



COPPE/UFRJ

FAIXA DINÂMICA EM SENSORES DE IMAGEM CMOS

Leo Huf Campos Braga

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Rio de Janeiro
Agosto de 2009

FAIXA DINÂMICA EM SENSORES DE IMAGEM CMOS

Leo Huf Campos Braga

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho, Dr. d'État

Prof. José Gabriel Rodriguez Carneiro Gomes, Ph.D.

Dr. Leonardo Bruno de Sá, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2009

Braga, Leo Huf Campos

Faixa Dinâmica em Sensores de Imagem CMOS /
Leo Huf Campos Braga. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE,
2009.

XII, 71 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa
de Engenharia Elétrica, 2009.

Referencias Bibliográficas: p. 69-71.

1. Sensores de Imagem CMOS. 2. Alta Faixa
Dinâmica. 3. Razão Sinal-Ruído. I. Mesquita Filho,
Antonio Carneiro de. II. Universidade Federal do Rio de
Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III.
Título.

*Aos meus pais, pelo suporte e estímulos oferecidos à
minha formação pessoal e profissional.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, ao meu orientador, Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho, que desde 2004 me norteia em minhas pesquisas e ambições acadêmicas.

Agradeço também a todos os amigos e colegas que fiz neste período no Laboratório de Projeto de Circuitos e no Programa de Engenharia Elétrica como um todo, por todas as valiosas discussões técnicas que em muito agregaram a este trabalho, assim como pelas horas de descanso nas quais pudemos confraternizar.

Em especial, agradeço ao Estêvão Coelho Teixeira, aluno de doutorado do laboratório, pelas diversas interações e pelo trabalho em conjunto. Agradeço à Suzana Domingues, colega desde a turma de graduação em Eletrônica, pela grande ajuda no projeto, simulação e *layout* de circuitos integrados.

Agradeço ao Dr. Leonardo Bruno de Sá, que não apenas foi um grande colega e professor durante meu primeiro ano de mestrado, mas como também aceitou agora avaliar esta dissertação.

Ao Prof. José Gabriel Rodriguez Carneiro Gomes, pelas orientações durante as matérias de mestrado que realizei sob sua tutela, como também por ter aceitado avaliar meu trabalho, sou muito grato.

Por fim, mas não menos especialmente, a todos os meus amigos e à minha família, que permitem que minhas horas vagas façam valer a pena o esforço dedicado nos momentos mais difíceis.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

FAIXA DINÂMICA EM SENSORES DE IMAGEM CMOS

Leo Huf Campos Braga

Agosto/2009

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Programa: Engenharia Elétrica

Esta dissertação tem como ponto central de discussão sensores de imagem CMOS que utilizam alguma técnica para obter elevada faixa dinâmica. São estudadas, principalmente, duas técnicas de alta faixa dinâmica, tempo até a saturação e uma técnica proposta pelo LPC, além da arquitetura convencional de sensores CMOS para referência, a APS 3T. Primeiramente estas arquiteturas foram analisadas através da aplicação de um modelo teórico, para em seguida serem realizadas simulações para comprovar estes resultados. Estas simulações, além de observar o comportamento transiente das arquiteturas, buscaram também extrair valores para os parâmetros utilizados nos modelos teóricos.

Os resultados obtidos nestas duas primeiras etapas do trabalho permitiram a implementação de uma nova arquitetura, que combina as melhores características das arquiteturas estudadas. Esta nova arquitetura também foi analisada com o auxílio do modelo de sensor de imagem e, em seguida, simulada. Os resultados obtidos mostraram que foi possível combinar o baixo ruído da arquitetura do LPC, possibilitando a leitura de baixos níveis de iluminação, com a grande extensão de faixa dinâmica para altos níveis de iluminação da arquitetura de tempo até a saturação. Por fim, foi realizado o projeto físico desta nova arquitetura, para futura fabricação e teste.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

DYNAMIC RANGE IN CMOS IMAGE SENSORS

Leo Huf Campos Braga

August/2009

Advisor: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Department: Electrical Engineering

This thesis centers its discussions in high dynamic range (HDR) CMOS image sensors, which employ one of many existing techniques to obtain their increased dynamic range. The study focused on two HDR techniques, the time-to-saturation architecture and an architecture developed by the Integrated Circuit Design Laboratory (LPC) of UFRJ. The conventional APS 3T image sensor architecture was also discussed for reference purposes.

The study was divided in two stages: first, the architectures were analyzed through an image sensor model, which tried to predict the dynamic range and the signal-to-noise ratio of the sensors. Then, simulations were performed that not only analyzed the transient response of the sensors, but also tried to extract the parameters values for the theoretical model previously described.

The results obtained in these two stages allowed for the development of a new architecture, combining the best characteristics of the studied architectures. This new architecture were also analyzed with the image sensor model and then simulated. The obtained results showed that it was possible to successfully combine the low noise of the LPC architecture, which allows for low light levels to be read, with the large dynamic range extension for high levels of illumination of the time-to-saturation architecture.

Finally, the layout of a 2x2 pixel matrix of this new architecture is developed, for future fabrication and testing.

ÍNDICE

1.	Introdução	1
2.	Análise teórica	4
2.1.	Modelo de sensor de imagem.....	4
2.2.	Arquiteturas de sensor de imagem	6
2.2.1.	Arquitetura <i>Active Pixel Sensor</i> (APS)	7
2.2.2.	Arquitetura HDR proposta pelo LPC	11
2.2.3.	Arquitetura HDR de múltiplas capturas de imagem.....	13
2.2.4.	Arquitetura HDR de tempo até a saturação	16
2.3.	Comparação entre as arquiteturas.....	21
3.	Projeto elétrico e simulações	23
3.1.	Arquitetura APS padrão	23
3.1.1.	Extração de parâmetros.....	25
3.1.2.	Simulação transiente	30
3.2.	Arquitetura HDR proposta pelo LPC	32
3.2.1.	Extração de parâmetros.....	35
3.2.2.	Simulação transiente	37
3.3.	Arquitetura HDR de tempo até a saturação	38
3.3.1.	Extração de parâmetros.....	42
3.3.2.	Simulação transiente	45
3.4.	Comparação entre as arquiteturas.....	48
4.	Projeto de uma nova arquitetura.....	51
4.1.	Análise teórica	51
4.2.	Projeto elétrico.....	53
4.2.1.	Extração de parâmetros.....	55
4.2.2.	Simulações transientes.....	58
4.2.3.	Comparação com a arquitetura APS-TS.....	61
4.3.	Projeto físico.....	64
5.	Conclusão	67
6.	Referências bibliográficas.....	69

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: modelo simplificado de um sensor de imagem.	4
Figura 2: modelo completo de um sensor de imagem.	6
Figura 3: diagrama simplificado de um <i>pixel</i> 3T e da coluna de um sensor APS.	7
Figura 4: modelo de um sensor de imagem com ruído total referenciado à entrada.	8
Figura 5: $f_0(i)$	9
Figura 6: SNR para o sensor APS 3T com parâmetros de referência.	10
Figura 7: diagrama simplificado da arquitetura HDR desenvolvida no LPC.	12
Figura 8: SNR para o sensor HDR-LPC com três valores para σ_{Qr}	13
Figura 9: diagrama simplificado de um DPS, sensor comumente utilizado para implementar a arquitetura MC.	14
Figura 10: SNR para o sensor MC com parâmetros de referência em duas configurações.	16
Figura 11: diagrama simplificado da arquitetura mista APS-TS descrita em [15].	17
Figura 12: SNR para o sensor APS-TS descrito em [15] para três valores de corrente máxima.	20
Figura 13: comparação direta entre as três arquiteturas HDR e o APS convencional. ...	21
Figura 14: esquemático do APS 3T fabricado no laboratório.	24
Figura 15: esquemático reduzido do APS 3T para simulação do ruído de leitura.	27
Figura 16: resultado da simulação <i>AC noise</i> para se obter o ruído de leitura do APS. ...	28
Figura 17: PSD do ruído <i>shot</i> para uma corrente total de 10 fA obtida com a simulação <i>AC noise</i>	29
Figura 18: regressão linear da PSD do ruído <i>shot</i>	29
Figura 19: SNR do APS de referência com $i_d = 1$ fA e do APS com os parâmetros extraídos.	30
Figura 20: saída (V_{out}) vs. entrada (i_{ph}) do APS simulado em (a) escala log e (b) escala linear.	31
Figura 21: esquemático da arquitetura HDR desenvolvida pelo LPC.	33
Figura 22: esquemático do amplificador utilizado na arquitetura HDR-LPC.	34
Figura 23: resultado da simulação <i>AC noise</i> para se obter o ruído de leitura da HDR-LPC.	36
Figura 24: SNR da arquitetura HDR-LPC com parâmetros de referência ($\sigma_{Qr} = 10q$) e com parâmetros extraídos.	37

Figura 25: saída (V_{out}) vs. entrada (i_{ph}) da arquitetura HDR-LPC em (a) escala log e (b) escala linear.....	38
Figura 26: esquemático da arquitetura HDR de tempo até a saturação.....	39
Figura 27: esquemático do comparador da arquitetura HDR de tempo até a saturação.	40
Figura 28: resultado da simulação <i>AC noise</i> para se obter o ruído referenciado à saída do <i>source-follower</i>	43
Figura 29: SNR da arquitetura APS-TS de referência e com os parâmetros extraídos..	44
Figura 30: saída V_{out1} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.....	45
Figura 31: saída V_{out2} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.....	47
Figura 32: saídas V_{out1} e V_{out2} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.	48
Figura 33: comparação da SNR entre as arquiteturas APS, APS-TS e HDR-LPC com parâmetros extraídos.	49
Figura 34: faixa dinâmica e limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente das três arquiteturas projetadas, obtidos a partir das simulações transientes.	50
Figura 35: diagrama simplificado da nova arquitetura proposta.....	52
Figura 36: SNR das arquiteturas APS-TS e da nova arquitetura com parâmetros de referência.	53
Figura 37: esquemático da nova arquitetura proposta.....	54
Figura 38: resultado da simulação <i>AC noise</i> para se obter o ruído referenciado à saída do circuito de leitura.	57
Figura 39: SNR da nova arquitetura proposta com parâmetros de referência e extraídos.	57
Figura 40: saída V_{out1} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.....	58
Figura 41: saída V_{out2} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.....	60
Figura 42: saídas V_{out1} e V_{out2} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.	61
Figura 43: comparação da SNR entre a nova arquitetura e a arquitetura APS-TS, ambas com parâmetros extraídos.....	62
Figura 44: faixa dinâmica e limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente das quatro arquiteturas projetadas neste trabalho, obtidos a partir das simulações transientes.	63
Figura 45: layout de um <i>pixel</i> da nova arquitetura.	65
Figura 46: layout da matriz 2x2 de <i>pixels</i> da nova arquitetura.	66

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1: faixas dinâmicas para as curvas na Figura 6.	11
Tabela 2: comparação entre as faixas dinâmicas das quatro arquiteturas estudadas. ...	21
Tabela 3: tamanho dos elementos no projeto elétrico do APS 3T.	25
Tabela 4: tamanho dos elementos no projeto elétrico da arquitetura HDR-LPC.	33
Tabela 5: tamanho dos elementos do amplificador da arquitetura HDR-LPC.	34
Tabela 6: tamanho dos elementos no projeto elétrico da arquitetura APS-TS.	39
Tabela 7: tamanho dos elementos do comparador da arquitetura APS-TS.	41
Tabela 8: comparação entre resultados obtidos com a extração de parâmetros e com as simulações transientes da arquitetura APS-TS.	48
Tabela 9: comparação entre as faixas dinâmicas das arquiteturas APS, APS-TS e HDR-LPC com parâmetros extraídos.	49
Tabela 10: tamanho dos elementos no projeto elétrico da nova arquitetura.	54
Tabela 11: comparação entre resultados obtidos com a extração de parâmetros e com as simulações transientes da nova arquitetura.	61

ABREVIATURAS

AC	<i>Alternating Current</i> (corrente alternada)
A/D	(Conversão) Analógico-Digital
AEB	Agência Espacial Brasileira
APS	<i>Active Pixel Sensor</i>
CCD	<i>Charge Coupled Device</i>
CDS	<i>Correlated Double Sampling</i> (amostragem dupla correlacionada)
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
DC	<i>Direct current</i> (corrente contínua)
DPS	<i>Digital Pixel Sensor</i>
FPN	<i>Fixed-Pattern Noise</i> (ruído de padrão fixo)
HDR	<i>High Dynamic Range</i> (alta faixa dinâmica)
LPC	Laboratório de Projeto de Circuitos
MC	(Arquitetura de) Múltiplas Capturas de imagem
PSD	<i>Power Spectral Density</i> (densidade espectral de potência)
RS	<i>Row Select</i> (seleção de linha)
SH	<i>Sample & Hold</i> (circuito amostrador)
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (razão sinal-ruído)
TS	(Arquitetura de) Tempo até a Saturação

1. Introdução

Sistemas de imageamento são sistemas que captam a radiação eletromagnética na faixa da luz visível em uma cena e armazenam-na em algum meio passível de interpretação pelo homem. Especificamente, os sistemas de imageamento digitais, para cumprirem esta função, são compostos por um sistema de lentes, um elemento foto-sensor, um conversor analógico-digital (A/D) e circuitos digitais para processamento da imagem.

Cada componente do sistema possui uma função específica e essencial para o processo de captação ou armazenamento da imagem. Primeiro, as lentes focam a cena na área sensível à luz do sensor, que por sua vez traduz a radiação eletromagnética na faixa da luz visível em grandezas elétricas. Em seguida, é realizada a conversão dos sinais analógicos gerados pelo sensor em sinais digitais e, por fim, pode ser aplicado algum processamento à imagem, como, por exemplo, redução de ruído.

A luz que atinge o sensor tem duas principais características: o comprimento de onda, que, para a faixa visível, indica a cor, e a intensidade do fluxo luminoso, que indica o brilho. Para identificar a cor, os sensores costumam utilizar filtros de cores em sua superfície, como o filtro de Bayer [1]. Já a identificação da intensidade do fluxo luminoso (ou iluminância, medido em lux) fica a cargo do próprio sensor.

Nesse contexto, o termo faixa dinâmica se refere à extensão de iluminância que o sensor é capaz de detectar. Dessa forma, a tecnologia e a arquitetura escolhidas para a fabricação do sensor são determinantes na faixa dinâmica de um sistema de imageamento.

As tecnologias disponíveis atualmente para a fabricação de sensores de imagem são a CCD (*Charge Coupled Devices*) e a CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Cada uma possui características que as tornam mais indicadas para certas aplicações. Entretanto, os recentes avanços na tecnologia CMOS têm transformado-a em uma opção cada vez mais viável para aplicações anteriormente dominadas por sensores CCD [1, 2]. Dentro da tecnologia CMOS, é a arquitetura APS (*Active Pixel Sensor*) que predomina entre os sensores comercialmente disponíveis.

Contudo, enquanto que cenas do cotidiano possuem iluminâncias que variam de 10^{-3} lux para visão noturna a 10^5 lux para um dia ensolarado [3] – o equivalente a 160 dB de extensão luminosa – sensores de imagem CCD e CMOS típicos costumam ter sua sensibilidade limitada a cerca de 70 dB [1 - 4]. Esta diferença se torna ainda maior

quando o sensor é utilizado em aplicações específicas como processos industriais, imageamento médico e imageamento automotivo, que apresentam faixas dinâmicas ainda mais elevadas.

Para contornar este problema, técnicas de geração de imagens com alta faixa dinâmica (HDR, do inglês *high dynamic range*) começaram a surgir no início dos anos 90. O primeiro relato da produção de imagens com alta faixa dinâmica foi feito em 1993 por Mann [5], no qual imagens com diferentes tempos de exposição foram combinadas para formar a imagem final. Posteriormente, em 1997, Debevec [6] introduziu este conceito nos sistemas de imageamento digitais. Em ambos os casos, a imagem com alta faixa dinâmica era produzida a partir do processamento de imagens pré-existentes.

Na última década, com o avanço da tecnologia CMOS – que permite a integração de circuitos eletrônicos no mesmo substrato do sensor –, as técnicas para alta faixa dinâmica começaram a migrar para dentro do sensor. Nesses casos, a saída do sistema de imageamento já fornece diretamente imagens com alta faixa dinâmica.

A técnica introduzida por Mann foi uma das primeiras a ser implementada no próprio sensor [7, 8]. Protótipos mais recentes permitem que até 300 imagens [9] sejam tiradas e combinadas automaticamente pelo sensor, em um único período de exposição padrão.

Além da técnica de combinação de imagens com diferentes tempos de exposição, diversas outras técnicas de implementação no próprio sensor foram propostas para aumentar a faixa dinâmica. Alguns dos principais exemplos são: *pixel* com auto-reset [10,11], *pixel* com resposta logarítmica [12-14] e tempo até a saturação [15]. Entretanto, a utilização dessas técnicas, inclusive a de combinação de imagens no próprio sensor, freqüentemente implica na redução da razão sinal-ruído (*SNR*, do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) do sensor, reduzindo a qualidade de imagem.

O objeto de estudo desta dissertação são sensores de imagem CMOS que utilizam alguma técnica para obter elevada faixa dinâmica. As técnicas serão estudadas e comparadas tanto em função da faixa dinâmica que conseguem obter quanto em função da qualidade de imagem, medida pela razão sinal-ruído. Serão realizadas análises teóricas das seguintes técnicas: múltiplas capturas de imagem, tempo até a saturação e arquitetura HDR proposta pelo Laboratório de Projeto de Circuitos (LPC) [16], além da arquitetura APS padrão previamente fabricada [17] para efeito de comparação.

Em seguida, estas arquiteturas serão simuladas de forma a comprovar os resultados teóricos, exceto a arquitetura de múltiplas capturas de imagem, por motivos que serão explicados na seção 2.2.3. Ao final, será realizado o projeto elétrico e físico de uma nova arquitetura, combinando os melhores resultados obtidos das arquiteturas estudadas.

Para atingir tal objetivo, esta dissertação desenvolve-se em quatro capítulos, além da introdução. No capítulo 2 será realizada a análise teórica das técnicas, com base em um modelo de sensor de imagem existente na literatura [18,19]. Em seguida, no capítulo 3, serão realizadas simulações utilizando os modelos de componentes do processo de fabricação AMS 0,35 μm [20]. No capítulo 4 será descrito o projeto de uma nova arquitetura para ser fabricada e, por fim, no capítulo 5 serão apresentadas as conclusões deste trabalho.

2. Análise teórica

O primeiro passo no estudo de sensores de imagem CMOS com alta faixa dinâmica é entender como e quanto suas faixas dinâmicas são estendidas e como isso afeta a razão sinal-ruído dos sensores. Com este propósito, este capítulo descreve um modelo de sensor de imagem [18,19] que permite calcular a faixa dinâmica e a razão sinal-ruído de um sensor com base em alguns parâmetros do circuito. Este modelo será aplicado a diferentes arquiteturas com base em parâmetros de referência retirados da literatura.

2.1. Modelo de sensor de imagem

Um sensor de imagem pode ser modelado pelo diagrama simplificado mostrado na Figura 1. A luz incidente no dispositivo fotossensível produz a corrente i_{ph} , que é modulada pela funcional $f[\cdot]$ – a qual representa toda a eletrônica de leitura do sensor – para por fim se tornar a tensão de saída V .

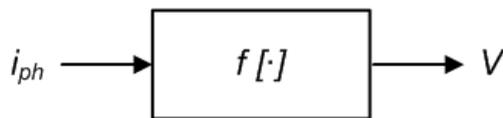


Figura 1: modelo simplificado de um sensor de imagem.

Entretanto, para que este modelo consiga reproduzir de forma fidedigna um sensor de imagem real, é necessário considerar as diversas fontes de ruído que existem no sensor. Essas fontes produzem ruído que podem ser organizados em duas categorias [21]: ruído de padrão fixo (FPN, do inglês *fixed-pattern noise*) e ruído temporal.

O ruído do tipo FPN é aquele que varia espacialmente na matriz de *pixels* do sensor, mas que é invariante no tempo. Em outras palavras, FPN é a variação entre os diversos *pixels* quando iluminados uniformemente. Já o ruído temporal é a variação no tempo do sinal de um mesmo *pixel*, sob iluminação constante.

A principal causa do ruído de padrão fixo é o descasamento entre os transistores dos *pixels*. Esse descasamento é causado pelas imperfeições do processo de fabricação CMOS, que geram diferenças significativas nos parâmetros dos elementos do circuito. Nos sensores de imagem que utilizam esta tecnologia de fabricação, transistores são utilizados para inicializar e ler o sinal do *pixel*, causando variações nos ganhos e tensões iniciais entre os *pixels* da matriz. Além disso, os parâmetros do

elemento fotodetector – normalmente um fotodiodo – também estão sujeitos a estas variações, causando diferenças na corrente de escuro dos *pixels*.

Entretanto, a técnica conhecida como *Correlated Double Sampling* (CDS, ou amostragem dupla correlacionada) consegue eliminar com eficiência o ruído de padrão fixo. Seu funcionamento se dá através da dupla amostragem do sinal do pixel: uma no momento de inicialização (*reset*) e outra após o tempo de integração do sinal. Subtraindo-se uma da outra, o *offset* causado pelo descasamento dos elementos é eliminado.

Para o modelo de sensor de imagem aqui apresentado, será considerado que os sensores estudados possuem circuitos de CDS e, portanto, o ruído de padrão fixo não será incluído no modelo. No entanto, a corrente de escuro tem um papel importante na análise da faixa dinâmica dos sensores e, portanto, uma média do seu valor será considerada no modelo.

Dado que o ruído de padrão fixo é relativamente fácil de ser eliminado do sinal de saída do *pixel*, o ruído temporal resta como o maior limitante da qualidade de imagem dos sensores de imagem.

Os principais tipos de ruído temporal são o ruído *shot*, o ruído térmico e o ruído $1/f$. Os dois primeiros tipos têm origem em fenômenos naturais, o ruído *shot* na natureza discreta das cargas, resultando em uma quantidade aleatória de cargas sendo transportadas para uma dada corrente, e o ruído térmico nos movimentos aleatórios das cargas que ocorrem em qualquer temperatura acima de zero absoluto (0 K). Já o ruído $1/f$ é causado por defeitos nas interfaces do óxido com o substrato e é descrito em detalhes em [22].

O ruído *shot* se manifesta como uma variação aleatória da corrente e, portanto, será modelado como um processo aleatório na forma de corrente aditiva. Este processo será considerado branco e gaussiano, com média zero e densidade espectral de potência $2q(i_{ph} + i_d)$ [23,24], onde q é a carga do elétron e i_d é a corrente de escuro.

Já os ruídos térmico e $1/f$ se manifestam nas tensões nos diversos pontos do circuito, e podem ser separados em duas fontes: ruído kTC (ou de *reset*) e ruído de leitura, que serão abordadas em separado a seguir.

O ruído kTC, apesar de ser temporal, possui uma peculiaridade devido à seqüência de funcionamento dos imageadores CMOS. Esta seqüência será explicitada na próxima seção, mas por hora é suficiente dizer que a tensão de inicialização dos *pixels* é atingida através da ativação de uma chave CMOS. Enquanto esta chave está

ativa, o transistor funciona como uma resistência que contém ruído térmico. Este ruído é então amostrado na capacitância do nó, e seu valor médio quadrático é definido pela equação (1) [21], onde K_B é a constante de Boltzmann, expressa em Joules/Kelvin, e T é a temperatura em Kelvin.

$$\sigma_{kTC}^2 = \frac{K_B \cdot T}{C} \quad (1)$$

Entretanto, após o desligamento da chave, este valor não é mais alterado, considerando-se que não há mais corrente circulando. Portanto, voltando à técnica de CDS utilizada, as duas amostras que são realizadas, uma ao fim do período de inicialização e outra após a integração da fotocorrente, possuem o mesmo valor de ruído kTC, e a subtração das duas irá efetivamente eliminar este ruído.

Por fim, resta o ruído de leitura, proveniente do amplificador utilizado para se ler o sinal do *pixel*. Este ruído será incluído no modelo do sensor através de um processo aleatório de carga, com média zero e valor médio quadrático σ_{Qr}^2 [23].

Desta forma, o modelo de sensor de imagem pode ser redesenhado conforme a Figura 2, onde, além dos parâmetros i_{ph} , $f[\cdot]$ e V descritos anteriormente, i_d é a corrente de escuro, $I_s(t)$ é o ruído *shot* resultante de i_{ph} e i_d , Q_r é o ruído devido à eletrônica de leitura e g é o ganho da conversão carga–tensão, assumindo uma amplificação linear. Neste trabalho será utilizada a convenção de as variáveis determinísticas serem escritas com letras minúsculas e as variáveis aleatórias, ou com uma parcela aleatória ao menos, com letras maiúsculas.

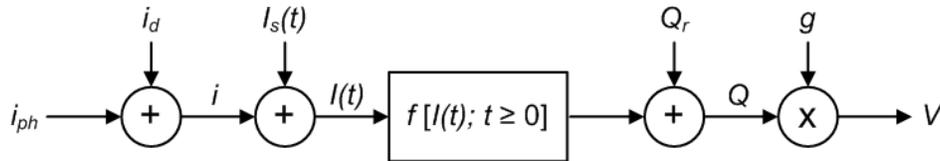


Figura 2: modelo completo de um sensor de imagem.

2.2. Arquiteturas de sensor de imagem

O modelo descrito na seção anterior pode ser aplicado a qualquer arquitetura de sensor de imagem. Nas subseções seguintes desta dissertação este modelo é aplicado às seguintes arquiteturas: APS padrão previamente fabricado no laboratório [17], arquitetura HDR proposta pelo LPC [16], múltiplas capturas de imagem e, finalmente, tempo até a saturação. Os resultados obtidos a partir destas análises, exceto para a arquitetura HDR proposta pelo LPC, foram publicados em [25].

