

SeMicro-PR 2018

Misturador Reconfigurável com baixo consumo de potência

Rubio, E. L.¹, Mariano, A. A.¹

¹Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados (GICS-UFPR), Curitiba, Brasil

Resumo—Este trabalho apresenta um misturador de baixo consumo que possui reconfigurabilidade em baixa tensão. A topologia escolhida aplica técnicas como polarização do corpo dos transistores e um estágio de chaveamento com transistores PMOS para tornar o projeto mais propício para baixa tensão. Além disso, transistores de *current bleeding* com indutância aplicada à porta são adicionados, o que resulta em um maior ganho de conversão e transistores menores no estágio de chaveamento. Foi utilizada uma tecnologia de transistores com comprimento de canal igual à 130nm. Ao final chegou-se a um misturador que possui três modos de operação, sendo a reconfigurabilidade aplicada a tensão de alimentação do circuito, a tensão de polarização dos transistores do estágio de ganho e chaveamento e ao substrato dos transistores do estágio de ganho e *current bleeding*. A tensão de alimentação varia entre 0,35V e 0,55V e o consumo entre 437uW e 668uW. Isso para atingir um ganho de conversão que varia entre 11,43dB e 8,03dB, uma figura de ruído entre 18,25dB e 19,16dB e uma linearidade entre -6,29dBm e -8,77dBm.

I. INTRODUÇÃO

Sistemas de recepção de sinais em radiofrequência são projetados para operar no pior caso, ou seja, os circuitos possuem apenas um modo de operação, o qual é definido para decodificação de sinais com potência igual à sensibilidade do receptor. Este tipo de operação resulta em um maior consumo de energia do sistema, pois os circuitos estão sempre atuando com seu melhor desempenho mesmo quando a potência recebida não está no seu nível mais crítico. Uma forma de contornar este problema é projetar sistemas que se adaptem a potência de entrada, o que por sua vez necessita de circuitos que sejam reconfiguráveis.

O projeto de circuitos de radio frequência em baixa tensão tem como consequência uma baixa tensão de *overdrive* o que limita a oscilação dos sinais no circuito. Além disso, o efeito das capacitâncias parasitas, devido ao aumento dos dispositivos, é amenizado com uma alta corrente de polarização o que acaba sendo um compromisso entre desempenho e consumo. Trabalhos recentes de misturador de baixa tensão e baixo consumo tem saturado em uma tensão de alimentação de 0,8V e 1mW de consumo [1].

Algumas técnicas são apresentadas para o projeto de misturadores com baixo consumo e baixa tensão de alimentação. Em [2] é apresentada a técnica de chaveamento do estágio de ganho combinada com o reuso de corrente e variação da tensão de limiar dos transistores. Em [3] é apresentada a técnica de injeção de corpo nos transistores. Nela a tensão de entrada do oscilador local é aplicada diretamente no terminal de corpo dos transistores de chaveamento. Já em [4] é apresentada a topologia de célula de Gilbert, porém com transistores polarizados na região de sub-limiar. Transistores de *current bleeding* podem ser adicionados ao circuito para melhorar o desempenho de ganho de conversão e figura de ruído [1]. Nesta topologia, um transistor adicional é colocado acima do estágio de ganho, aumentando-se a corrente de polarização desse estágio e elevando o ganho de potência.

Assim, o trabalho visa o projeto de um misturador duplamente balanceado de radiofrequência com baixo consumo que seja reconfigurável em baixa tensão. O circuito aqui apresentado inova por apresentar transistores do tipo PMOS no circuito de chaveamento e polarização do corpo dos transistores. A polarização do corpo dos transistores tem efeito direto na diminuição da tensão de limiar do componente, o que torna o projeto mais adequado para baixa tensão. Além disso, um transistor de *current bleeding* com um indutor conectado à porta é adicionado ao circuito para um aumento do ganho de conversão, possibilitando também uma diminuição dos transistores do estágio de chaveamento.

II. DESENVOLVIMENTO

A. Fundamentação Teórica

A polarização do corpo dos transistores tem como efeito a diminuição da tensão de limiar do dispositivo, diminuindo-se assim a tensão entre porta e fonte necessária para colocar o dispositivo em condução. A equação 1 ilustra a relação entre a tensão de polarização de corpo (V_{bs}) e a tensão de limiar para um transistor NMOS. Nela V_{th0} é a tensão de limiar quando V_{bs} é igual à zero, γ é o coeficiente de efeito de corpo, ϕ_f é potencial de corpo de Fermi e V_{bs} é a tensão entre corpo e fonte.

