

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Jefferson Cardoso Ribeiro

**SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO EM
TECNOLOGIA CMOS DE ALTA TENSÃO**

Florianópolis

2017

Jefferson Cardoso Ribeiro

**SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO EM
TECNOLOGIA CMOS DE ALTA TENSÃO**

Dissertação submetida à Pós graduação em engenharia elétrica para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Galup Montoro

Florianópolis

2017

Jefferson Cardoso Ribeiro

**SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO EM
TECNOLOGIA CMOS DE ALTA TENSÃO**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pela Pós graduação em engenharia elétrica.

Florianópolis, 14 de Novembro 2017.

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
Coordenador do Curso

Prof. Dr. Carlos Galup Montoro
Orientador

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Carlos Galup Montoro
Presidente

Dr. Mariano Garcia Inza
Facultad de Ingeniería - Universidad de Buenos Aires

Eng. Daniel Pasti Mioni
Chipus Microeletronics

Prof. Dr. Eric Fabris
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

RESUMO

Um dos métodos empregados no tratamento de câncer é a radioterapia, que consiste em aplicar um feixe de radiação ionizante na área afetada pelo tumor. No tratamento com radiação, caso ocorra uma sub-dosagem, ainda poderão restar células cancerígenas, contudo, caso ocorra uma super-dosagem, as células saudáveis, as quais iram regenerar a região, também serão afetadas. Sendo assim, tanto a dose total aplicada quanto a área irradiada devem ser monitoradas. A fim de garantir que o paciente receba a dose correta de radiação, para aumentar a probabilidade de êxito do tratamento, utilizam-se dosímetros. Neste trabalho é proposto um sensor de radiação em tecnologia CMOS de alta tensão, para o uso em dosimetria *in vivo*. A tecnologia escolhida para a implementação desse projeto foi a XC06 da XFAB, que faz parte do Projeto Multiusuário Brasileiro (PMUB). Esta tecnologia dispõe tanto de transistores de óxido espesso, os quais serão utilizados como sensores, quanto transistores de óxido fino, que serão utilizados nos demais circuitos. Em dosímetros baseados em tecnologia MOS, a dose total de radiação é inferida pela variação da tensão de limiar do dispositivo. Sabendo disto, implementamos um circuito extrator deste parâmetro. O sensor foi implementado de forma a ser pouco sensível a variação de outros parâmetros do MOSFET causado pela irradiação.

Palavras-chave: Dosímetro. Tensão de limiar. CMOS.

ABSTRACT

One of the methods employed in the treatment of cancer is radiotherapy. It consists in applying a beam of ionizing radiation in the area that was affected by the tumor. If there is an underdosage, there might still be cancer cells left; however, if there is an overdosage, the healthy cells, which will regenerate the region, will also be damaged. That being so, both the total dose applied as well as the irradiated area must be monitored. Dosimeters are used to guarantee that the patient will receive the correct dose of radiation, thus increasing the probability of success of the treatment. In this work we propose a radiation sensor in high-voltage CMOS for *in vivo* dosimetry applications. The technology we chose for the implementation of this project was XC06 from XFAB, which is part of the Brazilian Multi-user Project (Projeto Multiusuário Brasileiro - PMUB). This technology offers both thick gate oxide transistors, which will be used as sensors, as well as thin gate oxide transistors, which will be used in the design of the other circuits. In dosimeters based on MOS technology, the total dose of radiation is inferred from the variation of the threshold voltage of the device. Being aware of that, we have implemented a circuit that extracts this parameter. The sensor was implemented in a way that makes it practically insensitive to the variation of other MOSFET parameters caused by the irradiation.

Keywords: Dosimeter. Threshold voltage. CMOS

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Dosímetros Termoluminescentes	23
Figura 2	a)Eletrômetro b)Diodo utilizado como dosímetro.....	24
Figura 3	Principais efeitos da exposição à radiação ionizante [1].	27
Figura 4	Variação da tensão de limiar de transistores PMOS e NMOS [1].....	28
Figura 5	Efeitos da folha de carga dentro do isolante a) $V_G = 0$ b)Condição de banda plana [2].....	29
Figura 6	a) Configuração utilizada para aumentar(a) e diminuir (b) a sensibilidade do sensor	31
Figura 7	Comparação entre os valores obtidos experimentalmente e um ajuste matemático, das variações do dispositivo PMOS com a irradiação [3].	33
Figura 8	Extrator da tensão de limiar com corrente constante [4].	34
Figura 9	Transistor <i>High Voltage</i> utilizado como sensor de radiação - XC06 PHV [5].....	36
Figura 10	Diagrama esquemático da proposta de projeto	37
Figura 11	<i>Self-Biased Current Source</i> utilizando amplificador operacional.	39
Figura 12	Self-Cascode Mosfet	40
Figura 13	Extrator de corrente específica [6].....	42
Figura 14	Referência de corrente CMOS sem resistor [7].....	43
Figura 15	Fonte de corrente CMOS com resistor [8].....	44
Figura 16	<i>Self-Biased Current Souce</i> [9].....	44
Figura 17	a)SBCS utilizando AMPOP b) SBCS utilizando VFCM	48
Figura 18	a)Configuração padrão do circuito. b)Modo de polarização positiva. c)Modo de polarização negativa. d) Modo de leitura.	48
Figura 19	Esquemático utilizado no SBCS enviado na primeira rodada do PMUB	49
Figura 20	Simulação transiente da SBCS da Figura 19.....	51
Figura 21	Histograma do erro relativo da tensão de saída do circuito	53
Figura 22	Sensibilidade da tensão e corrente de saída a variações da mobilidade e tensão de limiar do transistor PHV.....	54
Figura 23	Placa de circuito impresso desenvolvida para testar o circuito da primeira rodada do PMUB.....	55

Figura 24	Unidade de medição e alimentação - B2900A.....	55
Figura 25	Caracterização dos dispositivos isolados do circuito....	56
Figura 26	Figura obtida através da medição em bancada.....	56
Figura 27	Esquemático utilizado no SBCS.....	58
Figura 28	Gráfico comparando o efeito de α_3 sob o erro em corrente.	59
Figura 29	OTA utilizado no circuito da Figura 27.....	60
Figura 30	Características de ganho e fase simuladas.....	61
Figura 31	Histograma da tensão de offset do AMPOP <i>miller</i>	62
Figura 32	Simulação transiente da fonte de corrente com AMPOP.	63
Figura 33	Histograma do erro relativo da tensão de saída do circuito.....	65
Figura 34	Sensibilidade da tensão e corrente de saída para variações da mobilidade e tensão de limiar no modelo do transistor PHV....	65
Figura 35	Sensor de radiação enviado na primeira rodada do PMUB	75
Figura 36	Leiaute do SCM na inversão moderada utilizado na primeira rodada do PMUB.....	76
Figura 37	Leiaute do SCM na inversão fraca utilizado na primeira rodada do PMUB.....	77
Figura 38	Espelho de corrente <i>cascode</i> utilizado na primeira rodada do PMUB.....	78
Figura 39	Leiaute do espelho de corrente PMOS que do VFCM ..	79
Figura 40	Circuito completo enviado na primeira rodada do PMUB, Dimensões (1300 μ m x 1300 μ m).....	80
Figura 41	Sensor de radiação enviado na segunda rodada do PMUB	81
Figura 42	Leiaute do SCM na inversão moderada utilizado na segunda rodada do PMUB.....	82
Figura 43	Leiaute do SCM na inversão fraca utilizado na segunda rodada do PMUB.....	83
Figura 44	Leiaute do AMPOP utilizado.....	84
Figura 45	Espelho de corrente <i>cascode</i> utilizado na segunda rodada do PMUB.....	85
Figura 46	Circuito completo enviado na segunda rodada do PMUB.	

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros dos dispositivos utilizados da tecnologia XC06	36
Tabela 2	Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do sensor de radiação enviado na primeira rodada do PMUB.....	50
Tabela 3	Valores obtidos através da simulação transiente do SBCS e caracterização DC do transistor através do método $\frac{g_m}{I_D}$ [4].....	52
Tabela 4	Tabela contendo os valores da tensão e corrente medidos das amostras da primeira rodada do PMUB.....	57
Tabela 5	Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do sensor de radiação enviado na segunda rodada do PMUB.....	60
Tabela 6	Valores obtidos com a caracterização do AMPOP.....	62
Tabela 7	Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do AMPOP.....	63
Tabela 8	Valores obtidos através da simulação transiente do SBCS com AMPOP e caracterização DC do transistor.....	64

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADN	ácido desoxirribonucleico	21
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>	23
TLD	<i>Thermoluminescent dosimeter</i>	23
PMOS	<i>p-channel metal-oxide-semiconductor field effect transistor</i>	28
NMOS	<i>n-channel metal-oxide-semiconductor field effect transistor</i>	28
ACM	<i>Advanced compact model</i>	32
PMUB	Projeto Multiusuário Brasileiro	35
SCM	<i>Self-Cascode Mosfet</i>	39
AMPOP	Amplificador operacional	39
VFCM	<i>Voltage-Following Current Mirror</i>	44
TM	<i>Typical Mean</i>	51
WO	<i>Worst One</i>	51
WP	<i>Worst Power</i>	51
WS	<i>Worst Speed</i>	51
WZ	<i>Worst Zero</i>	51
PCB	Placa de Circuito Impresso	54

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔV_{TH}	Varição da tensão de limiar	26
C_{it}	Capacitância das armadilhas de interface	27
C_b	Capacitância de depleção	27
V_{TH}	Tensão de limiar do MOSFET sem polarização	28
t_{ox}	Espessura do óxido	28
Q_{ot}	Cargas no óxido do dispositivo	28
Q_{it}	Cargas nas armadilhas na interface óxido-silício	28
C_{ox}	Capacitância do óxido	28
V_{FB}	Tensão de banda plana	29
ϕ_T	Potencial de Fermi	29
E	Campo elétrico	29
ρ	Densidade volumétrica de carga	29
ε_{ox}	Permissividade dielétrica do óxido	30
ε_0	Permissividade dielétrica do vácuo	30
I_F	Componente direta da corrente de dreno	32
I_F	Componente reversa da corrente de dreno	32
I_D	Corrente de dreno	32
i_f	Nível de inversão direto	32
i_f	Nível de inversão reverso	32
L	Comprimento do canal	32
W	Largura do canal	32
S	Razão de aspecto do dispositivo	32
I_{SH}	Corrente de folha do dispositivo	32
C'_{ox}	Capacitância de óxido por unidade de área	32
ϕ_t	Tensão térmica	32
μ	Mobilidade dos portadores	32
n	Fator de rampa	32
V_D	Tensão no terminal de dreno (<i>drain</i>)	32
V_S	Tensão no terminal de fonte (<i>source</i>)	32
V_P	Tensão de <i>pinch-off</i>	32
V_G	Tensão no terminal da porta (<i>gate</i>)	32
V_{err}	Tensão de <i>offset</i> do AMPOP somada ao erro de descasa-	

	mento (<i>mismatch</i>)	39
M_p	Transistor par	40
M_i	Transistor ímpar	40
S_p	Razão de aspecto do transistor par	40
S_i	Razão de aspecto do transistor ímpar	40
NS	Número de transistores unitários em série	51
NP	Número de transistores unitários em paralelo	51
W_u	Largura do transistor unitário	51
L_u	Comprimento do transistor unitário	51

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 RADIOTERAPIA	21
1.2 IMPORTÂNCIA DA DOSIMETRIA NA RADIOTERAPIA	22
1.2.1 Dosimetria <i>in vivo</i>	22
1.2.2 Dosímetros Termoluminescentes - TLDs	23
1.2.3 Dosímetro a diodo	24
1.2.4 Dosímetro a MOSFET	25
1.3 MOSFET COMO SENSOR DE RADIAÇÃO	26
1.3.1 Efeitos da polarização durante a irradiação	29
1.4 MODELO ACM DO TRANSISTOR MOSFET	32
1.5 TECNOLOGIA CMOS DE ALTA TENSÃO	35
1.5.1 Projeto multiusuário Brasileiro - PMUB	35
1.5.2 Tecnologia - XC06	35
1.6 PROPOSTA DE UM SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO	37
2 FONTES DE CORRENTE EXTRATORAS DE I_S ...	39
2.1 <i>SELF BIASED CURRENT SOURCE</i> UTILIZANDO AMPOP	39
2.2 EXTRATOR DE CORRENTE ESPECÍFICA	42
2.3 REFERÊNCIA DE CORRENTE CMOS SEM RESISTOR ..	43
2.4 FONTE DE CORRENTE CMOS COM RESISTOR	43
2.5 <i>SELF-BIASED CURRENT SOURCE</i> SBCS	44
3 SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO	47
3.1 EXTRATOR DA TENSÃO DE LIMIAR UTILIZANDO SBCS	47
4 O PROJETO DO SENSOR INTEGRADO	49
4.1 CIRCUITO ENVIADO NA PRIMEIRA RODADA DO PMUB	49
4.1.1 Medições em bancada	54
4.2 CIRCUITO ENVIADO NA SEGUNDA RODADA PMUB ..	58
5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	67
REFERÊNCIAS	69
APÊNDICE A – Leiaute dos Circuitos fabricados	75

1 INTRODUÇÃO

1.1 RADIOTERAPIA

A radioterapia é um dos métodos utilizados no tratamento de câncer. Ela consiste em aplicar uma dose de radiação ionizante na área afetada pelo tumor, buscando erradicar as células tumorais, e causando o menor dano possível às células saudáveis que, embora afetadas, possuem uma capacidade maior de regeneração.

A radiação ionizante, ao entrar em contato com os tecidos, ioniza o meio e pode efetuar a ruptura das cadeias de ADN das células, inibindo sua capacidade reprodutiva, ou até mesmo causando sua morte [10].

Para maximizar o efeito da radiação sobre as células cancerosas e para que se respeite a tolerância dos tecidos normais, a dose total de radiação administrada é normalmente dividida em pequenas doses diárias [10].

Grande parte dos pacientes com câncer são tratados com radiação, e é cada vez maior o número de pessoas que obtêm êxito no tratamento. Este tratamento é muito eficaz, pois, mesmo quando o tumor não é erradicado, ele pode reduzir seu volume, reduzindo hemorragias e dores, proporcionando conforto e alívio aos pacientes [11].

1.2 IMPORTÂNCIA DA DOSIMETRIA NA RADIOTERAPIA

Como a radioterapia é um método de tratamento local e/ou regional é necessário o planejamento do “ataque” ao tumor. Para isso é necessário saber precisamente a posição e volume do tecido canceroso para que se possa calcular a dose de radiação necessária para o tratamento. Conhecendo a dose necessária, a equipe medica pode iniciar o estudo da distribuição de radiação que irá atingir o tumor, escolhendo a alternativa que cause o menor dano possível às células normais, pois estas farão a regeneração da área irradiada. A dose de radiação que o paciente irá receber é normalmente em torno de 2 Gy diários e pode ser monitorada com sensores posicionados no paciente próximos à área irradiada [1].

Algum erro nessas etapas, seja no cálculo do volume, da dose, ou no posicionamento do feixe de radiação, pode diminuir drasticamente a eficácia do tratamento. Isso porque, com uma subdosagem, podem restar células cancerígenas suficientes para regenerar o tumor, enquanto que, para uma superdosagem, células saudáveis podem ser danificadas. Isso torna o conhecimento da dosagem de radiação recebida pelo paciente essencial para o planejamento e execução do tratamento.