2.2.1. Arquitetura *Active Pixel Sensor* (APS)

A arquitetura de sensor de imagem CMOS mais comumente utilizada comercialmente é conhecida como *Active Pixel Sensor* [1], ou sensor de *pixels* ativos. Nesta arquitetura, o sensor é composto por uma matriz de células fotossensíveis (*pixels*) e por uma eletrônica de leitura. O diagrama simplificado de uma coluna de um sensor APS, com um *pixel* de três transistores (3T), é mostrado na Figura 3.

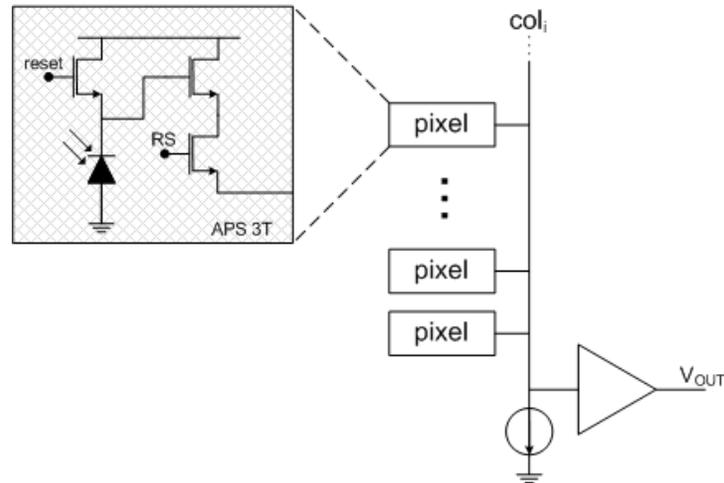


Figura 3: diagrama simplificado de um *pixel* 3T e da coluna de um sensor APS.

O *pixel* APS contém um elemento fotossensível, nesse caso um fotodiodo, um transistor responsável pela inicialização do fotodiodo (*reset*), um transistor responsável pela seleção de linha (*Row Select*, RS) e um transistor funcionando como amplificador seguidor de fonte (*source follower*). Por conter poucos elementos de leitura dentro do *pixel*, a arquitetura APS oferece um excelente *fill-factor* – relação entre área fotossensível e área total do *pixel*.

O funcionamento desta arquitetura se dá em três etapas: inicialmente, o transistor de reset carrega a capacitância do fotodiodo com uma tensão próxima a V_{DD} , que será determinada na seção 3.1. Em seguida, durante um intervalo chamado de tempo de integração, a luz incidente no *pixel* gera portadores carregados eletricamente no substrato – os fotoportadores –, que são atraídos pelo campo eletromagnético positivo no catodo do fotodiodo, gerando uma fotocorrente. Esses fotoportadores então se acumulam na capacitância do nó do fotodiodo, fazendo com que a tensão neste nó decaia em função do nível de iluminação. Por fim, o transistor de seleção de linha funciona como uma chave, para que apenas um pixel seja conectado ao barramento de cada vez.

O primeiro passo para a aplicação do modelo descrito na seção anterior é a definição da funcional $f[\cdot]$. O *pixel* APS realiza a integração de $I(t)$ durante o tempo de integração t_{int} até que a tensão no seu nó decaia a zero, ou seja, até o seu limite de acumulação de carga (q_{max}), a partir de onde a saída fica saturada. Isto pode ser escrito como:

$$f[I(t); t \geq 0] = \begin{cases} \int_0^{t_{int}} I(t) dt & \text{para } i \leq \frac{q_{max}}{t_{int}} \\ 0 & \\ q_{max} & \text{para } i > \frac{q_{max}}{t_{int}} \end{cases} \quad (2)$$

Em seguida, obtém-se o valor médio quadrático do ruído referenciado à saída resultante do ruído *shot*. Este ruído referenciado à saída é descrito por $Q_s = \int_0^{t_{int}} I_s(t) dt$ e, portanto, tem média zero e valor médio quadrático [26]:

$$\sigma_{Q_s}^2 = 2q(i_{ph} + i_d)t_{int} \quad (3)$$

Dessa forma, como Q_R e Q_S não são correlacionados, tem-se que:

$$\sigma_Q^2 = \sigma_{Q_s}^2 + \sigma_{Q_r}^2 \quad (4)$$

Para se obter a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica do sensor, é necessário encontrar o ruído total referenciado à entrada, conforme o modelo redesenhado na Figura 4.

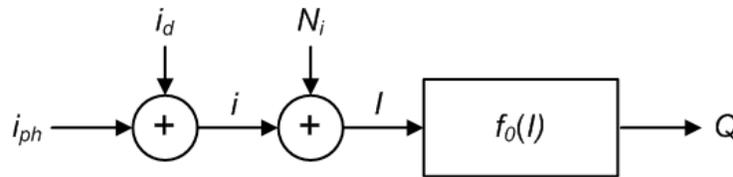


Figura 4: modelo de um sensor de imagem com ruído total referenciado à entrada.

Para isso, faz-se $I_s(t)$ assumir seu valor médio em um intervalo T , com $T \geq 0$, e assim é possível definir uma função $f_0(i) = f[i; t \geq 0] = \min\{i \cdot t_{int}, q_{max}\}$, como mostra a Figura 5.

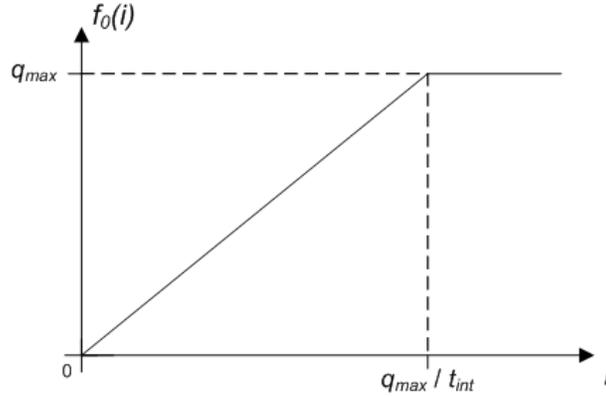


Figura 5: $f_0(i)$.

Agora é preciso determinar o valor médio quadrático do ruído total referenciado à entrada, $\sigma_{N_i}^2$. Considerando que $\sigma_{N_i}^2$ é muito pequeno comparado ao sinal i , pode-se estimar o valor de $f_0(i+N_i)$ pela série de Taylor de primeira ordem, conforme:

$$f_0(i + N_i) \approx f_0(i) + N_i \cdot f_0'(i) \quad (5)$$

Assim, é possível obter $\sigma_{N_i}^2$ através da seguinte equação:

$$Q_r = f_0(I_r) \approx I_r \cdot f_0'(i) \quad (6)$$

Utilizando (3) e (6), tem-se que:

$$\sigma_{N_i}^2 = \frac{\sigma_{Q_r}^2}{f_0'(i)^2} = \frac{\sigma_{Q_r}^2}{t_{int}^2} = \frac{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{int} + \sigma_{Q_r}^2}{t_{int}^2} \quad (7)$$

A razão sinal-ruído do sensor pode finalmente ser obtida dividindo-se a potência do sinal, i_{ph}^2 , pela potência do ruído dada na equação (7).

$$SNR(i_{ph}) = \frac{i_{ph}^2}{\sigma_{N_i}^2} = \frac{(i_{ph} \cdot t_{int})^2}{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{int} + \sigma_{Q_r}^2} \quad \text{para } i_{min} \leq i_{ph} \leq i_{max} \quad (8)$$

Para se obter a faixa dinâmica do sensor, é necessário calcular os limites inferior e superior de leitura da fotocorrente. O limite superior é definido pela capacidade de carga do fotodiodo e pela corrente de escuro:

$$i_{max} = \frac{q_{max}}{t_{int}} - i_d \quad (9)$$

Já o limite inferior é definido como o menor sinal de entrada que pode ser distinguido de zero. A prática comum é estimar i_{min} como o valor médio do ruído referenciado à entrada quando não há sinal [18]. Assim, temos:

$$i_{min} = \sqrt{\sigma_{N_i}^2} = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot i_d \cdot t_{int} + \sigma_{Q_r}^2}}{t_{int}} \quad (10)$$

O que resulta em uma faixa dinâmica (DR) de:

$$DR = \frac{i_{\max}}{i_{\min}} = \frac{q_{\max} - i_d \cdot t_{\text{int}}}{\sqrt{2 \cdot q \cdot i_d \cdot t_{\text{int}} + \sigma_{Qr}^2}} \quad (11)$$

É importante ressaltar que, na equação (11), a faixa dinâmica da saída é calculada desde um sinal de entrada de valor igual ao valor médio do ruído no escuro, o que resulta em uma SNR de 0 dB. Isto é, o ponto inicial para comparação da faixa dinâmica entre as diversas arquiteturas será o de SNR = 0 dB.

Para calcular a faixa dinâmica e a curva da razão sinal-ruído de um APS, é necessário se obter os parâmetros q_{\max} , σ_{Qr} , t_{int} e i_d desse sensor. Nesta seção serão utilizados valores de um sensor de referência, descrito em [18], para os cálculos. Estes valores serão utilizados também nas análises das arquiteturas HDR, de forma que a comparação entre elas possua a mesma referência. No próximo capítulo serão realizadas simulações a fim de extrair estes parâmetros nos sensores projetados na tecnologia AMS C35 0,35 μm .

Logo, utilizando os valores $q_{\max} = 125.000q$, $\sigma_{Qr} = 20q$ e $t_{\text{int}} = 30$ ms, é obtido o gráfico da razão sinal-ruído do APS de referência para três valores de corrente de escuro i_d na Figura 6.

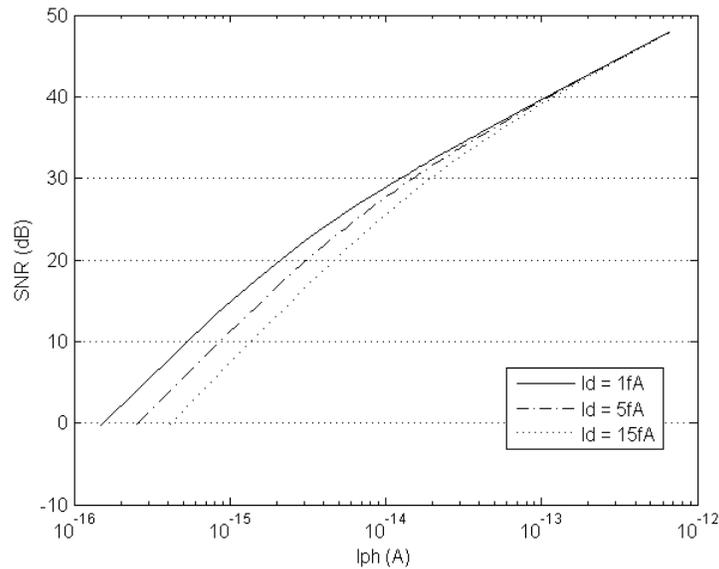


Figura 6: SNR para o sensor APS 3T com parâmetros de referência.

Pode-se observar que para a faixa de correntes menores, o ruído da eletrônica de leitura predomina, fazendo a SNR aumentar a uma taxa de 20 dB por década. Com o aumento de i_{ph} , o ruído *shot* passa a predominar, e a SNR aumenta em 10 dB por

década. Além disso, quanto maior a corrente de escuro, maior também a corrente mínima que pode ser lida pelo circuito, reduzindo a faixa dinâmica do sensor.

As faixas dinâmicas obtidas para as três curvas da Figura 6 são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1: faixas dinâmicas para as curvas na Figura 6.

	$i_d = 1 \text{ fA}$	$i_d = 5 \text{ fA}$	$i_d = 15 \text{ fA}$
DR (dB)	73,0	68,3	63,9

Para as próximas subseções, será utilizado o APS de referência com $i_d = 1 \text{ fA}$ para comparação com as arquiteturas HDR.

2.2.2. Arquitetura HDR proposta pelo LPC

O Laboratório de Projeto de Circuitos (LPC) vem, nos últimos anos, desenvolvendo uma série de sensores de imagem CMOS para aplicação aeroespacial [17,27-29] como parte do projeto UNIESPAÇO da Agência Espacial Brasileira (AEB). O último desenvolvimento deste projeto é uma arquitetura de alta faixa dinâmica [16] para ser utilizada na aplicação de *star-tracker* [30,31].

Esta aplicação requer uma alta sensibilidade do sensor, de forma a possibilitar a captura da baixa luminosidade das estrelas. Dessa forma, a arquitetura HDR proposta pelo LPC prioriza a extensão da faixa dinâmica para baixas luminosidades.

O princípio utilizado no desenvolvimento desta arquitetura foi o de evolução a partir da arquitetura APS convencional, devido ao seu baixo ruído de leitura. A partir dela, buscou-se o aumento da faixa dinâmica por duas frentes: pela redução da potência do ruído, que é diretamente relacionada à faixa dinâmica pela equação (10), e pelo aumento da excursão de sinal na saída de tensão do *pixel*.

Para reduzir a potência do ruído, procurou-se reduzir a banda do circuito de leitura. Como as fontes de ruído térmico e de *shot* são brancas, o ruído do APS acaba sendo modulado pelos amplificadores do circuito, e tem, portanto, sua banda determinada pela banda do circuito [23]. O amplificador *source-follower* do APS será substituído por um amplificador diferencial *cascode* [24].

Para aumentar a excursão de sinal na saída será proposto um circuito que copie a tensão no nó do fotodiodo para um nó no circuito de coluna. Dessa forma, é possível obter na saída a mesma excursão do nó do fotodiodo, sem a queda de V_{TH} proveniente do *source-follower*.

É importante ressaltar que estas mudanças devem buscar aumentar minimamente a área do *pixel* ocupada por circuitos de leitura. Quanto mais transistores no *pixel*,

menor a área disponível para o foto-sensor – menor o *fill-factor* –, e menor a sensibilidade do dispositivo. Sendo assim, o diagrama de um *pixel* e do circuito de coluna da arquitetura proposta foi estabelecido como mostra a Figura 7.

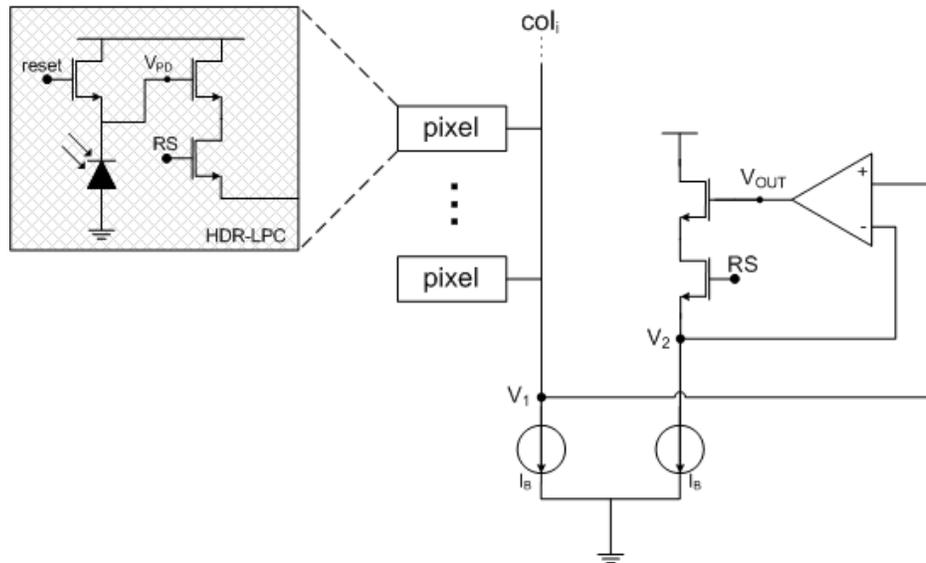


Figura 7: diagrama simplificado da arquitetura HDR desenvolvida no LPC.

O circuito do *pixel* contém a mesma estrutura do APS convencional, de forma que o elevado *fill-factor* do APS é mantido. A tensão V_1 , que no APS convencional seria o sinal de saída, é ligada à entrada positiva de um amplificador operacional. Esta tensão é então copiada na entrada inversora do amplificador, que está ligada a uma estrutura de coluna idêntica à do *pixel*. Como as fontes que polarizam as duas estruturas também são idênticas, a estrutura de coluna estará com os mesmos sinais do *pixel*.

A saída V_{OUT} do amplificador é então aplicada ao transistor *source-follower* da coluna, realimentando o circuito. Desta forma, V_{OUT} copia diretamente a tensão V_{PD} , não mais produzindo uma redução de excursão do sinal.

Apesar destas modificações realizadas em relação ao APS convencional, o princípio de funcionamento da arquitetura permaneceu o mesmo: a corrente fotogerada de um *pixel* é integrada por uma capacitância e então amplificada para ser disponibilizada na saída da coluna. Dessa forma, a definição da funcional $f[\cdot]$ no modelo de sensor de imagem aqui utilizado é igual à arquitetura APS 3T, o que significa que as equações da seção 2.2.1 podem ser reutilizadas aqui.

As únicas diferenças que surgirão no modelo serão nos valores dos parâmetros da potência do ruído de leitura e do ganho de tensão. Entretanto, o modelo utilizado neste trabalho considera um ganho de tensão linear, o que não necessariamente ocorre devido à queda de V_{TH} no transistor *source-follower* do APS, explicada em maiores

detalhes na seção 3.1. Mesmo considerando um ganho não-unitário, a redução da excursão pode não acompanhar este ganho, produzindo uma função não-linear.

Assim sendo, o ganho de faixa dinâmica resultante do aumento da excursão da saída não poderá ser previsto nesse capítulo. A análise completa dessas arquiteturas, realizada através de simulações do projeto elétrico, será feita no capítulo 3.

Para analisar a melhoria que poderá ser obtida através da redução da potência do ruído de leitura, é traçado na Figura 8 o gráfico da razão sinal-ruído para três valores de σ_{Qr} : 10q, 15q, e 20q para referência, todos com $i_d = 1$ fA.

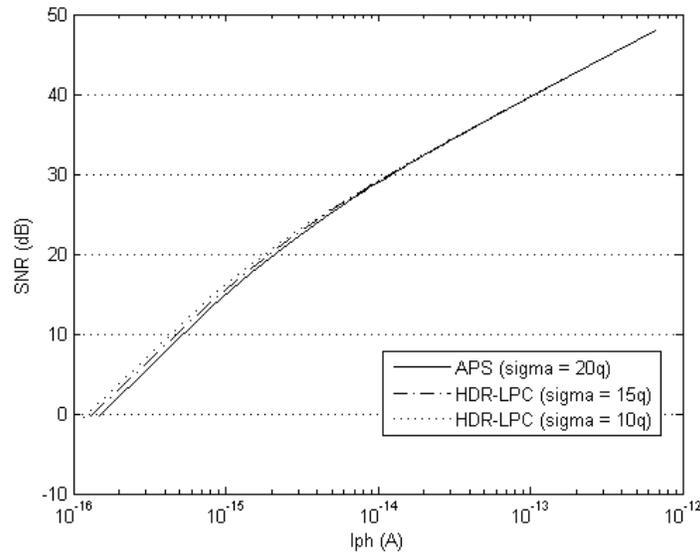


Figura 8: SNR para o sensor HDR-LPC com três valores para σ_{Qr} .

A diminuição de 50% do valor médio do ruído, de 20 para 10 elétrons, produziu um aumento de aproximadamente 2 dB na faixa dinâmica.

2.2.3. Arquitetura HDR de múltiplas capturas de imagem

A arquitetura de múltiplas capturas (MC) é a implementação no próprio sensor da técnica introduzida por Mann descrita no primeiro capítulo. Sua primeira versão produzia duas amostras de uma saída APS da imagem dentro de um período de exposição, e foi proposta em [8]. Assim, com um curto período de integração permitia a leitura de níveis de iluminação altos, e a amostra após um longo período de integração permitia a leitura de níveis de iluminação mais baixos.

A arquitetura de múltiplas capturas de imagem, como o nome já diz, evolui para não duas, mas múltiplas amostragens do sinal, que são combinadas para formar a imagem final através do algoritmo de última amostra antes da saturação (*last-sample-*

before-saturation) [18,19]. Comumente, a arquitetura MC é implementada através de um *digital pixel sensor* (DPS), que nada mais é do que um APS com um conversor A/D integrado no próprio *pixel*, como mostra a Figura 9.

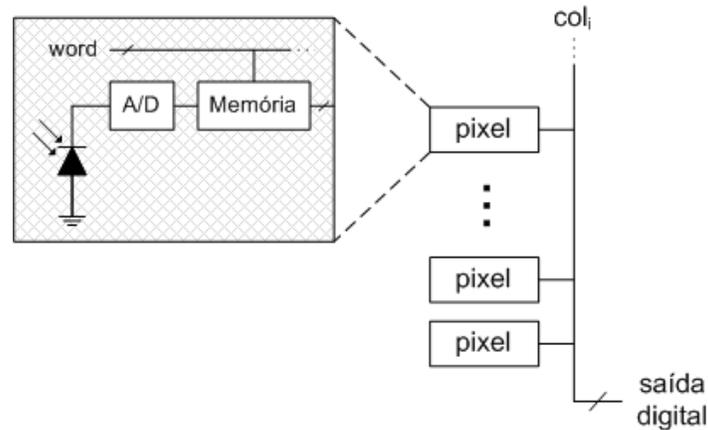


Figura 9: diagrama simplificado de um DPS, sensor comumente utilizado para implementar a arquitetura MC.

Essas amostragens podem ser feitas com intervalos exponenciais [7] ou lineares [9] entre elas. A implementação exponencial de [7] foi fabricada em tecnologia CMOS 0,35 μm e possui um conversor A/D para cada grupo de 4 *pixels*. O sensor descrito em [9] é uma evolução deste, com intervalos lineares, fabricado em tecnologia CMOS 0,18 μm e sendo um DPS, isto é, incluindo um conversor A/D em cada *pixel*.

Enquanto que na versão exponencial o sensor MC era capaz de produzir oito amostras, sendo a primeira em aproximadamente 117 μs ($30 \text{ ms} \div 2^8$) e a última em 30 ms, sua evolução com intervalos lineares é capaz de amostrar o sinal do foto-sensor a partir de 100 μs , com intervalos também de 100 μs entre as amostras seguintes. Isto não apenas expande a faixa dinâmica alcançada pelo sensor como também melhora a razão sinal-ruído apresentada na faixa estendida.

Nesta seção será realizada a análise do sensor MC com intervalos lineares, implementado em [9]. Para isto, primeiramente é necessário definir uma função que descreva o tempo de amostragem da amostra que será usada na construção da imagem, isto é, a última amostra antes da saturação. Esta função pode ser escrita como em (12), onde t_{capt} é o intervalo entre as amostras.

$$t_{last-sample}(i) = \begin{cases} t_{int} & \text{para } i \leq \frac{q_{max}}{t_{int}} \\ \left\lfloor \frac{q_{max}}{i \cdot t_{capt}} \right\rfloor \cdot t_{capt} & \text{para } i > \frac{q_{max}}{t_{int}} \end{cases} \quad (12)$$

Como as amostragens são realizadas não-destrutivamente, a arquitetura MC pode ser modelada da mesma forma que o APS convencional, porém com um tempo de integração variável, definido por $t_{last-sample}(i)$. Desta forma, para obter a razão sinal-ruído desta arquitetura, é possível simplesmente reescrever a equação (8) como:

$$SNR(i_{ph}) = \frac{i_{ph}^2}{\sigma_{Ni}^2} = \frac{(i_{ph} \cdot t_{last-sample}(i_{ph} + i_d))^2}{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{last-sample}(i_{ph} + i_d) + \sigma_r^2} \quad \text{para } i_{min} \leq i_{ph} \leq i_{max} \quad (13)$$

Assim como na arquitetura APS convencional, agora é necessário definir os limites superior e inferior de leitura da fotocorrente. Considerando que, com o sensor no escuro, a última amostra antes da saturação seria a realizada em t_{int} , i_{min} se mantém como na equação (10). Em relação ao limite superior, o sensor não é capaz de distinguir fotocorrentes que saturam antes da primeira amostra, isto é:

$$i_{max} = \frac{q_{max}}{t_{capt}} - i_d \quad (14)$$

Finalmente, é possível definir a faixa dinâmica da arquitetura MC como:

$$DR = \frac{i_{max}}{i_{min}} = \frac{t_{int} \cdot (q_{max} \cdot t_{capt}^{-1} - i_d)}{\sqrt{2 \cdot q \cdot i_d \cdot t_{int} + \sigma_r^2}} \quad (15)$$

Para obter os valores da SNR e da DR para esta arquitetura, foram utilizados os parâmetros de referência determinados em [19]. Estes parâmetros pressupõem o mesmo foto-sensor da arquitetura APS convencional, com $q_{max} = 125.000q$ e $i_d = 1$ fA. Porém, dado que o conversor A/D é integrado dentro do *pixel*, o ruído gerado por ele é maior e, portanto, σ_{Qr} deve ser maior. Serão considerados dois exemplos, dados em [19] para o funcionamento do conversor A/D: um com $t_{capt} = 150 \mu s$ e $\sigma_{Qr} = 35q$ (MC1) e outro com t_{capt} mínimo, $100 \mu s$, e $\sigma_{Qr} = 70q$ (MC2). Em ambos os casos, $t_{int} = 30$ ms.

As curvas da SNR pela fotocorrente para os dois exemplos são ilustradas na Figura 10, juntamente com a curva da arquitetura APS convencional para comparação. As faixas dinâmicas obtidas são: 115,9 dB para a configuração MC1 e 114,2 dB para a MC2, o que está de acordo com [19].

Apesar da configuração MC2 conseguir ler fotocorrentes maiores do que a MC1, sua faixa dinâmica total é menor, devido à redução da faixa dinâmica inferior resultante do maior ruído de quantização do conversor A/D nesta configuração. Além disso, pode-se observar que o APS convencional é capaz de ler as fotocorrentes mais baixas, devido ao uso de conversores A/Ds mais precisos.

