

AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE TRANSCONDUTÂNCIA PARA FILTROS CONTÍNUOS DE ALTO Q

Volney Coelho Vincence

Departamento de Engenharia Elétrica
Faculdade de Engenharia de Joinville
Universidade do Estado de Santa Catarina
Campus Universitário - Bom Retiro
89223-100 - Joinville - SC - Brasil

Márcio Cherem Schneider

Sidnei Noceti Filho
Lab. de Instrumentação Eletrônica - LINSE
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Catarina
C.P. 476 - 88040-900 - Florianópolis-SC-Brasil

RESUMO:

O principal objetivo deste trabalho foi desenvolver um amplificador operacional de transcondutância (OTA) em tecnologia CMOS para aplicação em filtros contínuos totalmente integráveis de alto fator de qualidade. Uma estrutura de OTA com resistência de degeneração foi escolhida por apresentar, simultaneamente, alta linearidade e resposta em frequência elevada. À estrutura escolhida foram incluídos espelhos de corrente, compensação capacitiva no espelho para correção do desvio de fase na transcondutância e compensação de modo comum para balanceamento das saídas. As características estáticas e dinâmicas da estrutura completa do OTA projetado foram analisadas e simuladas. Distorção harmônica total inferior a 1% foi obtida para excursão da tensão de entrada até 40% da tensão de alimentação.

Com o objetivo de apresentar uma aplicação do OTA em filtros contínuos foi projetada e simulada uma rede biquadrática de alto fator de qualidade.

ABSTRACT:

The main objective of this work has been to develop a CMOS operational transconductance amplifier (OTA) for application in fully integrated continuous-time filters with high quality factor. An OTA with degeneration resistance was the chosen one for presenting, simultaneously, high linearity and high frequency response. We have included a current mirror to the OTA, capacitive compensation to the current mirror in order to compensate for the transconductance phase shift and a common mode compensation circuit. We have analyzed and simulated the whole OTA static and dynamic characteristics. The total harmonic distortion is smaller than 1% for differential input signals up to 40% of the power supply voltage.

In order to present an application of the OTA, a high quality factor biquad has been designed and simulated.



I - INTRODUÇÃO

Uma das técnicas de filtragem contínua mais utilizadas é a denominada OTA-C, que emprega amplificadores operacionais de transcondutância (OTA) e capacitores (C). Uma das grandes dificuldades desta técnica é a obtenção de OTA's que apresentem faixa de linearidade elevada e, ao mesmo tempo, operação em altas frequências. A literatura especializada mostra diversas formas de implementação de circuitos de OTA's utilizando tecnologia CMOS, cujos projetos priorizam ora a resposta em frequência, ora a programabilidade, ora a excursão do sinal, conforme apresentado na referência [1]. Neste trabalho propõe-se modificações numa estrutura de OTA com resistência de degeneração [2], quais sejam, a inclusão de espelhos de corrente, circuitos de compensação de modo comum e capacitores de compensação para possibilitar a implementação de filtros de alto Q e excursão de saída da ordem de 40% da tensão de alimentação com, no máximo, 1% de distorção harmônica total.

Dentre as muitas estruturas de OTA que se apresentam publicadas, optou-se por uma estrutura básica que satisfizesse os seguintes requisitos: simplicidade de projeto, facilidade de sintonização da transcondutância, projeto modular de transdutores para facilitar a implementação de transcondutâncias casadas, elevada faixa de linearidade da tensão de entrada e saída (em torno de 40% da tensão de alimentação com distorção harmônica total menor que 1%), frequência de corte elevada (superior a 100MHz) e alta resistência de saída para possibilitar a implementação de filtros de alto Q na faixa de unidades de MHz.

O OTA projetado foi aplicado na síntese de um filtro passa faixa de 2ª ordem com frequência central de 455kHz e alto fator de qualidade. Um outro requisito imposto para este trabalho foi a compatibilidade dos filtros com tecnologia CMOS digital convencional. Para tanto, a estrutura do filtro escolhida utilizou capacitores aterrados podendo, assim, ser implementado por meio do capacitor formado entre porta e substrato (ou poço) do transistor MOS.