1.2.1 Dosimetria *in vivo*

Na etapa de dosimetria são utilizados dosímetros que podem ou não monitorar a dose de radiação que o paciente recebe enquanto tratado. Os dosímetros que monitoram a dose durante a irradiação são denominados *in vivo*, e como já foi citado, sua precisão é essencial para o sucesso do tratamento, pois a variação entre a dose prescrita e a aplicada não deve ser maior do que 5%. [12]

Os dosímetros são usados em conjunto com simuladores, a fim de conhecer a dose e a distribuição da radiação no corpo humano. Além disso, utilizam-se dosímetros na calibração e avaliação do feixe de radiação. Ao utilizar dosímetros *in vivo*, a dose pode ser comparada com a prescrita e caso haja violação da quantidade, o tratamento pode ser interrompido e o plano de radiação refeito.

Existem diversos tipos de dosímetros *in vivo*, dentre os quais, destacam-se os: termoluminescentes (TL), os a diodo e a MOSFETs.

Neste trabalho exploramos o efeito da radiação nos sensores a MOS-FETs.

1.2.2 Dosímetros Termoluminescentes - TLDs

Esse dosímetro é um dos mais utilizados na radioterapia, pois é pequeno, preciso e não necessita estar conectado a cabos durante a irradiação.



Figura 1 – Dosímetros Termoluminescentes

Esse dosímetro utiliza o efeito da radioluminescência de materiais termoluminescentes, como o fluoreto de cálcio (CaF) e o fluoreto de lítio (LiF). Ao serem expostos à radiação ionizante, os elétrons da banda de valência destes materiais adquirem energia suficiente para passarem à banda de condução. Retornando a banda de valência, parte desses elétrons pode ser capturada por armadilhas presentes entre a banda de valência e a de condução, onde permanecem “presos”.

Após irradiados, esses sensores são aquecidos a temperaturas normalmente entre 200°C e 350°C , dependendo do material que os compõe. Ao serem aquecidos, os elétrons aprisionados adquirem energia suficiente para escapar das armadilhas e retornar à banda de valência. Ao retornarem, os mesmos liberam energia em forma de luz, cuja a intensidade é diretamente relacionada à dose total de radiação a qual o paciente foi exposto.

Este sensor possui algumas deficiências, pois necessita ser calibrado antes do processo de irradiação, tem alguma perda da informação

após a leitura e os processos de calibração e leitura são demorados [13].

1.2.3 Dosímetro a diodo

A incidência de radiação ionizante em um diodo, produz pares elétron-lacuna por todo o dispositivo [14].

Os pares elétron-lacuna gerados na camada de depleção são separados pelo campo elétrico presente, dando origem a uma corrente proporcional à radiação. Essa corrente foto gerada se superpõe à corrente de fuga devido aos pares elétron-lacuna gerados termicamente.

Uma vez que os diodos sejam irradiados, a medição é feita por um equipamento chamado eletrômetro, onde a dose é inferida pela quantidade de carga coletada pelo mesmo. O eletrômetro e o sensor podem ser observados na Figura 2.



Figura 2 – a)Eletrômetro b)Diodo utilizado como dosímetro

Ao utilizar diodos como sensores, para doses pequenas de radiação é necessária uma análise do impacto da corrente de fuga do diodo na medida de radiação. Outra deficiência desse sensor é a necessidade de utilizar cabos durante a medição. Além do incômodo ao paciente, o metal dos cabos pode refletir a radiação e interferir na medidas.

1.2.4 Dosímetro a MOSFET

Os transistores MOSFET também podem ser utilizados para estimar a dose total de radiação ionizante. Esses dosímetros apresentam dimensões muito pequenas, da ordem de micrômetros, e apresentam diversas características que possibilitam seu uso como dosímetro, dentre elas:

- A capacidade de armazenar a informação da dose total;
- Possibilidade de realizar medidas em tempo real e sem a necessidade de cabos;
- Implementação de circuitos auxiliares para o tratamento/amplificação do sinal em um mesmo chip;
- Tamanho e custo reduzidos.

A sensibilidade dos sensores MOSFET tem uma dependência quadrática com a espessura do óxido do dispositivo [15], de modo que sensores discretos são fabricados em processos específicos e sensores integrados só podem ser realizados em tecnologias de alta tensão, nas quais são disponíveis transistores com óxido espesso (dezenas de nanômetros) que implementam o sensor e transistores de óxido fino que possibilitam o projeto de circuitos pouco sensíveis a irradiação .

1.3 MOSFET COMO SENSOR DE RADIAÇÃO

Quando um MOSFET é exposto à radiação, pares elétrons-lacuna são criados na matéria. Em semicondutores, esses pares se recombinam rapidamente; em isolantes, como o óxido de silício presente na porta (*gate*) do dispositivo, nem todos os portadores se recombinam imediatamente.

Na presença de um campo elétrico, os elétrons e as lacunas são transportados através do óxido em sentidos opostos. Os elétrons são transportados mais rapidamente através do óxido da porta devido à sua alta mobilidade; já as lacunas são transportadas por um processo muito mais lento, que envolve saltos sucessivos entre as armadilhas do óxido em direção ao substrato de silício. Parte dessas lacunas permanecem capturadas nessas armadilhas [15]. Em consequência, uma carga positiva é armazenada no óxido após a irradiação. Com a irradiação, também são criados estados de interface no óxido-silício que se comportam como armadilhas para os elétrons.

A captura de cargas no óxido e a criação de estados de interface têm efeitos sobre as características elétricas do dispositivo. Esses efeitos estão listados abaixo e são ilustrados na Figura 3.

- Variação da tensão de limiar;
- Aumento do fator de rampa (*slope factor*);
- Diminuição da mobilidade dos portadores do canal

O gráfico da Figura 3 foi obtido utilizando um transistor canal P, conectado como diodo. As curvas solidas são para o dispositivo antes e depois da irradiação de 100 Gy, enquanto a curva pontilhada é a equivalente à do transistor a 0 Gy, porém, deslocada de um ΔV_{TH} . Nesse gráfico podemos observar os efeitos do acúmulo de cargas no óxido sobre a característica I-V do dispositivo.

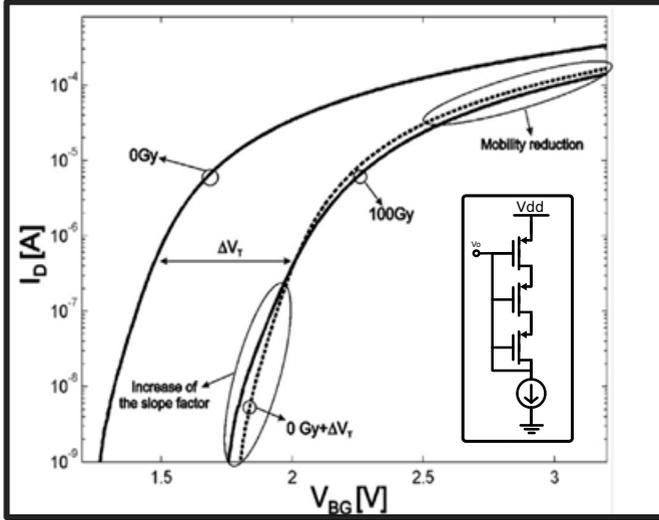


Figura 3 – Principais efeitos da exposição à radiação ionizante [1]

A contribuição do acúmulo de cargas pode ser separada em cargas no óxido do dispositivo (Q_{ot}) e cargas nas armadilhas na interface óxido-silício (Q_{it}). Este acúmulo de cargas irá gerar uma variação na tensão de limiar do dispositivo. A dependência da variação da tensão de limiar com a variação de Q_{it} e Q_{ot} pode ser observada na equação 1.1 [15].

$$\Delta V_{TH} = -\frac{\Delta Q_{it} + \Delta Q_{ot}}{C_{ox}} \quad (1.1)$$

Analisando a equação 1.1, podemos inferir que a variação da tensão de limiar (ΔV_T) é proporcional ao quadrado da espessura do óxido, pois, C_{ox} é inversamente proporcional a espessura do óxido (t_{ox}) e tanto Q_{ot} quanto Q_{it} são proporcionais a t_{ox} .

Por sua vez, o fator de rampa pode ser escrito da seguinte forma:

$$n = 1 + \frac{C_b + C_{it}}{C_{ox}}, \quad (1.2)$$

Com o aumento do número de armadilhas durante a irradiação, a contribuição da capacitância C_{it} cresce aumentando o fator de rampa.

A correlação entre a redução da mobilidade dos portadores e

irradiação pode ser vista na equação 1.3, onde μ_0 é a mobilidade dos portadores, ΔN_{it} é o incremento número de armadilhas e β é um fator de escala que depende da tecnologia [15].

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \beta \Delta N_{it}} \quad (1.3)$$

Essa degradação da mobilidade acontece pois as cargas presas nas armadilhas espalham os portadores que passam próximos à interface $Si-SiO_2$. Esta diminuição da mobilidade afeta diretamente o desempenho dos circuitos, diminuindo a corrente máxima e a transcondutância dos dispositivos.

Para tecnologias de óxido fino ($t_{ox} < 20nm$) o impacto da radiação é muito reduzido devido ao efeito do tunelamento através do qual os elétrons da superfície do canal podem atravessar o óxido e se recombinar com as lacunas armazenadas na interface.

Em dispositivos NMOS a contribuição ΔQ_{it} e ΔQ_{ot} possuem sinais opostos, enquanto que em dispositivos PMOS esses efeitos se somam. A Figura 4 mostra uma comparação entre a variação da tensão de limiar entre dispositivos PMOS E NMOS irradiados.

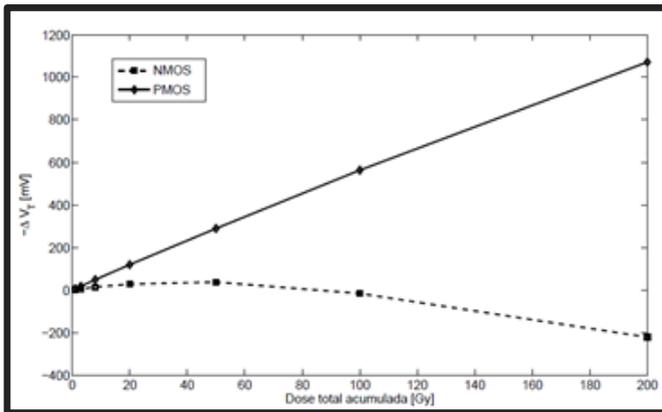


Figura 4 – Variação da tensão de limiar de transistores PMOS e NMOS [1].

Na Figura 4 observa-se que o dispositivo PMOS apresenta uma variação mais pronunciada e linear da tensão de limiar. Já o dispositivo NMOS apresenta uma resposta não monotônica. Por esse motivo, os

transistores PMOS são os utilizados como sensores de radiação.

1.3.1 Efeitos da polarização durante a irradiação

A tensão de limiar de um dispositivo é dada pela expressão

$$V_{TH} = V_{FB} + 2\phi_F - \frac{Q_b}{C_{ox}}, \quad (1.4)$$

onde V_{FB} é a tensão de banda plana, ϕ_F é o potencial de Fermi e Q_b é a carga de depleção. A tensão de banda plana, é definida como o nível de tensão aplicado na porta do dispositivo que anula a carga do semiconductor. Esta tensão não depende somente da carga armazenada no óxido, mas também de sua posição [2]. Para exemplificar isto podemos considerar uma folha de carga por unidade de área Q dentro do isolante, Figura 5a. Na condição de tensão nula no *gate*, a folha de carga irá induzir cargas imagens tanto no *gate* quanto no semiconductor. O campo resultante desta distribuição de cargas também pode ser visto na Figura 5a.

Aplicando uma tensão negativa na porta (*gate*) do dispositivo, na condição de banda plana, o campo elétrico no semiconductor se torna zero, Figura 5b.

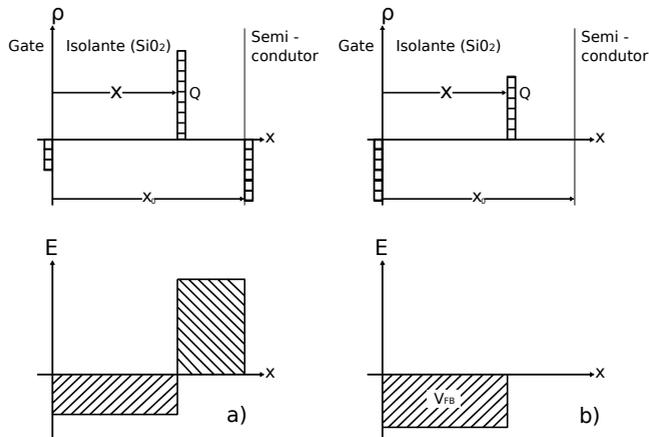


Figura 5 – Efeitos da folha de carga dentro do isolante a) $V_G = 0$ b) Condição de banda plana [2].

Consequentemente,

$$V_{FB} = -\frac{xQ}{\varepsilon_{ox}} = -\frac{x}{x_0} \frac{Q}{C_{ox}}, \quad (1.5)$$

onde ε_{ox} é a permissividade elétrica do óxido. Com esta equação notamos a influência da posição na carga no óxido na tensão de banda plana. Quando a folha de carga está próxima da porta, ela não induzirá cargas na superfície do semiconductor, não tendo efeitos sobre ele. Por outro lado, quando próxima do semiconductor a carga terá maior influência na tensão de banda plana.

Portanto, é possível variar a sensibilidade da tensão de limiar com a irradiação polarizando o dispositivo durante a irradiação. A sensibilidade depende da magnitude da tensão aplicada na porta (*gate*) do dispositivo durante a exposição à radiação. Para uma polarização positiva ($V_{GB} > 0$) o transporte das lacunas em direção à interface $Si-SiO_2$ é facilitado e, como consequência, a probabilidade de captura de lacunas aumenta nas regiões mais próximas da interface $Si - SiO_2$, de modo que a variação da tensão de limiar com a radiação é elevada com polarização positiva de porta.

Uma polarização negativa ($V_{GB} < 0$) pode também ser aplicada, diminuindo a sensibilidade do dispositivo à irradiação. Com polarização negativa, lacunas são atraídas em direção a porta e elétrons para a interface $Si - SiO_2$. Com isso, existe maior probabilidade desses elétrons neutralizarem as lacunas presas nas armadilhas de interface; como consequência, há uma diminuição da carga aprisionada na interface, o que reduz seu efeito no dispositivo.

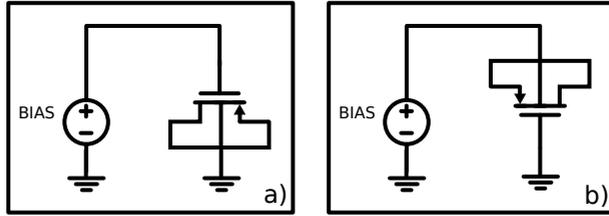


Figura 6 – a) Configuração utilizada para aumentar(a) e diminuir (b) a sensibilidade do sensor

É importante notar que tanto a geração de pares elétron-lacuna quanto a captura de lacunas no óxido dependem do campo elétrico. Com o aumento do campo elétrico, a geração de pares elétron-lacuna aumenta até uma saturação, porém, a seção eficaz de captura nas armadilhas diminui, de modo que há um valor de campo elétrico em que se obtém uma sensibilidade máxima, este valor de campo é cerca de 1MV/cm [15]. Para a tecnologia que utilizaremos o valor da tensão de saturação é em torno de 5V .