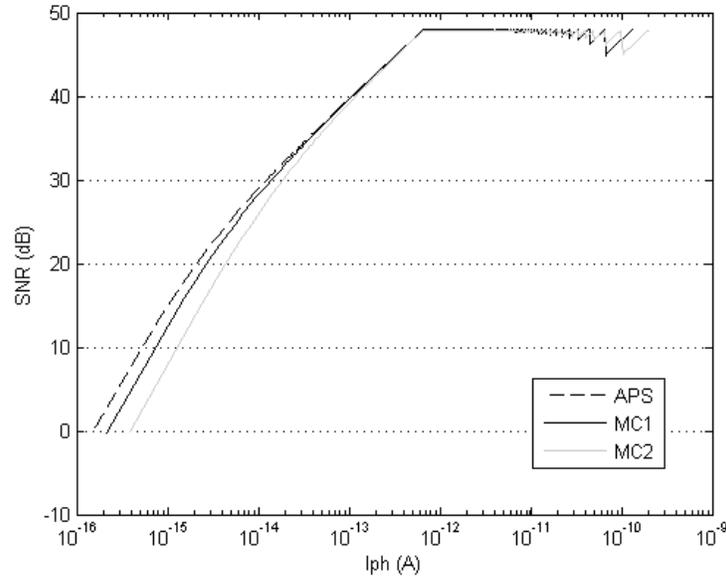


Figura 10: SNR para o sensor MC com parâmetros de referência em duas configurações.

É importante ressaltar que a arquitetura de múltiplas capturas de imagem nada mais é do que a arquitetura APS 3T com um circuito de leitura e conversão A/D muito rápido, capaz de realizar a conversão e ler os dados da matriz em um intervalo de apenas 100 μ s. A única diferença entre a modelagem das duas arquiteturas é o tempo de integração variável da arquitetura MC, descrito por $t_{last-sample}(i)$.

Sendo assim, o que diferencia o projeto das duas arquiteturas é o circuito do conversor A/D. Entretanto, a análise do ruído deste tipo de circuito a partir de simulações é bastante complexa, e foge ao escopo deste trabalho. Além disso, as duas principais figuras de mérito utilizadas neste trabalho, a faixa dinâmica e a razão sinal-ruído, dependem de valores do ruído.

Deste modo, a arquitetura MC não será simulada no próximo capítulo, já que a simples análise transiente, sem estimativas de ruído, não adicionaria à discussão aqui apresentada. O projeto em tecnologia AMS C35 0,35 μ m do conversor A/D a ser integrado no *pixel*, que permite o funcionamento nas velocidades necessárias para a arquitetura MC, pode ser encontrado em [32].

2.2.4. Arquitetura HDR de tempo até a saturação

A arquitetura HDR de tempo até a saturação (TS) é baseada no princípio de se medir o tempo que a fotocorrente leva para saturar a capacidade de carga (q_{max}) do sensor. Desta forma, esta é uma arquitetura mais apropriada para a leitura de cenas com alta luminosidade – que produzem altas fotocorrentes –, ao contrário do APS

convencional, que mede a carga acumulada após um determinado tempo, e é mais indicado para a medição de cenas com baixas a médias luminosidades.

Dadas estas características das duas arquiteturas, o sensor descrito em [15] é uma combinação de ambas, conforme mostrado no diagrama da Figura 11. A saída do *pixel Out1* corresponde à saída do APS convencional, com tempo de integração t_{int} , enquanto que *Out2* produz um sinal de tensão proporcional ao tempo de saturação t_{sat} – no caso do sensor ter de fato saturado durante t_{int} .

A chave S&H (de *sample & hold*, ou circuito amostrador) é inserida apenas para permitir a operação de um obturador global, não sendo essencial à arquitetura.

A conversão do tempo t_{sat} para a tensão V_{out2} é feita através de um circuito amostrador, composto por um comparador, uma chave e um capacitor. Quando o limite de carga do foto-sensor é atingido (indicado pela tensão V_{comp}), o comparador abre a chave, e o valor de tensão naquele momento em $V_{TS}(t)$ é salvo no capacitor. A curva em $V_{TS}(t)$ é uma rampa que pode ser ajustada externamente.

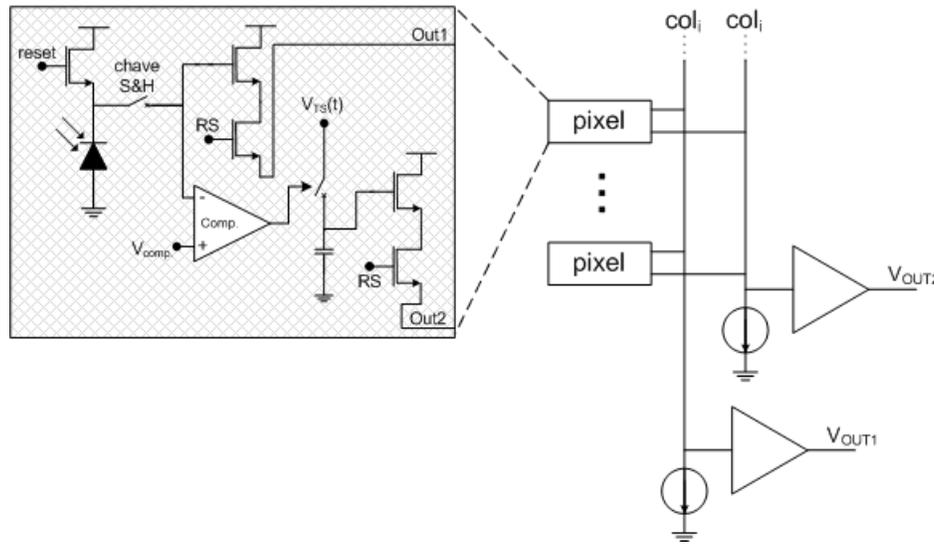


Figura 11: diagrama simplificado da arquitetura mista APS-TS descrita em [15].

Para aplicar o modelo de sensor de imagem descrito na seção 2.1 à arquitetura TS, é necessário definir a função de modulação da fotocorrente que a arquitetura realiza. Para isto, primeiramente é definida a relação entre o tempo de saturação t_{sat} e a fotocorrente i_{ph} :

$$t_{sat}(i_{ph}) = \frac{q_{max}}{(i_{ph} + i_d)} \quad (16)$$

Isto resulta em uma relação quadrática entre i_{ph} e t_{sat} . O passo seguinte é definir a rampa $V_{out2} = f(t_{sat})$, que na verdade é a própria função ajustável $V_{TS}(t)$. Se esta rampa

for configurada como uma função linear de t_{sat} , a saída V_{out2} teria uma relação quadrática com i_{ph} . Isto iria comprimir severamente a faixa de tensão para fotocorrentes mais altas, reduzindo a razão sinal-ruído. Para superar este problema, pode-se definir V_{out2} como mostra a equação (17), onde k é uma constante a ser definida.

$$V_{out2}(t_{sat}) = \frac{k}{t_{sat}} \quad (17)$$

Deve-se ressaltar que a curva $V_{TS}(t)$ na implementação de [15] não pode reproduzir a exata função matemática descrita acima, porém seu formato pode ser aproximado para uma série de segmentos lineares. Os efeitos dessa aproximação na razão sinal-ruído do sensor serão considerados desprezíveis para as análises que seguem.

Em seguida, aplica-se a equação (16) à (17) para se obter uma relação linear entre V_{out2} e i_{ph} :

$$V_{out2}(i_{ph}) = \frac{k(i_{ph} + i_d)}{q_{max}} \quad (18)$$

Para determinar o valor de k , é assumida uma excursão do sinal em tensão de ΔV e o mesmo valor para a capacidade de carga q_{max} do sensor usado nas arquiteturas anteriores. Considerando-se, portanto, que o valor máximo da excursão será atingido em um determinado tempo mínimo, referente a uma fotocorrente i_{max} , tem-se:

$$k = \frac{\Delta V \cdot q_{max}}{i_{max}} \quad (19)$$

É importante observar que, dado que k possui o limite superior para leitura de corrente, i_{max} , em sua formula, seu valor pode ser definido com base na faixa dinâmica desejada do sensor. Entretanto, como mostrado a seguir, aumentar a faixa dinâmica do sensor além de certo ponto reduz significativamente a razão sinal-ruído.

Para completar a modelagem da arquitetura TS, é necessário computar o ruído adicionado pelo seu circuito de leitura na saída V_{out2} . Será considerado um ruído de tensão gaussiano aditivo, com média zero e variância $\sigma_{V_2}^2$. Dessa forma, a equação (18) é reescrita como:

$$V_{out2}(i_{ph}) = \frac{\Delta V \cdot (i_{ph} + i_d)}{i_{max}} + V_N \quad (20)$$

Para obter a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica do sensor proposto em [15], é necessário recalculer o ruído total referenciado à entrada. Além do ruído gerado pelo circuito de TS, os ruídos de *shot* de corrente e do circuito de leitura do APS também

estão presentes na saída V_{out2} . Como estes ruídos são não-correlacionados, tem-se que:

$$\sigma_{Ni}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_{Ri}^2 + \sigma_{V2i}^2 \quad (21)$$

Para encontrar o valor de σ_{V2i}^2 , considera-se $f_0(i) = V_{out2}(i)$ e, desta forma, usando a mesma relação da equação (7), obtém-se:

$$\sigma_{V2i}^2 = \frac{\sigma_{V2}^2}{f_0'(i)^2} = \frac{i_{max}^2 \cdot \sigma_{V2}^2}{\Delta V^2} \quad (22)$$

É possível então obter o ruído total referenciado à entrada considerando as equações (3) e (7) com tempo de integração t_{sat} e aplicando ambas às equações (22) e (21), conforme mostrado a seguir:

$$\sigma_{Ni}^2 = \frac{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{sat} + \sigma_r^2}{t_{sat}^2} + \frac{i_{max}^2 \cdot \sigma_{V2}^2}{\Delta V^2} \quad (23)$$

É importante ressaltar que a equação (23) somente se aplica quando a saída de interesse do sensor é V_{out2} . Quando o sensor não satura durante t_{int} , a saída do APS convencional V_{out1} é utilizada e, nesse caso, a razão sinal-ruído é a mesma do sensor APS descrito anteriormente. Logo, a equação da razão sinal-ruído para o sensor misto APS-TS fica:

$$SNR(i_{ph}) = \frac{i_{ph}^2}{\sigma_{Ni}^2} = \begin{cases} \frac{(i_{ph} \cdot t_{int})^2}{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{int} + \sigma_r^2} & \text{para } i_{min} \leq i_{ph} \leq \frac{q_{max}}{t_{int}} - i_d \\ i_{ph}^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) \cdot t_{sat} + \sigma_r^2}{t_{sat}^2} + \frac{i_{max}^2 \cdot \sigma_{V2}^2}{\Delta V^2} \right)^{-1} & \text{para } \frac{q_{max}}{t_{int}} - i_d \leq i_{ph} \leq i_{max} \end{cases} \quad (24)$$

Uma vez que a faixa inferior do sinal neste sensor tem a mesma arquitetura do APS convencional, i_{min} é o mesmo da equação (10). Para i_{max} , é necessário definir a faixa dinâmica desejada, para então obter-se seu valor. Isto é feito através de:

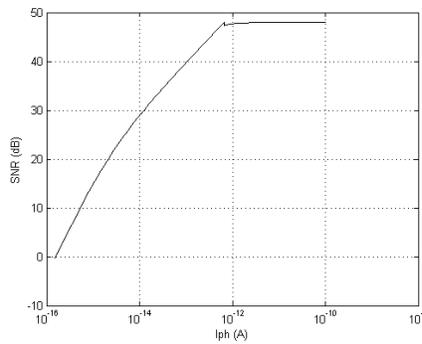
$$i_{max} = 10^{DR/20} \cdot i_{min} = \frac{10^{DR/20} \cdot \sqrt{2 \cdot q \cdot i_d \cdot t_{int} + \sigma_r^2}}{t_{int}} \quad (25)$$

Como exemplo, caso a faixa dinâmica desejada seja de 120 dB, utilizando os mesmos parâmetros de referência do sensor APS com $i_d = 1$ fA, a corrente máxima que poderá ser lida será de aproximadamente 100 pA. Na Figura 12 a razão sinal-ruído para três alvos de faixa dinâmica é calculada, assumindo os valores de parâmetros: $\sigma_{V2} = 20 \mu V$ e $\Delta V = 2V$.

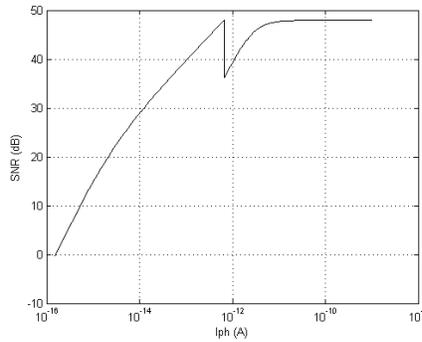
Pode-se observar que em todos os casos há uma queda na SNR quando o circuito de medição do tempo até a saturação entra em ação. Isto é causado pelo ruído deste

circuito, V_N com variância $\sigma_{V_2}^2$, que é constante em relação à fotocorrente. Com o aumento de i_{ph} , o ruído *shot* volta a predominar. Esta queda aumenta proporcionalmente com a faixa dinâmica, o que pode ser explicado pela curva V_{out2} comprimir as iluminâncias com tempo até a saturação grande para dar vazão à crescente faixa de entrada, enquanto que a faixa de saída ΔV permanece estática.

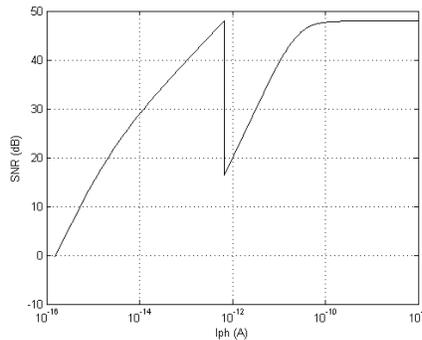
É importante ressaltar também que o resultado obtido para $i_{max} = 100 \text{ pA}$ é bastante consistente com os resultados experimentais obtidos em [15], onde foi obtida uma faixa dinâmica de 116 dB com uma forma de onda em $V_{TS}(t)$ similar à descrita pela equação (17).



(a) $i_{max} = 100 \text{ pA}$ resultando em DR = 116,6 dB.



(b) $i_{max} = 1 \text{ nA}$ resultando em DR = 136,6 dB.



(c) $i_{max} = 10 \text{ nA}$ resultando em DR = 156,6 dB.

Figura 12: SNR para o sensor APS-TS descrito em [15] para três valores de corrente máxima.

2.3. Comparação entre as arquiteturas

Uma comparação direta entre as três arquiteturas HDR estudadas e o APS convencional é feita na Figura 13, com as faixas dinâmicas obtidas listadas na Tabela 2. Os parâmetros utilizados para cada arquitetura são listados a seguir:

- Múltiplas capturas: $t_{int} = 30$ ms, $q_{max} = 125.000q$, $i_d = 1$ fA, $\sigma_{Qr} = 35q$ e $t_{capt} = 150$ μ s;
- Tempo até a saturação: $t_{int} = 30$ ms, $q_{max} = 125.000q$, $i_d = 1$ fA e $\sigma_{Qr} = 20q$ para saída APS e $\sigma_{V_2} = 20$ μ V, $\Delta V = 2$ V e $i_{max} = 100$ pA para saída TS;
- HDR proposta pelo LPC: $t_{int} = 30$ ms, $q_{max} = 125.000q$, $i_d = 1$ fA e $\sigma_{Qr} = 10q$;
- APS 3T convencional: $t_{int} = 30$ ms, $q_{max} = 125.000q$, $i_d = 1$ fA e $\sigma_{Qr} = 20q$.

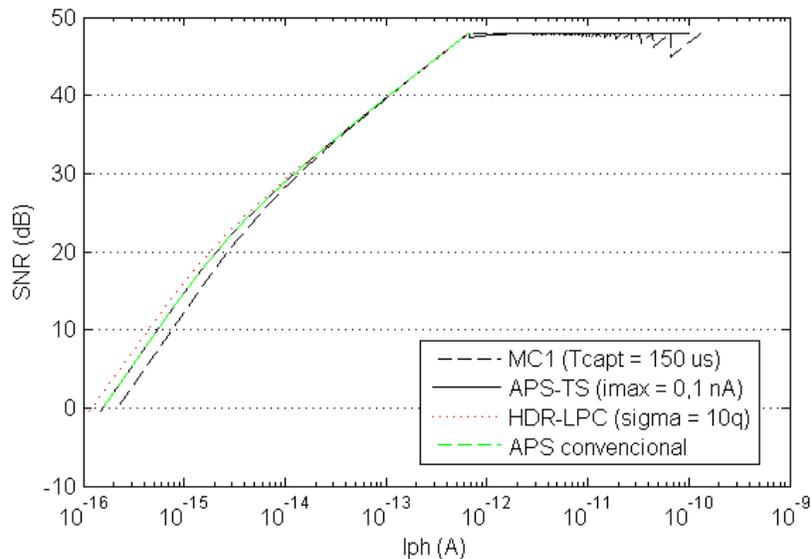


Figura 13: comparação direta entre as três arquiteturas HDR e o APS convencional.

As arquiteturas com grandes modificações no *pixel*, que buscam aumentar a faixa dinâmica para níveis de iluminação altos, exibem os maiores valores de DR. A arquitetura MC é a que consegue atingir a mais alta fotocorrente, porém, sua faixa dinâmica total é menor do que a da arquitetura TS devido ao baixo ruído desta, nos mesmos níveis do APS convencional.

Tabela 2: comparação entre as faixas dinâmicas das quatro arquiteturas estudadas.

	MC1	APS-TS	HDR-LPC	APS 3T
DR	115,9 dB	116,6 dB	75,2 dB	73,0 dB

Além disso, a possibilidade de ajuste externo na rampa da arquitetura TS permite que o sensor seja otimizado em tempo real para iluminações específicas, aumentando a faixa dinâmica ou a qualidade de imagem, dependendo da situação.

Em relação à arquitetura HDR-LPC, sua implementação é a que permite a leitura das menores fotocorrentes, apesar de seu ganho em relação ao APS não ser tão significativo. Entretanto, como será mostrado no capítulo seguinte, a arquitetura HDR-LPC também é capaz de aumentar a faixa dinâmica para fotocorrentes mais elevadas do que o APS, devido ao ganho não-linear do *source-follower* do APS, não descrito no modelo aqui apresentado.

3. Projeto elétrico e simulações

Com a fundamentação teórica e a modelagem das arquiteturas estabelecidas, pode-se prosseguir para o projeto elétrico das arquiteturas. Estes projetos incluem simulações transientes, para avaliar o real funcionamento de cada circuito, e também simulações para se extrair parâmetros mais precisos para o modelo do capítulo anterior.

Estas simulações serão realizadas com o *design-kit* da tecnologia CMOS AMS C35 de 0,35 μm para que representem o funcionamento do circuito o mais fidedignamente possível. Com isto, é possível realizar comparações da razão sinal-ruído e da faixa dinâmica entre os sensores projetados a serem fabricados na tecnologia supracitada e os sensores de referência da literatura.

É importante ressaltar que, para conseguir realizar as simulações aqui apresentadas com sucesso, o parâmetro GMIN do simulador HSPICE precisou ser alterado. Este parâmetro descreve uma condutância linear que o simulador coloca em paralelo aos diodos do circuito para auxiliar na convergência. Seu valor padrão é de $1\text{e-}12$ e, portanto, para simular fotocorrentes das ordens mostradas no capítulo anterior, de femtoampéres, este valor foi reduzido a $1\text{e-}20$.

3.1. Arquitetura APS padrão

O sensor APS 3T previamente fabricado no laboratório tem seu esquemático mostrado na Figura 14. O *pixel* possui quatro fotodiodos em paralelo, de forma a aumentar a sensibilidade do sistema [27], e três transistores de leitura. O esquemático mostra também a fonte de corrente que polariza todos os seguidores de fonte dos *pixels* de uma coluna com uma corrente de $2\ \mu\text{A}$. O tamanho dos elementos utilizados é descrito na Tabela 3.

É possível perceber que todos os três transistores de leitura do *pixel* são do tipo N. Esta configuração foi escolhida, pois os transistores NMOS não funcionam como coletores de cargas fotogeradas, como os PMOS. Entretanto, seu uso reduz a excursão de sinal na saída V_{OUT} , conforme mostrado a seguir.

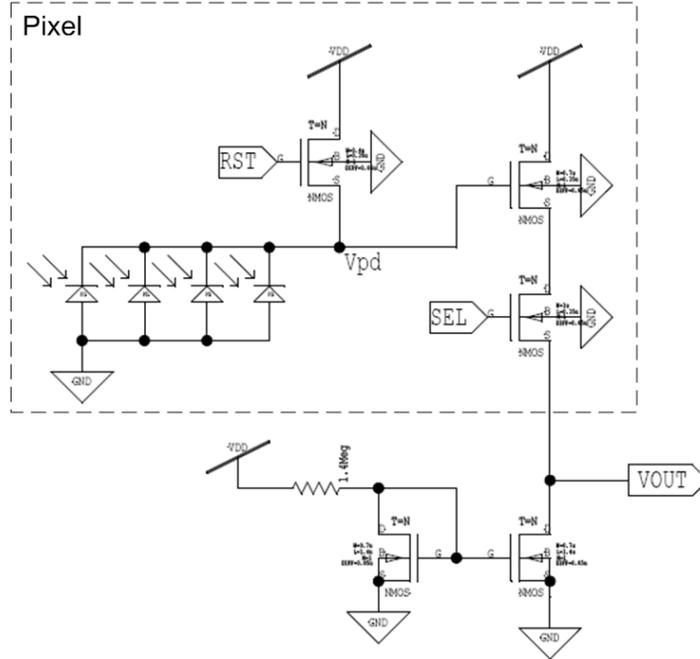


Figura 14: esquemático do APS 3T fabricado no laboratório.

A tensão máxima atingida pelo nó do fotodiodo, V_{pd} , será a tensão de alimentação do circuito, V_{DD} , reduzida da tensão de limiar do transistor de *reset*, durante a fase de inicialização. Como o transistor de reset não tem sua porta *source* aterrada, sua tensão de limiar será afetada pelo efeito de corpo. A equação (26) descreve a tensão de limiar nesta situação:

$$V_{TH} = V_{TH_0} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (26)$$

O parâmetro γ corresponde ao efeito de corpo, ϕ_f é o potencial de Fermi ($2\phi_f \cong \sim 0,7 \text{ V}$), V_{SB} é a tensão entre as portas *source* e *bulk* e V_{TH_0} é a tensão de limiar quando $V_{SB} = 0 \text{ V}$. Tem-se, portanto, que a tensão de limiar será aumentada devido ao efeito de corpo.

Em seguida, durante a fase de leitura, o amplificador *source-follower* estará ativado, e a tensão em sua saída será:

$$V_{S_{sf}} = V_{G_{sf}} - V_{GS_{sf}} \quad (27)$$

Como $V_{G_{sf}} = V_{DD} - V_{TH_{rst}}$ e $V_{GS_{sf}} \approx V_{TH_{sf}}$, temos que:

$$V_{S_{sf}} = V_{DD} - V_{TH_{sf}} - V_{TH_{rst}} \quad (28)$$

Com esta tensão no dreno do transistor de seleção, sua tensão $V_{DS_{sel}}$ é muito próxima de zero e, portanto, $V_{OUT} \approx V_{S_{sf}}$. Assim como o transistor de *reset*, o transistor

source-follower também não tem sua porta *source* aterrada, e sua tensão de limiar é aumentada pelo efeito de corpo. Os efeitos dessa redução da excursão de saída devido às tensões de limiar dos transistores de reset e *source-follower* serão estudados na subseção de simulação transiente.

Tabela 3: tamanho dos elementos no projeto elétrico do APS 3T.

função – elemento	tamanho	
reset – NMOS	W / L = 0,4 μm / 0,35 μm	
source-follower – NMOS	W / L = 0,7 μm / 0,35 μm	
seleção de linha – NMOS	W / L = 1,0 μm / 0,35 μm	
fonte de corrente –	NMOS1	W / L = 0,7 μm / 1,4 μm
	NMOS2	W / L = 0,7 μm / 1,4 μm
polarização – resistor	R = 1,4 Meg Ω	

Como falado na seção 2.2.1, uma das principais vantagens da arquitetura APS é seu elevado *fill-factor*. A implementação aqui descrita, realizada em [17], possui um *fill-factor* de 78%, numa área total do *pixel* de 25 μm x 25 μm . Isto resulta numa área sensível à luz de aproximadamente 487 μm^2 .

Nas subseções a seguir, são realizadas a extração de parâmetros do modelo e a análise transiente a partir de simulações deste esquemático.

3.1.1. Extração de parâmetros

Os parâmetros utilizados no modelo do capítulo anterior para a arquitetura APS convencional são a capacidade de carga q_{max} , a corrente de escuro i_d e o valor médio do ruído dos circuitos de leitura σ_{Qr} . A seguir, estes parâmetros serão extraídos para o projeto elétrico descrito acima através de diferentes simulações do circuito. Além disso, também será verificada a fidelidade da modelagem do ruído *shot* de corrente comparando-a com resultados simulados.

O primeiro parâmetro a ser extraído é a capacidade de carga do sensor. Este parâmetro está relacionado à tensão de *reset* atingida no nó do foto-sensor, antes do início da descarga pela fotocorrente, e à capacitância equivalente neste mesmo nó, que depende da quantidade e tamanho dos foto-sensores e da capacitância parasita dos transistores ligados ao nó.