II - ESTRUTURA COMPLETA DO OTA

A figura 1 apresenta a estrutura completa do OTA projetado composto por uma célula diferencial com resistência de degeneração (M1, M2, MA, MB, M8 e M9) [2, 3], espelhos de corrente Wilson melhorado (M3-M6, MA3-MA6) [4], circuito de compensação de modo comum (M18-M25, MA18 e MA19) e capacitância de compensação (C_C).

Projetou-se um OTA com as seguintes especificações: transcondutância $G_{mo} = 150 \mu A / V$, corrente de polarização $I_B = 310 \mu A$, tensão diferencial máxima de entrada $V_{E \max} = 2V_{pp}$ e tensão de alimentação $\pm 2,5V$. As dimensões dos transistores são mostradas na tabela da figura 1. O valor da capacitância de compensação é $C_C = 0,9 pF$.

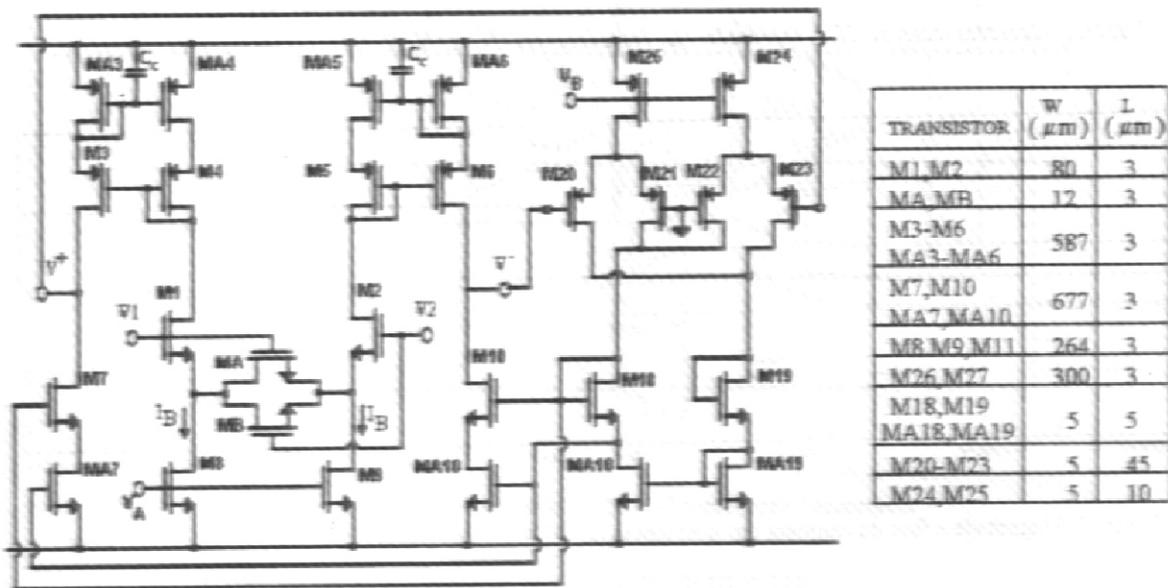


Figura 1: Circuito completo do OTA modificado e tabela de dimensões de transistores.

O circuito da figura 1 foi simulado com o programa SPICE e parâmetros do PMU tecnologia CMOS poço "n" $2 \mu m$. Na figura 2 é mostrada a distorção harmônica total (THD) da corrente de saída e a característica de transferência DC em função da tensão de pico da entrada, demonstrando que para tensão diferencial de entrada até $2V_{pp}$ obtém-se THD menor que 1%.

A figura 3 apresenta a magnitude e a fase da resposta em frequência do OTA projetado considerando os parâmetros típicos e extremos da tecnologia. Em função do grande

espalhamento no desvio de fase devido à dispersão tecnológica, uma compensação ajustável pode ser necessária para aplicação do OTA em filtros de alto Q . Pode-se pensar, por exemplo, numa sintonização digital da capacitância de compensação.