Embora o sensor possa ser usado passivamente, a sua sensibilidade pode ser 10 vezes menor do que quando polarizado [15].

1.4 MODELO ACM DO TRANSISTOR MOSFET

Neste trabalho usaremos o *Advanced compact model* (ACM) [16] para efetuar o equacionamento dos circuitos. No ACM a corrente entre dreno (*drain*) e fonte (*source*) (I_D), para todas as regiões de operação, pode ser expressa através das componentes direta e reversa, I_F e I_R respectivamente, de acordo com a equação 1.6.

$$I_D = I_F - I_R = I_{SH} \frac{W}{L} (i_f - i_r) = I_{SH} S (i_f - i_r) \quad (1.6)$$

Na equação 1.6 a razão do largura do canal (W) e o comprimento do canal (L) pode ser expressa como a razão de aspecto do transistor (S), as componentes direta (I_F) e reversa (I_R) normalizadas são denominadas níveis de inversão direto e reverso, i_f e i_r respectivamente. O fator de normalização I_{SH} é denominado corrente de folha do transistor e contém informação de alguns parâmetros da tecnologia e é dado por 1.7:

$$I_{SH} = \frac{1}{2} \mu C'_{ox} n \phi_t^2, \quad (1.7)$$

onde μ é a mobilidade dos portadores, C'_{ox} é a capacitância do óxido por unidade de área, n é o fator de rampa e ϕ_t é a tensão térmica.

Podemos expressar a relação entre os potenciais dos terminais do dispositivo e os níveis de inversão através do *Unified Current Control Model* (UICM) [16], equação 1.8.

$$\frac{V_P - V_{S(D)}}{\phi_t} = F [i_{f(r)}] = \sqrt{1 + i_{f(r)}} - 2 + \ln \left[\sqrt{1 + i_{f(r)}} - 1 \right]. \quad (1.8)$$

onde V_D e V_S são respectivamente a tensão no dreno e fonte em relação a tensão no corpo (*bulk*), e V_P é a tensão de *pinch-off* que pode ser aproximada através da equação 1.9.

$$V_P \approx \frac{V_G - V_{TH}}{n} \quad (1.9)$$

Nesta equação, V_G é a tensão entre porta (*gate*) e corpo (*bulk*) e V_{TH} é a tensão de limiar do dispositivo.

Através da UICM (1.8) e suas derivadas, podemos facilmente extrair os principais parâmetros do transistor, como a tensão de limiar

(V_{TH}), fator de rampa (n) e corrente específica [4].

Em [3], foi efetuada uma variação de 4 décadas de corrente em um transistor ligado como diodo e observada a tensão na porta do dispositivo. Essa variação foi feita para os transistores antes e depois da irradiação com doses de 40 Gy e 100 Gy. Após a irradiação os parâmetros V_{TH} , n e I_S foram extraídos e introduzidos na equação 1.8 para comparação com os valores experimentais, como mostrado na Figura 7.

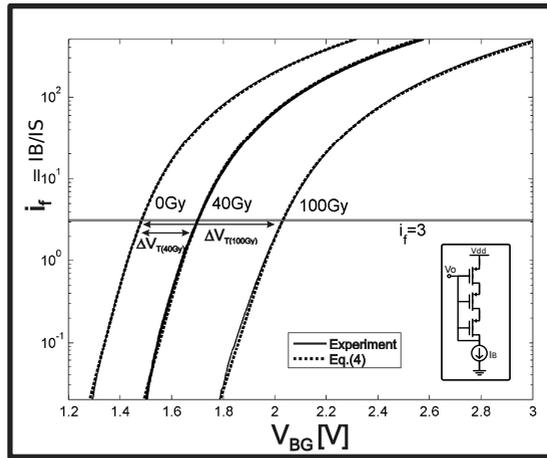


Figura 7 – Comparação entre os valores obtidos experimentalmente e um ajuste matemático, das variações do dispositivo PMOS com a irradiação [3].

Nela podemos observar que o modelo ACM descreve muito bem, para todos níveis de inversão, o comportamento do transistor antes e depois de irradiado. Outra vantagem desse modelo, é a de implementar um método direto e preciso para a extração da tensão de limiar dos dispositivos utilizados como sensores [4], Figura 8.

Este método consiste em polarizar o dispositivo com uma corrente constante e, a partir disto, inferir a medida da tensão de limiar.

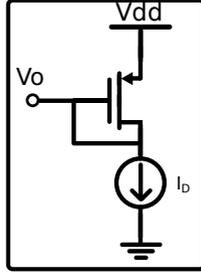


Figura 8 – Extrator da tensão de limiar com corrente constante [4].

Aplicando a UICM, equação (1.8), no transistor da Figura 8, temos que:

$$V_O = V_{dd} - V_{TH} - n\phi_t(\sqrt{1 + i_f} - 2 + \ln(\sqrt{1 + i_f} + 1)) \quad (1.10)$$

Como o transistor está saturado, pode-se escrever a corrente de dreno como:

$$I_D = I_{SH} \frac{W}{L} i_f \rightarrow i_f = \frac{I_D}{I_{SH} \frac{W}{L}} \quad (1.11)$$

Tomando o nível de inversão (i_f) igual a 3, a equação 1.10 se reduz a:

$$V_o = V_{dd} - V_{TH} \quad (1.12)$$

Uma deficiência desse método para a medição da variação da tensão de limiar é que, como mencionado anteriormente, além da tensão de limiar (V_{TH}), outros parâmetros do transistor variam com a exposição à radiação, como a mobilidade (μ_p) e o fator de rampa (n). A variação desses parâmetros irá modificar a corrente de folha (I_{SH}) dos transistores e, para uma corrente de polarização constante, o ponto de polarização do circuito não será mais o ideal, ou seja, V_o será ligeiramente diferente da tensão de limiar. Para corrigir esse defeito podemos utilizar uma fonte de corrente extratora da corrente de folha do dispositivo, e com isto, manter o nível de inversão constante igual a 3. O projeto de fontes de corrente extratoras de I_S é detalhado no capítulo 2.

1.5 TECNOLOGIA CMOS DE ALTA TENSÃO

1.5.1 Projeto multiusuário Brasileiro - PMUB

O Projeto Multiusuário Brasileiro (PMUB) é uma iniciativa para promover o uso das tecnologias licenciadas pela CEITEC S.A. junto à indústria nacional e à comunidade acadêmica.

Participam deste projeto *Design Houses* do programa CI-Brasil, indústrias de microeletrônica e instituições do sistema de ensino de microeletrônica no Brasil. Os participantes têm acesso à tecnologia de produção de circuitos integrados da CEITEC S.A. e sua parceira X-FAB, por meio da oferta periódica de rodadas dedicadas de fabricação de circuitos integrados. O PMUB disponibiliza, através do CTI, o serviço de encapsulamento de protótipos. [17]

1.5.2 Tecnologia - XC06

A tecnologia escolhida para este projeto foi a XC06 [5], que faz parte do programa PMUB [17] junto à XFAB. Essa tecnologia foi escolhida por conter tanto dispositivos de alta tensão, com espessura de óxido de porta de 40 nm quanto dispositivos de baixa tensão com espessura de óxido da ordem de 10 nm. De acordo com [15], transistores com espessura de óxido inferior a 20 nm são pouco sensíveis à irradiação. Assim, com essa tecnologia, podemos projetar, em um único *chip*, circuitos em que os sensores (transistores de óxido espesso) serão afetados pela radiação, enquanto que os circuitos com transistores de óxido fino, são minimamente afetados por ela.

A Figura 9 apresenta o corte transversal do dispositivo utilizado como sensor: um transistor de alta tensão que suporta até 45 volts de tensão entre dreno e fonte e 18 volts entre porta e substrato. Esse dispositivo contém certas diferenças em relação a um transistor convencional; ele possui um implante (*field implant*) entre o dreno e porta que proporciona ao dispositivo suportar altas tensões no dreno.

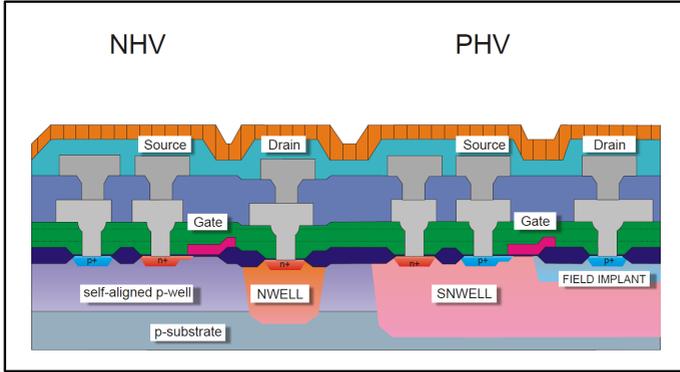


Figura 9 – Transistor *High Voltage* utilizado como sensor de radiação - XC06 PHV [5]

Utilizando o método descrito na referência [4], pudemos extrair os principais parâmetros elétricos dos transistores utilizados da tecnologia. Os parâmetros extraídos podem ser observados na Tabela 1.

Dispositivo	V_{TH} [V]	I_{SH} [nA]	n []	t_{ox} [nm]
PHV	0.933	9.95	1.47	42.0
NHV	0.913	25.85	1.75	42.0
NMOS4	0.912	47.74	1.57	10.0
PMOS4	0.924	11.98	1.29	10.0

Tabela 1 – Parâmetros dos dispositivos utilizados da tecnologia XC06

1.6 PROPOSTA DE UM SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO

Neste trabalho exploraremos o efeito da variação da tensão de limiar de transistores MOS expostos à radiação ionizante. Como a tecnologia XC06 nos permite utilizar tanto transistores de óxido espesso quanto de óxido fino, poderemos projetar o sensor de radiação com dispositivos com óxido espesso e os demais circuitos com transistores de óxido fino, para redução dos efeitos da radiação.

É importante observar que tanto as baterias (que contêm metais pesados) quanto os fios condutores espalham a radiação. Isso pode interferir na medição da radiação incidente sobre o sensor. Consequentemente, é importante que o dosímetro seja um circuito CMOS passivo que colha a energia da luz ambiente ou de fontes de RF.

A proposta geral deste projeto é a de desenvolver um sensor de radiação preciso e que possa ser polarizado sem a utilização de fios, durante a irradiação. O diagrama de blocos do sistema é ilustrado na Figura 10.

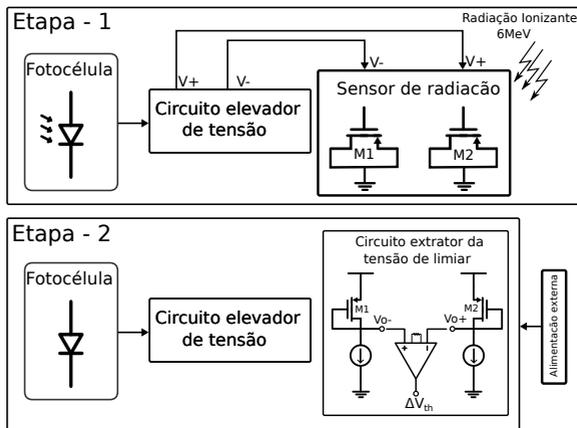


Figura 10 – Diagrama esquemático da proposta de projeto

A operação do sistema pode ser dividida em duas etapas. A primeira etapa é a de irradiação. Nesta etapa o circuito elevador de tensão multiplica a tensão gerada pela fotocélula, que então é utilizada para polarizar os sensores. Os sensores são polarizados positiva e negativamente, com intuito de obter uma diferença da sensibilidade entre

os dispositivos à radiação ionizante [18]. Após a irradiação é então iniciada a segunda etapa, na qual o circuito é alimentado externamente e os sensores são configurados no modo de leitura. Graças à polarização durante a irradiação, há uma diferença entre as tensões de limiar dos transistores de óxido espesso do circuito de leitura; realizando uma medida diferencial destas tensões de limiar obtém-se uma medida menos sensível a variações de temperatura.

2 FONTES DE CORRENTE EXTRATORAS DE I_S

2.1 SELF BIASED CURRENT SOURCE UTILIZANDO AMPOP

A topologia de fonte de corrente mostrada na Figura 11, embora já apresentada em [19], é uma proposta original desenvolvida neste trabalho. Este circuito é composto por quatro estruturas básicas; dois *Self-Cascode Mosfet* (SCM) [20] [9], um operando na inversão fraca e outro na inversão moderada, um amplificador operacional (AMPOP) e um espelho de corrente. O espelho de corrente e o AMPOP implementam uma configuração de espelho de corrente seguidor de tensão (*voltage following current mirror*) [21].

No circuito da Figura 11 a tensão V_{err} representa a tensão de *offset* do AMPOP somada ao erro causado pelo descasamento (*mismatch*) da tensão de limiar dos transistores dos SCMs.

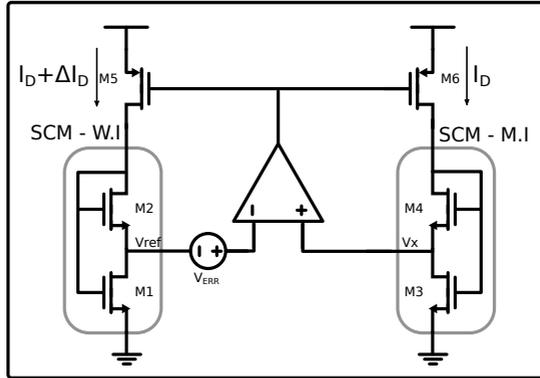


Figura 11 – *Self-Biased Current Source* utilizando amplificador operacional.

Como idealmente não há fluxo de corrente nas entradas inversora e não-inversora do AMPOP podemos equacionar os SCMs como ilustrado na Figura 12, onde M_p representa os transistores pares, que estão na saturação, e M_i representa os transistores ímpares, que estão na região linear.

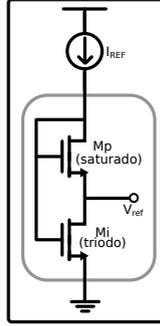


Figura 12 – Self-Cascode Mosfet

Pode-se escrever a corrente através dos transistores M_p e M_i da seguinte forma:

$$I_{Dp} = S_p I_{SH} i_{fp} = I_{Di} = S_i I_{SH} (i_{fi} - i_{ri}) \quad (2.1)$$

Como V_{Sp} e V_{Di} são iguais, temos que $i_{ri} = i_{fp}$, de modo que, a partir de 2.1 podemos escrever o nível de inversão i_{fi} como função de i_{fp} e da razão de aspecto dos transistores da seguinte forma:

$$i_{fi} = i_{fp} \left(1 + \frac{S_p}{S_i} \right) = i_{fp} \alpha \quad (2.2)$$

Aplicando o UICM (1.8) ao transistor M_i temos:

$$\frac{V_{DS_{Mi}}}{\phi_t} = \frac{V_{ref}}{\phi_t} = F(i_{fi}) - F(i_{ri}) = F(\alpha i_{fp}) - F(i_{fp}) \quad (2.3)$$

No caso em que o SCM opere na inversão fraca ($\alpha i_{fp} \ll 1$), podemos aproximar (2.3) em primeira ordem como:

$$V_{ref} = \phi_t \left(\ln(\alpha) + \frac{\alpha - 1}{4} i_{fp} \right) \quad (2.4)$$

Agora, considerando que o SCM esteja operando em inversão fraca profunda ($i_{fp} \rightarrow 0$), podemos reescrever a (2.4) como [9]:

$$V_{ref} = \phi_t \ln(\alpha) \quad (2.5)$$

Para a fonte de corrente da Figura 11, considerando que V_{err} é igual a zero e o ganho em tensão do AMPOP é muito elevado, temos

que V_x é igual a V_{ref} . Combinando (2.3) e (2.5) obtemos:

$$\ln(\alpha_1) = F(\alpha_3 i_{f4}) - F(i_{f4}) \quad (2.6)$$

onde α_1 é igual a $1 + \frac{S_2}{S_1}$ e α_3 é igual a $1 + \frac{S_4}{S_3}$. Analisando a equação 2.6 nota-se que o nível de inversão i_{f4} depende somente das razões de aspecto dos transistores dos SCMs, ou seja, é independente da temperatura e dos parâmetros tecnológicos. Como a corrente que passa através de M_4 pode ser escrita da seguinte forma:

$$I_D = I_{SH} S_4 i_{f4} \quad (2.7)$$

conclui-se que a corrente I_D será proporcional à corrente de folha do dispositivo M_4 .