Através de uma simulação transiente, a tensão de *reset* em V_{pd} , $V_{DD} - V_{TH_{rst}}$, foi estabelecida em cerca de 2,5 V. Já a capacitância equivalente do nó do fotodiodo foi

determinada através de sucessivas simulações transientes com um capacitor ideal no lugar dos fotodiodos e do transistor *source-follower*. O valor desta capacitância foi variado até que se obtivesse uma queda idêntica à queda do circuito normal. O valor final obtido foi de 12,26 fF. Assim, a capacidade de carga, em elétrons, do sensor foi definida através de:

$$q_{\max} = \frac{V_{\text{reset}} \cdot C_{\text{eq.}}}{q} = 191.320 \text{ elétrons} \quad (29)$$

Em seguida, foi extraída a corrente de escuro do conjunto de fotodiodos através de uma análise transiente do circuito completo com a fonte de corrente que simula a fotocorrente zerada. A corrente medida em cada fotodiodo foi de 2,665 fA, totalizando, portanto, uma corrente de escuro de 10,66 fA.

O terceiro parâmetro a ser extraído foi o valor médio do ruído dos circuitos de leitura. Para analisar o ruído de circuitos, existe uma ferramenta no simulador utilizado conhecida como “AC noise” (ruído AC). Esta ferramenta realiza uma simulação AC do circuito e calcula, dado um determinado nó de saída e uma fonte AC de entrada, a contribuição total de todas as fontes de ruído do circuito na tensão de saída. Também é feito o cálculo da função de transferência do circuito e, assim, o ruído referenciado à entrada.

As fontes de ruído utilizadas na simulação são determinadas pelos modelos dos elementos presentes no *design-kit* da tecnologia. No presente caso, são considerados os ruídos de *flicker* [33] e térmico [23] dos transistores. Todas as fontes de ruído são consideradas independentes.

É importante ressaltar que, devido à análise de ruído disponível no simulador ser baseada numa simulação AC, não é possível medir o ruído de circuitos variantes no tempo. Em outras palavras, não é possível medir o ruído total do circuito APS, incluindo o ruído do período de *reset*. Entretanto, como mostrado na seção 2.1, a maior parte do ruído de *reset* é eliminada pelo uso da amostragem dupla correlacionada.

Dessa forma, foi montado o esquemático mostrado na Figura 15 apenas com os transistores responsáveis pela leitura do *pixel* e com o transistor SEL ativo. A entrada do circuito é a tensão na porta *gate* do transistor *source-follower*, onde foi colocada a fonte AC. Com este circuito, mede-se exatamente o parâmetro σ_{Qr} do modelo do capítulo anterior, que corresponde ao ruído gerado pelos circuitos de leitura. Este parâmetro é medido em Coulombs e, portanto é necessário extraí-lo a partir da tensão

do nó V_{pd} – a entrada no circuito abaixo – para que esta tensão possa ser convertida em carga através do valor da capacitância equivalente do nó.

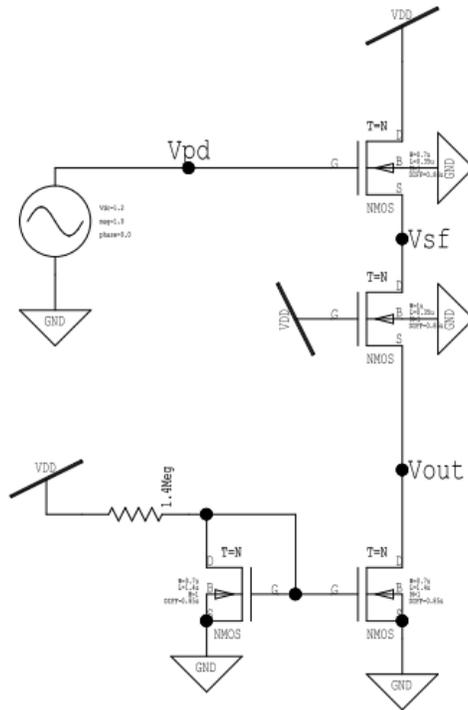


Figura 15: esquemático reduzido do APS 3T para simulação do ruído de leitura.

A simulação *AC noise* foi realizada a partir da frequência de 1 mHz, valor este escolhido pois está suficientemente abaixo da frequência inversamente proporcional ao tempo em que o circuito permanece ligado [34]. Contribuições de ruído com período superior ao tempo em que o circuito permanece ligado não afetam o circuito.

O resultado da simulação pode ser encontrado na Figura 16. Primeiramente, é mostrado o ganho da saída V_{OUT} , com uma frequência de corte de aproximadamente 681,7 MHz. Esta frequência é considerada a banda do circuito, que será utilizada para o cálculo do ruído.

A segunda curva mostra a densidade espectral de potência do ruído referenciado à entrada, na unidade de V^2/Hz . Para encontrar o valor médio do ruído, faz-se a integral desta curva na banda do circuito, e tira-se a raiz quadrada, o que foi feito na última curva do gráfico. O resultado obtido é de aproximadamente 833 μV de valor médio do ruído no *gate* do transistor *source-follower*.

Por fim, para se obter σ_{Qr} , é necessário converter o ruído de volts para elétrons, unidade utilizada no modelo do capítulo anterior. Para isto, utiliza-se a equação (29),

com o valor médio do ruído no lugar de V_{reset} , resultando num valor aproximadamente igual a 64 elétrons.

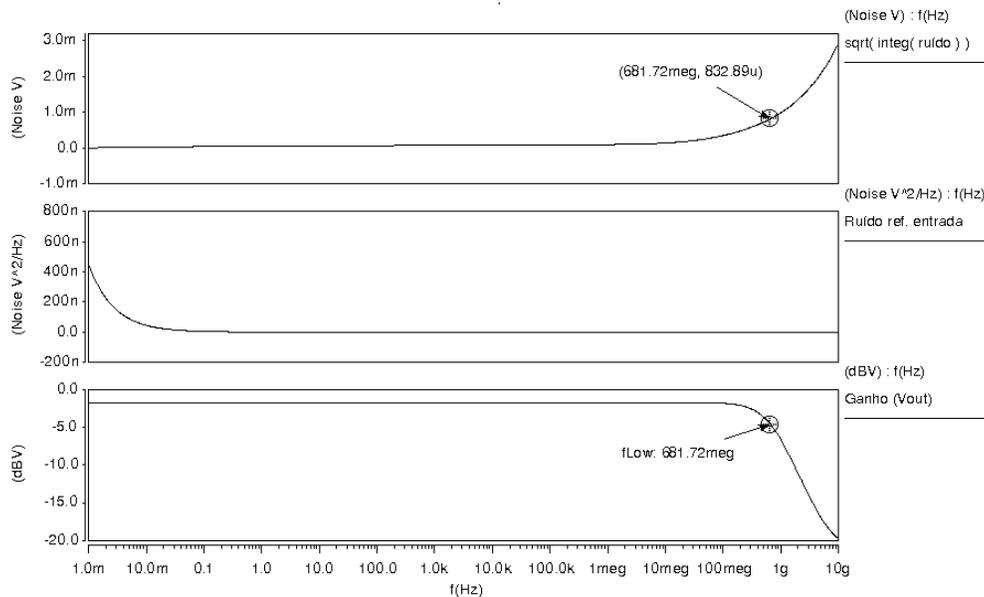


Figura 16: resultado da simulação AC noise para se obter o ruído de leitura do APS.

Para se averiguar a densidade espectral de potência do ruído *shot* da corrente é necessário fazer uma simulação AC noise em que a corrente que circula pelos fotodiodos não seja integrada. Quando a corrente é integrada, o circuito passa a ser variante no tempo e não é possível se obter a densidade espectral de potência do ruído de corrente.

Para isso, foi criado um esquemático com apenas os quatro fotodiodos do APS, uma fonte de corrente AC para se medir o ruído referenciado à corrente e uma fonte de tensão para polarização. Para que não haja integração da corrente, as capacitâncias dos fotodiodos foram zeradas no modelo de simulação. Além disso, a corrente de fuga dos fotodiodos – que formam a corrente de escuro do *pixel* – também foi zerada no modelo dos elementos e um nível DC foi adicionado à fonte de corrente para aumentar a exatidão das medidas.

A densidade espectral de potência (PSD, de *power spectral density*) resultante para o ruído referenciado à corrente que circula nos fotodiodos, com uma corrente de 10 fA circulando, é mostrada na Figura 17. Como esperado, a PSD é constante em relação à frequência, com o valor de aproximadamente $3,2 \cdot 10^{-33} \text{ V}^2 / \text{Hz}$. Segundo o modelo de sensor de imagem do capítulo anterior, a PSD deveria ser:

$$PSD = 2 \cdot q \cdot (i_{ph} + i_d) = 2 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19} \cdot (10 \cdot 10^{-15}) = 3,2 \cdot 10^{-33} \text{ V}^2 / \text{Hz} \quad (30)$$

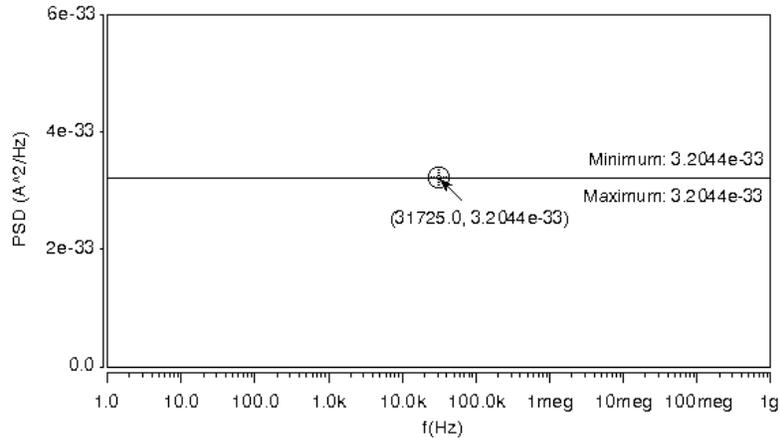


Figura 17: PSD do ruído *shot* para uma corrente total de 10 fA obtida com a simulação AC *noise*.

Este resultado mostra que o simulador e o modelo de sensor de imagem do capítulo anterior usam as mesmas equações para ruído *shot*, descritas em [23,24]. Apenas para corroborar este resultado, a simulação foi repetida para diferentes valores de corrente e uma regressão linear foi realizada com os valores das PSDs resultantes, como mostra a Figura 18.

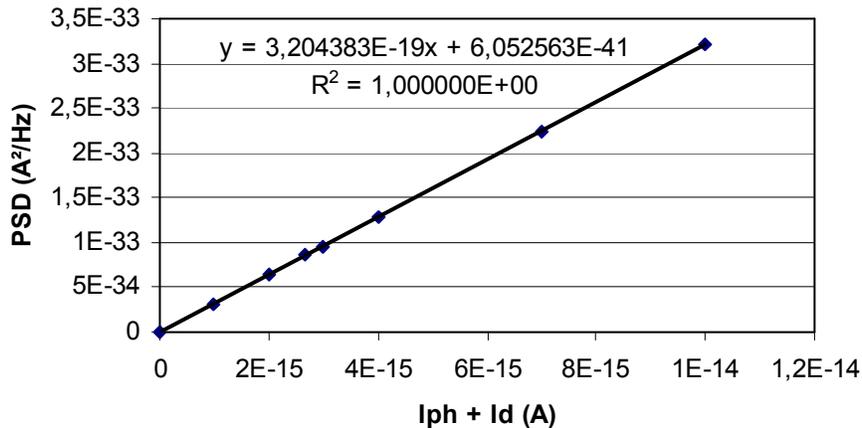


Figura 18: regressão linear da PSD do ruído *shot*.

A regressão linear resulta exatamente na equação da densidade espectral de potência em (30), já que o termo constante da regressão pode ser descartado, pois é sete ordens de grandeza inferior aos menores valores que serão obtidos. Além disso, o valor R-quadrado obtido é máximo, indicando que todas as amostras estão exatamente sobre a reta.

Com todos estes parâmetros obtidos, é possível calcular a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica desta arquitetura com base no modelo do capítulo anterior e comparar os resultados com o sensor de referência descrito na seção 2.2.1. O gráfico da Figura 19

mostra a razão sinal-ruído do sensor de referência com $i_d = 1$ fA e do sensor com os parâmetros extraídos acima.

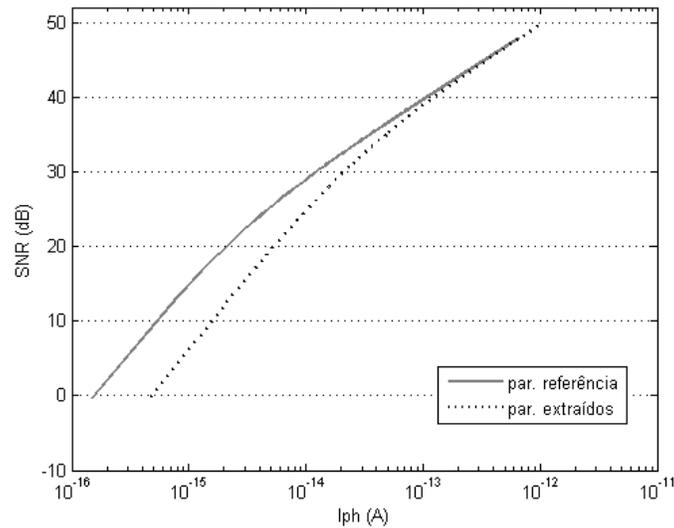


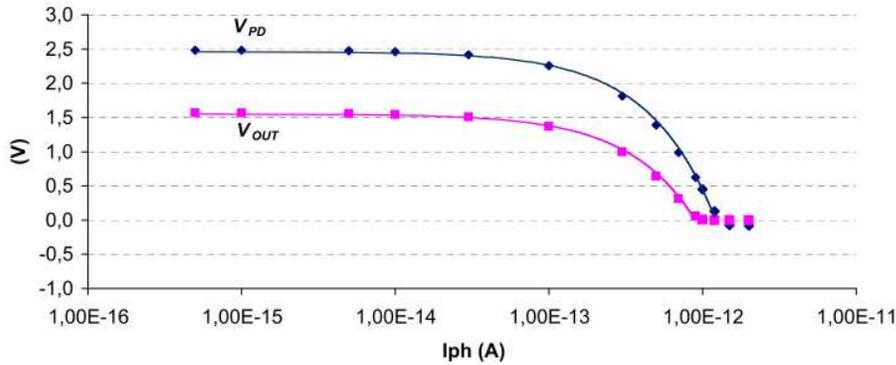
Figura 19: SNR do APS de referência com $i_d = 1$ fA e do APS com os parâmetros extraídos.

A faixa dinâmica alcançada é de 66,5 dB para a curva com os parâmetros extraídos e 73,0 dB para a curva com os parâmetros de referência. Pode-se observar que o APS extraído não consegue ler fotocorrentes tão baixas quanto o sensor de referência devido ao seu maior ruído de leitura e sua maior corrente de escuro. Entretanto, devido à sua maior capacidade de carga, o APS extraído consegue ler fotocorrentes mais altas do que o APS de referência.

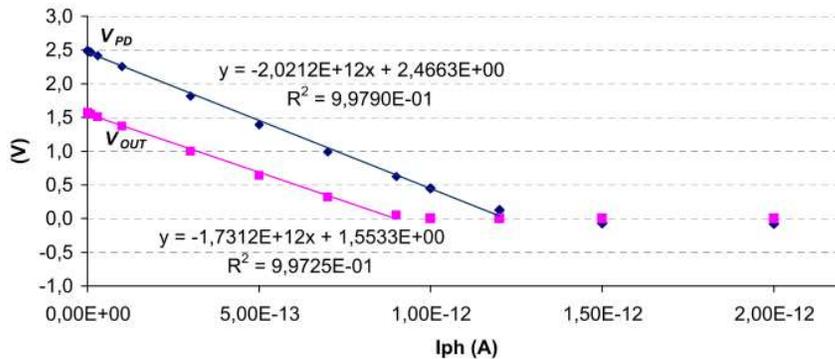
3.1.2. Simulação transiente

Para averiguar a relação entre a entrada (i_{ph}) e a saída (V_{out}) do APS, foi feita uma análise transiente do circuito mostrado na Figura 14. Foram realizadas uma série de simulações variando a corrente de entrada com base nos limites encontrados no cálculo da faixa dinâmica da seção anterior, de $i_{max} = 1$ pA e $i_{min} = 0,5$ fA. Para avaliar o efeito da queda de V_{TH} no transistor *source-follower*, foram medidas as saídas em V_{OUT} e no nó do fotodiodo, V_{PD} . O resultado obtido é mostrado na Figura 20.

São projetadas no gráfico as tensões de saída para uma fotocorrente de até 2 pA, de forma a ilustrar a saturação do sensor. Entretanto, para evitar que a saturação do sensor influenciasse as regressões lineares obtidas, as equações incluíram em seu cálculo apenas as amostras até uma saída mínima de 50 mV. Dessa forma, o valor R-quadrado de ambas as regressões ficou superior a 0,997, indicando que os valores obtidos pela equação estão dentro de uma margem de erro de 0,3%.



(a)



(b)

Figura 20: saída (V_{out}) vs. entrada (i_{ph}) do APS simulado em (a) escala log e (b) escala linear.

Pode-se observar que o ganho de tensão de V_{PD} para V_{OUT} não é unitário, como pressuposto no modelo do capítulo anterior, e sim de aproximadamente 0,86 (V_{OUT}/V_{PD}). Além disso, a excursão de sinal é reduzida por um fator de 0,63 (de 2,46 V para 1,55 V), fator que é 27% menor do que o ganho. Por este motivo, a faixa dinâmica de V_{OUT} é reduzida em relação à V_{PD} : enquanto que, pelas equações obtidas, V_{PD} só satura em cerca de 1,22 pA, V_{OUT} satura em aproximadamente 900 fA.

Também é importante ressaltar que a regressão linear é apresentada no gráfico em escala linear para que o ponto com zero ampéres de fotocorrente – apenas a corrente de escuro circulando – pudesse entrar no cálculo da equação. O fato do valor R-quadrado ser baixo incluindo este ponto significa que o sistema tem a precisão necessária para medir valores baixos de corrente, próximas do nível de ruído do circuito.

Sendo assim, a única limitação para leitura de baixas fotocorrentes é o próprio ruído, que não é considerado nas análises transientes. Utilizando o limite mínimo de leitura da fotocorrente da seção anterior, que é baseado no nível de ruído do *pixel* no escuro, obtém-se uma faixa dinâmica de 65,4 dB para V_{OUT} , abaixo apenas cerca de 1 dB do valor calculado na seção anterior.

Por outro lado, se fosse possível extrair a tensão diretamente do nó V_{PD} , a faixa dinâmica atingida subiria para aproximadamente 67,8 dB, o que é o objetivo da arquitetura descrita a seguir.

3.2. Arquitetura HDR proposta pelo LPC

A arquitetura de alta faixa dinâmica proposta pelo LPC [16] tem seu esquemático mostrado na Figura 21. O *pixel* possui o mesmo foto-sensor do APS convencional, com quatro fotodiodos em paralelo, e os três transistores de leitura na mesma estrutura do APS 3T. O circuito de coluna inclui os transistores *source-follower* e de seleção espelhos do *pixel*, os transistores e o resistor de polarização e o amplificador operacional, de dois estágios com carga *cascode*.

Foi necessário implementar um transistor funcionando como chave entre o terminal de saída do amplificador e sua entrada inversora. Esta chave tem a função de levar a saída a zero quando nenhum *pixel* da coluna for lido, e é comandada pelo sinal *S_Down*, com função complementar à do sinal de seleção *SEL*. O tamanho de todos os elementos utilizados é mostrado na Tabela 4.

É importante ressaltar que a presença de um transistor funcionando como amplificador (*source-follower*) no circuito de coluna, e que deve ser um espelho do *pixel*, irá gerar uma nova componente de ruído de padrão fixo (FPN) no circuito. Isto ocorrerá devido ao descasamento entre estes transistores e será ainda mais significativo nos *pixels* que estiverem mais distantes do circuito de coluna. Entretanto, como explicado na seção 2.1, este tipo de ruído pode ser eliminado através da técnica de CDS e, portanto, não será considerado nas análises aqui apresentadas.

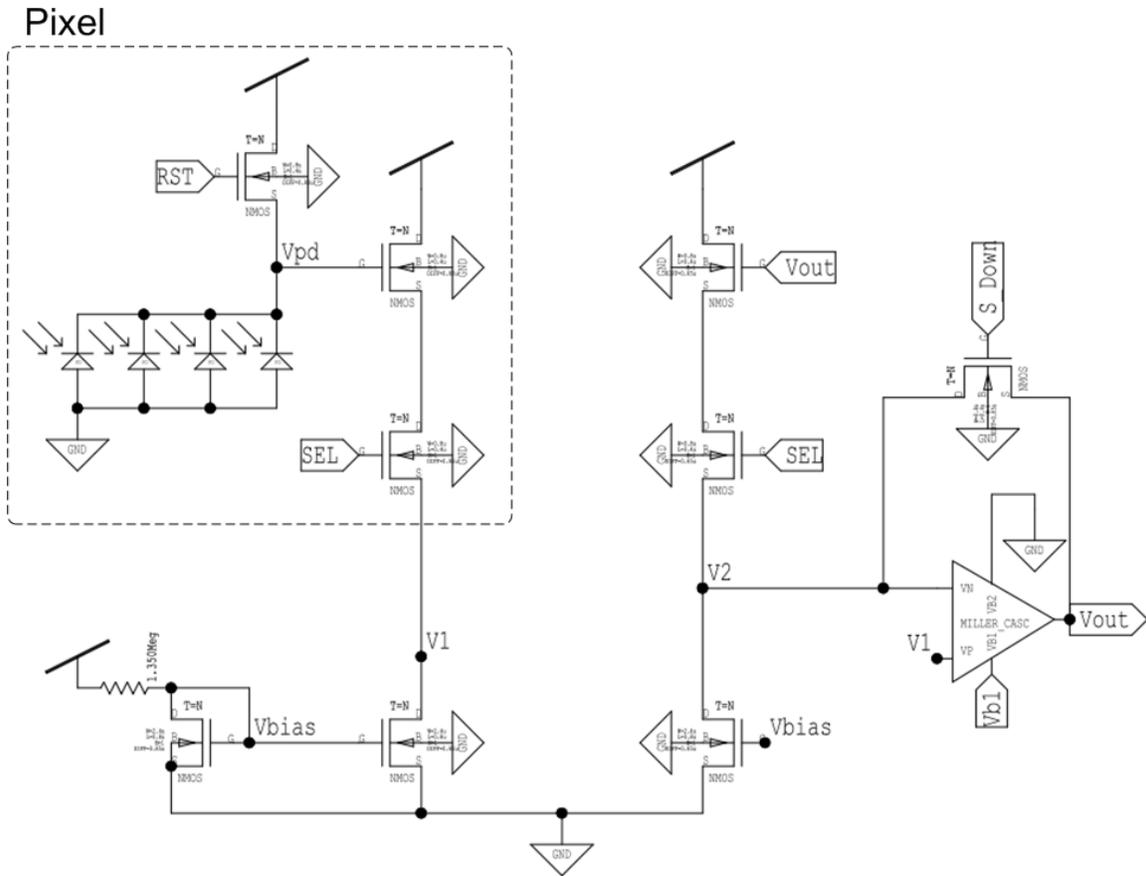


Figura 21: esquemático da arquitetura HDR desenvolvida pelo LPC.

Tabela 4: tamanho dos elementos no projeto elétrico da arquitetura HDR-LPC.

função (posição) – elemento	tamanho
reset (pixel e coluna) – 2xNMOS	W / L = 0,4 μ m / 0,4 μ m
source-follower (pixel e coluna) – 2xNMOS	W / L = 0,8 μ m / 0,4 μ m
seleção de linha (pixel e coluna) – 2xNMOS	W / L = 0,8 μ m / 0,4 μ m
fonte de corrente (coluna) – 3xNMOS	W / L = 2,4 μ m / 0,8 μ m
polarização – resistor	R = 1,35 Meg Ω
chave S_Down – NMOS	W / L = 0,8 μ m / 0,4 μ m

O amplificador utilizado no circuito foi projetado em [35] e seu esquemático é mostrado na Figura 22. Ele é composto de dois estágios sendo, o primeiro, um amplificador diferencial com entrada PMOS e carga *cascade* e, o segundo, um estágio de ganho formado por um inversor com entrada NMOS. Os tamanhos de todos os elementos do circuito são mostrados na Tabela 5.

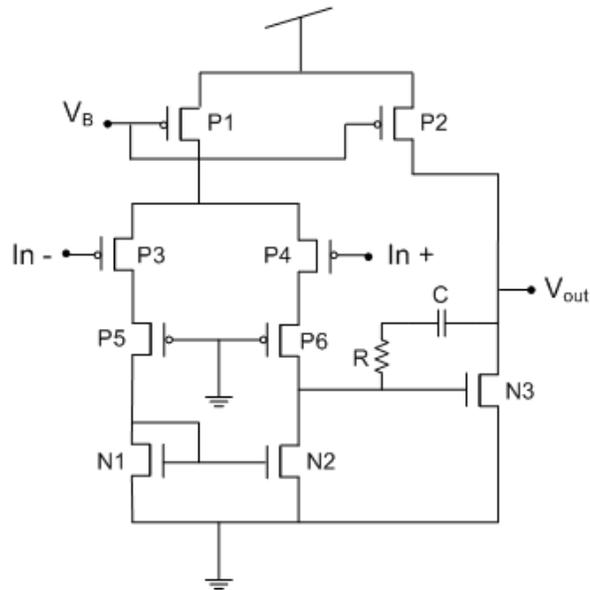


Figura 22: esquemático do amplificador utilizado na arquitetura HDR-LPC.

Tabela 5: tamanho dos elementos do amplificador da arquitetura HDR-LPC.

elemento	tamanho		
	W (μm)	L (μm)	M
P1	9	1	2
P2	9	1	4
P3, P4	4,5	0,5	4
P5, P6	12	0,5	2
N1, N2	3	1	2
N3	12	1	2
R	5 K Ω		
C	400 fF		

Como é possível observar no esquemático da Figura 21, o *pixel* da arquitetura HDR-LPC é exatamente igual ao da arquitetura APS 3T descrita na seção anterior. Dessa forma, o elevado *fill-factor* da arquitetura APS se mantém na arquitetura HDR-LPC. Nas subseções a seguir, são realizadas a extração de parâmetros para o modelo de sensor de imagem descrito no capítulo anterior e a análise transiente a partir de simulações deste esquemático.