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma(\sqrt{2\phi_f - V_{bs}} - \sqrt{2\phi_f}) \quad (1)$$

A adição de transistores PMOS para o estágio de chaveamento do misturador faz com que a tensão necessária na porta dos transistores seja independente da tensão V_{ds} do estágio de ganho. A principal vantagem é a diminuição da tensão necessária para colocar o dispositivo em condução, que nesse caso se torna:

$$V_{LO} = V_{DD} - V_{th} \quad (2)$$

Com a adição dos transistores de *current bleeding* a corrente que passa pelo estágio de ganho é igual à soma da corrente do estágio de chaveamento com a que passa pelos transistores de *current bleeding*. Como agora a corrente não depende exclusivamente do estágio de chaveamento, os transistores PMOS que formam esse estágio podem ser menores o que resulta em uma maior eficiência de chaveamento [1].

Para a análise dos resultados de simulação e avaliar o desempenho do misturador em diferentes pontos de polarização, a figura de mérito apresentada na equação 3 foi utilizada.

$$FOM = 10 \log \left(\frac{10^{GC/20} \cdot 10^{(IIP3-10)/20}}{10^{NF/10} \cdot P} \right) \quad (3)$$

Esta equação leva em consideração o ganho de conversão (GC), o ponto de intermodulação de terceira ordem referido à entrada (IIP3), a figura de ruído (NF) e o consumo de potência (P) do misturador.

B. Topologia Aplicada

A figura 1 ilustra a topologia do misturador utilizado. Ele é do tipo duplamente balanceado, com um estágio de ganho de transcondutância (Q2 e Q4) para o sinal de radio frequência, 4 transistores PMOS no estágio de chaveamento (Q5-Q8) e 2 transistores de *current bleeding* (Q1 e Q3). Indutores são adicionados para evitar que o sinal de RF alcance o nó de alimentação (L2 e L3) e também são adicionados indutores à porta dos transistores de *current bleeding* que aumentam o ganho de conversão (L1 e L4). A carga do circuito é do tipo RC.

A tabela 1 ilustra os valores dos componentes utilizados nas simulações. Inicialmente, foi feita uma variação no valor dos componentes, em torno dos que são apresentados na tabela 1, para tentar encontrar a configuração que apresentasse os melhores resultados de ganho de conversão, figura de ruído e linearidade. Mas como o circuito já está otimizado para seu melhor desempenho em baixa tensão, os valores utilizados para as simulações foram os mesmos que são apresentados em [1], que também utilizada uma tecnologia com transistores com 130nm de comprimento de canal.

O ganho de conversão para o circuito é calculado conforme a equação 4, que leva em consideração o ganho de transcondutância dos transistores do estágio de ganho ($g_{m2,4}$), a capacitância entre fonte e a porta do transistor de *current bleeding* ($C_{gs1,3}$), a indutância adicionada a

porta desse transistor ($L_{1,4}$) e as frequências do sinal de radiofrequência e do oscilador local:

$$\frac{V_{IF}}{V_{RF}} = \left(\frac{2g_{m2,4}}{\pi(1 - \omega^2_{RF} \cdot L_{1,4} \cdot C_{gs1,3})} \right) \cdot R \cdot \sin((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) \quad (4)$$

A partir da análise da equação 4 nota-se que os indutores adicionados a porta do transistor de *current bleeding* estão diretamente relacionados com o ganho de conversão do circuito e que a escolha adequada deste indutor podem aumentar o ganho.

Porém, a adição deste indutor também esta relacionada com a estabilidade do circuito. A análise de pequenos sinais do transistor de *current bleeding* mostra uma impedância de entrada vista a partir da fonte desse transistor igual a:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{g_{m1} + j\omega_{RF} \cdot C_{gs1}} \right) \cdot (1 - \omega^2_{RF} \cdot L_1 \cdot C_{gs1}) \quad (5)$$

Por isso, após a escolha do valor desta indutância, uma atenção especial deve ser dada ao cálculo acima para evitar uma impedância negativa vista a partir deste nó do circuito, pois isso poderia levar o circuito à instabilidade.