O efeito da tensão de *offset* do AMPOP e do descasamento entre os transistores dos SCMs foi analisado em [19]. O efeito do erro total em tensão (V_{err}) sobre o nível de inversão do transistor M_4 é dado por:

$$\frac{\Delta i_{f4}}{i_{f4}} = \frac{V_{err}}{\phi_t} \frac{2}{\sqrt{1 + \alpha_3 i_{f4}} - \sqrt{1 + i_{f4}}} \quad (2.8)$$

Na equação 2.8 observa-se que a dependência da variação do nível de inversão i_{f4} com a tensão de erro V_{err} diminui conforme o nível de inversão aumenta. O *mismatch* no espelho de corrente produz um erro na tensão de referência V_{ref} , de acordo com a equação 2.4:

$$V_{ref} = \phi_t \left(\ln(\alpha_1) + \frac{\alpha_1 - 1}{4} \frac{I_D + \Delta I_D}{I_{SH} S_2} \right) \quad (2.9)$$

Portanto, o erro causado pelo *mismatch* do espelho de corrente em V_{ref} é [19]

$$\frac{\Delta V_{ref}}{\phi_t} = \frac{\Delta I_D}{I_D} \left(\frac{\alpha_1 - 1}{4} \right) i_{f2} \quad (2.10)$$

A equação 2.10 mostra que o erro causado pelo *mismatch* em corrente do espelho torna-se desprezível se i_{f2} tende a zero.

O circuito da Figura 11 possui dois ramos de realimentação. A estabilidade do circuito é atingida quando o ganho da realimentação positiva é menor do que o ganho com realimentação negativa. Analisando a configuração do *voltage following current mirror* composta pelo AMPOP e o espelho de corrente nota-se que, caso haja uma va-

riação de tensão entre V_{ref} e V_x isso implicará em uma variação na corrente que é fornecida aos SCMs. Agora, observando a equação 2.10 percebe-se que o ramo da inversão fraca, caso esteja em inversão fraca profunda ($i_f \rightarrow 0$), é insensível a variações de corrente, de modo que o ganho desta malha é menor que o da em inversão moderada; portanto, a realimentação positiva deve ser associada a esse ramo.

Utilizando as equações 2.6, 2.8 e 2.10, pode-se calcular os níveis de inversão dos dispositivos em função dos erros aceitáveis no projeto.

2.2 EXTRATOR DE CORRENTE ESPECÍFICA

O circuito da Figura 13, proposto em [6], implementa a mesma funcionalidade do circuito da Figura 11. Este gera uma corrente de referência proporcional a corrente específica do NMOS.

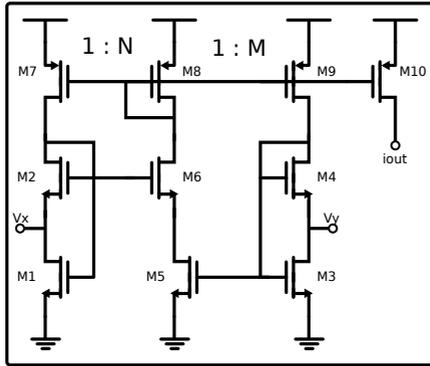


Figura 13 – Extrator de corrente específica [6].

Este circuito é constituído de dois SCMs um operando em níveis de inversão diferentes, constituídos pelos transistores M_{1-2} e M_{3-4} , respectivamente. Estes SCMs são polarizados de modo a terem uma mesma tensão em seus nós intermediário V_x e V_y , a conexão de fonte de M_6 com o dreno de M_5 garante que esta igualdade seja alcançada.

No trabalho apresentado em [6] os autores não consideravam a inversão moderada, possivelmente por falta de um modelo adequado na época, de forma que o projeto foi desenvolvido considerando um SCM na inversão forte e outro na inversão fraca.

2.3 REFERÊNCIA DE CORRENTE CMOS SEM RESISTOR

Claramente, no circuito da Figura 13 os SCMs podem ser reduzidos a um único transistor. Realizando essa simplificação obtemos o circuito da Figura 14, que foi proposto em [7], no qual os transistores M_1 e M_3 executam o papel dos SCMs. Nesse circuito o transistor M_3 opera em saturação e seu papel é polarizar a porta do transistor M_5 que opera na região linear e atua como um resistor no circuito. Os transistores $M_{1,6-8}$ são responsáveis por gerar uma tensão *Proportional to absolute temperature* (PTAT) no dreno do transistor M_5 produzindo, assim, uma corrente proporcional à corrente de folha do dispositivo.

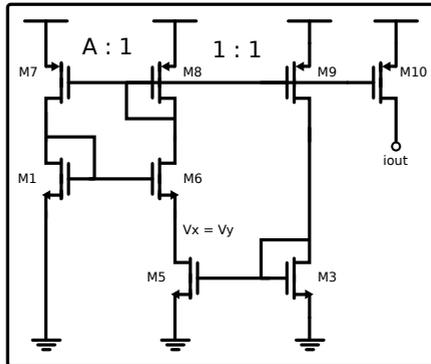


Figura 14 – Referência de corrente CMOS sem resistor [7]

2.4 FONTE DE CORRENTE CMOS COM RESISTOR

Substituindo na fonte de corrente da Figura 14 o transistor M_5 por uma resistência obtem-se o circuito da Figura 15 [8]. Essa fonte de corrente é utilizada em circuitos que não tenham restrição de consumo, pois para gerar correntes pequenas é necessário um valor de resistência muito grande, ocupando uma área considerável do chip. Como as outras fontes, esta também necessita de um circuito auxiliar para executar seu *startup*.

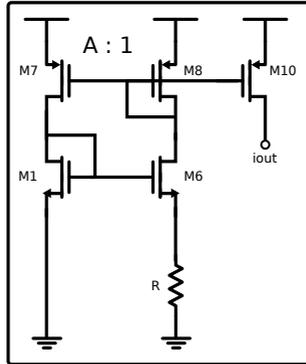


Figura 15 – Fonte de corrente CMOS com resistor [8].

2.5 SELF-BIASED CURRENT SOURCE SBCS

Esta topologia de fonte de corrente é similar às das Figura 11 e 13, utilizando também dois SCMs, porém, a igualdade das tensões V_x e V_{ref} é obtida através de um *voltage-following current mirror* (VFCM), composto pelos transistores M_{5-6} e M_{8-9} . Nessa configuração há injeção de corrente nos nós intermediários dos SCMs, mudando ligeiramente o equacionamento dos mesmos quando comparados ao equacionamento associado a Figura 11.

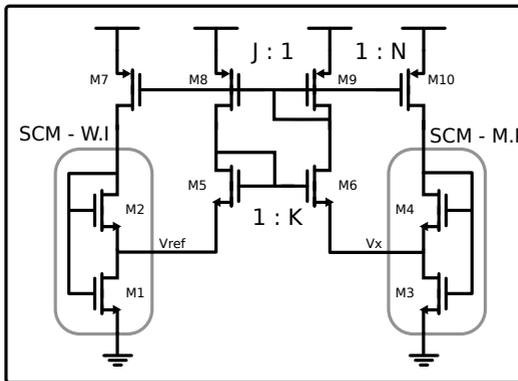


Figura 16 – *Self-Biased Current Souce* [9]

Supondo que os transistores M_5 e M_6 do VFCM estejam operando em inversão fraca, pode-se escrever a relação entre a tensão V_{ref} e V_x da seguinte forma [9]:

$$V_x = V_{ref} + \phi_t \ln(JK) \quad (2.11)$$

Com a injeção de corrente no nó intermediário dos SCMs a relação entre i_{fi} e i_{fp} torna-se [9]:

$$i_{fi} = i_{fp} \left[1 + \frac{S_p}{S_i} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right] = \alpha i_{fp} \quad (2.12)$$

Pode-se escrever o potencial do SCM na inversão moderada V_x da seguinte forma [16] [9]:

$$\frac{V_x}{\phi_t} = F(\alpha_3 i_{f4}) - F(i_{f4}) \quad (2.13)$$

Onde $\alpha_3 = \left[1 + \frac{S_4}{S_3} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right]$ e N é o ganho de espelhamento indicado na Figura 16.

Substituindo a equação 2.5 e 2.11 em 2.13 obtemos:

$$\ln(\alpha_1) + \ln(JK) = F(\alpha_3 i_{f4}) - F(i_{f4}) \quad (2.14)$$

Onde $\alpha_1 = \left[1 + 2 \frac{S_2}{S_1} \right]$. Novamente, pode-se expressar o nível de inversão i_{f4} em função das razões geométricas do circuito e, como no circuito 11, podemos expressar a corrente de saída em função da corrente específica do NMOS (M_4).

Com um contorno definido de projeto utilizando a equação 2.14 podemos definir os níveis de inversão e dimensões do circuito.

3 SENSOR DE RADIAÇÃO INTEGRADO

Como mostrado na Figura 4, a tensão de limiar de um transistor canal P de óxido espesso varia de forma aproximadamente linear com a dose total de radiação ionizante recebida. Em consequência, um circuito extrator da tensão de limiar fornecerá uma tensão de saída que dependerá linearmente da dose total de radiação recebida.

A tecnologia XC06 permite utilizar tanto dispositivos com óxido espesso quanto de óxido fino, portanto pode-se projetar os circuitos adjacentes com transistores de óxido fino, praticamente insensíveis à radiação ionizante.

3.1 EXTRATOR DA TENSÃO DE LIMIAR UTILIZANDO SBCE

Os sensores de radiação MOS operam usualmente com corrente constante. Como mostrado em [3], as variações do fator de inclinação (n) e da mobilidade dos portadores (μ_p) introduzem erros na determinação da tensão de limiar a corrente constante. Para evitar esse problema, adotamos neste trabalho o uso de um circuito extrator de corrente específica.

Como detalhado no capítulo 2, um sensor extrator de corrente específica opera com transistores com níveis de inversão que dependem unicamente das razões de aspecto dos transistores e, portanto, independem dos parâmetros tecnológicos do processo. Em consequência, enquanto a radiação modifica os parâmetros do transistor, o circuito extrator de I_S mantém todos os transistores operando com o mesmo nível de inversão. Em resumo, os níveis de inversão são invariantes com a irradiação.

Para utilizar as fontes de corrente extradoras de I_{SH} para a leitura da tensão de limiar de dispositivos PMOS no sensoriamento de radiação, é necessário projetá-las utilizando transistores PMOS de óxido espesso nos SCMs, como ilustrado na Figura 17.

Em ambos circuitos da Figura 17, para obter uma tensão de saída V_o igual à tensão de limiar é necessário operar os transistores M_3 com $i_f = 3$, como descrito em [4]. As demais condições de operação dos componentes são escolhidas de forma a respeitar esse ponto de polarização.

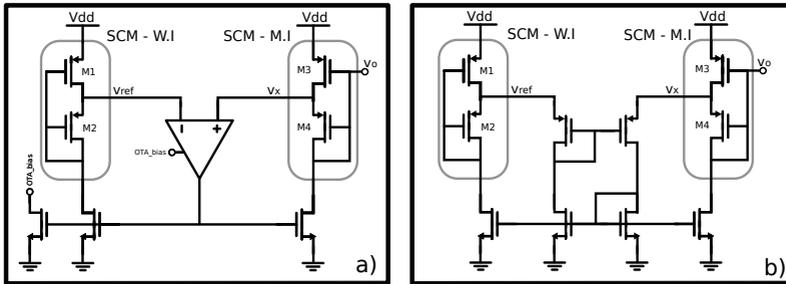


Figura 17 – a) SBCS utilizando AMPOP b) SBCS utilizando VFCM

Para serem polarizados durante a irradiação, os SCMs foram configurados de modo a poder implementar 3 modos distintos, estes modos estão ilustrados na Figura 18.

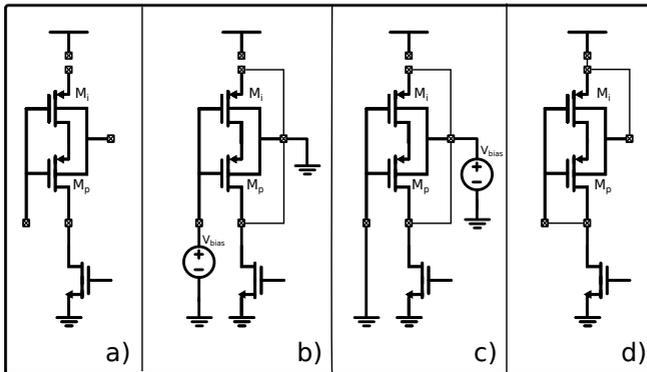


Figura 18 – a) Configuração padrão do circuito. b) Modo de polarização positiva. c) Modo de polarização negativa. d) Modo de leitura.

Utilizando essa configuração podemos polarizar positivamente, negativamente e executar a leitura da tensão de limiar. Os nós representados na Figura 18 são disponibilizados externamente no *chip*.

4 O PROJETO DO SENSOR INTEGRADO

4.1 CIRCUITO ENVIADO NA PRIMEIRA RODADA DO PMUB

O primeiro circuito enviado para o PMUB foi o da Figura 19. Nele somente os SCMs M_{1-2} e M_{3-4} foram projetados com transistores de óxido espesso.

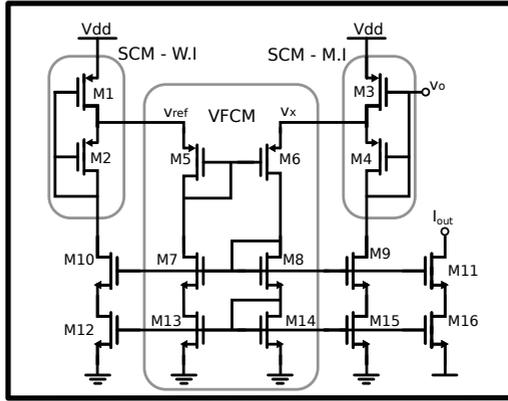


Figura 19 – Esquemático utilizado no SBCS enviado na primeira rodada do PMUB

De modo a obter uma tensão em V_o igual à tensão de limiar, fixamos o nível de inversão (i_{f3}) de M_3 , em 3. Tomando S_4 igual a S_3 e N igual a 1, utilizamos a equação 4.1 para calcular α_3 .

$$i_{f3} = i_{f4} \left[1 + \frac{S_4}{S_3} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right] = i_{f4} \alpha_3 = 3i_{f4} \quad (4.1)$$

Portanto, $\alpha_3 = 3$ e $i_{f4} = 1$. Impondo que a corrente através de M_4 (I_{ref}) seja igual a duas vezes I_{SH} , podemos usar a equação 4.2 para calcular a razão de aspecto dos transistores do SCM na inversão moderada.

$$S_3 = S_4 = \frac{NI_{ref}}{I_{SH}i_{f4}} = 2 \quad (4.2)$$

Para melhor precisão, implementamos os espelhos de corrente com estruturas *cascade*. Os transistores M_5 , M_6 , M_{13} e M_{14} compõem

o VFCM. Em nosso projeto, tomamos $J = \frac{S_6}{S_5} = 1$ e $K = \frac{S_{13}}{S_{14}} = 1$. Usando a equação 2.11 conclui-se que:

$$V_{ref} = V_x \quad (4.3)$$

Agora com os valores de α_3 , i_{f4} , J e K obtidos, podemos aplicá-los na equação 2.14 para obter o valor de α_1 .

$$\ln(\alpha_1) = -F(1) \rightarrow \alpha_1 = 4.31 \quad (4.4)$$

O valor de α_1 é de 4.31 implica em uma razão de $\frac{S_2}{S_1}$ igual a 1.65. Com estes valores podemos definir os níveis de inversão do restante do circuito e obter as dimensões dos transistores. O dimensionamento e nível de inversão dos transistores utilizados neste projeto podem ser observados na tabela abaixo.