3.2.1.Extração de parâmetros

Os parâmetros utilizados no modelo do capítulo anterior para a arquitetura HDR proposta pelo LPC são os mesmos do APS convencional, a saber: capacidade de carga q_{max} , corrente de escuro i_d e valor médio do ruído dos circuitos de leitura σ_{QR} . Entretanto, como as simulações destas arquiteturas estão compartilhando o mesmo foto-sensor, os valores obtidos na seção 3.1.1 para q_{max} e i_d também são válidos aqui. Além disso, também não é necessário se comprovar mais uma vez a modelagem do ruído *shot* de corrente.

Desta forma, nesta seção será realizada a extração apenas do parâmetro σ_{QR} , e, em seguida, será realizada uma comparação da razão sinal-ruído e da faixa dinâmica obtidas com os parâmetros de referência supostos no capítulo 2 com as obtidas com os parâmetros extraídos neste capítulo.

A extração do valor médio do ruído do circuito de leitura da arquitetura HDR-LPC seguiu o mesmo procedimento adotado na arquitetura APS convencional. Foi realizada uma simulação “AC noise”, medindo-se a frequência de corte do circuito, a densidade espectral de potência (PSD) do ruído referenciado à entrada e, finalmente, a raiz quadrada da integral da PSD na frequência de corte do circuito, que dá a tensão média do ruído.

Esta simulação também foi realizada utilizando-se um esquemático reduzido do circuito, sem o transistor de *reset* e os fotodiodos, e com uma fonte de tensão AC em seus lugares. O resultado da simulação, realizada a partir da frequência de 1 MHz, pode ser encontrado na Figura 23.

A curva mais abaixo da figura mostra o ganho da saída V_{OUT} , com uma frequência de corte de aproximadamente 109,6 MHz. Com isto, tem-se uma banda do circuito bastante reduzida em relação ao APS convencional, como era desejado.

A segunda curva mostra a densidade espectral de potência do ruído referenciado à entrada, na unidade de V^2/Hz . Para encontrar o valor médio do ruído, faz-se a integral desta curva na banda do circuito, e tira-se a raiz quadrada, o que foi feito na curva mais acima da figura. O resultado obtido é de aproximadamente 597 μV de valor médio do ruído no *gate* do transistor *source-follower*.

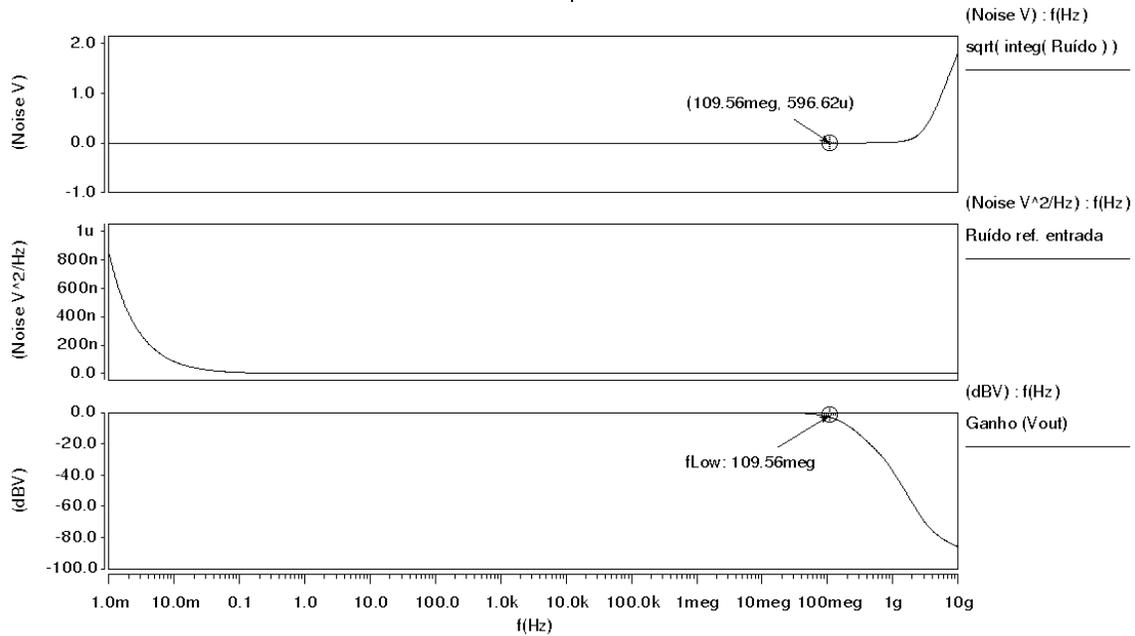


Figura 23: resultado da simulação AC noise para se obter o ruído de leitura da HDR-LPC.

Por fim, para se obter σ_{Qr} , é necessário converter o ruído em volts para elétrons, unidade utilizada no modelo do capítulo anterior. Para isto, utiliza-se a equação (29), com o valor médio do ruído no lugar de V_{reset} , resultando num valor aproximadamente igual a 46 elétrons.

Este resultado representa uma melhora de aproximadamente 30% em comparação com o ruído apresentado pelo circuito APS 3T simulado. Apesar da redução suposta no capítulo anterior ter sido de 50% (de 20 para 10 elétrons), a redução encontrada de 30% é bastante significativa.

Na Figura 24 é apresentada a razão sinal-ruído calculada com os parâmetros de referência apresentados na seção 2.2.2 e com os parâmetros extraídos acima. As faixas dinâmicas obtidas são 75,2 dB para os parâmetros de referência e 67,7 dB para os parâmetros extraídos.

O resultado apresentado é bastante semelhante à comparação de SNR entre o APS de referência com o extraído, mostrado na seção 3.1.1. A arquitetura HDR-LPC com parâmetros extraídos é capaz de ler fotocorrentes mais altas, devido à maior capacidade de carga, porém não consegue ler fotocorrentes tão baixas, devido ao maior ruído de leitura e corrente de escuro.

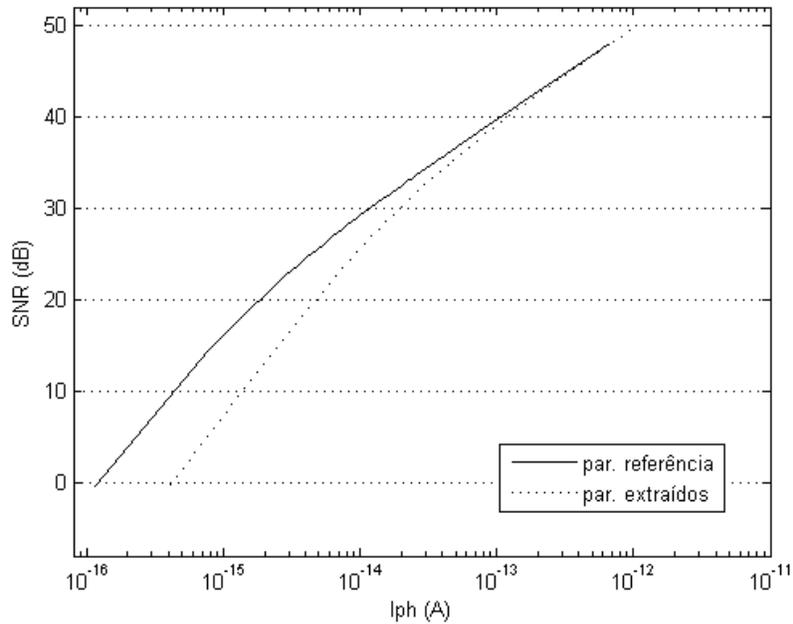


Figura 24: SNR da arquitetura HDR-LPC com parâmetros de referência ($\sigma_{Qr} = 10q$) e com parâmetros extraídos.

A comparação entre o APS com parâmetros extraídos e a HDR-LPC com parâmetros extraídos, que explicitará a melhora alcançada pela arquitetura desenvolvida no LPC, será realizada na última seção deste capítulo, em conjunto à comparação com a arquitetura HDR de tempo até a saturação.

3.2.2. Simulação transiente

Para averiguar a relação entre a entrada (i_{ph}) e a saída (V_{out}) da arquitetura HDR-LPC, foi feita uma análise transiente do circuito mostrado na Figura 21. Foram realizadas uma série de simulações variando a corrente de entrada com base nos limites encontrados no cálculo da faixa dinâmica da seção anterior, de $i_{max} \approx 1$ pA e $i_{min} \approx 0,4$ fA. Para avaliar se a saída V_{OUT} do circuito está de fato copiando o sinal no nó do fotodiodo V_{PD} , ambos os pontos foram medidos. O resultado obtido é mostrado na Figura 25.

São projetadas no gráfico as tensões de saída para uma fotocorrente de até 2 pA, de forma a ilustrar a saturação do sensor. É possível observar que a saída do circuito é cortada a partir de uma tensão de aproximadamente 0,36 V, valor este obtido através da regressão linear das amostras saturadas. Este corte é causado pelo *source-follower* ainda utilizado dentro do *pixel* em conjunto com amplificador operacional utilizado.

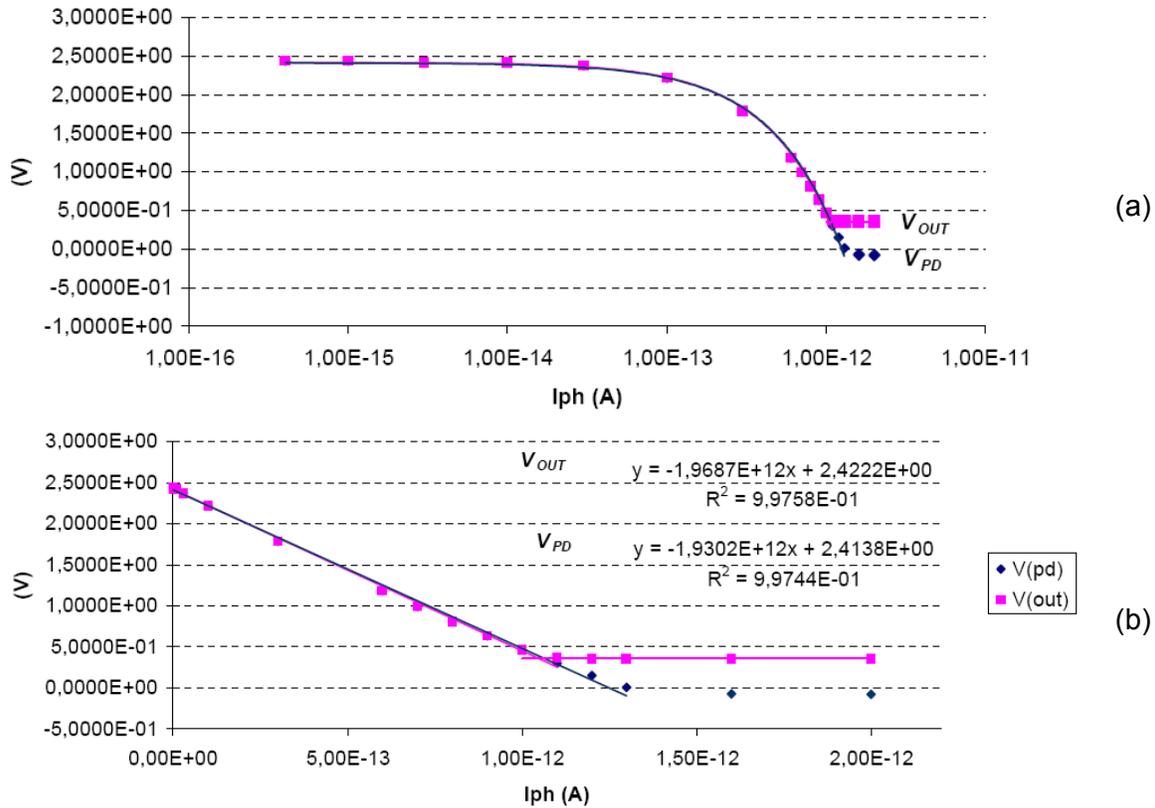


Figura 25: saída (V_{out}) vs. entrada (i_{ph}) da arquitetura HDR-LPC em (a) escala log e (b) escala linear.

Para tensões acima de 0,36 V, a saída do circuito consegue copiar com sucesso a tensão em V_{PD} . Isto pode ser comprovado pelas regressões lineares mostradas no gráfico, que apresentam um valor R-quadrado superior a 0,997, e indicam um ganho de tensão de V_{PD} para V_{OUT} de 1,02, muito próximo da unidade.

Entretanto, devido ao corte da saída causado pelo amplificador, a excursão de sinal da saída é reduzida de 2,41 V para 2,06 V. Isto faz com que a corrente máxima que pode ser lida pelo circuito seja de aproximadamente 1,05 pA, enquanto que a saturação do fotodiodo ocorre apenas em 1,22 pA.

Esta corrente máxima de 1,05 pA ainda é superior a corrente máxima obtida pelo circuito APS da seção 3.1, de 900 fA. Assim, a faixa dinâmica atingida por este circuito, considerando-se como limite inferior o valor médio do ruído no escuro, é 68,0 dB, cerca de 2,5 dB acima do obtido pelo APS 3T simulado.

3.3. Arquitetura HDR de tempo até a saturação

A arquitetura de alta faixa dinâmica de tempo até a saturação foi implementada conforme mostra o esquemático na Figura 26. A saída V_{out1} reproduz exatamente a

saída da arquitetura APS 3T, e a saída V_{out2} é a saída que mede o tempo até a saturação. Para realizar esta medição, é utilizado: 1) um comparador, formado por um amplificador com três estágios; 2) um circuito amostrador (*sample & hold*, SH) formado por uma chave e um transistor conectado como capacitor e 3) um amplificador *source-follower* e uma chave para habilitar a leitura na coluna. O tamanho dos elementos utilizados é descrito na Tabela 6.

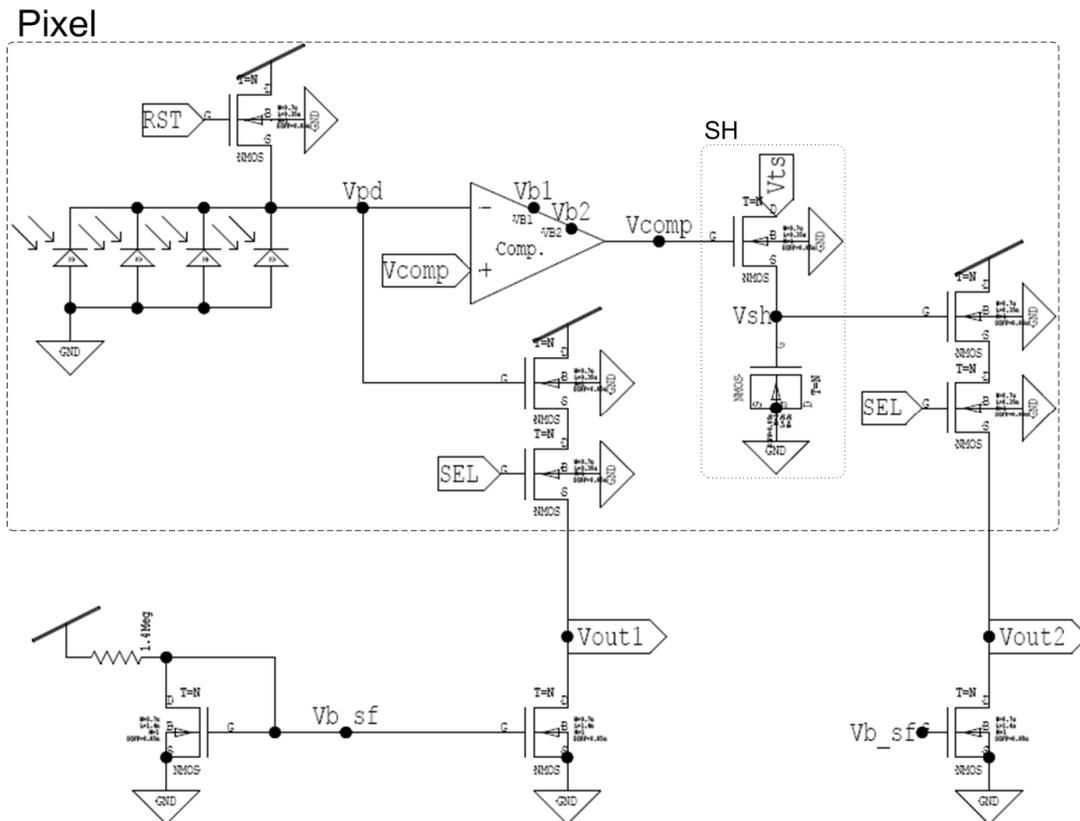


Figura 26: esquemático da arquitetura HDR de tempo até a saturação.

Tabela 6: tamanho dos elementos no projeto elétrico da arquitetura APS-TS.

função – elemento	tamanho
reset – NMOS	W / L = 0,7 μm / 0,35 μm
source-follower (V_{out1} e V_{out2}) – 2xNMOS	W / L = 0,7 μm / 0,35 μm
seleção de linha (V_{out1} e V_{out2}) – 2xNMOS	W / L = 1,0 μm / 0,35 μm
fonte de corrente – 3xNMOS	W / L = 0,7 μm / 1,4 μm
polarização – resistor	R = 1,4 Meg Ω
chave SH – NMOS	W / L = 0,7 μm / 0,35 μm
capacitor SH – NMOS	W / L = 2,0 μm / 2,0 μm

A fonte de polarização para os dois *source-followers* do circuito é a mesma do circuito APS 3T, polarizando cada *source-follower* com uma corrente de 2 μA . A polarização do comparador analógico não é mostrada para simplificar o diagrama, mas tem a mesma estrutura da polarização dos *source-followers*.

O esquemático do comparador com três estágios de amplificação é mostrado na Figura 27. O primeiro estágio é um par diferencial simples com entrada NMOS, que tem sua saída ligada em um transistor PMOS configurado como *drain-follower* – que forma o segundo estágio. As equações de (31) a (34) regem o projeto dos dois primeiros estágios do amplificador. Todos os transistores são projetados para operarem na região de saturação.

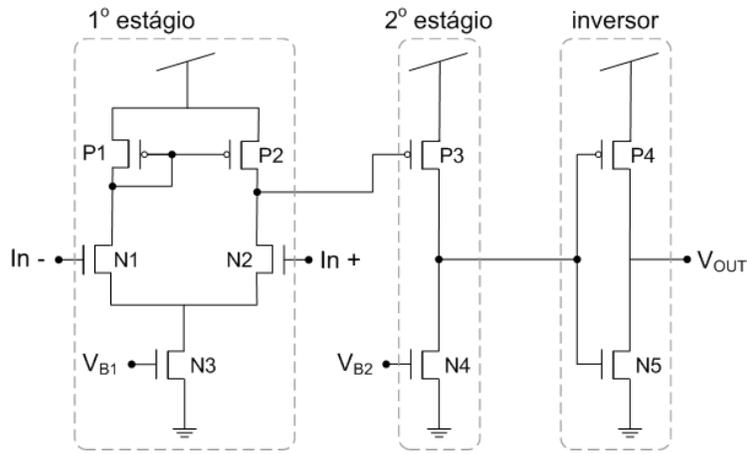


Figura 27: esquemático do comparador da arquitetura HDR de tempo até a saturação.

A polarização do primeiro estágio foi definida de forma que cada lado do par diferencial possua uma corrente de 1,5 μA . Para o segundo estágio foi definida uma corrente de 3 μA . Além disso, para aumentar a velocidade de comparação, isto é, para o amplificador saturar ou cortar rapidamente, não é utilizado um capacitor de compensação. Como o circuito funcionará em malha aberta, não há o risco de oscilação, independentemente da margem de fase.

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{Th})^2 \quad (31)$$

$$A_v = \frac{g_{m_{N1}} \cdot g_{m_{P3}}}{(g_{ds_{N2}} + g_{ds_{P2}}) \cdot (g_{ds_{P3}} + g_{ds_{N4}})} \quad (32)$$

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D} \quad (33)$$

$$g_{ds} = \lambda \cdot I_D \quad (34)$$

Por fim, o último estágio do comparador é um inversor CMOS, utilizado para saturar a saída nas tensões de V_{DD} (máxima) e 0 V (mínima). Portanto, os transistores utilizados são de tamanho mínimo. O tamanho de todos os transistores utilizados no comparador é descrito na Tabela 7.

Tabela 7: tamanho dos elementos do comparador da arquitetura APS-TS.

elemento	tamanho		
	W (μm)	L (μm)	M
<i>P1, P2</i>	2	2	1
<i>N1, N2</i>	2	2	1
<i>N3</i>	2	2	2
<i>P3, N4</i>	2	2	2
<i>P4, N5</i>	1	0,35	1

Em relação aos sinais de controle, além dos sinais de seleção e *reset* do *pixel*, dois sinais analógicos são necessários, uma tensão constante que indique a saturação do sensor, V_{comp} , e a rampa V_{TS} , que será a curva amostrada para gerar o sinal de saída V_{out2} .

Como esta arquitetura usa um amplificador *source-follower* na saída APS (V_{out1}), a saturação do sensor se dará quando esta saída chegar a zero, e não quando o sensor de fato saturar, como mostrado na seção 3.1.2. Quando $V_{out1} = 0$ V, a tensão em V_{pd} será positiva, e o valor desta tensão deve ser o valor aplicado à V_{comp} . A definição exata do valor desta tensão será feita na seção de análise transiente.

A tensão V_{TS} deve seguir a equação (35), mostrada abaixo. Sendo assim, o primeiro passo para sua geração é determinar a excursão de sinal $\Delta V = V_{max} - V_{min}$. Como a saída V_{out2} também será lida através de um *source-follower*, haverá uma queda de uma tensão de limiar em relação à tensão em V_{sh} . Além disso, para o sinal V_{TS} chegar a V_{sh} , ele precisa passar por uma chave implementada com transistor NMOS, e por isso também haverá uma queda de uma tensão de limiar neste ponto. Os valores exatos utilizados para se chegar à excursão de sinal de V_{TS} serão mostrados na próxima subseção.

$$V_{TS}(t_{sat}) = \frac{\Delta V \cdot q_{max}}{i_{max}} \cdot \frac{1}{t_{sat}} + V_{min} \quad (35)$$

Por fim, é importante ressaltar que apesar do ganho de faixa dinâmica apresentado por esta arquitetura, o circuito de leitura no *pixel* é significativamente maior

do que na arquitetura APS e HDR-LPC. Desta forma, o *fill-factor* no projeto físico de um *pixel* APS-TS é bastante reduzido. Nas subseções a seguir, são realizadas a extração de parâmetros para o modelo de sensor de imagem descrito no capítulo anterior e a análise transiente a partir de simulações do esquemático.

3.3.1. Extração de parâmetros

Os parâmetros utilizados no modelo do capítulo anterior para a arquitetura de tempo até a saturação são: 1) a capacidade de carga q_{max} ; 2) a corrente de escuro i_d ; 3) o valor médio do ruído dos circuitos de leitura em V_{out1} , σ_{Qr} ; 4) o valor médio do ruído em V_{out2} , σ_{V_2} e, finalmente, 5) a excursão de sinal de V_{TS} , ΔV .

O valor para a corrente de escuro pode ser reutilizado da extração da arquitetura APS 3T, pois esta depende apenas dos fotodiodos em si, que são os mesmos. Além disso, também não é necessário se comprovar mais uma vez a modelagem do ruído *shot* de corrente.

A capacidade de carga depende, como explicado anteriormente, das capacitâncias penduradas no nó do fotodiodo. Como na arquitetura TS o comparador está ligado a este nó, a capacitância equivalente do nó irá aumentar em relação às duas arquiteturas anteriores. Logo, foi novamente feita a estimativa da capacitância equivalente a partir de simulações com o transistor de *reset*, um capacitor e a fonte de corrente, comparando os resultados com a descarga do circuito completo. O valor de capacitância final obtido foi de 26,6 fF. A capacidade de carga foi então determinada conforme a equação (29), resultando em $q_{max} = 415.625$ elétrons.

Como mostrado na seção anterior, a saída V_{out1} reproduz exatamente a saída do APS 3T. Sendo assim, o valor médio do ruído de leitura nesta saída será o mesmo do APS 3T, ou seja, $\sigma_{Qr} = 64$ elétrons.

Para analisar o ruído na saída V_{out2} , é necessário analisar as fontes de ruído aleatório que contribuem para o ruído total. Para isso, é preciso voltar ao ruído kTC descrito na seção 2.1. Nesta seção, foi mostrado que o ruído kTC é eliminado do sistema através do uso da técnica de CDS, já que o valor do ruído não era alterado após o período de *reset*.

Entretanto, no circuito amostrador da arquitetura de tempo até a saturação, que tem estrutura semelhante ao fotodiodo com transistor de *reset*, isto não ocorre, apesar da saída V_{out2} também utilizar a técnica de CDS. Como a chave do amostrador

permanece ligada após a primeira amostragem durante a inicialização, a CDS irá eliminar somente o ruído de padrão fixo desta saída.

Dessa forma, é necessário quantificar o ruído kTC na saída V_{out2} . Para isso, basta supormos uma fonte de ruído em tensão com valor médio quadrático expresso pela equação (1). O valor C do capacitor da equação é definido através da obtenção da capacitância equivalente no nó do circuito amostrador, V_{sh} . Adotando o mesmo procedimento descrito anteriormente para obtenção de capacitâncias de nós, chegou-se ao valor de 17,7 fF. Como o ruído será medido na saída do amplificador *source-follower*, é necessário multiplicar o valor de σ_{kTC}^2 pelo ganho A do amplificador, medido em 0,86 na seção 3.1.2.