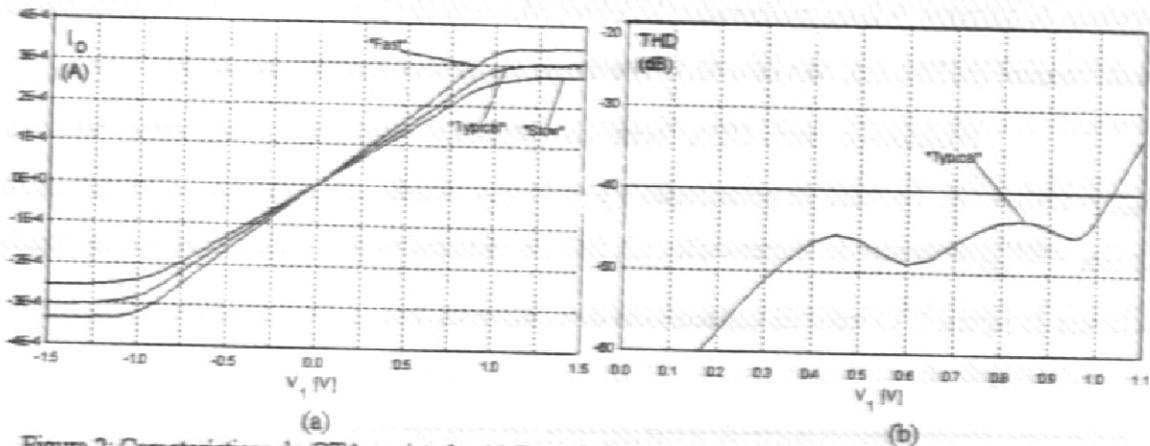


Figura 2: Características do OTA projetado. (a) Transferência DC (b) THD da corrente de saída ($f=1\text{kHz}$).

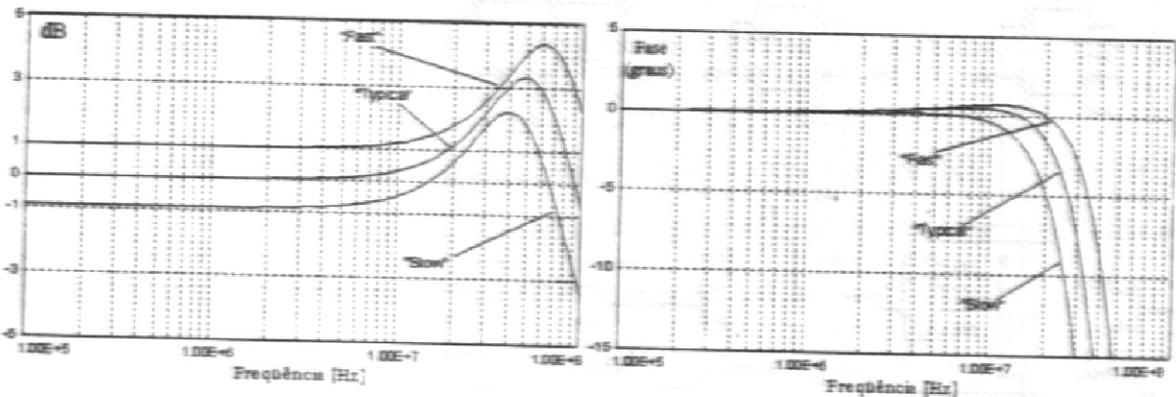


Figura 3: Magnitude e fase da resposta em frequência do OTA para os parâmetros "fast", "typical" e "slow".