Transistor	Tipo	W_u [μm]	L_u [μm]	NS	NP	i_f	i_r
<i>Self Cascode Mosfet Weak Inversion</i>							
M_1	PHV	10.0	5.0	1	30	0.086	0.020
M_2	PHV	10.0	5.0	1	49	0.020	0
<i>Self Cascode Mosfet Moderate Inversion</i>							
M_3	PHV	8.0	8.0	2	4	3	1
M_4	PHV	8.0	8.0	2	4	1	0
<i>Voltage Following current mirror / Cascode current Mirror</i>							
M_{5-6}	pmos4	3.0	10.0	1	6	0.82	0
M_{13-14}	nmv	3.0	10.0	1	6	0.38	0
M_{7-11}	nmv	3.0	10.0	2	2	0.68	0
$M_{12,16}$	nmv	3.0	10.0	1	4	0.57	0

Tabela 2 – Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do sensor de radiação enviado na primeira rodada do PMUB

Na Tabela 2, as colunas NS e NP são, respectivamente, o número de transistores unitários em série e em paralelo e W_u e L_u são, respectivamente a largura e o comprimento do transistor unitário. O transistor composto pelo unitários pode ser representado da seguinte forma:

$$S = \frac{NPW_u}{NSL_u} \quad (4.5)$$

Tanto os transistores do *Cascode Current Mirror* quanto do VFCM são compostos por uma associação de transistores unitários para facilitar o leiaute.

Agora iremos avaliar, via simulação, o comportamento transiente da tensão e corrente de saída deste circuito, ilustrado na Figura 20. Nesta simulação, variou-se a tensão de entrada de 0 a 5.5 volts em 100 ms para observarmos o *startup* da mesma.

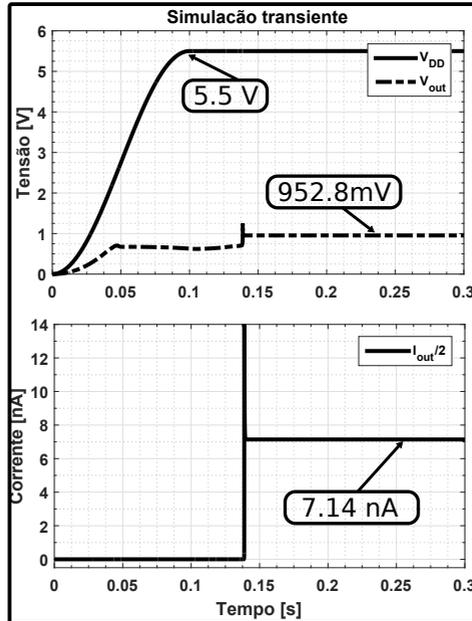


Figura 20 – Simulação transiente da SBCS da Figura 19.

A fim de validar o circuito nos casos extremos de variação de processo, executamos uma simulação de esquinas (*corners*). As esquinas existentes nesta tecnologia são a TM (*Typical Mean*), WO (*Worst One*), WP (*Worst Power*), WS (*Worst Speed*) e WZ (*Worst Zero*).

A tabela abaixo contém os valores extraídos por simulação através do método $\frac{g_m}{I_D}$, os valores obtidos por simulação da tensão e corrente gerados pelo circuito e também o desvio entre eles. O método foi aplicado no SCM composto pelo transistores M_3 e M_4 .

Esquina	Método $\frac{g_m}{I_D}$		Medidas do circuito	
	V_{TH} [mV]	I_{SH} [nA]	V_{TH} [mV]	I_{SH} [nA]
TM	933,80	9,95	948,91	7,14
WP	784,10	12,07	799,93	7,81
WS	1.080	8,29	1.10	6,06
WO	1.080	8,82	1.09	6,23
WZ	785,03	11,23	802,45	6,98
Erro relativo				
	Erro V_{TH} [mV]		Erro I_{SH} [%]	
TM	-15,11		28,24	
WP	-15,83		35,29	
WS	-20,00		26,90	
WO	-10,00		29,37	
WZ	-17,42		37,85	

Tabela 3 – Valores obtidos através da simulação transiente do SBCS e caracterização DC do transistor através do método $\frac{g_m}{I_D}$ [4]

Nesta tabela, percebemos que a tensão de saída varia junto ao processo, obtendo um desvio inferior a 3% em relação ao valor teórico. A corrente de saída também varia junto ao processo, porém com um desvio em torno de 40%.

Executamos também uma simulação de Monte Carlo para verificar o efeito do *mismatch* sobre a leitura da tensão de limiar. O histograma da Figura 21 contém o desvio entre a tensão de limiar extraída pelo circuito e a caracterizada pelo método $\frac{g_m}{I_D}$.

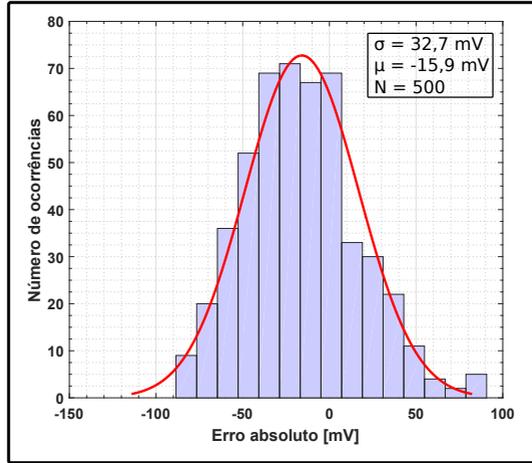


Figura 21 – Histograma do erro relativo da tensão de saída do circuito

De acordo com o histograma da Figura 21, para 500 simulações, obtemos um erro médio (μ) de $-15,9 \text{ mV}$ e um desvio padrão (σ) de $32,7 \text{ mV}$. A corrente deste circuito é muito sensível ao *mismatch* e seu desvio padrão chegou a cerca de 60%.

Para avaliar o funcionamento do circuito ao ser irradiado, modificamos iterativamente a tensão de limiar (V_{TH}) e a mobilidade dos portadores (μ_0) no modelo SPICE do transistor. A cada iteração medimos tanto a tensão de saída do circuito quanto a corrente de saída. Para efeitos de comparação, medimos também a tensão de saída de um extrator da tensão de limiar a corrente constante [4]. O valor de erro foi calculado em relação a uma simulação TM do circuito sem modificação nos parâmetros. Com estes resultados geramos duas curvas, Figura 22: uma mostrando a sensibilidade da tensão de saída a variação da tensão de limiar; e uma mostrando a sensibilidade da mesma a variações na mobilidade dos portadores.

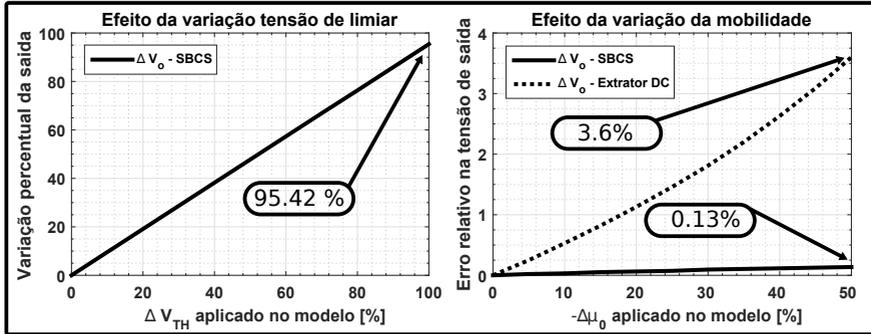


Figura 22 – Sensibilidade da tensão e corrente de saída a variações da mobilidade e tensão de limiar do transistor PHV.

Na Figura 22, no gráfico à esquerda, a tensão de limiar do modelo foi aumentada em 100%, enquanto no à direita a mobilidade dos portadores foi reduzida à metade do valor nominal. Como esperado a tensão de saída acompanhou a variação da tensão de limiar e permaneceu insensível a variações da mobilidade.

Neste mesmo projeto foram enviados alguns transistores avulsos para possibilitar a caracterização dos mesmos, no intuito de compararmos os valores de tensão e corrente de saída do circuito com os valores obtidos com a caracterização.

4.1.1 Medições em bancada

Para facilitar a medição dos circuitos integrados, desenvolvemos uma placa de circuito impresso (PCB), mostrada na Figura 23. Esta PCB tem a capacidade de comportar até quatro circuitos integrados, dando acesso às tensões e correntes de saída e aos nós intermediários que poderão ser utilizados para polarização.



Figura 23 – Placa de circuito impresso desenvolvida para testar o circuito da primeira rodada do PMUB

Para efetuar as medidas, utilizamos a unidade de medição e alimentação (SMUs) B2900A da *Keysight*, Figura 24. Esta SMU tem resolução em tensão de $1 \mu\text{V}$ e em corrente de 1 pA , e tem a capacidade de se comunicar via USB através de um programa gratuito fornecido pela *Keysight*.



Figura 24 – Unidade de medição e alimentação - B2900A

A primeira etapa das medições foi caracterizar os dispositivos avulsos enviados, efetuamos essa caracterização através do método $\frac{g_m}{I_D}$ [4], Figura 25.

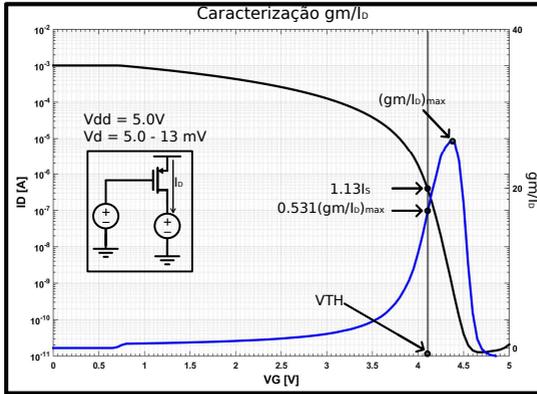


Figura 25 – Caracterização dos dispositivos isolados do circuito

Após a caracterização dos dispositivos executamos uma varredura na alimentação do circuito e observamos o comportamento da tensão e corrente de saída, Figura 26.

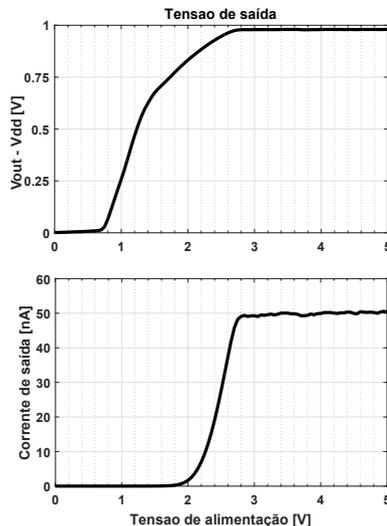


Figura 26 – Figura obtida através da medição em bancada

Notamos que o circuito está em funcionamento pleno para tensões próximas a 3V e possui uma baixa dependência com a tensão de alimentação, com variação da tensão e corrente inferior a 1% para va-

lores de V_{dd} entre 3 e 5 volts. A tabela 4 contém os dados obtidos com o teste de todas as amostras. O PMUB nos forneceu 20 amostras, das quais apenas 9 eram utilizáveis para caracterização. Dentre as outras 11, 5 estavam com o *die* exposto e os demais foram danificadas no processo de soldagem na PCB.

Os resultados obtidos em bancada apresentaram uma elevada dispersão em relação aos valores esperados, principalmente em relação a corrente gerada. A corrente de saída teve uma variação média de 170%, esta variação é principalmente relacionada ao baixo nível de inversão utilizado no projeto e à alta sensibilidade do circuito ao *mismatch* dos componentes. A leitura da tensão de limiar apresentou desvios em torno de 70 mV, este erro é devido a que a corrente do SBCS ser em alguns casos, cerca de 3 vezes superior a medida nos transistores de referência.

Amostra	Transistor de referência		Circuito proposto	
	V_{TH} [mV]	I_{SH} [nA]	V_{out} [mV]	$\frac{I_{out}}{2}$ [nA]
5	896.4	8.97	906.5	8.72
6	881.6	6.90	976.8	23.75
7	896.8	8.97	991.6	27.65
8	871.2	5.74	938.8	14.245
9	896.1	8.97	974.2	26.68
11	891.4	8.23	954.7	17.85
12	896.3	8.97	963.5	18.40
14	896.2	8.23	968.3	20.10
15	886.2	5.23	974.8	24.85

Tabela 4 – Tabela contendo os valores da tensão e corrente medidos das amostras da primeira rodada do PMUB

Neste trabalho não houve tempo hábil para irradiar estes circuitos, e avaliar sua sensibilidade à irradiação, pelo fato de a rodada de fabricação ter levado aproximadamente 10 meses para ser concluída. Esse tempo elevado também prejudicou o projeto do circuito da segunda rodada, pois quando averiguamos a dispersão na corrente de saída, o circuito já havia sido enviado. Na próxima seção discutiremos o projeto enviado na segunda rodada do PMUB.

O leiaute do projeto da primeira rodada do PMUB pode ser visto no apêndice A.1

4.2 CIRCUITO ENVIADO NA SEGUNDA RODADA PMUB

O circuito apresentado na Figura 27 foi enviado na segunda rodada do PMUB.

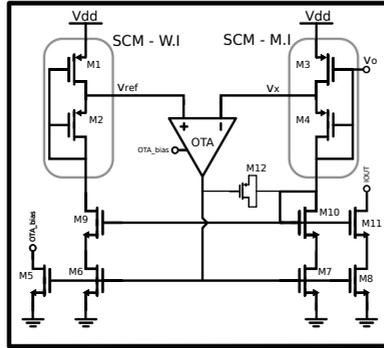


Figura 27 – Esquemático utilizado no SBCS.

Como apresentado na seção 4.1, o primeiro passo é fixar o nível de inversão i_{f3} igual a 3, para que possamos obter uma tensão de saída proporcional à tensão de limiar. Outra condição de contorno que utilizaremos é que a corrente que passa através dos SCMs é igual ao I_S do transistor M_4 .

Primeiramente, podemos calcular o erro associado ao nível de inversão do SCM na inversão moderada. Este erro impacta diretamente na corrente gerada. Supondo que o erro associado ao *offset* do amplificador (V_{err}) é de 5mV, utilizando a equação 2.8, geramos um gráfico do erro em corrente $\frac{\Delta i_{f4}}{i_{f4}}$ em função de α_3 , Figura 28.