A outra fonte de ruído presente na saída V_{out2} é a mesma da saída V_{out1} , o ruído de leitura do amplificador *source-follower*. Como as fontes de ruído kTC e de ruído de leitura são não-correlacionadas, é possível escrever o valor médio quadrático do ruído total na saída V_{out2} como mostra a equação (36), onde σ_{sf}^2 é o valor médio quadrático do ruído do *source-follower*.

$$\sigma_{V_2}^2 = \sigma_{kTC}^2 \cdot A^2 + \sigma_{sf}^2 \quad (36)$$

Para quantificar o ruído do amplificador *source-follower*, foi realizada uma simulação AC *noise* como a descrita na seção 3.1.1. Porém, foi agora utilizado o ruído referente à saída do circuito – a porta *source* do transistor. O resultado da simulação pode ser encontrado na Figura 28. Como se pode observar, o valor médio obtido para o ruído é de aproximadamente 612 μ V.

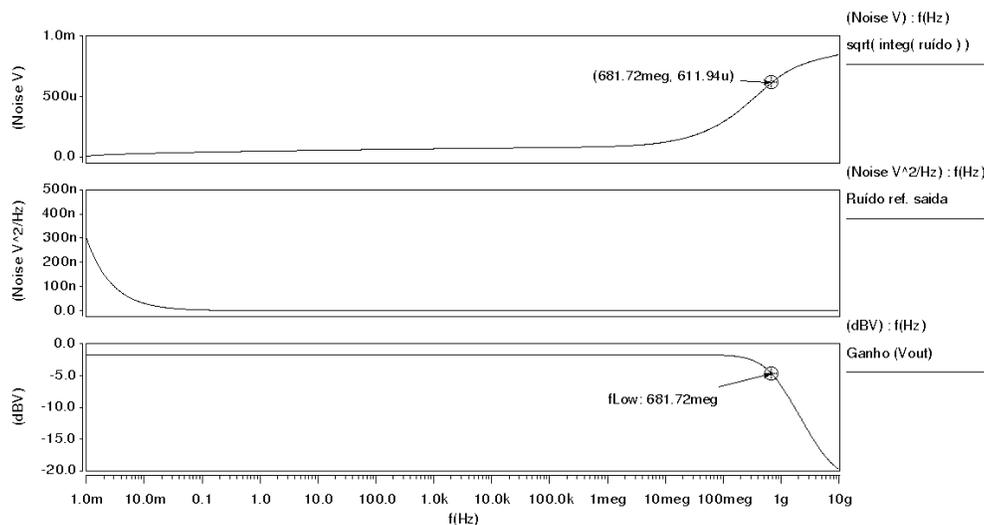


Figura 28: resultado da simulação AC *noise* para se obter o ruído referenciado à saída do *source-follower*.

Por fim, aplicando a equação (1) à equação (36) e utilizando os valores extraídos de ganho, capacitância e ruído de leitura, chega-se ao valor final para o ruído da saída V_{out2} de $\sigma_{V_2} \cong 740 \mu V$.

Além das fontes de ruído aleatório, existem duas outras fontes de erros no circuito, que são, entretanto, invariantes no tempo: o atraso do comparador e a injeção de carga da chave do circuito amostrador. Esses dois erros não são eliminados através da CDS pois se manifestam em nós internos ao *pixel*, porém a seção seguinte demonstrará um outro mecanismo do circuito capaz de compensá-los.

Por fim, para estimar a excursão de sinal de V_{TS} , ΔV , foram medidas as tensões de limiar da chave do circuito amostrador e do *source-follower*. Devido ao efeito de corpo na chave NMOS, a tensão máxima que pode ser atingida em V_{sh} é de aproximadamente 2,5 V. Pelo mesmo motivo, a tensão de limiar do *source-follower* é de aproximadamente 0,7 V quando a saída V_{out2} atinge 0 volts. Dessa forma, $\Delta V = 1,8$ V, com $V_{max} = 2,5$ V e $V_{min} = 0,7$ V.

Com todos os parâmetros extraídos, calculou-se então a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica da arquitetura com base no modelo do capítulo anterior. O gráfico da Figura 29 mostra o resultado obtido da razão sinal-ruído e compara-o à SNR do sensor de referência descrito na seção 2.2.4, ambos com $i_{max} = 100$ pA.

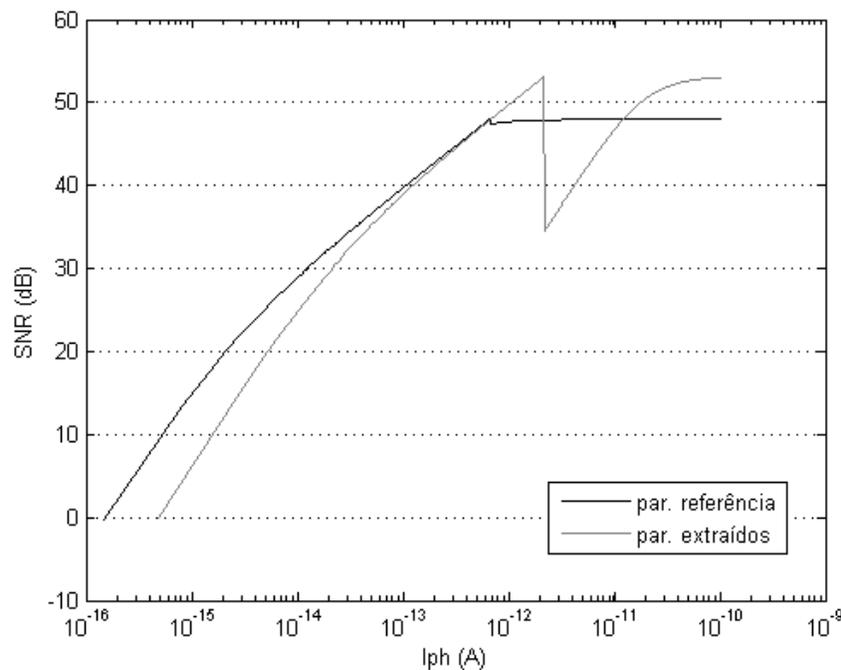


Figura 29: SNR da arquitetura APS-TS de referência e com os parâmetros extraídos.

A faixa dinâmica alcançada com os parâmetros extraídos é de 106,4 dB, comparada a uma faixa de 116,6 dB com os parâmetros de referência. A redução da faixa dinâmica é causada pelo maior nível de ruído apresentado pela saída V_{out1} em relação aos parâmetros de referência.

Além disso, pode-se observar uma redução significativa na razão sinal-ruído do circuito quando a saída V_{out2} entra em operação. Esta queda deve-se ao grande aumento do ruído de leitura do circuito que mede o tempo até a saturação em relação ao valor utilizado como referência. Entretanto, a queda de SNR atinge um mínimo de aproximadamente 34,5 dB, o que ainda representa uma qualidade de imagem razoável [18].

3.3.2. Simulação transiente

Para averiguar a relação entre a entrada (i_{ph}) e as duas saídas (V_{out1} e V_{out2}) do circuito da Figura 26, foi realizada uma série de simulações transientes. Primeiramente, se analisou a saída APS, V_{out1} , e a tensão no nó do fotodiodo, V_{pd} , como mostra a Figura 30. Isto foi feito, pois como a capacidade de carga do sensor aumentou consideravelmente em relação ao APS 3T, as equações que descrevem a relação entrada vs. saída também mudaram. As simulações foram feitas variando a corrente de entrada com base nos limites encontrados no cálculo da faixa dinâmica da seção anterior, a saber: $i_{max} \approx 2,2 \text{ pA}$ e $i_{min} \approx 0,5 \text{ fA}$.

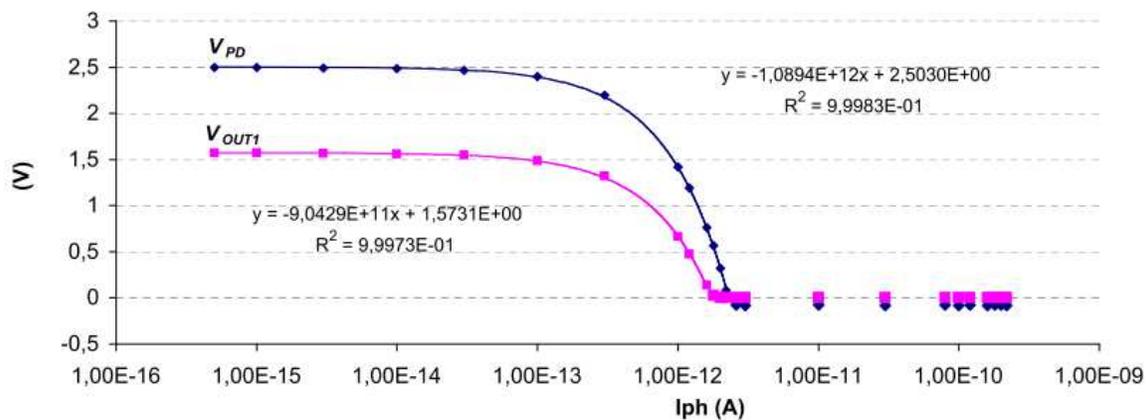


Figura 30: saída V_{out1} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.

Assim como ocorre na arquitetura APS 3T, o ganho de V_{pd} para V_{out1} não é linear, produzindo uma saturação da saída V_{out1} antes do foto-sensor em si estar saturado. Sendo assim, o circuito de medição do tempo até a saturação deve entrar em ação não quando o foto-sensor saturar, mas sim quando V_{out1} saturar.

Como o comparador tem como entrada o nó V_{pd} , é necessário descobrir em que valor de tensão este nó está quando V_{out1} satura. Para isto, basta utilizar as equações mostradas no gráfico, que resultam em: 1) a saída V_{out1} satura em aproximadamente 1,74 pA; 2) com esta fotocorrente, o nó V_{pd} está com uma tensão de cerca de 0,61 V. Portanto, o valor a ser utilizado na entrada V_{comp} do comparador será 0,61 V.

O último passo antes de se poder analisar a saída V_{out2} nas simulações transientes é definir os valores da equação da curva V_{TS} , mostrada em (35). A excursão de sinal ΔV foi definida na seção anterior, em 1,8 V, e i_{max} pode ser livremente escolhido, determinando a faixa dinâmica e a razão sinal-ruído da arquitetura. O parâmetro q_{max} obtido na seção anterior, entretanto, não pode ser utilizado diretamente.

Como o circuito de medição do tempo até a saturação entrará em ação quando V_{pd} estiver em 0,61 V, e não quando a capacidade de carga estiver saturada (V_{pd} em 0 V), a capacidade de carga do sensor não será totalmente utilizada. Dessa forma, deve-se subtrair a capacidade de carga não utilizada da capacidade total para se obter o a carga efetiva (q_{ef}) a ser utilizada para gerar V_{TS} , como mostra a equação (37).

$$q_{ef} = q_{max} - \frac{V_{comp} \cdot C_{eq.}}{q} = 314.210 \text{ elétrons} \quad (37)$$

Dessa forma, almejando-se uma corrente máxima a ser lida em V_{out2} de 100 pA, a curva V_{TS} assume a seguinte forma da equação (38). Esta curva foi produzida com o auxílio do software MATLAB e foi inserida no circuito através de uma seqüência de segmentos lineares, com pontos espaçados de 200 ns entre si.

$$V_{TS}(t_{sat}) = \frac{\Delta V \cdot q_{ef}}{i_{max}} \cdot \frac{1}{t_{sat}} + V_{min} = \frac{1,8 \cdot 314210 \cdot q}{100 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{1}{t_{sat}} + 0,7 \cong \frac{905 \mu}{t_{sat}} + 0,7 \quad (38)$$

Por fim, considerando a queda de uma tensão de limiar do *source-follower* de aproximadamente 0,7 V e o ganho de V_{sh} para V_{out2} de 0,83, a saída V_{out2} fica com seguinte forma, em função da fotocorrente:

$$V_{out2}(i_{ph}) = \frac{0,83 \cdot 905 \mu \cdot (i_{ph} + i_d)}{q_{ef}} = 14,94 \cdot 10^9 \cdot i_{ph} + 159 \cdot 10^{-6} \quad (39)$$

Durante as simulações transientes, entretanto, foi observado que a saída V_{out2} não apresentava um comportamento linear a partir de 1,74 pA, como era esperado, mas sim apenas a partir de cerca de 0,5 pA depois. Analisando os sinais do circuito, foi possível concluir que este atraso era causado pelos erros invariantes no tempo do circuito: o atraso do comparador e a injeção de carga no capacitor do amostrador quando a chave é aberta.

Para melhorar essas duas características, seria necessário aumentar significativamente a área ocupada pelo circuito amostrador e pelo comparador, o que não é possível devido à limitada área do *pixel*. Contudo, a tensão de referência para comparação V_{comp} pode ser alterada de forma a compensar estes problemas. Com seu valor aumentado para 0,7 V, foi possível obter uma saída linear desde a saturação de V_{out1} . O resultado obtido para as tensões em V_{out2} e em V_{sh} é mostrado na Figura 31.

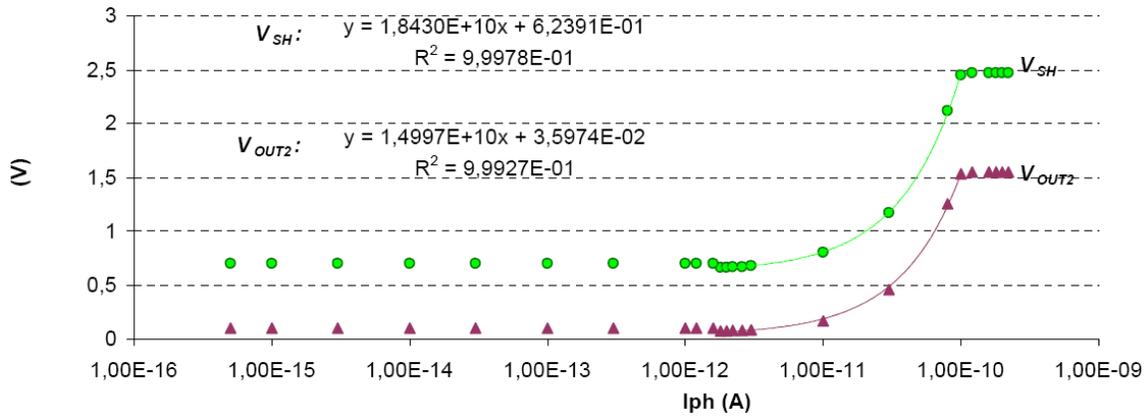


Figura 31: saída V_{out2} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.

Como pode ser observado, o objetivo principal de se conseguir uma saída linear em relação à fotocorrente foi atingido. Além disso, a função observada em V_{out2} ficou muito próxima da calculada na equação (39), tendo apenas um offset um pouco mais elevado devido à aproximação realizada para a tensão de limiar do transistor *source-follower*, que não é exatamente 0,7 V.

A partir das equações mostradas na Figura 30 e na Figura 31, foram obtidos os valores mostrados na Tabela 8. É importante ressaltar que o modelo utilizado para o cálculo com parâmetros extraídos considera um ganho de V_{pd} para V_{out1} unitário, o que não acontece, como mostrado anteriormente. Se utilizarmos o sinal de V_{pd} para obtermos a corrente máxima, o resultado é 2,3 pA, muito mais próximo do valor calculado, reforçando a precisão do modelo utilizado.

É importante ressaltar que os valores calculado e simulado de faixa dinâmica ficaram tão próximos, pois a equação obtida na saída V_{out2} do circuito por regressão linear também mostrou grande precisão em relação à curva esperada pela equação (39).

Por fim, é mostrada na Figura 32 a continuidade das duas saídas da arquitetura APS-TS em relação à fotocorrente.

Tabela 8: comparação entre resultados obtidos com a extração de parâmetros e com as simulações transientes da arquitetura APS-TS.

parâmetro	descrição	valor calculado com parâmetros extraídos	valor simulado
$i_{max-Vout1}$	Corrente máxima obtida pela saída V_{out1} .	2,2 pA	1,74 pA
SNR (V_{out2}) @ $i_{max-Vout1}$	Razão sinal-ruído da saída V_{out2} para a menor corrente lida por esta saída ($i_{max-Vout1}$).	34,5 dB	31,0 dB (considerando $\sigma_{V_2} = 740 \mu V$)
$i_{max-Vout2}$	Corrente máxima obtida pela saída V_{out2} .	100 pA	100 pA
DR	Faixa dinâmica total.	106,4 dB	106,5 dB

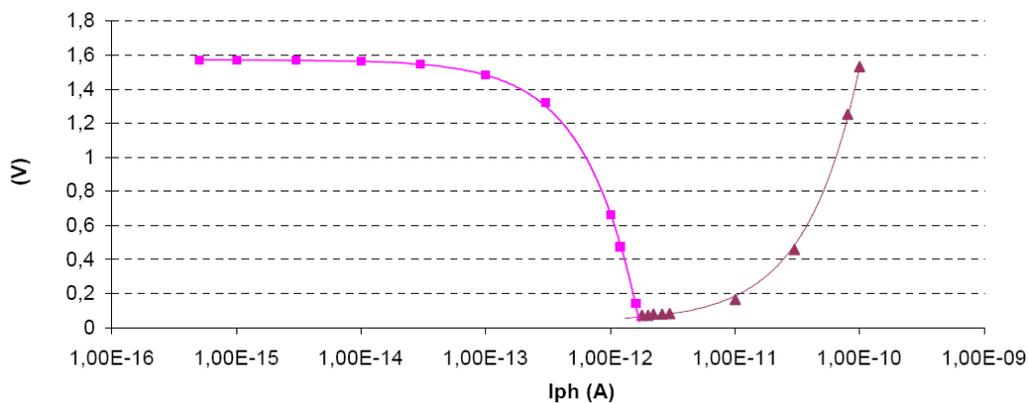


Figura 32: saídas V_{out1} e V_{out2} vs. entrada i_{ph} da arquitetura APS-TS em escala log.

3.4. Comparação entre as arquiteturas

Com os parâmetros extraídos das três arquiteturas projetadas neste capítulo, é possível comparar a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica entre as três, considerando agora a fabricação na tecnologia AMS C35 0,35 μm . Esta comparação é mostrada na Figura 33, com as faixas dinâmicas obtidas listadas na Tabela 9.

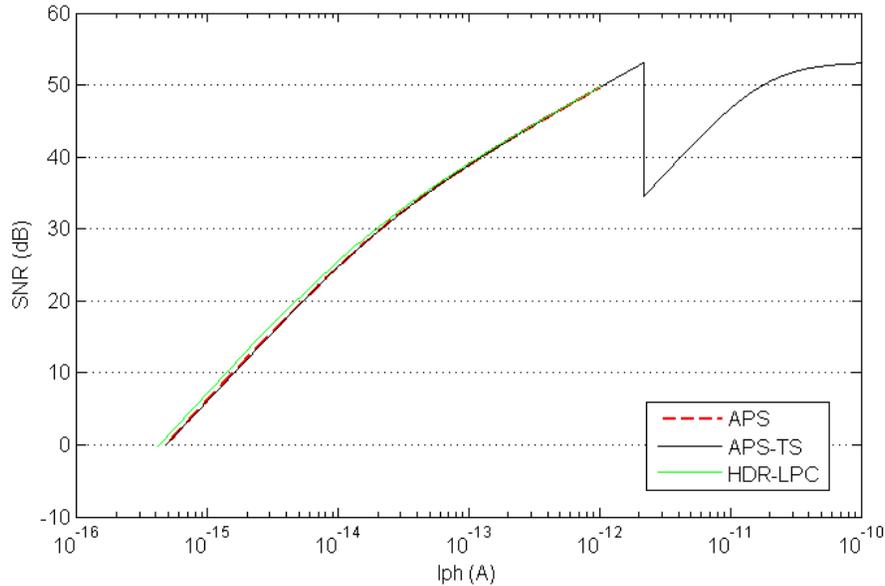


Figura 33: comparação da SNR entre as arquiteturas APS, APS-TS e HDR-LPC com parâmetros extraídos.

Como discutido anteriormente, a arquitetura HDR-LPC é capaz de fornecer uma faixa dinâmica mais elevada através da leitura de uma fotocorrente menor do que o APS 3T. Já a arquitetura APS-TS, projetada na seção 3.3, obtém sua elevada faixa dinâmica através da leitura de fotocorrentes maiores.

Tabela 9: comparação entre as faixas dinâmicas das arquiteturas APS, APS-TS e HDR-LPC com parâmetros extraídos.

	APS-TS	HDR-LPC	APS 3T
DR	106,4 dB	67,7 dB	66,5 dB

Estes valores de faixa dinâmica foram confirmados pelas simulações transientes, que exibiram faixas dinâmicas bastante semelhantes a estas. Isto corrobora a precisão do modelo descrito no capítulo 2. Na Figura 34 são mostrados os limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente, assim como as faixas dinâmicas obtidas, para as três arquiteturas projetadas, a partir dos resultados das simulações transientes.

A maior diferença entre as faixas dinâmicas simuladas e extraídas é exibida pela arquitetura APS 3T, e tem sua causa no ganho não-linear do amplificador *source-follower*, que não é modelado no cálculo da faixa dinâmica extraída. Nos outros dois casos, esta diferença não ultrapassou 0,3 dB.

Mais uma vez, a arquitetura HDR-LPC é capaz de ler as fotocorrentes mais baixas dentre as arquiteturas estudadas. Além disso, nos resultados das simulações transientes pode ser observado também o ganho de faixa dinâmica para fotocorrentes

elevadas produzido pela arquitetura HDR-LPC. A arquitetura APS-TS continua, contudo, capaz de ler as fotocorrentes mais elevadas e obter a maior faixa dinâmica.

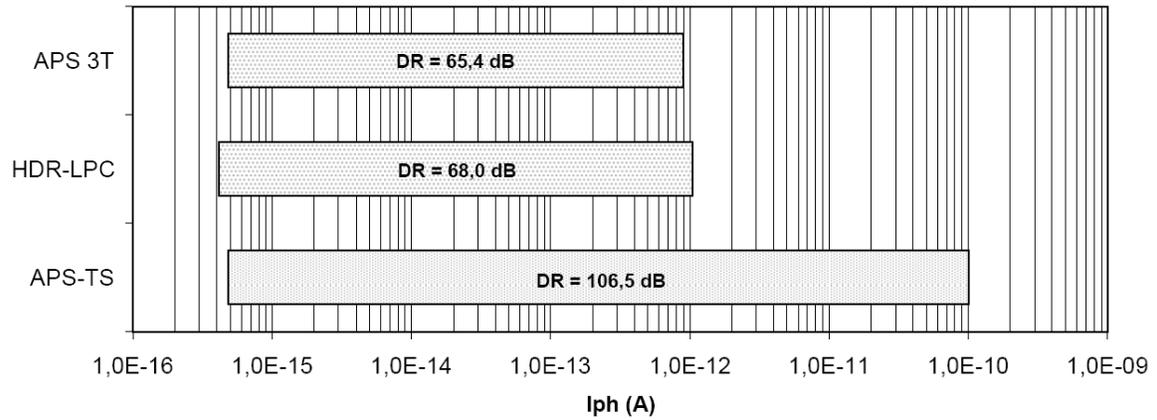


Figura 34: faixa dinâmica e limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente das três arquiteturas projetadas, obtidos a partir das simulações transientes.

4. Projeto de uma nova arquitetura

Os resultados apresentados no último capítulo comprovam as análises teóricas realizadas no início deste trabalho: a arquitetura proposta pelo LPC consegue reduzir o nível de ruído do sensor de imagem, permitindo a leitura de níveis de iluminação mais baixos, e a arquitetura de tempo até a saturação consegue estender a faixa dinâmica para altos níveis de iluminação por cerca de 20 dB com boa qualidade de imagem.

Além disso, o sensor projetado na seção 3.3, baseado em [15], produz a imagem final através da combinação de uma saída na estrutura APS 3T, para fotocorrentes baixas, e uma saída de medição do tempo até a saturação, para fotocorrentes altas. Por outro lado, o sensor baseado na arquitetura HDR-LPC possui a mesma estrutura da arquitetura APS 3T dentro do pixel, com três transistores (*reset*, *source-follower* e *seleção*).

Dessa forma, é possível propor uma nova arquitetura combinando as melhores características apresentadas pelos sensores descritos no capítulo anterior: baixo ruído para estender a faixa dinâmica para níveis de iluminação baixos, e a estrutura de tempo até a saturação para estender a faixa dinâmica para iluminações altas. Este capítulo irá descrever o projeto elétrico e físico desta nova arquitetura, realizando, também, a análise teórica do sistema.

4.1. Análise teórica

A arquitetura proposta irá seguir o diagrama apresentado na Figura 35. Este diagrama se assemelha ao diagrama da Figura 11, sendo retirado apenas a chave SH que possibilitava a obturação global, mas mantendo as mesmas saídas da arquitetura de tempo até a saturação estudada. As diferenças da nova arquitetura proposta em relação à arquitetura TS decorrem do uso do circuito de coluna da arquitetura HDR-LPC, descrito na seção 3.2, em ambas as saídas.

Sendo assim, as equações obtidas na seção 2.2.4 podem ser reutilizadas para esta nova arquitetura. O uso do circuito de leitura da arquitetura HDR-LPC em ambas as saídas do circuito acarretará na redução dos valores dos parâmetros de ruído σ_{Qr} e σ_{V_2} , devido, principalmente, a menor banda de operação do amplificador. Além disso, o ligeiro aumento na excursão de sinal da saída V_{out2} também contribuirá para a redução de ruído, já que σ_{V_2} é inversamente proporcional a ΔV , como mostrou a equação (22).