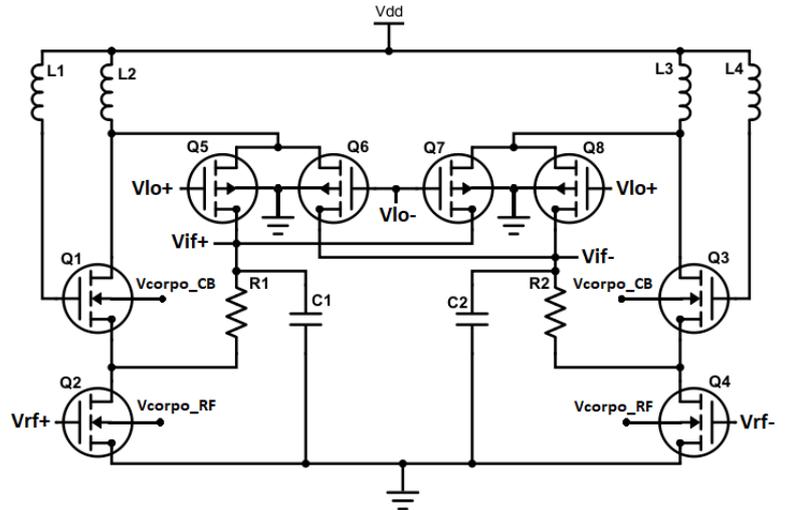


Fig. 1. Topologia do Misturador

TABELA 1. VALOR DOS COMPONENTES UTILIZADOS

Componente	Valor Utilizado
Q2, Q4	116/0,13 μ m
Q1, Q3	250/0,13 μ m
Q5-Q8	64/0,13 μ m
L1, L4	6,7 η H
L2, L3	6,7 η H
R1, R2	1k Ω
C1, C2	10pF

III. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para as simulações, foi utilizada uma frequência de oscilador local igual a 2,4GHz e uma frequência intermediária de 10Mhz. A potência para o sinal de radiofrequência utilizada foi de -30dBm. A figura 2 ilustra o leiaute do circuito simulado.

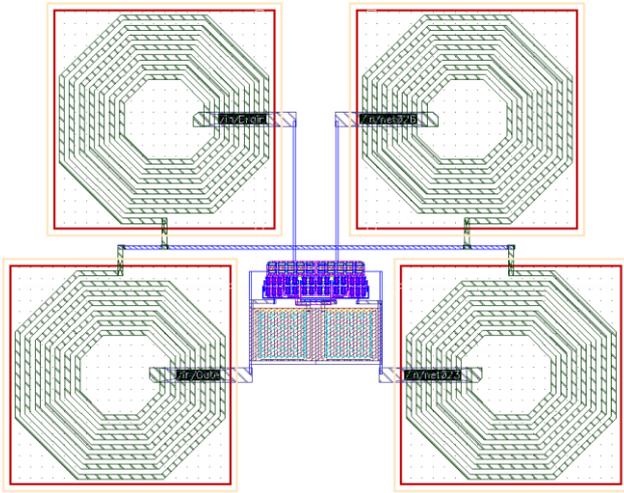


Fig. 2. Leiaute do misturador simulado com dimensões $(671,09 \times 492,02)\mu\text{m}^2$

Quando a tensão de corpo dos transistores é baixa, até 180mV, o desempenho do circuito fica muito comprometido, isso por que a tensão aplicada ao corpo não é o suficiente para baixar a tensão de limiar do suficiente para tornar a operação em baixa tensão justificável. Por isso, durante as simulações, a tensão de corpo dos transistores é sempre mantida em pelo menos 250mV. Quando a tensão de polarização de corpo dos transistores é igual a 350mV, a tensão de limiar do transistor de ganho é aproximadamente 319mV e a do transistor de *current bleeding* é de 334mV. Quando a tensão de polarização de corpo cai para 275mV essas tensões aumentam para 341mV e 375mV, respectivamente. Já a tensão de limiar dos transistores de chaveamento variam de -319mV a -259mV conforme se varia a tensão de alimentação. A tabela 2 ilustra os resultados de simulação pós-leiaute obtidas.