III - FILTRO PASSA FAIXA OTA-C

Como exemplo de aplicação projetou-se um filtro passa faixa de alto Q . Uma rede biquadrática (figura 4) foi escolhida entre quatro apresentadas nas referências [5, 6]. Os critérios empregados para sua escolha foram:

- Não possuir capacitores suspensos;
- Ter ajustes independentes para o ganho na banda passante, para a frequência do pólo e para o fator de qualidade;



- Ter uma das entradas do OTA aterrada para evitar caminho capacitivo entre entradas e facilitar a transformação para uma estrutura balanceada;
- Permitir equalização da faixa dinâmica.

Na estrutura diferencial escolhida (figura 4) G_{m1} e G_{m2} são as transcondutâncias dos integradores, G_{m5} opera como condutância aterrada e G_{m6} é o conversor tensão-corrente do sinal de entrada, responsável pelo ajuste do ganho.

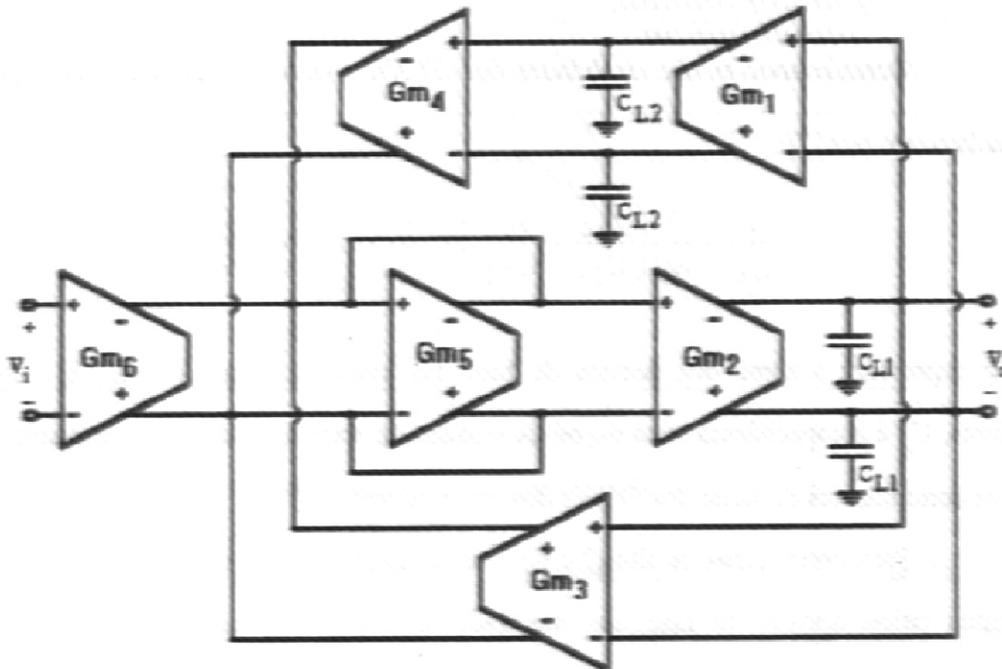


Figura 4: Estrutura biquadrática OTA-C totalmente balanceada.

A função de transferência $H_{BP}(s)$ do filtro é dada por:

$$H_{BP}(s) = \frac{K \frac{\omega_o}{Q_o} s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q_p} s + \omega_o^2} \quad (1)$$

onde, para OTA's ideais, tem-se que:

$$\omega_o^2 = \frac{G_{m1} G_{m2} G_{m4}}{C_{L1} C_{L2} G_{m5}} \quad (2a) \quad Q_p = Q_o = \frac{\omega_o C_{L2} G_{m5}}{G_{m2} G_{m3}} \quad (2b) \quad K = -\frac{G_{m6}}{G_{m3}} \quad (2c)$$

Variando-se G_{m4} e G_{m5} na mesma proporção modifica-se o valor do fator de qualidade ideal dos pólos principais (Q_o) sem alterar seus módulos (ω_o). Variando-se G_{m1} e