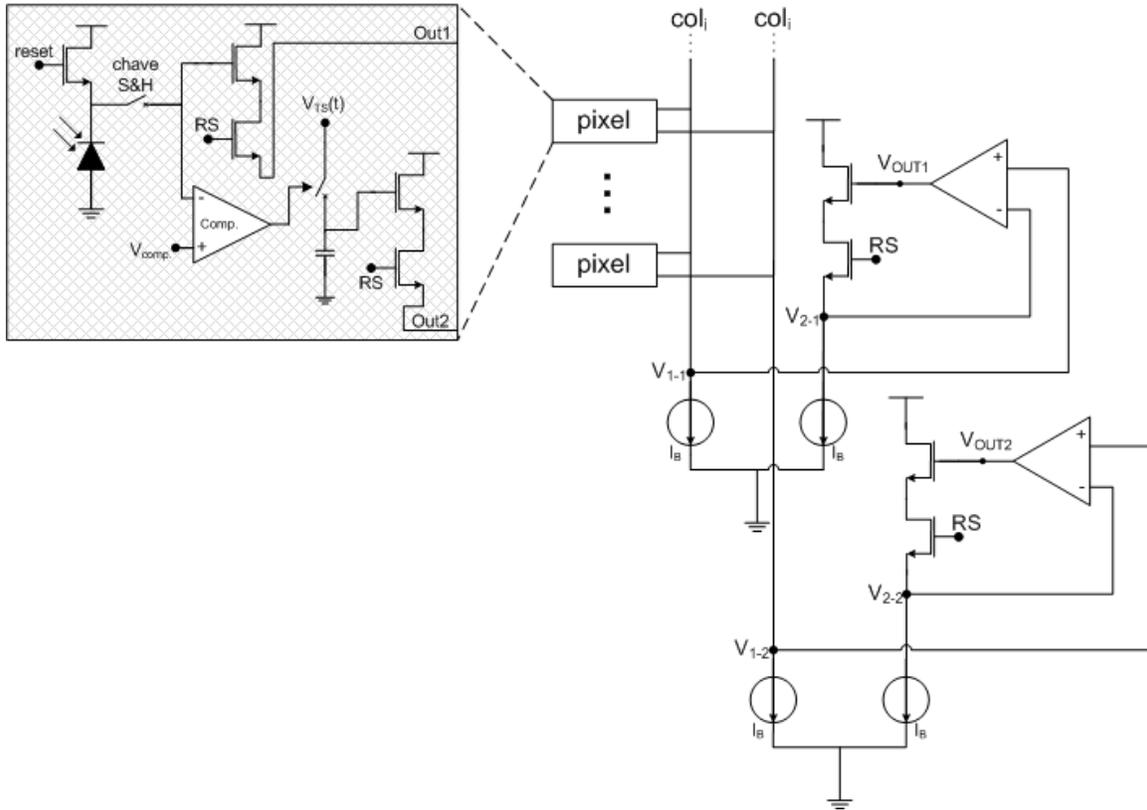


Figura 35: diagrama simplificado da nova arquitetura proposta.

Nesta seção, será realizada a análise teórica da nova arquitetura com base nos mesmos parâmetros de referência utilizados no capítulo 2, a saber:

- Corrente de escuro $i_d = 1 \text{ fA}$;
- Capacidade de carga $q_{max} = 125.000q$;
- Valor médio do ruído de leitura da saída V_{out1} , $\sigma_{QR} = 10q$;
- Valor médio do ruído de leitura da saída V_{out2} , $\sigma_{V_2} = 10\mu V$;
- Excursão de sinal da saída V_{out2} , $\Delta V = 2V$ e,
- Tempo de integração $t_{int} = 30 \text{ ms}$.

O valor médio do ruído na saída V_{out2} foi reduzido na mesma proporção ao da saída V_{out1} devido ao uso do mesmo circuito de leitura. A Figura 36 exhibe a razão sinal-ruído para a nova arquitetura e para a arquitetura TS original para comparação, ambas com uma fotocorrente máxima de 100 pA.

A nova arquitetura consegue alcançar uma faixa dinâmica de 118,7 dB, contra uma faixa dinâmica de 116,6 dB da arquitetura APS-TS. Este ganho provém exclusivamente da faixa de baixas iluminações, pois ambas as arquiteturas foram configuradas para a mesma fotocorrente máxima. Pode-se observar também que a

razão sinal-ruído teve uma ligeira melhora na faixa estendida de altas iluminações, devido à redução do ruído também na saída V_{out2} . Isto significa que é possível configurar a fotocorrente máxima para além de 100 pA na nova arquitetura, mantendo-se a mesma qualidade de imagem obtida na arquitetura APS-TS configurada para até 100 pA.

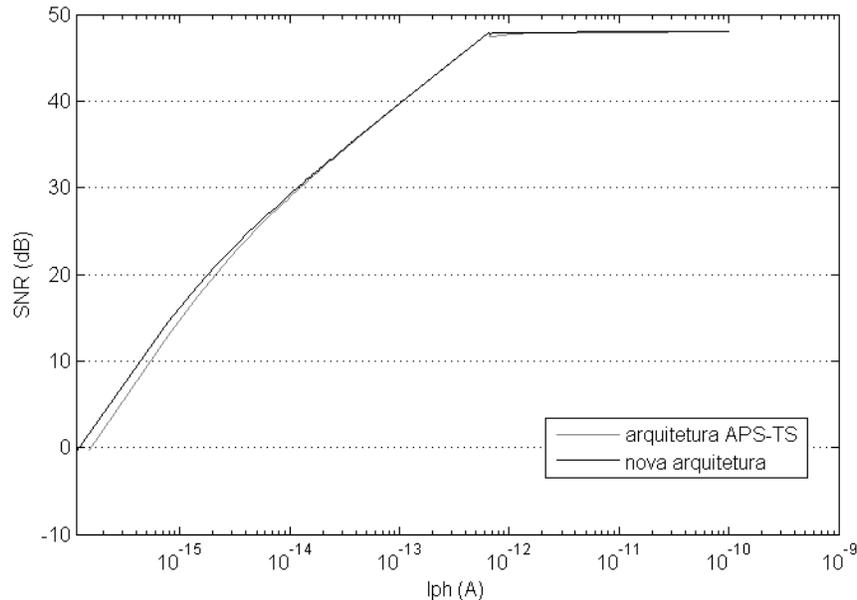


Figura 36: SNR das arquiteturas APS-TS e da nova arquitetura com parâmetros de referência.

4.2. Projeto elétrico

A arquitetura proposta foi implementada conforme mostra o esquemático na Figura 37. Como se pode observar, o circuito do *pixel* se mantém o mesmo da arquitetura APS-TS e o circuito de coluna é o mesmo da arquitetura HDR-LPC, duplicado para as duas saídas. Sendo assim, a saída V_{out1} reproduz exatamente a saída da arquitetura HDR-LPC e a saída V_{out2} será semelhante à saída V_{out2} da arquitetura APS-TS, porém com menor ruído e maior excursão.

As fontes de polarização dos amplificadores do circuito não são mostradas para simplificar o esquemático, porém são as mesmas utilizadas nos projetos dos respectivos amplificadores no capítulo 3.

Os tamanhos dos transistores que compõem o circuito são mostrados na Tabela 10. O amplificador utilizado como comparador segue o mesmo projeto realizado na seção 3.3 e o amplificador de coluna, utilizado duas vezes nesta arquitetura, segue o projeto apresentado na seção 3.2, não sendo repetidos aqui, portanto, os tamanhos dos elementos que os compõem.

Como se pode perceber, no esquemático mostrado há apenas um fotodiodo. Isto se deve à grande quantidade de transistores presentes no circuito do *pixel*, que irão reduzir drasticamente a área disponível para sensibilidade à luz – ou seja, reduzir o *fill factor*. Como será mostrado na seção 4.3, um fotodiodo já ocupa uma razão suficiente desta área para capturar os fotoportadores.

Os sinais de controle V_{TS} e V_{comp} são da mesma forma dos sinais apresentados na seção 3.3. Como nesta nova arquitetura a saída V_{out1} satura por volta dos 0,36 V (como mostrado na seção 3.2.2), o sinal V_{comp} deve agora indicar esta tensão. Já a rampa V_{TS} irá seguir a mesma equação (35), porém com parâmetros de excursão de sinal diferentes. Estes parâmetros, em conjunto com os outros utilizados na análise teórica da arquitetura, serão obtidos na próxima subseção.

Por fim, pode-se perceber que o transistor NMOS utilizado como capacitor no circuito amostrador aumentou significativamente. Isto foi feito devido ao aumento da excursão de sinal na saída, até 0,36 V. Para níveis de tensão próximos a este valor, a injeção de carga no capacitor aumentava não-linearmente, e, portanto, para reduzir estes efeitos, o capacitor foi aumentado.

4.2.1. Extração de parâmetros

Os parâmetros utilizados para análise teórica da nova arquitetura são os mesmos da arquitetura APS-TS estudada anteriormente, a saber: 1) a corrente de escuro i_d ; 2) a capacidade de carga q_{max} ; 3) o valor médio do ruído dos circuitos de leitura em V_{out1} , σ_{QR} ; 4) o valor médio do ruído em V_{out2} , σ_{V_2} e, finalmente, 5) a excursão de sinal de V_{TS} , ΔV .

O valor da corrente de escuro depende exclusivamente dos fotodiodos utilizados no circuito. Como a extração da corrente de escuro na seção 3.1.1 mostrou, cada fotodiodo utilizado produz aproximadamente 2,665 fA, o que totalizava, para o conjunto de quatro fotodiodos utilizados nos projetos elétricos realizados no capítulo 3, uma corrente de escuro de 10,66 fA. Como na nova arquitetura será utilizado apenas um fotodiodo, a corrente de escuro será reduzida para o valor da corrente de um fotodiodo apenas, 2,665 fA.

A capacidade de carga depende, como explicado anteriormente, das capacitâncias conectadas ao nó do fotodiodo. Como os fotodiodos na nova arquitetura foram reduzidos de quatro para um, o valor da capacitância do nó irá ser reduzido em comparação com a arquitetura APS-TS. Sendo assim, foi novamente feita a estimativa

da capacitância equivalente a partir de simulações com o transistor de *reset*, um capacitor e a fonte de corrente, comparando os resultados com a descarga do circuito completo. O valor de capacitância final obtido foi de 16,5 fF. A capacidade de carga foi então determinada conforme a equação (29), resultando em $q_{max} = 257.810$ elétrons.

No esquemático da nova arquitetura, a saída V_{out1} reproduz exatamente a saída da arquitetura HDR-LPC. Sendo assim, o valor médio do ruído de leitura nesta saída será o mesmo da HDR-LPC, ou seja, $\sigma_{Qr} = 46$ elétrons.

O ruído na saída V_{out2} segue a equação (36), definida para o ruído da arquitetura APS-TS. Nesta equação são consideradas as fontes de ruído kTC e de ruído de leitura do circuito.

Para a primeira, basta supormos uma fonte de ruído em tensão com valor médio quadrático expresso pela equação (1). O valor C do capacitor da equação é definido através da obtenção da capacitância equivalente no nó do circuito amostrador, V_{sh} . Adotando o mesmo procedimento descrito anteriormente para obtenção de capacitâncias de nós, chegou-se ao valor de 162 fF. Como a saída do circuito possui ganho unitário em relação ao nó de amostragem, o valor obtido por esta fonte pode ser utilizado diretamente como valor do ruído, resultando, portanto, em $\sigma_{kTC} = 160 \mu V$.

Já para o ruído de leitura, basta realizar a mesma simulação *AC noise* da seção 3.2.1, porém observando o ruído referente à saída do circuito. O resultado da simulação pode ser encontrado na Figura 38. Como se pode observar, o valor médio obtido para o ruído é de aproximadamente 535,5 μV .

Por fim, utilizando a equação (36) e os valores extraídos acima para as duas fontes de ruído, chega-se ao valor final para o ruído da saída V_{out2} de $\sigma_{V_2} \cong 560 \mu V$. Isto representa uma redução de aproximadamente 25% em relação ao ruído apresentado pela saída V_{out2} na arquitetura APS-TS, o que irá melhorar a razão sinal-ruído da faixa dinâmica estendida.

Para estimar a excursão de sinal de V_{TS} , ΔV , foram consideradas a queda de tensão de limiar do transistor funcionando como chave do circuito amostrador e o limite de saturação da saída V_{out2} . Este limite, como mostrado na seção 3.3.2, é de aproximadamente 0,36 V. Para que a região não-linear perto da saturação não seja atingida, foi definido como limite mínimo para V_{TS} 0,4 V. Já o limite superior, como mostrado na seção 3.3.1, é de 2,5 V. Dessa forma, tem-se que $\Delta V = 2,1$ V.

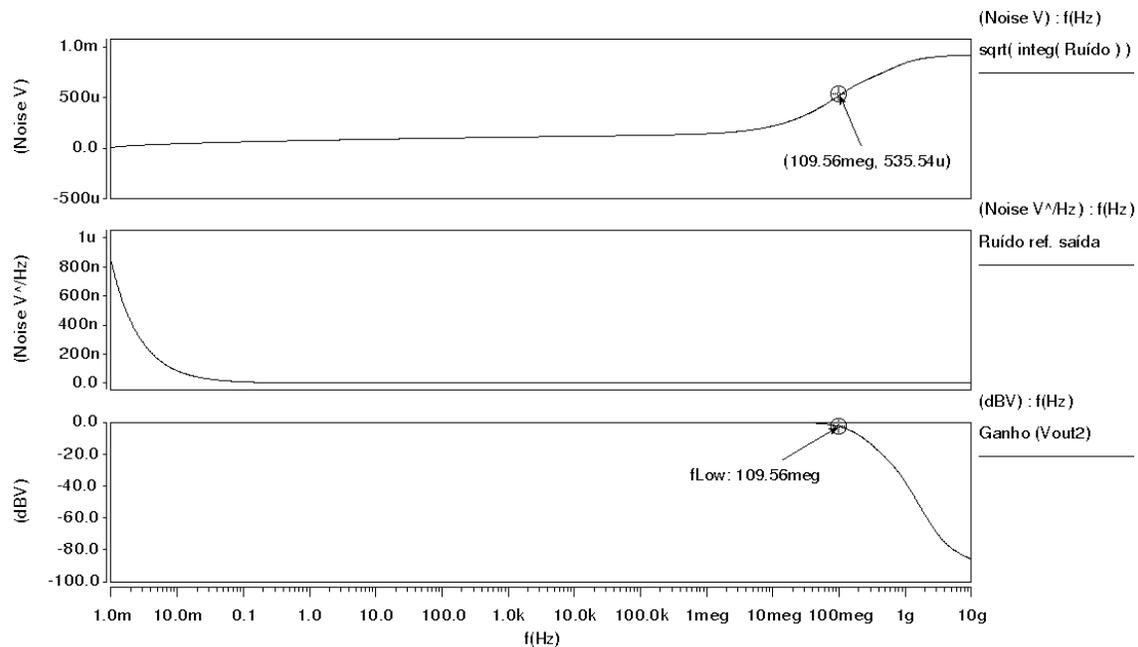


Figura 38: resultado da simulação AC noise para se obter o ruído referenciado à saída do circuito de leitura.

Com todos os parâmetros extraídos, calculou-se então a razão sinal-ruído e a faixa dinâmica da arquitetura com base no modelo do capítulo 2. O gráfico da Figura 39 mostra o resultado obtido da razão sinal-ruído e compara-o à SNR do sensor com parâmetros de referência descrito no início deste capítulo, ambos com $i_{max} = 100 \text{ pA}$.

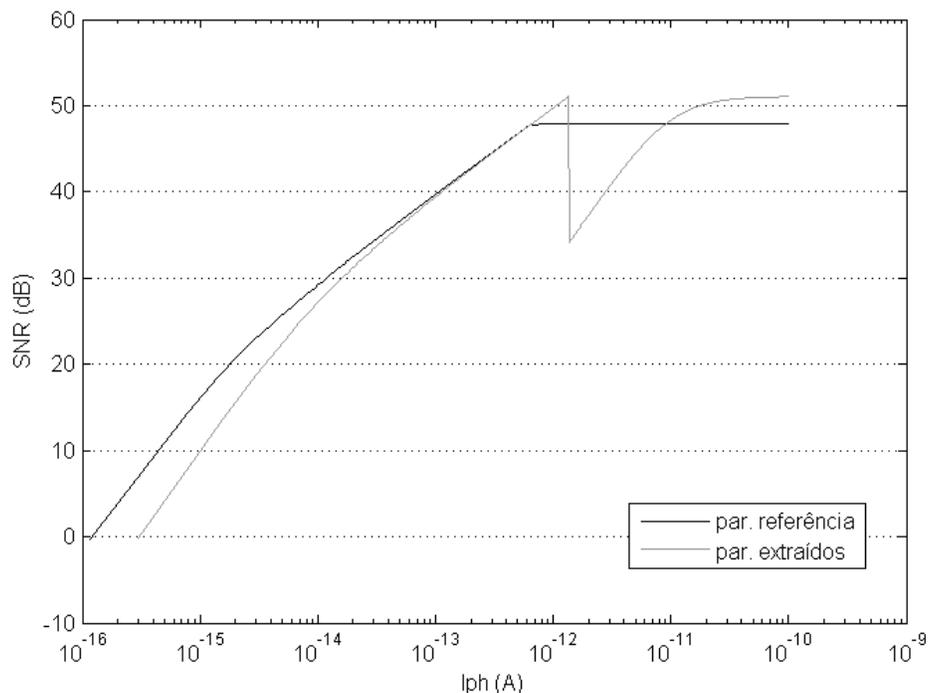


Figura 39: SNR da nova arquitetura proposta com parâmetros de referência e extraídos.

A faixa dinâmica alcançada com os parâmetros extraídos é de 110,6 dB, comparada a uma faixa de 118,7 dB com os parâmetros de referência. A redução da faixa dinâmica é causada pelo maior nível de ruído apresentado pela saída V_{out1} em relação aos parâmetros de referência.

Além disso, pode-se observar uma redução significativa na razão sinal-ruído do circuito quando a saída V_{out2} entra em operação, assim como aconteceu com a arquitetura APS-TS. Esta queda deve-se ao grande aumento do ruído de leitura do circuito que mede o tempo até a saturação em comparação com o valor utilizado como referência. Entretanto, a queda de SNR atinge um mínimo de aproximadamente 34 dB, o que ainda representa uma qualidade de imagem razoável [18].

4.2.2. Simulações transientes

Assim como na arquitetura APS-TS, a primeira análise transiente a ser feita é a da saída V_{out1} , de forma a verificar as novas equações que descrevem as tensões no nó do fotodiodo e na saída em função da fotocorrente. Os resultados mostrados na Figura 40 mostram as tensões nos nós V_{pd} e V_{out1} da nova arquitetura, com a fotocorrente variando com base nos limites encontrados no cálculo da faixa dinâmica da seção anterior, $i_{max} \approx 1,4$ pA e $i_{min} \approx 0,3$ fA.

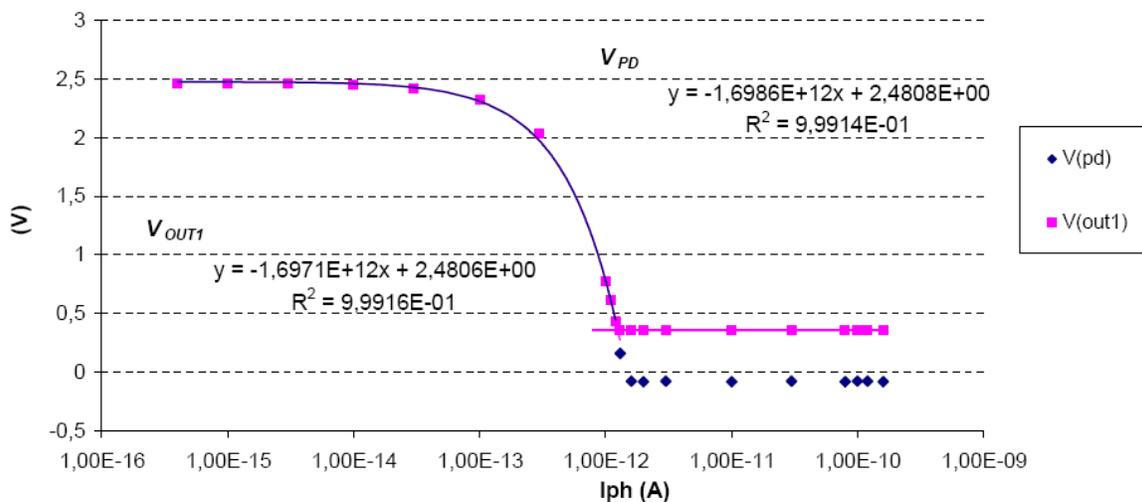


Figura 40: saída V_{out1} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.

Assim como na arquitetura HDR-LPC, que possui uma saída bastante semelhante a V_{out1} , a saída do circuito é cortada a partir de uma tensão de aproximadamente 0,36 V. Este corte é causado pelo *source-follower* utilizado dentro do *pixel* em conjunto com o amplificador operacional utilizado.

Para tensões acima de 0,36 V, a saída do circuito consegue copiar com sucesso a tensão em V_{pd} . Isto pode ser comprovado pelas regressões lineares mostradas no gráfico, que apresentam um valor R-quadrado superior a 0,999, e indicam um ganho de tensão de V_{pd} para V_{out1} aproximadamente unitário.

Entretanto, devido ao corte da saída causado pelo amplificador, a excursão de sinal da saída é reduzida de 2,48 V (valor mostrado na equação) para cerca de 2,1 V. Isto faz com que a corrente máxima que pode ser lida pela saída V_{out1} seja de aproximadamente 1,25 pA, enquanto que a saturação do nó do fotodiodo ocorre apenas em 1,46 pA.

Devido à saturação da saída V_{out1} antes da saturação do foto-sensor em si, o circuito de medição do tempo até a saturação deve entrar em ação não quando o foto-sensor saturar, mas sim quando V_{out1} saturar. A tensão V_{comp} na entrada do comparador deve, então, indicar a tensão em V_{pd} na qual a saída satura. Portanto, $V_{comp} = 0,36$ V.

O último passo antes de se poder analisar a saída V_{out2} nas simulações transientes é definir os valores da equação da curva V_{TS} , mostrada em (35). A excursão de sinal ΔV foi definida na seção anterior, em 2,1 V, e i_{max} pode ser livremente escolhido, determinando a faixa dinâmica e a razão sinal-ruído da arquitetura. O parâmetro q_{max} obtido na seção anterior, entretanto, não pode ser utilizado diretamente.

Como o circuito de medição do tempo até a saturação entrará em ação quando V_{pd} estiver em 0,36 V, e não quando a capacidade de carga estiver saturada (V_{pd} em 0 V), a capacidade de carga do sensor não é totalmente utilizada. Dessa forma, deve-se subtrair a capacidade de carga não utilizada da capacidade total para se obter a carga efetiva (q_{ef}) a ser utilizada para gerar V_{TS} , como mostra a equação (40).

$$q_{ef} = q_{max} - \frac{V_{comp} \cdot C_{eq.}}{q} = 220.690 \text{ elétrons} \quad (40)$$

Dessa forma, almejando-se uma corrente máxima a ser lida em V_{out2} de 100 pA, a curva V_{TS} assume a forma da equação (41). Esta curva foi produzida com o auxílio do software MATLAB e foi inserida no circuito através de uma seqüência de segmentos lineares, com pontos espaçados em 200 ns.

$$V_{TS}(t_{sat}) = \frac{\Delta V \cdot q_{ef}}{i_{max}} \cdot \frac{1}{t_{sat}} + V_{min} = \frac{2,1 \cdot 220690 \cdot q}{100 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{1}{t_{sat}} + 0,4 \cong \frac{742 \mu}{t_{sat}} + 0,4 \quad (41)$$

Por fim, considerando o ganho unitário de V_{sh} para V_{out2} e utilizando a equação (16), que descreve o tempo de saturação, com a carga efetiva, a saída V_{out2} fica com seguinte forma, em função da fotocorrente:

$$V_{out2}(i_{ph}) = \frac{\Delta V \cdot (i_{ph} + i_d)}{i_{max}} + V_{min} \cong 2,1 \cdot 10^{10} \cdot i_{ph} + 0,4 \quad (42)$$

Assim como na arquitetura APS-TS, entretanto, foi observado durante as simulações transientes que a saída V_{out2} só começava a apresentar um comportamento linear com uma fotocorrente superior à esperada. Isto causaria uma descontinuidade na faixa dinâmica do sensor, o que não é desejável. Este “atraso” é causado pelos erros invariantes no tempo do circuito: o atraso do comparador e a injeção de carga no capacitor do amostrador quando a chave é aberta.

Mais uma vez, para contornar este problema sem precisar recorrer ao aumento da área ocupada pelo circuito de leitura, a tensão de referência para comparação V_{comp} foi alterada. Com seu valor aumentado para 0,46 V, foi possível obter uma saída linear desde a saturação de V_{out1} . O resultado obtido para as tensões em V_{out2} e em V_{sh} é mostrado na Figura 41.

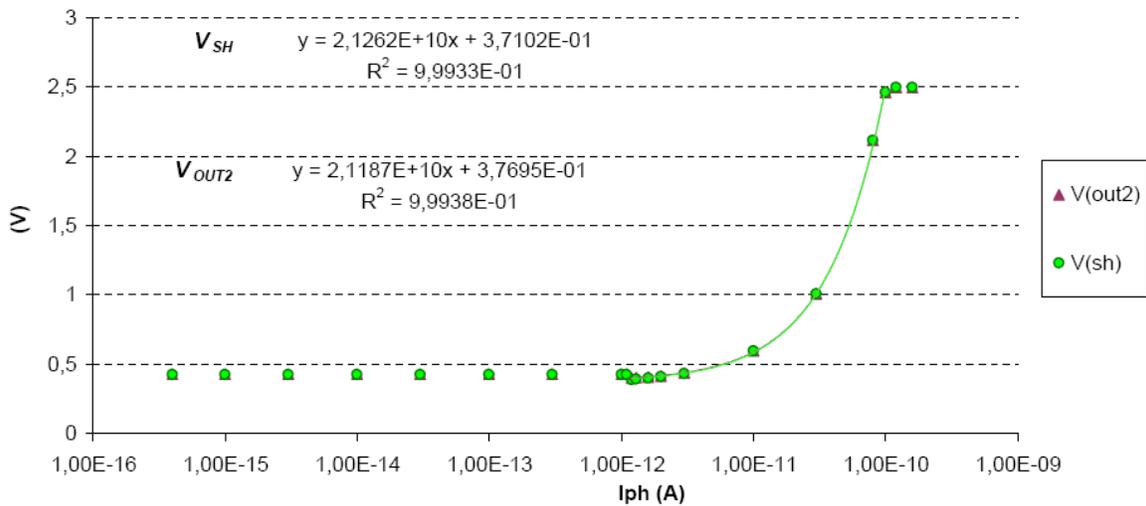


Figura 41: saída V_{out2} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.