VDD	Sub RF (mV)	Sub CB (mV)	CG (dB)	NF (dB)	Consumo (uW)	IIP3 (dBm)	FOM (dB)
0,35	350	350	11,43	20,15	437	-6,29	12,01
0,45	275	275	9,37	19,45	481	-8,72	9,63
0,55	275	275	8,03	18,5	668	-8,77	8,13

	VDD	CG (dB)	NF (dB)	Consumo (uW)	IIP3 (dBm)	FOM (dB)
[5]	0,6	6	15,9	600	-8	10,32
[3]	0,77	5,7	15	480	-5,7	13,2

Como a tensão aplicada ao corpo dos transistores está bem abaixo da tensão necessária para polarizar a junção PN entre o corpo e a fonte dos transistores, as correntes de corpo atingem valores muito baixos e podem ser desprezadas.

A análise dos resultados mostra um bom desempenho para o misturador mesmo operando com baixa tensão de alimentação. Para a tensão de 0,35V, as tensões de corpo dos transistores de *current bleeding* e estágio de ganho são iguais à tensão de alimentação. Nessa configuração a figura de ruído do circuito acaba ficando alta, mas é um resultado esperado, pois quanto menor a tensão de alimentação, maior a degradação do sinal no circuito. Porém, como a operação do circuito apresenta bons resultados em ganho de conversão, consumo de potência e linearidade sua utilização acaba sendo justificada. É também neste ponto que o circuito apresenta o maior resultado do cálculo da figura de mérito.

Para as tensões de alimentação de 0,45V e 0,55V, a tensão de corpo dos transistores do estágio de ganho e *current bleeding* são polarizados com uma tensão de 275mV. A figura de ruído apresenta melhores resultados conforme se aumenta a tensão de alimentação, o que é um resultado esperado devido ao aumento de consumo de potência do circuito. Porém, esta é a única métrica que apresenta resultados melhores com essa alteração. Ganho de conversão, linearidade e consumo acabam apresentando resultados piores para tensões maiores tensões de alimentação. É possível atingir maiores ganhos de conversão conforme se aumenta a tensão de alimentação do circuito, porém ao custo de uma piora significativa da linearidade e um consumo aproximadamente quatro vezes maior do que a média dos valores aqui apresentados. Pelo fato de a figura de ruído ser a única medida que apresenta melhoras conforme se aumenta a tensão de alimentação, a figura de mérito decresce com o aumento de VDD.

A figura 3 ilustra os resultados de simulação para o ganho de conversão em função da potência de entrada do oscilador local e a figura 4 apresenta os resultados para figura de ruído.