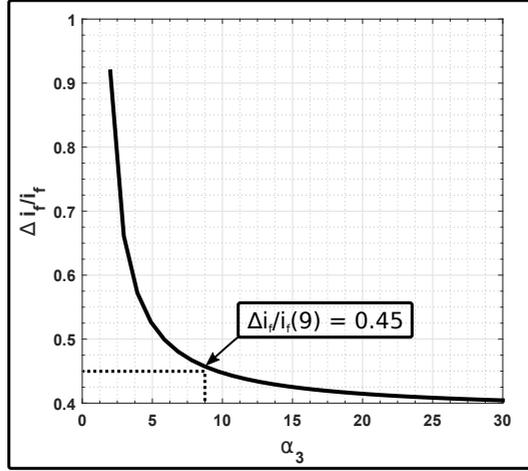


Figura 28 – Gráfico comparando o efeito de α_3 sob o erro em corrente.

Como o nível i_{f3} está fixo, o nosso único grau de liberdade neste SCM é α_3 . Analisando o gráfico da Figura 29, nota-se que o erro em corrente diminui conforme α_3 aumenta. Por conveniência escolhemos α_3 igual a 9, para que a razão $\frac{S_4}{S_3}$ seja igual a 8, o que simplifica o leiaute do SCM. Este valor nos gera um erro em corrente $\frac{\Delta i_{f4}}{i_{f4}}$ igual a 0.45. Este erro poderia ser melhorado, aumentando α_3 , porém o ganho obtido não compensaria a área do chip demandada.

Com os valores de α_3 e i_{f4} podemos calcular o valor de V_x e consequentemente α_1 utilizando a equação 2.6.

$$\ln(\alpha_1) = F\left(\frac{9}{3}\right) - F\left(\frac{1}{3}\right) \rightarrow \alpha_1 = 15.05 \quad (4.6)$$

Tendo α_1 podemos utilizar a equação 2.10 para calcular o i_{f2} máximo, admitindo para um erro no espelho de corrente inferior a 1% e um *offset* máximo na tensão V_{ref} de $500\mu\text{V}$. Aplicando os valores obtemos que i_{f2} deverá ser menor que 0.59. No intuito de deixar a tensão de referência mais robusta utilizamos um nível de inversão de uma década abaixo desse valor. No circuito da Figura 27 também foi implementada uma estrutura *cascode* para os espelhos de corrente. O capacitor M_{12} foi adicionado para melhorar a margem de fase do circuito. As dimensões e níveis de inversão dos transistores dos SCMs e espelhos de corrente podem ser vistos na tabela abaixo.

Transistor	Tipo	W_u [μm]	L_u [μm]	S	P	i_f	i_r
<i>Self Cascode Mosfet Weak Inversion</i>							
M_1	PHV	4.0	3.6	1	2	0.476	0.034
M_2	PHV	4.0	3.6	1	26	0.034	0
<i>Self Cascode Mosfet Moderate Inversion</i>							
M_3	PHV	4.5	3.0	4	1	3	0.33
M_4	PHV	4.5	3.0	1	2	0.33	0
<i>Current Mirror</i>							
M_5	nmos4	3.0	7.5	1	40	0.7	0
M_8	nmos4	3.0	7.5	1	24	0.7	0
$M_{6-7,9-11}$	nmos4	3.0	7.5	1	8	0.7	0
M_{12}	pmos4	10.0	10.0	1	36	-	-

Tabela 5 – Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do sensor de radiação enviado na segunda rodada do PMUB

Outro passo necessário para o desenvolvimento da fonte de corrente é projetar um AMPOP. A topologia escolhida foi a do AMPOP *Miller*, Figura 29. Escolhemos essa topologia por apresentar um ganho elevado e ser de fácil projeto. Inserimos *level shifters* em cada entrada do par diferencial, estes são compostos pelos transistores M_3 , M_6 , M_{11} e M_{13} , pois, como tanto V_x quanto V_{ref} estão dezenas de milli volts abaixo de V_{DD} e o AMPOP poderia operar em uma região de baixo ganho. O circuito implementado desta forma apresentou uma resposta suave no *startup*, sem picos de corrente abruptos.

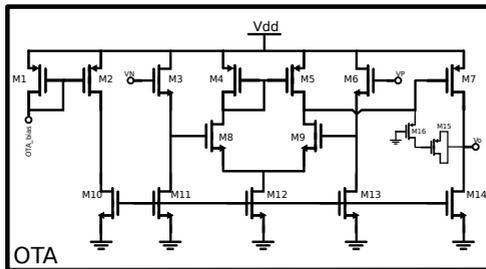


Figura 29 – OTA utilizado no circuito da Figura 27

No projeto desse AMPOP nos concentramos em maximizar o ganho e diminuir o consumo com uma margem de fase superior a 45° . A Figura 30 é uma simulação AC do AMPOP. Nesta simulação foram utilizados os transistores do espelho de corrente da Figura 27 como carga

capacitiva.

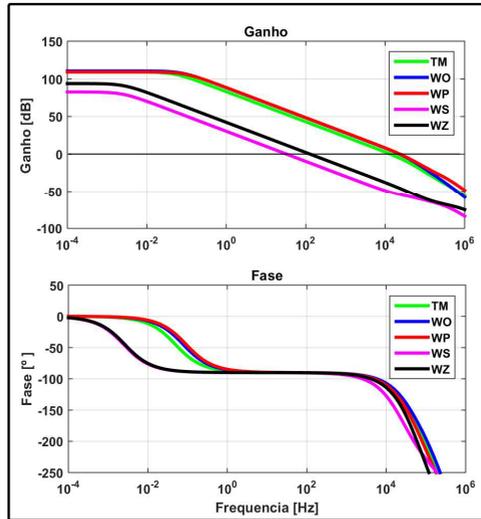


Figura 30 – Características de ganho e fase simuladas

Para todos os casos de variação de processo obtivemos um ganho superior a 80 dB e uma margem de fase superior a 70° .

No intuito de avaliar a tensão de *offset* desta configuração, efetuamos 500 rodadas de uma simulação de Monte Carlo. Com ela verificamos os efeitos de *mismatch* dos transistores sobre a tensão do *offset* do AMPOP. A distribuição obtida pode ser observada no histograma da Figura 31.

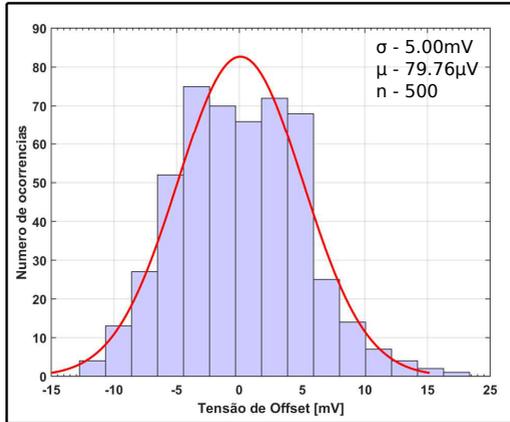


Figura 31 – Histograma da tensão de offset do AMPOP *miller*

Nesta simulação obtemos um offset médio (μ) inferior a $80\mu\text{V}$ e um desvio padrão (σ) de 5mV . Este elevado desvio padrão da tensão de *offset* é devido aos baixos níveis de inversão dos espelhos com uma área pequena. Na tabela 5 estão listados os principais parâmetros deste AMPOP.

Parâmetro	Unidade	Min	Max	σ	μ
Ganho DC	dB	87.3	107.5	6.70	96.5
Margem de Fase	°	49.02	86.07	9.03	66.31
Tensão de offset	mV	-12.75	18.36	5.00	0.076
Consumo de corrente	nA	150.6	188.1	6.05	167.9

Tabela 6 – Valores obtidos com a caracterização do AMPOP

Na tabela 6 constam os valores das dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do AMPOP.

Transistor	Tipo	W_u [μm]	L_u [μm]	S	P	i_f	i_r
<i>OTA</i>							
M_{1-2}	pmos4	1.4	10.0	1	8	0.93	0
$M_{3,6}$	nmos4	1.4	4.9	1	8	0.11	0
$M_{4-5,7}$	pmos4	1.4	10.0	1	8	0.95	0
M_{8-9}	nmos4	1.4	4.9	1	8	0.11	0
M_{10}	nmos4	1.4	10.0	1	16	1.86	0
$M_{11,13}$	nmos4	1.4	10.0	1	4	1.86	0
$M_{12,14}$	nmos4	1.4	10.0	1	8	1.86	0
M_{15}	pmos4	10.0	10.0	1	4	-	-
M_{16}	pmos4	1.4	10.0	1	2	-	-

Tabela 7 – Tabela contendo as dimensões e níveis de inversão utilizados no projeto do AMPOP

Podemos agora avaliar o comportamento transiente da corrente gerada e da tensão de saída deste circuito. Para isso efetuamos uma variação da tensão de alimentação de 0 a 3.3 volts em 100ms. A simulação pode ser observada na Figura 32.

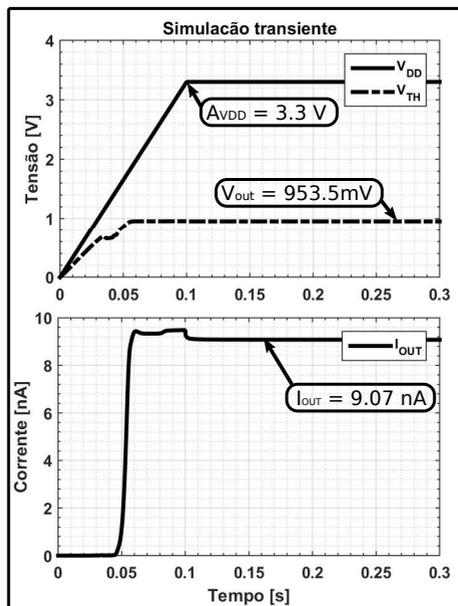


Figura 32 – Simulação transiente da fonte de corrente com AMPOP.

Também através de simulação variamos os *corners* dos dispositivos no intuito de verificar se a fonte de corrente esta variando com o processo. A tabela 8 contém os dados obtidos com simulações. Percebemos que a tensão de saída varia com o processo obtendo um erro inferior a 16 mV, a corrente gerada também sofre variação, porém, com erros inferiores a 11%.

Esquina	Método $\frac{g_m}{I_D}$		Medidas dos circuito	
	V_{TH} [mV]	I_{SH} [nA]	V_{TH} [mV]	I_{SH} [nA]
TM	933,80	9,95	948,91	7,14
WP	784,10	12,07	799,93	7,81
WS	1.080	8,29	1.100	6,06
WO	1.080	8,82	1.090	6,23
WZ	785,03	11,23	802,45	6,98
Erro relativo				
	Erro V_{TH} [mV]		Erro I_{SH} [%]	
TM	-15,11		8.84	
WP	-15,83		7.12	
WS	-20,00		10.37	
WO	-10,00		6.91	
WZ	-17,42		-8.90	

Tabela 8 – Valores obtidos através da simulação transiente do SBCS com AMPOP e caracterização DC do transistor.

Da mesma forma que no circuito da seção 4.1, executamos uma simulação de Monte Carlo para verificar os efeitos do *mismatch* na tensão de saída do circuito. O histograma da Figura 33 contém o erro relativo entre a tensão de limiar extraída através do método $\frac{g_m}{I_D}$ e a tensão de saída do circuito.

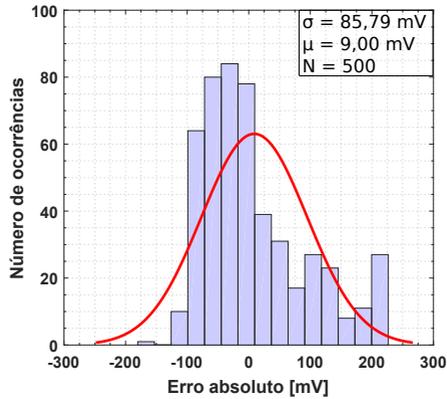


Figura 33 – Histograma do erro relativo da tensão de saída do circuito.

No histograma da Figura 33 observamos que o erro médio (μ) é inferior a 10 mV e o desvio padrão menor que 90 mV.

No intuito de validar o circuito ao ser irradiado, executamos a mesma simulação feita no circuito da primeira rodada. Variamos a mobilidade e a tensão de limiar no modelo SPICE do dispositivo e medimos este efeito sobre a tensão de saída do circuito. Nesta simulação também comparamos o circuito proposto com o extrator a corrente constante [4]. Os resultados obtidos podem ser vistos na Figura 34.

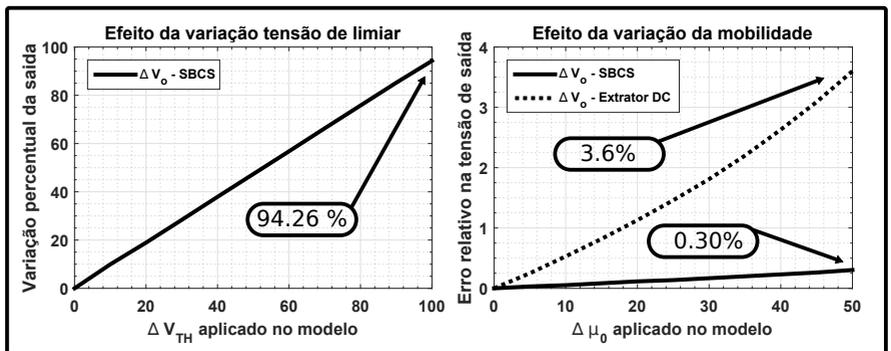


Figura 34 – Sensibilidade da tensão e corrente de saída para variações da mobilidade e tensão de limiar no modelo do transistor PHV.

No gráfico da esquerda a tensão de saída acompanhou proporcionalmente a variação da tensão de limiar, enquanto no da direita a tensão de saída permaneceu insensível à variação da mobilidade dos portadores. O circuito proposto apresentou uma sensibilidade à variação da mobilidade dos portadores muito menor do que o extrator DC.

Esta versão do circuito não retornou da fabricação a tempo de ser testada em bancada, de modo que isto deverá ser feito em um trabalho futuro.

O leiaute do circuito da segunda rodada do PMUB é brevemente detalhado no apêndice A.2.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Os resultados apresentados neste trabalho são promissores, uma vez que os circuitos propostos para leitura da tensão de limiar são praticamente insensíveis a variações da corrente específica e a variações devido ao processo de fabricação.

Os circuitos apresentaram uma sensibilidade muito elevada aos efeitos do *mismatch*, como o *offset* do AMPOP e o desbalanceamento do VFCM. Isto se deve, principalmente, pelo fato de que, em ambos os circuitos, o nível de inversão do SCM na inversão moderada é fixado em um valor muito pequeno, para possibilitar a leitura da tensão de limiar. Uma possível solução para reduzir esta sensibilidade seria elevar o nível de inversão deste SCM, de modo a ter uma corrente menos sensível, esta corrente seria utilizada para polarizar um dispositivo que seria utilizado como sensor. Contudo, esta solução aumentaria consideravelmente o tamanho do circuito. Outra solução que poderia ser implementada no circuito da segunda rodada, seria utilizar métodos de cancelamento de *offset* no AMPOP.

