\cos(\omega_2 t)$$

の場合、出力の信号成分と 3 次相互変調歪み成分はそ

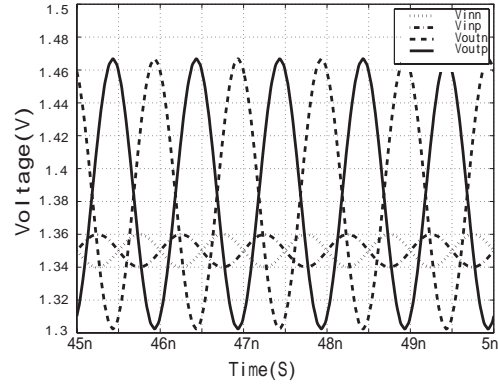


図 9: Gm-C バンドパスフィルタの時間応答。

Fig.9: Transient analysis of Gm-C bandpass filter.

れぞれ $\alpha_1 A + \frac{9}{4}\alpha_3 A^3$ と $\frac{3}{4}\alpha_3 A^3$ となる。したがって

$$IM_3 \approx \frac{3}{4} \cdot \frac{|\alpha_3|}{|\alpha_1|} A^2 = 3HD_3$$

入力信号が $f_1 = 1GHz$, $f_2 = 1.01GHz$ の場合、3 次相互変調歪み成分が $990MHz$ と $1.02GHz$ で現れ入力振幅 $A = 20mV$ のとき $IM_3 \approx -41.2dB$ となった。

4.5 $G_m - C$ フィルタ・チューニング用レギュレータ

今回設計した回路を用いた OTA 回路は電源電圧を制御することで g_m 値を調整できる。このためのシリーズレギュレータとしては電源 V_{pp} のノイズの影響を受けにくいように図 10 の NMOS で受けるタイプのもを使用する。(PMOS で受ける回路は電源ノイズの影響が大きい。) オペアンプのプラス側入力の V_{cm} を制御することで V_{dd} の値、したがって g_m の値を調整できる。入力信号が $1GHz$ の場合に、 V_{dd} の V_{pp} に対する $PSRR$ は $\approx -47.4dB$ となった。

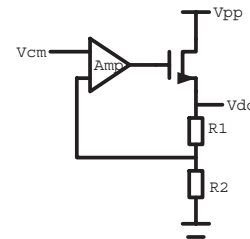


図 10: Gm-C バンドパスフィルタのチューニング用レギュレータ。

Fig.10: Regulator for Gm-C bandpass filter tuning.

4.6 $G_m - C$ フィルタのシミュレーション特性

Table 3: $G_m - C$ フィルタ全体のシミュレーション結果

Process	0.25 μ m CMOS
Filter Type	2nd-order bandpass
Power Supply	2.7V(2.85V)
Power Conception	< 50mW
Center Frequency	1GHz
Passband Width	45MHz
Q-Factor	22
Passband Gain	19dB
Group Delay	4.57nS
Output Noise Density	17.2 $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Noise(950MHz 1.05GHz)	171.6 μ V $_{rms}$
IM_3	-41.2dB

V. まとめと今後の課題

CMOS IC 内での高周波フィルタの実現のためには CMOS チップ上に L を作成した LC フィルタが用いられることが多く、Gm-C フィルタでの実現例は少ない。しかしながら CMOS IC 内では Gm-C フィルタのほうが実現しやすい。我々は Nauta の OTA 回路を用いた Gm-C フィルタでの高周波フィルタの実現の可能性を検討した。0.25 μ m CMOS BSIM3v3 パラメータでの SPICE シミュレーション上では 1pF 未満の容量 C を用いて中心周波数 1GHz、Q 値 22 のバンドパスフィルタが実現できた。今後は以下のことを行っていく。

- Gm-C バンドパスフィルタの基本素子である OTA 回路の非線形性とノイズのトレードオフの関係を更に明確し、回路の最適化設計を行う。
- 設計したバンドパスフィルタの特性を生かし、連続時間バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器全体の設計、試作していく。

謝辞 貴重なコメントをいただきました宮本雅之様、堀真一様、道正志郎様、Kh. Hadidi 様に感謝いたします。

参考文献

- [1] M. Uemori, H. Kobayashi, T. Ichikawa, A. Wada, K. Mashiko, T. Tsukada, M. Motta, "High-Speed Continuous-Time Subsampling Bandpass AD Modulator Architecture," *IEICE Trans. Fundamentals*, E89-A, no.4 (April 2006) (in press).
- [2] L. J. Breems, "A cascaded continuous-time $\Sigma\Delta$ modulator with 67dB Dynamic Range in 10MHz

Bandwidth," *ISSCC Digest of Technical Papers*, vol.47, pp.72-73 (Feb. 2004).

- [3] Y. P. Tsividis, "Integrated Continuous-Time Filter Design - An Overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.29, no.3, pp.166-176 (Mar. 1994).
- [4] K. Su, *Analog Filters*, Second Edition, Kluwer Academic Publishers (2002).
- [5] S. Doshio, T. Morie, H. Fujiyama, "A 200MHz Seventh-Order Equiripple Continuous-Time Filter by Design of Nonlikenarity Suppression in 0.25 μ m CMOS Process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.37, no.5, pp.559-565 (May 2002).
- [6] B. Nauta, "A CMOS Transconductance-C Filter Technique for Very High-Frequencies," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.27, no.2, pp.142-153 (Feb. 1992).
- [7] B. Nauta, *Analog CMOS Filters for Very High-Frequencies*, Kluwer Academic Publishers (1993).
- [8] P. Andreani and S. Mattisson "On the Use of Nauta's Transconductor in Low-Frequency CMOS g_m -C Bandpass Filters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.37, no.2, pp.114-124 (Feb. 2002).
- [9] S. Hori, T. Maeda, N. Matsuno, H. Hida, "Low-Power Widely Tunable Gm-C Filter with an Adaptive DC Blocking, Triode-biased MOSFET Transconductor," *European Solid-State Circuits Conference*, pp.99-102, Leuven, Belgium (Sept. 2004).
- [10] Kh. Hadidi, K. Eguchi, T. Matsumoto, "A 430MHz, -52 dB THD, Single Transconductor, 3rd-Order Low-Pass Filters and its Extension to a 5th-Order, in a 0.5 μ m CMOS Process," *European Solid-State Circuits Conference*, pp.390-393, Germany (Sept. 1999).
- [11] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete and A. A. Abidi, "CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.36, no.6, pp.873-887 (June 2001).
- [12] N. Yamaguchi, H. Kobayashi, J. Kang, Y. Niki and T. Kitahara, "Analysis of RC Polyphase Filters - Higher-Order Filter Transfer Function, Nyquist Chart, Parasitic Capacitance Effects -," *IEICE Technical Meeting of Circuits and Systems*, pp.29-34, Wakayama (Jan. 2003).
- [13] Y. Niki, J. Kang, H. Kobayashi, N. Yamaguchi and T. Kitahara, "Analysis and Design of RC Polyphase Filters - Input Impedance, Output Termination, Component Mismatch Effects, Flat-Passband Filter Design -," *IEICE Technical Meeting of Circuits and Systems*, pp.35-40, Wakayama (Jan. 2003).