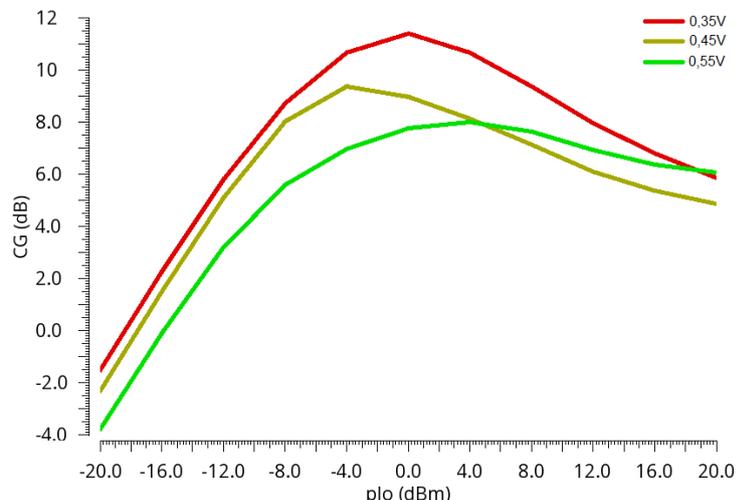


Fig. 3. Ganho de conversão do misturador em diferentes modos

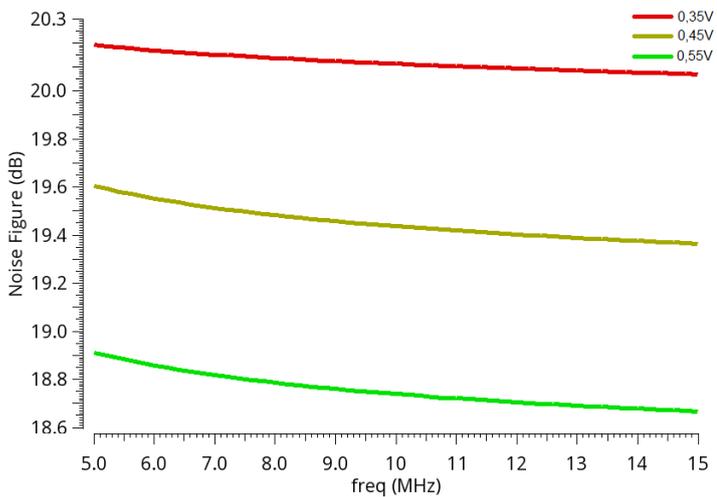


Fig. 4. Figura de ruído do misturador em diferentes modos

Quando comparado com outros trabalhos que propõem misturadores com baixa tensão de alimentação e baixo consumo de potência, ele apresenta dois modos de operação, os de tensão de alimentação igual a 0,35V e 0,45V, que apresentam figuras de mérito próximas a esses outros trabalhos. Já a tensão de alimentação de 0,55V apresenta a melhor figura de ruído, mas apresenta pior desempenho em todas as outras métricas, assim não justificando seu uso.

A topologia apresenta resultados satisfatórios quanto à isolamento entre as portas do misturador apresentando uma isolamento de 58,4 dB entre entrada e saída e uma isolamento de 287,7 dB entre oscilador local e saída.

IV. CONCLUSÃO

O misturador apresenta bons resultados mesmo operando em baixa tensão de alimentação e consumo. A técnica de polarização do corpo dos transistores e consequente diminuição da tensão de limiar é de fundamental importância, principalmente quando se trata dos nível de tensão aqui discutidos.

Durante o processo de variação dos pontos de polarização do circuito, a linearidade e o consumo de potência foram sempre os principais fatores de escolha entre esses diferentes pontos de polarização. Isso por que

são essas duas as métricas mais sensíveis a alterações na tensão de alimentação e polarização do circuito. Sempre que se atingiam maiores valores para ganho de conversão com maiores tensões de alimentação, eles eram acompanhados de uma piora significativa da linearidade e um aumento, também significativo, do consumo de potência.

O misturador apresenta seus piores resultados para a maior das três tensões de alimentação analisadas. Isso ocorre principalmente por que os valores dos componentes já haviam sido otimizados para baixas tensões e tirá-lo do ponto de operação em baixa tensão tem como consequência uma piora significativa no seu desempenho. Já os dois modos com as menores tensões de alimentação apresentam bons resultado no calculo da figura de mérito e justificam sua utilização.

REFERÊNCIAS

- [1] Gim Heng Tan; Hari Krishnan Ramiah; Pui-In Mak; Rui P. Martins "A 0.35-V 520- μ W 2.4-GHz Current-Bleeding Mixer With Inductive-Gate and Forward-Body Bias, Achieving 13-dB Conversion Gain and 55-dB Port-to-Port Isolation" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, vol. 65, pp. 1284 - 1293.
- [2] Amir Hossein Masnadi Shirazi; Shahriar Mirabbasi "An ultra-low-voltage CMOS mixer using switched-transconductance, current-reuse and dynamic-threshold-voltage gain-boosting techniques" 10th IEEE International NEWCAS Conference, 2012, pp. 393 - 396.
- [3] K.-H. Liang, H.-Y. Chang, and Y.-J. Chan, "A 0.5–7.5 GHz ultra low-voltage low-power mixer using bulk-injection method by 0.18- μ m CMOS technology" IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2007, vol. 17, pp. 531–533.
- [4] Hanil Lee; Saeed Mohammadi "A 500 μ W 2.4GHz CMOS Subthreshold Mixer for Ultra Low Power Applications" IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007, pp. 325 - 328.
- [5] M. G. Kim, H. W. An, Y. M. Kang, J. Y. Lee, and T. Y. Yun, "A low-voltage, low-power, and low-noise UWB mixer using bulk injection and switched biasing techniques," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 60, no. 8, pp. 2486–2493, Aug. 2012.