A metodologia apresentada na seção 2.1, para o cálculo dos níveis de inversão dos SCMs em função da resolução aceita no projeto, pode ser utilizada em todas as fontes extratoras da corrente específica apresentadas. Todas estas fontes utilizam o conceito do VFCM, porém, implementado de forma diferente. Em trabalhos futuros será implementada, como sensor, a fonte de corrente da seção 2.3, por implementar o mesmo conceito de forma mais simples.

A próxima etapa deste trabalho será efetuar as medidas em bancada do circuito da segunda rodada. Feito isto, poderemos irradiar ambos projetos e verificar a sensibilidade que estes sensores irão obter. Utilizaremos também os transistores avulsos a fim de caracterizar a sensibilidade em função da tensão de polarização, para podermos otimizar o projeto dos elevadores de tensão.

REFERÊNCIAS

- [1] O. F. Siebel, “Desenvolvimento de um dosímetro in vivo a MOSFET para aplicações em radioterapia,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [2] A. Grove, *Physics and technology of semiconductor devices*. Wiley, 1967.
- [3] O. F. Siebel, J. G. Pereira, R. S. Souza, F. J. Ramirez-Fernandez, M. C. Schneider, and C. Galup-Montoro, “A very-low-cost dosimeter based on the off-the-shelf CD4007 MOSFET array for in vivo radiotherapy applications,” *Radiation Measurements*, vol. 75, pp. 53–63, 2015.
- [4] O. F. Siebel, M. C. Schneider, and C. Galup-Montoro, “MOSFET threshold voltage: Definition, extraction, and some applications,” *Microelectronics Journal*, vol. 43, no. 5, pp. 329–336, 2012.
- [5] XFAB-XC06. (2017) 0.6 Micron Modular Mixed Signal Technology with Embedded Non Volatile Memory and High Voltage Options. [Online]. Available: <https://www.xfab.com/technology/cmos/06-um-xc06/>
- [6] P. Heim, S. Schultz, and M. A. Jabri, “Technology-independent biasing technique for CMOS analogue micropower implementations of neural networks,” *4-th International Workshop on Cellular Neural Network and their applications*, 1995.
- [7] H. J. Oguey and D. Aebischer, “CMOS current reference without resistance,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 7, pp. 1132–1135, 1997.
- [8] E. Vittoz and J. Fellrath, “CMOS analog integrated circuits based on weak inversion operations,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 12, no. 3, pp. 224–231, 1977.
- [9] E. M. Camacho-Galeano, C. Galup-Montoro, and M. C. Schneider, “A 2-nW 1.1V self-biased current reference in CMOS technology,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 52, no. 2, pp. 61–65, 2005.

- [10] I. N. de Cancer. (2017) Radioterapia. [Online]. Available: <http://www.inca.gov.br/>
- [11] IBCC. (2017) Instituto Brasileiro de Controle de Câncer. [Online]. Available: <http://www.ibcc.org.br>
- [12] C. Viegas, D. Batista, L. Da Rosa, A. Campos, and R. Lopes, “Dosimetria in vivo com uso de detector termoluminescente aplicada ao tratamento de câncer de cabeça e pescoço,” *PQRT/INCA*.
- [13] B. J. B. Batista, “Avaliação de dosímetros termoluminescentes para uso em radioterapia com fótons de alta energia,” Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 2011.
- [14] C. A. Bizetto, “Caracterização das propriedades dosimétricas de diodos de silício empregados em radioterapia com feixe de fótons,” Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 2013.
- [15] M. G. Inza, “Sensores mos de radiación ionizante. fenómenos fundamentales, estructura y circuitos,” Tese de Doutorado, Facultad de Ingeniería, Buenos Aires, 2013.
- [16] M. C. Schneider and C. Galup-Montoro, *CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling*. Cambridge University Press, 2010.
- [17] PMUB. (2017) Projeto Multiusuário Brasileiro. [Online]. Available: <http://www.ceitec-sa.com/produtos/SitePages/servicos.aspx?produto=servicos>
- [18] M. Garcia-Inza, G. Salaya, A. Faigón, and S. Carbonetto, “Design and characterization of a CMOS Two-Stage Miller Amplifier for ionizing radiation dosimetry,” in *2017 Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (CAMTA)*, August 2017.
- [19] A. F. O. Hurtado, “Design methodology of a modular CMOS ultra-low power self-biased current source,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.
- [20] E. M. Camacho-Galeano, J. Q. Moreira, M. D. Pereira, A. J. Cardoso, C. Galup-Montoro, and M. C. Schneider, “Temperature performance of sub-1V ultra-low power current sources,” in *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*. IEEE, 2008, pp. 2230–2233.

- [21] B. Gilbert, "Current mode, voltage mode, or free mode? a few sage suggestions," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 38, no. 2-3, pp. 83–101, 2004.

APÊNDICE A - Leiaute dos Circuitos fabricados

A.1 LEIAUTE DO CIRCUITO FABRICADO NA PRIMEIRA RODADA DO PMUB

Para facilitar o procedimento de leiaute deste projeto, o sensor de radiação foi dividido em 4 partes, os SCM na inversão moderada e fraca, o espelho de corrente *cascode* e o espelho de corrente PMOS que compõe o VFCM. O leiaute completo pode ser visto na Figura 35.

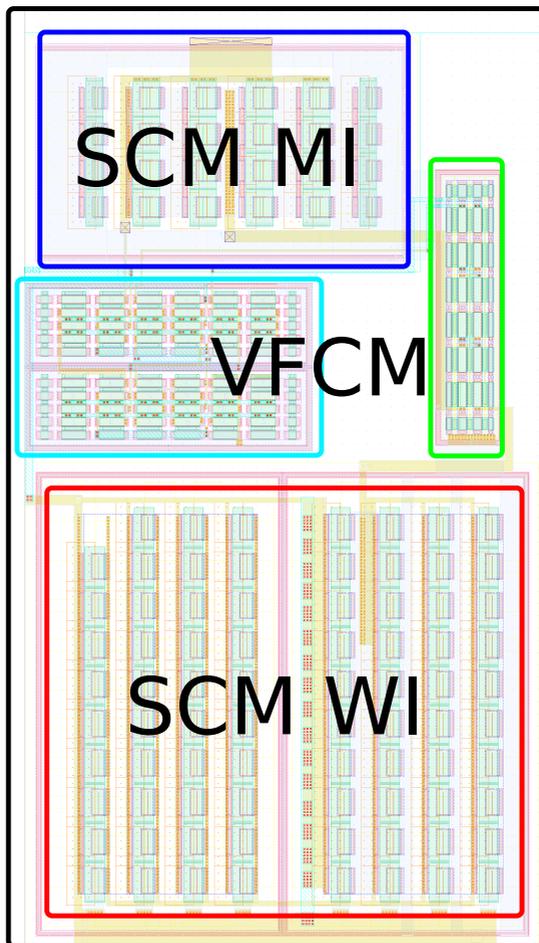


Figura 35 – Sensor de radiação enviado na primeira rodada do PMUB

Como os SCMs foram projetados com transistores assimétricos de alta tensão, algumas de suas características dificultaram a implementação de um leiaute com transistores bem distribuídos. Em consequência, tivemos que organizar os transistores em matrizes diferentes. Os leiautes podem ser vistos nas Figuras 36 e 37.

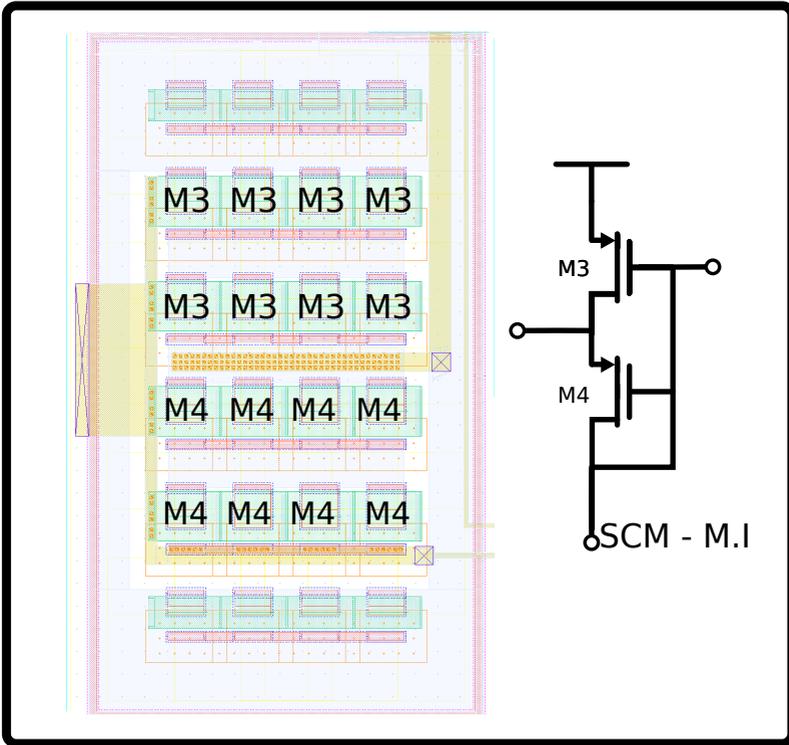


Figura 36 – Leiaute do SCM na inversão moderada utilizado na primeira rodada do PMUB

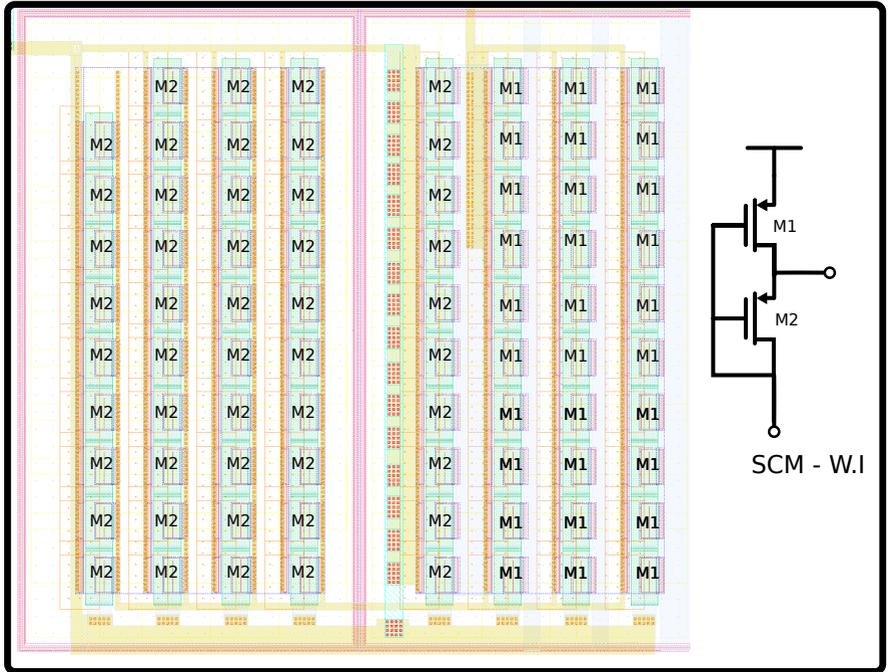


Figura 37 – Leiaute do SCM na inversão fraca utilizado na primeira rodada do PMUB

O transistores do espelho de corrente foram distribuídos de forma simétrica no leiaute, com o intuito de reduzir o *mismatch* entre os mesmos, este leiaute pode ser visto na Figura 38.

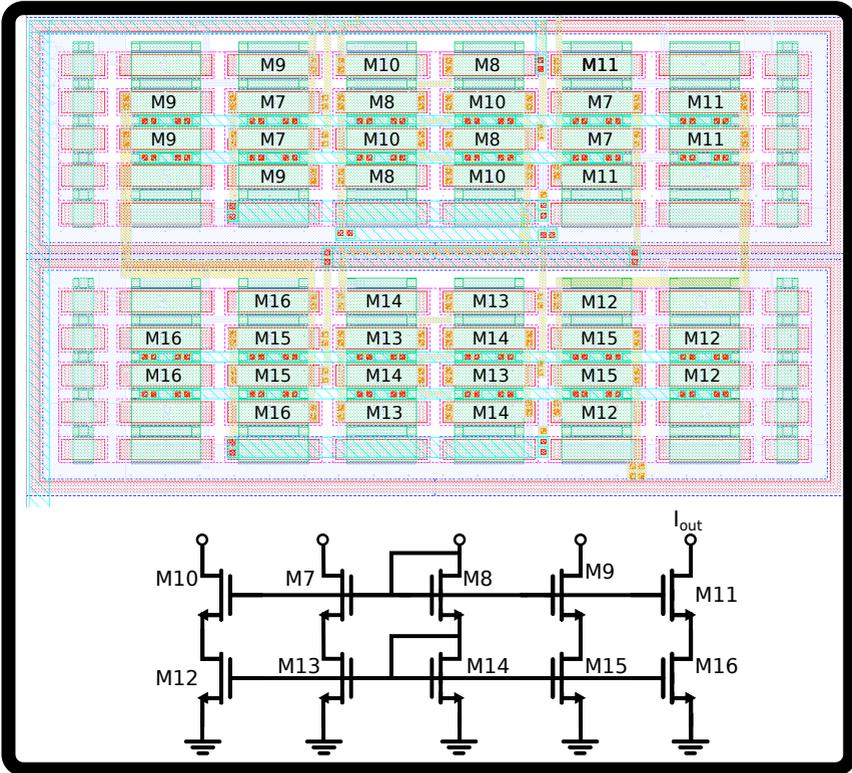


Figura 38 – Espelho de corrente *cascode* utilizado na primeira rodada do PMUB

Os transistores PMOS que compõem o VFCM também foram distribuídos simetricamente, conforme mostrado na Figura 39.