G_{m2} na mesma proporção consegue-se o ajuste de ω_o sem alterar Q_o . Para equalizar a faixa dinâmica (estabelecer o mesmo nível máximo para todas as saídas), o módulo do ganho foi arbitrado igual a um na frequência ω_o para todas as saídas na figura 4, levando às seguintes relações:

$$G_{m3} = G_{m6} \quad (2d) \quad G_{m4} = G_{m5} \quad (2e) \quad G_{m1} / C_{L1} = G_{m2} / C_{L2} \quad (2f)$$

Considerando as não idealidades dos OTA's, o fator de qualidade real Q_p é dado aproximadamente por [7]:

$$\frac{1}{Q_p} \cong \frac{1}{\omega_o} \left(\frac{g_{o1}}{C_{L1}} + \frac{g_{o2}}{C_{L2}} \right) + \frac{1}{Q_o} + \Delta\varphi - \omega_o \frac{C_p}{G_{m5}} \quad (3)$$

onde $\Delta\varphi$ representa a soma dos desvios de fase das transcondutâncias (G_{m1} e G_{m2}) dos integradores, C_p é a capacitância vista do nó de entrada do transcondutor G_{m2} enquanto g_{o1} e g_{o2} são as condutâncias de saída dos OTA's dos integradores.

Para obter filtros de alto Q é necessário algum tipo de compensação dos efeitos introduzidos pelos desvios de fase dos integradores e pela capacitância parasita C_p . As condutâncias de saída pouco efeito têm sobre o fator de qualidade pois já são suficientemente pequenas devido ao uso de espelhos Wilson melhorado nas saídas dos OTA's. Os efeitos do desvio de fase e da capacitância parasita C_p podem ser compensados através da colocação de um capacitor de compensação no espelho de corrente de saída do OTA G_{m2} dado [7], aproximadamente, por:

$$C_C = 4C_{gd} + \frac{C_p g_m}{G_{m5}} \quad (4)$$

onde C_{gd} é a capacitância porta dreno e g_m a transcondutância de um dos transistores do espelho de corrente Wilson melhorado.



No projeto do filtro de 2ª ordem, o segundo termo do lado direito da equação (4) é dominante, pois C_p é cerca de $4C_{gd}$ ou maior e g_m é cerca de dez vezes maior que G_{m5} . Somente os OTA's 1 e 2 foram compensados com capacitâncias de compensação igual a $4C_{gd}$ e dada pela equação (4), respectivamente.

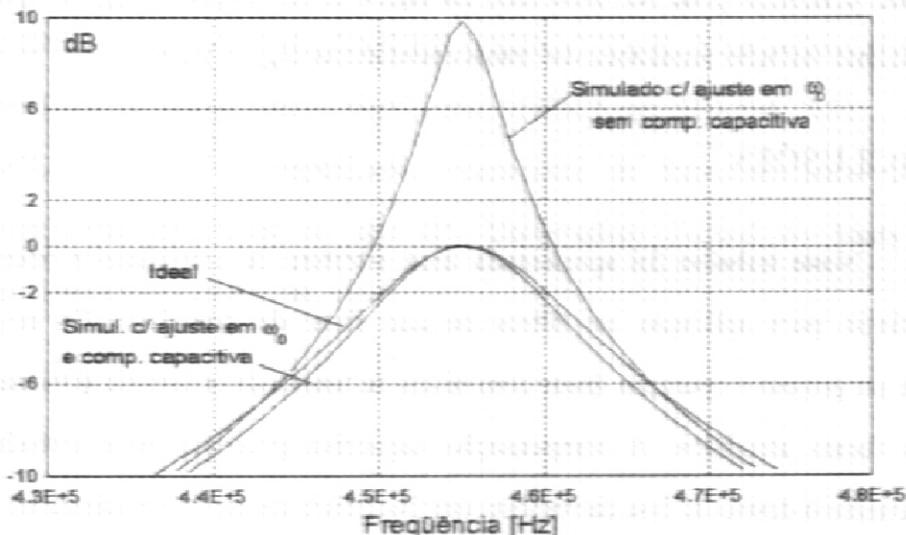


Figura 5: Magnitude da resposta em frequência do filtro.

Como exemplo de aplicação foi projetado um filtro na faixa de frequência de FI/AM (455kHz) com um fator de qualidade de 35. Os elementos do filtro (figura 4), projetado de forma a maximizar a excursão do sinal de saída, são:

$$C_{L1} = C_{L2} = 50 \text{ pF}$$

$$G_{m1} = G_{m2} = G_{m4} = G_{m5} = 71,5 \mu\text{A/V}$$

$$G_{m3} = G_{m6} = 2,02 \mu\text{A/V}$$

Os OTA's de transcondutâncias G_{m1} e G_{m2} foram compensados internamente com $C_{C1} = 1 \text{ pF}$ e $C_{C2} = 6,2 \text{ pF}$. Os OTA's G_{m3} e G_{m6} possuem célula diferencial de entrada com $G_m = 71,5 \mu\text{A/V}$ e a redução do valor de G_m para $2,02 \mu\text{A/V}$ é feita por meio de uma atenuação da corrente de saída, obtida através da duplicação dos transistores de entrada do par diferencial. A rede biquadrática foi simulada com o programa SPICE3D2 nível-2 em estação SUN. Os transistores dos circuitos de polarização foram projetados para fornecer corrente de $150 \mu\text{A}$ aos transistores de entrada do par diferencial.



O filtro foi inicialmente simulado sem nenhuma compensação capacitiva e sem ajuste em ω_0 . O ganho máximo ficou em 10dB, f_0 em 445kHz e $Q_p = 140$ por influência das singularidades dos OTA's e da capacitância parasita C_p . Com a introdução dos capacitores de compensação $C_{C1} = 1pF$ e $C_{C2} = 6,2pF$, o fator de qualidade ficou próximo de 35 com ganho de 0dB conforme pode ser observado na figura 5. A frequência f_0 foi ajustada para 455kHz mediante variação simultânea das transcondutâncias G_{m1} e G_{m2} .

IV - CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma estrutura de amplificador operacional de transcondutância para aplicação em filtros de alto fator de qualidade. Os requisitos de simplicidade no projeto e operação linear com níveis de tensão da ordem de 40% da tensão de alimentação foram atendidos. A compensação capacitiva proposta neste trabalho reduziu significativamente o desvio de fase da resposta em frequência da transcondutância do OTA.

No filtro passa faixa implementado com uma rede biquadrática a compensação capacitiva introduzida nos OTA's dos integradores também permitiu compensar o desvio de fase devido às capacitâncias parasitas do OTA.

V - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ROBERT, R. N. G. "Uma nova estrutura para amplificadores operacionais de transcondutância em tecnologia CMOS", Universidade Federal de Santa Catarina-Florianópolis, Tese de Mestrado, Nov. 1989.
- [2] KRUMMENACHER, F. & JOEHL, N. "A 4MHz CMOS continuous-time filter with on chip automatic tuning", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-23, N° 3, pp. 750-758, Jun. 1988.
- [3] KHORRAMABADI, H. & GRAY, P. R. "High frequency CMOS continuous-time filters", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-19, N° 6, pp. 939 - 948, Dec. 1984.



- [4] DAVIDSON, J. C. & CURRENT, K. W. "MOS current sources - A comparison and evaluation", Proc. IEEE/ISCAS, pp. 1215-1218, 1984.
- [5] SÁNCHEZ-SINENCIO, E. & GEIGER, R. L. & LOZANO, H. N. "Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structures", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-35, N° 8, pp. 936-946, Aug. 1988.
- [6] RAMIREZ-ANGULO, J. & SÁNCHEZ-SINENCIO, E. "Comparison of biquadratic OTA-C filters from the tuning point of view", Proc. MWSCS, pp. 510-514, 1988.
- [7] VINCENCE, V. C. "Amplificador operacional de transcondutância para filtros contínuos totalmente integráveis de alto Q", Universidade Federal de Santa Catarina-Florianópolis, Tese de Mestrado, Jan. 1994.