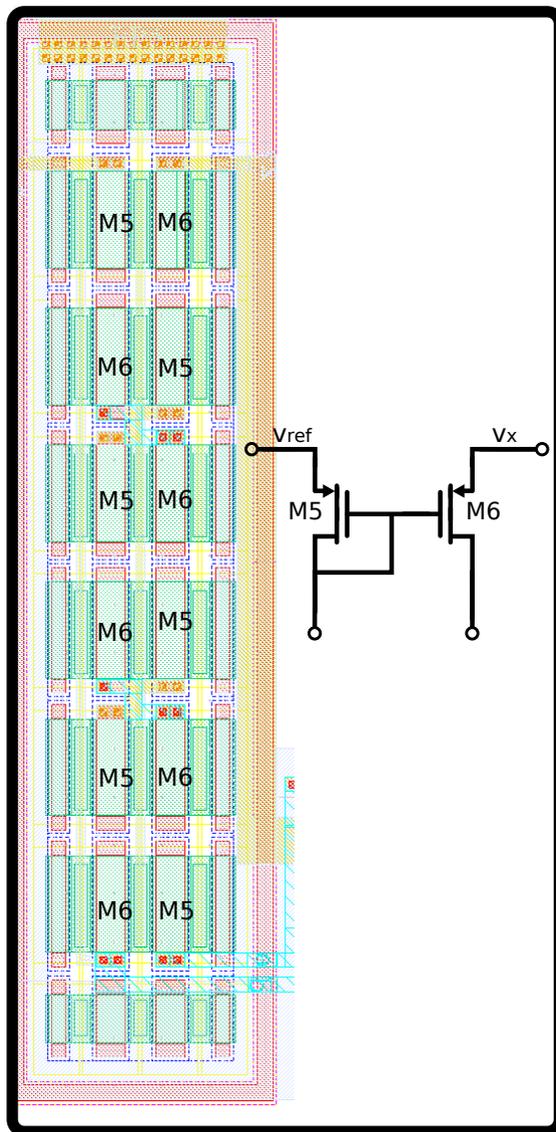


Figura 39 – Leiaute do espelho de corrente PMOS que do VFCM

Abaixo, segue a Figura contendo o circuito completo, incluindo os PADs utilizados:

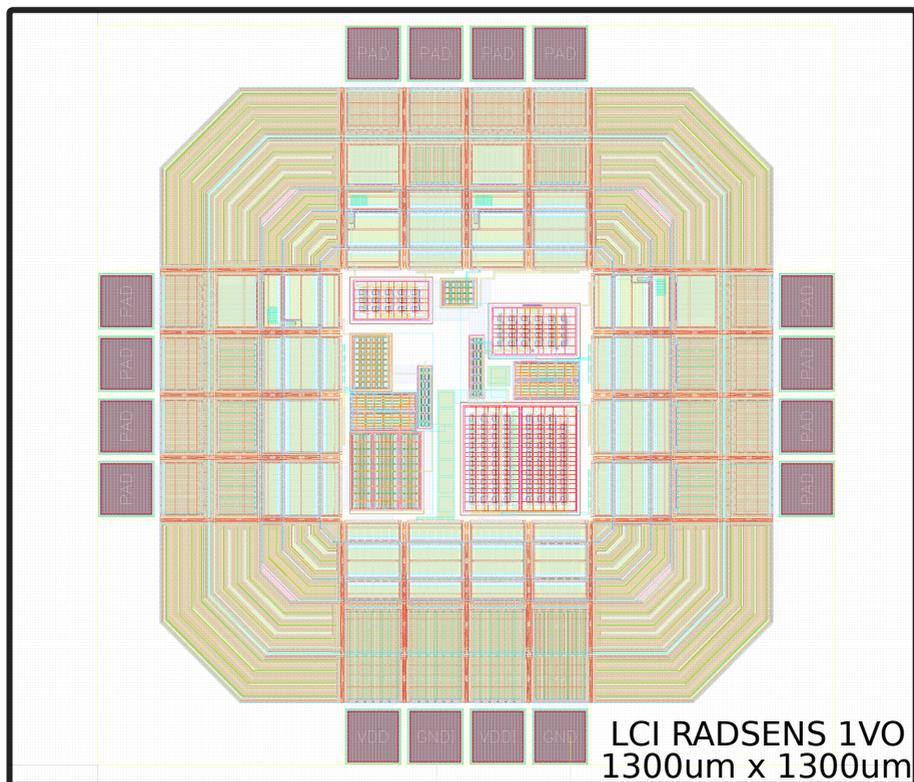


Figura 40 – Circuito completo enviado na primeira rodada do PMUB, Dimensões (1300 μm x 1300 μm)

A.2 LEIAUTE DO CIRCUITO FABRICADO NA SEGUNDA RODADA DO PMUB

Como anteriormente o sensor de radiação foi dividido em blocos para facilitar o leiaute deste projeto, estes blocos são os SCMs na inversão fraca e moderada, um AMPOP e o espelho de corrente *cascode*. O leiaute completo pode ser visto na figura 41.

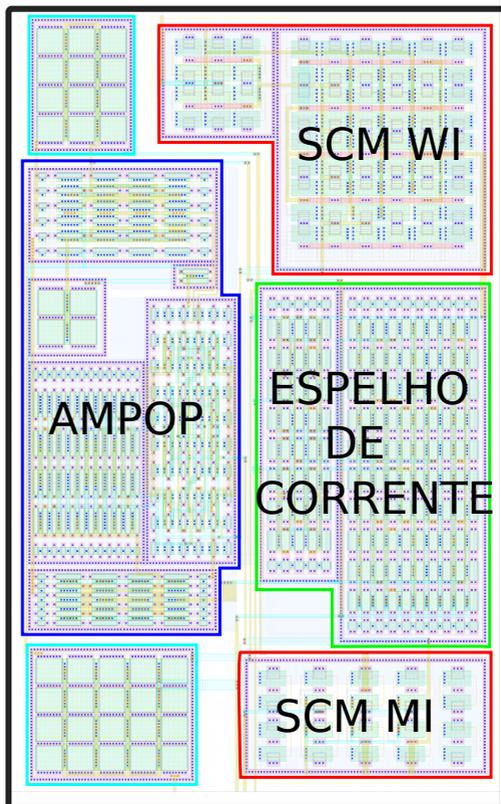


Figura 41 – Sensor de radiação enviado na segunda rodada do PMUB

Novamente os SCMs foram projetados com transistores assimétricos, dificultando sua distribuição simétrica no leiaute. O leiaute de ambos SCMs podem ser observados nas Figuras 42 e 43.

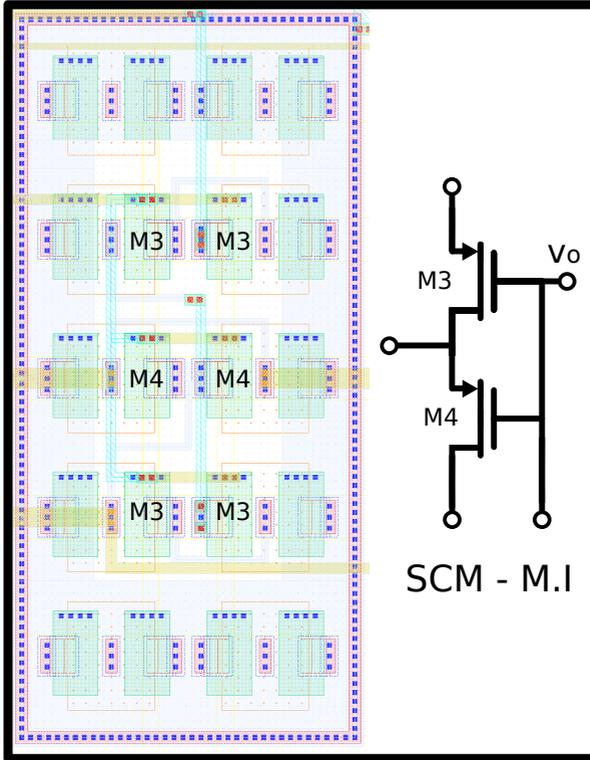


Figura 42 – Leiaute do SCM na inversão moderada utilizado na segunda rodada do PMUB

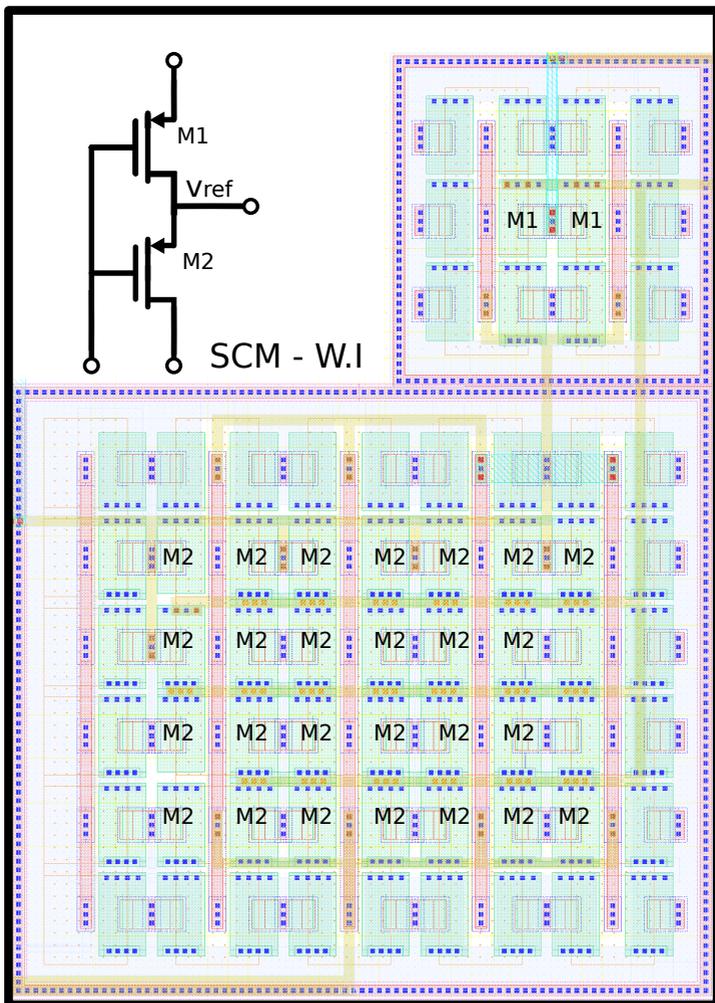


Figura 43 – Leiaute do SCM na inversão fraca utilizado na segunda rodada do PMUB

No leiaute do AMPOP, Figura 44, colocamos os transistores NMOS dos *level shifters* na mesma matriz dos transistores do par diferencial, de modo a deixar o circuito mais robusto ao *mismatch* entre eles. Tanto no espelho de corrente, quanto na carga ativa com estágio de saída, fizemos o leiaute o mais simétrico possível, de modo a não causar um offset sistemático no circuito.

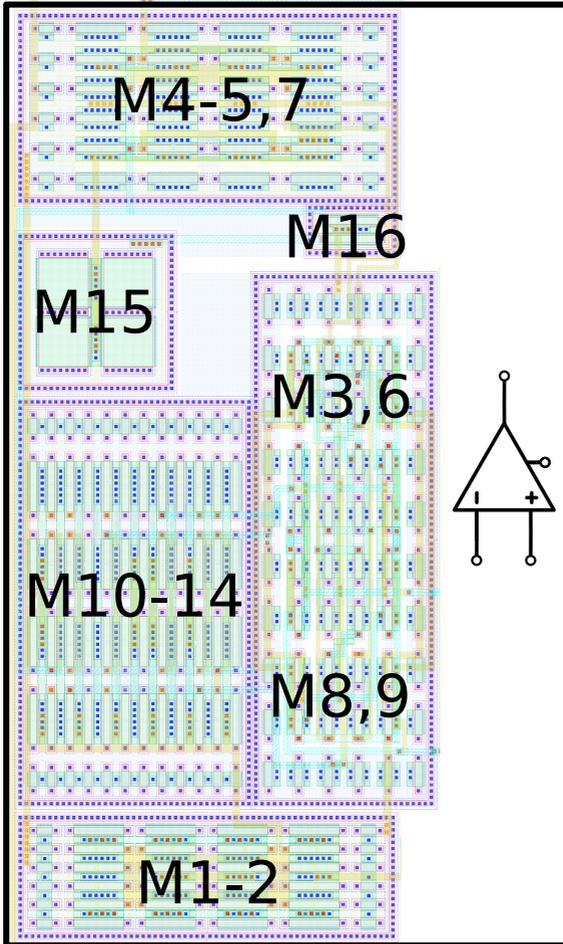


Figura 44 – Leiaute do AMPOP utilizado

O leiaute do espelho de corrente da Figura 45 também seguiu o mesmo princípio de tentar manter a maior simetria possível.

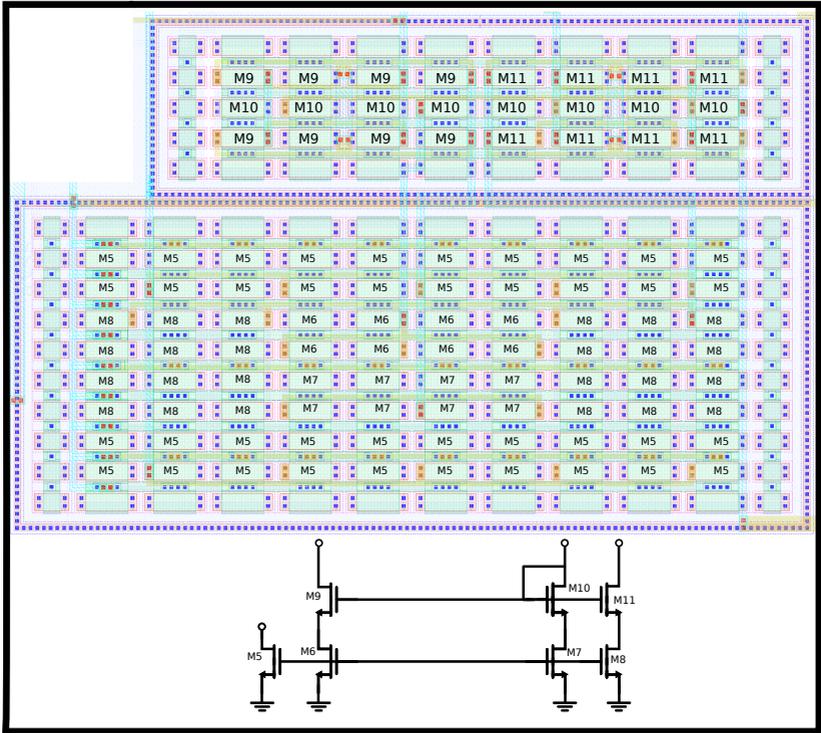


Figura 45 – Espelho de corrente *cascode* utilizado na segunda rodada do PMUB

O circuito da Figura 46 é o projeto completo, incluindo os *pads*. Neste projeto foram enviados dois sensores de radiação para executar uma medida diferencial e um *charge pump* desenvolvido em outro projeto do Laboratório de Circuitos Integrados. O *charge pump* será utilizado para polarizar os sensores durante a irradiação.

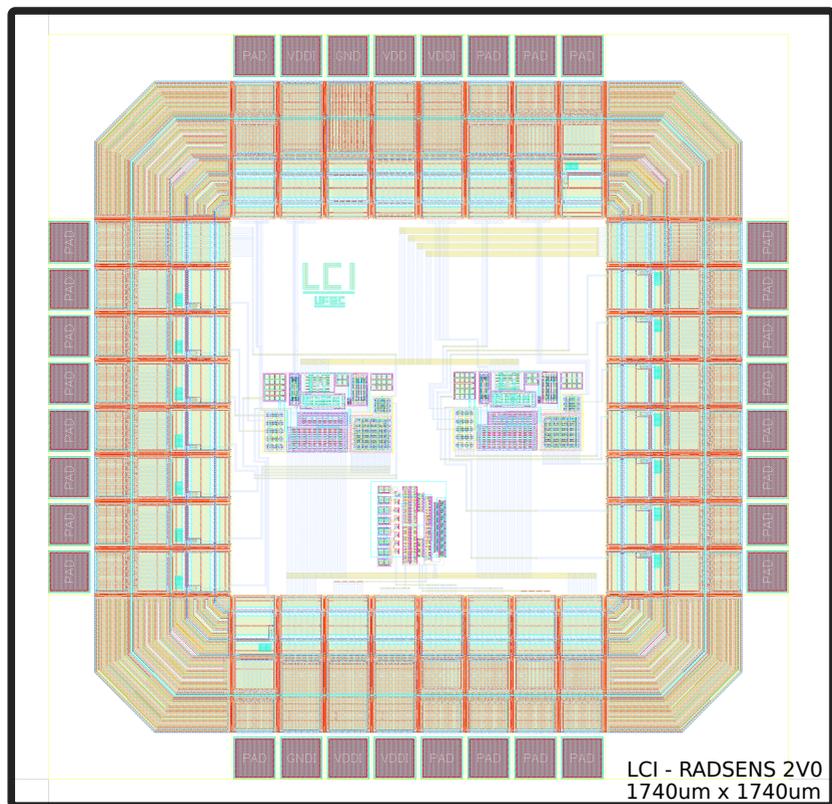


Figura 46 – Circuito completo enviado na segunda rodada do PMUB.