Como pode ser observado, o objetivo principal de se conseguir uma saída linear em relação à fotocorrente foi atingido. Além disso, a função observada em V_{out2} ficou muito próxima da calculada na equação (42), sendo a principal diferença o termo constante da equação, ligeiramente mais baixo devido à injeção de carga da chave de seleção.

A partir das equações mostradas na Figura 40 e na Figura 41, foram obtidos os valores mostrados na Tabela 11. É importante ressaltar que o modelo utilizado para o cálculo com parâmetros extraídos não considera a perda de excursão de 0,36 V na saída V_{out1} , o que acarreta a maior diferença entre os dois valores da corrente máxima

obtida para essa saída. Os outros dados exibidos mostram a excelente precisão do modelo quando comparado com valores obtidos em simulações transientes.

Tabela 11: comparação entre resultados obtidos com a extração de parâmetros e com as simulações transientes da nova arquitetura.

parâmetro	descrição	valor calculado com parâmetros extraídos	valor simulado
$i_{max-Vout1}$	Corrente máxima obtida pela saída V_{out1} .	1,37 pA	1,25 pA
SNR (V_{out2}) @ $i_{max-Vout1}$	Razão sinal-ruído da saída V_{out2} para a menor corrente lida por esta saída ($i_{max-Vout1}$).	34,0 dB	33,5 dB (considerando $\sigma_{V_2} = 560 \mu V$)
$i_{max-Vout2}$	Corrente máxima obtida pela saída V_{out2} .	100 pA	99,5 pA
DR	Faixa dinâmica total.	110,6 dB	110,5 dB

Por fim, é mostrada na Figura 42 a continuidade das duas saídas da arquitetura APS-TS em relação à fotocorrente.

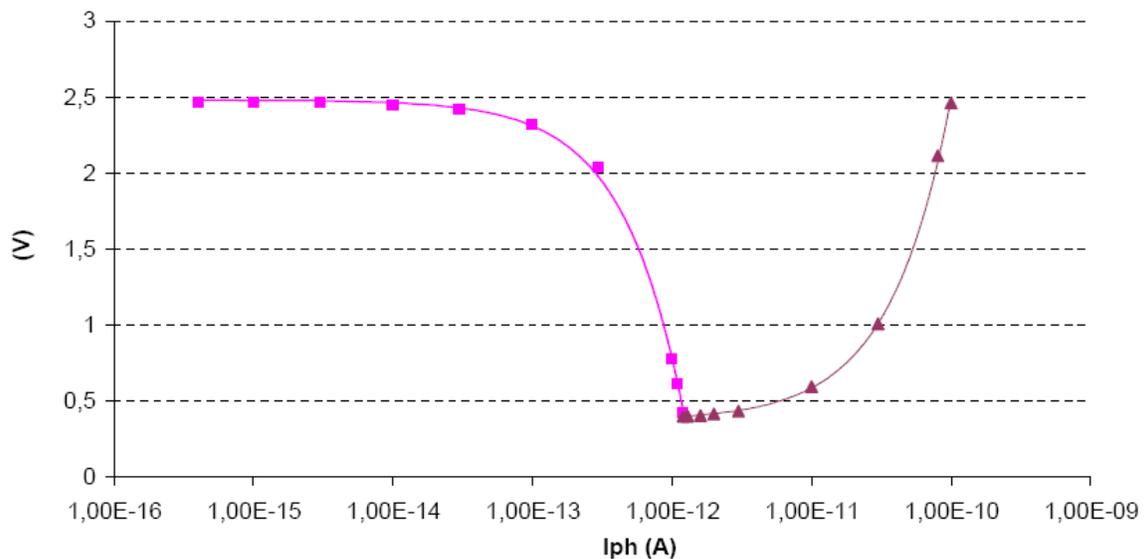


Figura 42: saídas V_{out1} e V_{out2} vs. entrada i_{ph} da nova arquitetura, em escala log.

4.2.3. Comparação com a arquitetura APS-TS

A nova arquitetura proposta é uma evolução da arquitetura APS-TS descrita na seção 3.3, utilizando-se do circuito de leitura proposto pela arquitetura HDR-LPC. Dessa

forma, nesta subsecção é realizada uma comparação direta entre os resultados obtidos nas duas subsecções anteriores com os resultados da arquitetura APS-TS descritos na seção 3.3.

Com os parâmetros extraídos das duas arquiteturas a serem comparadas, é possível calcular as suas relações sinal-ruído e faixas dinâmicas, considerando agora a fabricação na tecnologia AMS C35 0,35 μm . A comparação das SNRs é mostrada na Figura 43, ambas com $i_{max} = 100 \text{ pA}$.

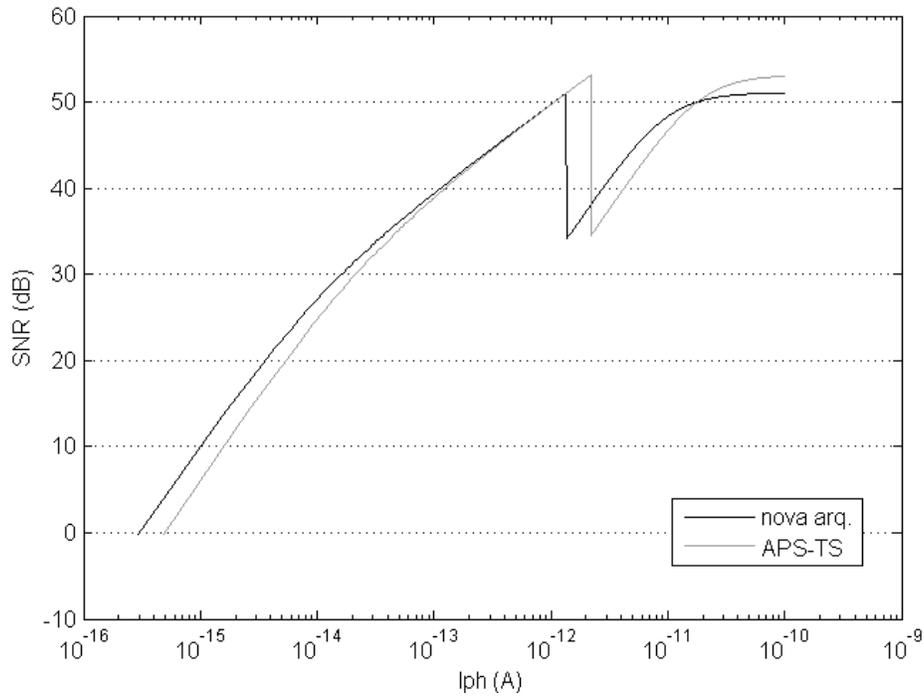


Figura 43: comparação da SNR entre a nova arquitetura e a arquitetura APS-TS, ambas com parâmetros extraídos.

As faixas dinâmicas obtidas são de 110,6 dB para a nova arquitetura contra 106,4 dB para a APS-TS. É possível observar algumas diferenças entre as duas curvas. Primeiramente, a nova arquitetura permite a leitura de fotocorrentes menores, e por isso possui cerca de 4 dB a mais de faixa dinâmica. Esta diferença não está somente ligada ao menor ruído de leitura da saída V_{out1} , mas também a menor corrente de escuro. Como explicado anteriormente, esta menor corrente de escuro é devida ao uso de apenas um fotodiodo, o que também pode ser feito para a arquitetura APS-TS.

Em seguida, também é possível perceber que a arquitetura APS-TS atinge uma maior fotocorrente, com razão sinal-ruído crescente, no fim da faixa dinâmica da saída V_{out1} . Isto decorre da maior capacidade de carga da arquitetura APS-TS, que é devido ao uso de quatro fotodiodos. Por ter de habilitar a saída V_{out2} um pouco antes, a razão

sinal-ruído mínima atingida pela nova arquitetura é ligeiramente menor, 34,0 dB, contra 34,5 dB da arquitetura APS-TS.

A última diferença encontrada é na maior razão sinal-ruído apresentada pela arquitetura APS-TS no final da faixa dinâmica estendida. Esta, porém, não é uma vantagem muito significativa, pois ambas já estão em níveis de SNR que correspondem a uma alta qualidade de imagem.

Os valores de faixa dinâmica foram confirmados pelas simulações transientes, que exibiram faixas dinâmicas bastante semelhantes a estas. Na Figura 44 são mostrados os limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente, assim como as faixas dinâmicas obtidas, para as duas arquiteturas comparadas, e também para as outras duas arquiteturas projetadas neste trabalho como referência.

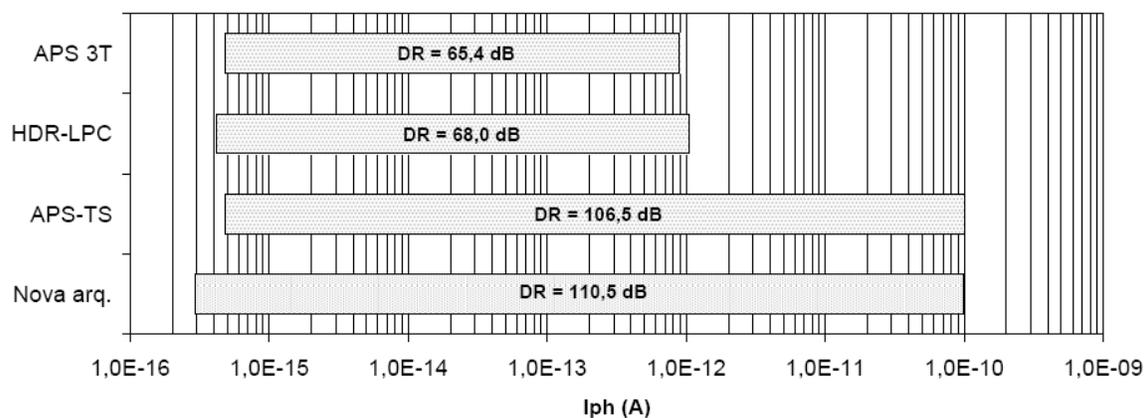


Figura 44: faixa dinâmica e limites mínimos e máximos para a leitura da fotocorrente das quatro arquiteturas projetadas neste trabalho, obtidos a partir das simulações transientes.

É possível perceber a significativa melhora da nova arquitetura em relação à APS-TS, apesar desta melhora se dever, em parte, à redução do número de fotodiodos, o que pode ser implementado em qualquer arquitetura. Dessa forma, o objetivo de se conseguir combinar as baixas fotocorrentes da arquitetura HDR-LPC com o aumento da faixa dinâmica superior da arquitetura APS-TS foi atingido com sucesso. A pequena redução na fotocorrente máxima da nova arquitetura se deve aos erros do circuito, e pode ser corrigida através da otimização da tensão V_{comp} .

É importante ressaltar que a nova arquitetura não possui nenhuma melhoria em relação à arquitetura HDR-LPC para redução de ruído e que, portanto, a arquitetura HDR-LPC com apenas um fotodiodo alcançaria a mesma fotocorrente mínima apresentada pela nova arquitetura.

4.3. Projeto físico

O principal objetivo do projeto físico de um *pixel* é minimizar a área ocupada pelos circuitos de leitura. Sendo assim, nem sempre as técnicas padrão de *layout* de circuitos analógicos podem ser utilizadas. Por exemplo, nem todos os transistores têm tamanho suficiente para serem divididos em múltiplos segmentos para permitir sua disposição na estrutura em centróide comum (*common-centroid*). Além disso, não são colocados transistores *dummy* nas extremidades dos grupos de transistores.

Um anel de aterramento para impedir a injeção de cargas do circuito de leitura para o fotodiodo através do substrato foi colocado ao redor de todo o circuito de leitura. Entretanto, os transistores PMOS não foram completamente envolvidos por um anel de drenagem, também para economia de área. Por fim, onde possível, foram colocados mais de um contato entre camadas para redundância.

A Figura 45 exibe o *layout* final de um *pixel*, com as principais estruturas destacadas. Os espaços não destacados possuem barramentos e transistores do circuito. A área total deste *pixel* é de 25 μm x 25 μm , com uma área dedicada à foto-sensibilidade de aproximadamente 8 μm x 8 μm , resultando em um *fill factor* de cerca de 10%.

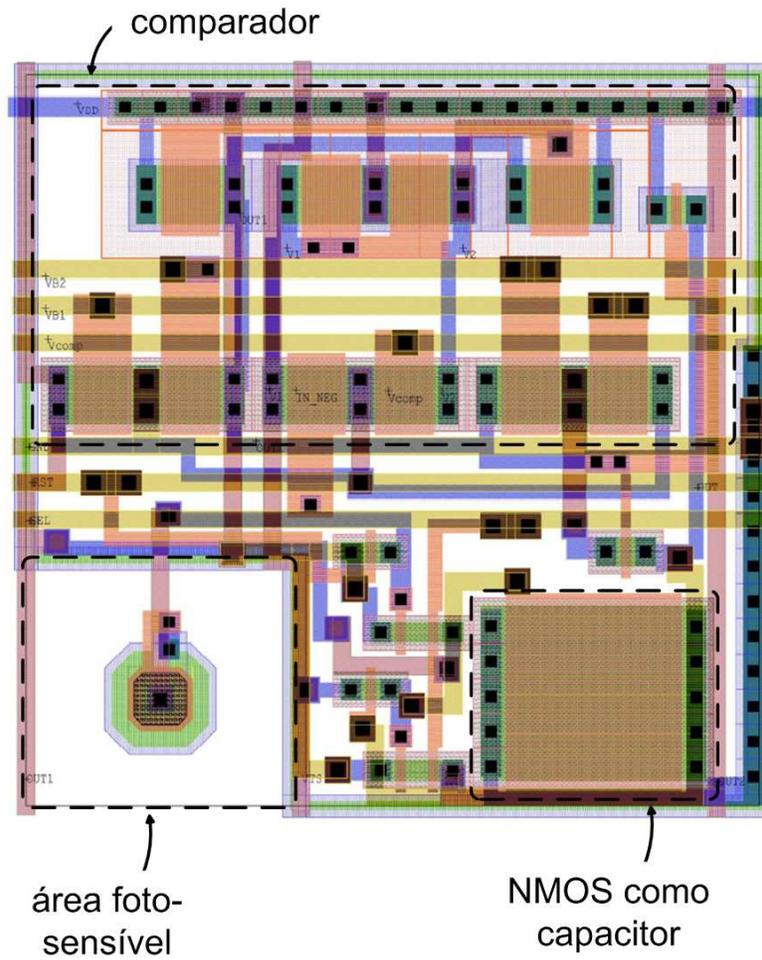


Figura 45: layout de um *pixel* da nova arquitetura.

Foi também desenhada a máscara de uma matriz 2x2 de *pixels* da nova arquitetura, para posterior fabricação e teste, exibida na Figura 46. O circuito de leitura de coluna é o mesmo da arquitetura HDR-LPC, porém duplicado para as saídas V_{out1} e V_{out2} , e seu projeto físico pode ser encontrado em [35].

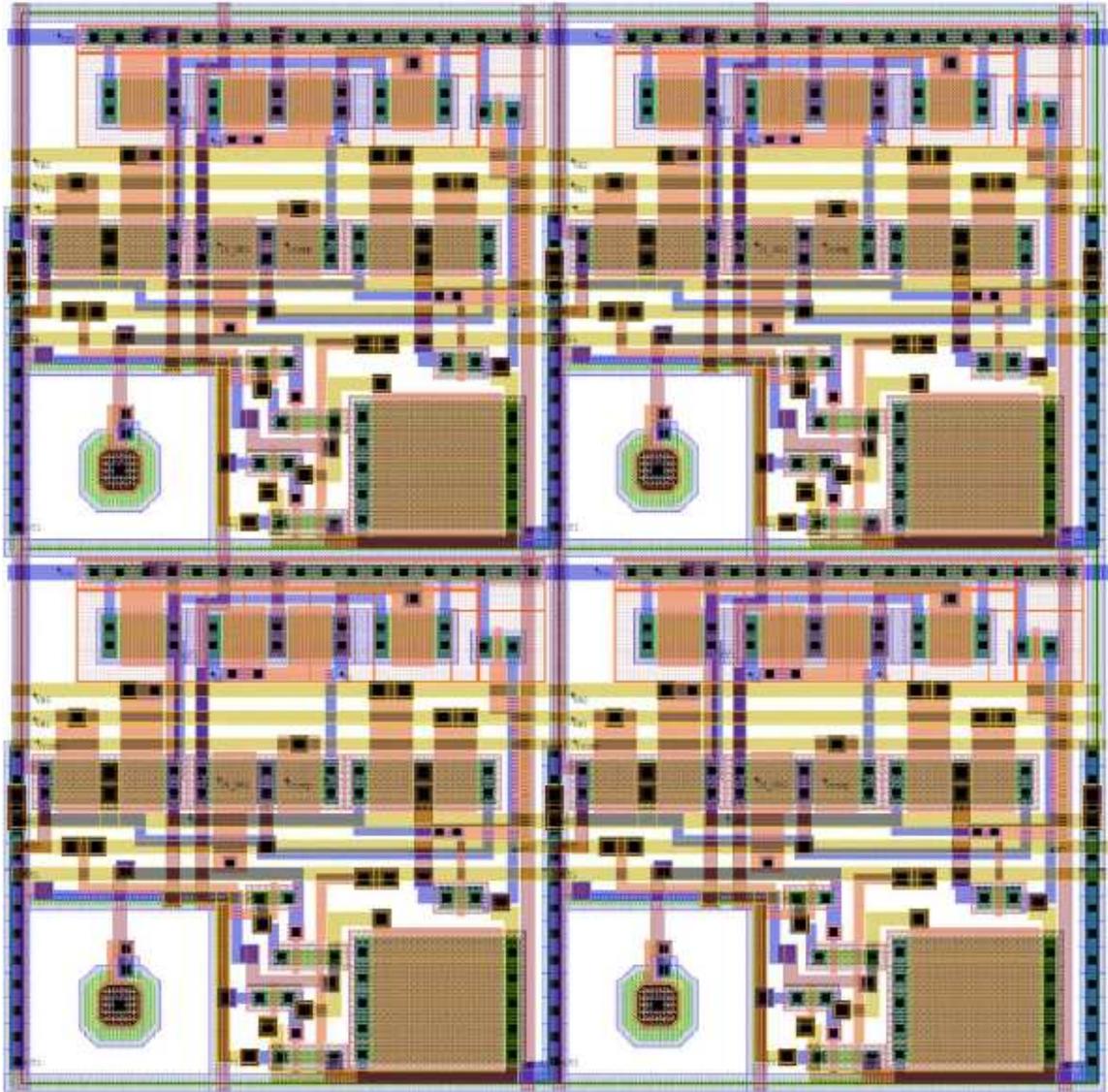


Figura 46: layout da matriz 2x2 de *pixels* da nova arquitetura.

5. Conclusão

Este trabalho apresentou uma análise teórica de quatro arquiteturas de sensor de imagem CMOS: da arquitetura de múltiplas capturas de imagem (MC), da arquitetura de tempo até a saturação (TS), da arquitetura HDR proposta pelo LPC e, para referência, também da arquitetura APS convencional. Esta análise foi baseada em um modelo de sensor de imagem da literatura [18,19], e alguns dos resultados obtidos foram publicados em [25].

Estes resultados mostram que a arquitetura TS produz um menor ruído em comparação com a arquitetura MC, com faixas dinâmicas semelhantes. A arquitetura HDR-LPC, por outro lado, produz o menor ruído dentre todas, sendo capaz de ler as menores fotocorrentes, porém seu aumento de faixa dinâmica não é na mesma proporção das arquiteturas MC e TS.

Em seguida, três dessas arquiteturas tiveram seu esquemático projetado, com os seguintes objetivos: 1) extrair parâmetros com base na tecnologia CMOS utilizada para o modelo teórico das arquiteturas; 2) realizar simulações transientes para obter a relação entrada (fotocorrente) vs. saída (tensão) das arquiteturas; e 3) verificar os resultados da análise dos parâmetros extraídos com os resultados de simulações transientes. Os três objetivos foram atingidos com sucesso, e foi possível comprovar que o modelo utilizado para análise teórica é uma boa aproximação do comportamento simulado do sensor.

Em comparação com os parâmetros de referência utilizados na análise teórica, os parâmetros extraídos exibiram, em geral, níveis de ruído bastante elevados. Uma das principais razões para isso é a utilização, neste trabalho, de um processo de fabricação CMOS padrão, não otimizado para sensores de imagem.

Por fim, com base nos resultados apresentados ao longo do trabalho, foi sugerida no quarto capítulo uma nova arquitetura, que combina as melhores características das arquiteturas estudadas. A metodologia de análise teórica, extração de parâmetros e simulação transiente foi repetida para esta nova arquitetura, e foi comprovado que o esquemático proposto combina o baixo ruído da arquitetura HDR-LPC com a alta faixa dinâmica da arquitetura APS-TS.

Assim sendo, foi realizado também o projeto físico desta nova arquitetura, para que esta possa ser fabricada e testada futuramente. Durante o desenho da máscara, foi observado que um fotodiodo seria suficiente para captar os fotoportadores para a área foto-sensível, o que proporcionou uma redução de 75% na corrente de escuro, quando

comparada aos projetos com quatro fotodiodos. Isto demonstra que, apesar do ganho de sensibilidade proporcionado pelos quatro fotodiodos quando há uma grande área foto-sensível, estudado em [27], seu uso também acarreta o aumento da corrente de escuro, o que limita a faixa dinâmica do sensor. Este assunto deve ser estudado em maiores detalhes para futuros projetos de sensores de imagem.

Por fim, a nova arquitetura sugerida, assim como a arquitetura APS-TS, permite a definição da corrente máxima a ser lida, e conseqüentemente da faixa dinâmica, através de um parâmetro externo. Isto possibilita que a faixa dinâmica seja ajustada em tempo real, com base nos valores sendo gerados pelos *pixels*, desde que haja uma realimentação da saída dos *pixels* com o circuito gerador da rampa V_{TS} . Esta característica poderá ser comprovada em testes futuros com a matriz de testes fabricada.

6. Referências bibliográficas

- [1] A. El Gamal and H. Eltoukhy, "CMOS image sensors," *Circuits and Devices Magazine, IEEE*, vol. 21, 2005, pp. 6-20.
- [2] E.R. Fossum, "Active pixel sensors: are CCDs dinosaurs?," *Charge-Coupled Devices and Solid State Optical Sensors III*, San Jose, CA, USA: SPIE, 1993, pp. 2-14.
- [3] O. Yadid-Pecht, "Wide-dynamic-range sensors," *Optical Engineering*, vol. 38, Oct. 1999, pp. 1650-1660.
- [4] P. Magnan, "Detection of visible photons in CCD and CMOS: A comparative view," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 504, May. 2003, pp. 199-212.
- [5] S. Mann, "Compositing multiple pictures of the same scene," *Proceedings of the 46th Annual IS&T Conference*, Cambridge, Massachusetts: The Society of Imaging Science and Technology, 1993.
- [6] P.E. Debevec and J. Malik, "Recovering high dynamic range radiance maps from photographs," *Proceedings of the 24th annual conference on Computer graphics and interactive techniques*, ACM Press/Addison-Wesley Publishing Co., 1997, pp. 369-378.
- [7] D. Yang, A. Gamal, B. Fowler, and H. Tian, "A 640×512 CMOS image sensor with ultrawide dynamic range floating-point pixel-level ADC," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 34, 1999, pp. 1821-1834.
- [8] O. Yadid-Pecht and E. Fossum, "Wide intrascene dynamic range CMOS APS using dual sampling," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 44, 1997, pp. 1721-1723.
- [9] S. Kleinfelder, SukHwan Lim, Xinqiao Liu, and A. El Gamal, "A 10000 frames/s CMOS digital pixel sensor," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 36, 2001, pp. 2049-2059.
- [10] Jehyuk Rhee and Youngjoong Joo, "Wide dynamic range CMOS image sensor with pixel level ADC," *Electronics Letters*, vol. 39, 2003, pp. 360-361.
- [11] A. Bermak, A. Bouzerdoum, and K. Eshraghian, "A vision sensor with on-pixel ADC and in-built light adaptation mechanism," *Microelectronics Journal*, vol. 33, Dec. 2002, pp. 1091-1096.

- [12]H. Graf, C. Harendt, T. Engelhardt, C. Scherjon, K. Warkentin, H. Richter, and J.N. Burghartz, "High Dynamic Range CMOS Imager Technologies for Biomedical Applications," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 44, 2009, pp. 281-289.
- [13]H. Cheng, B. Choubey, and S. Collins, "A wide dynamic range CMOS image sensor with an adjustable logarithmic response," *Sensors, Cameras, and Systems for Industrial/Scientific Applications IX*, San Jose, CA, USA: SPIE, 2008, pp. 681602-8.
- [14]M. Loose, K. Meier, and J. Schemmel, "A self-calibrating single-chip CMOS camera with logarithmic response," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 36, 2001, pp. 586-596.
- [15]D. Stoppa, A. Simoni, and A. Baschirotto, "A 120-dB Dynamic Range CMOS Image Sensor with Programmable Power Responsivity," *Solid-State Circuits Conference, 2006. ESSCIRC 2006. Proceedings of the 32nd European*, 2006, pp. 420-423.
- [16]Estêvão Coelho Teixeira and Antonio Carneiro de Mesquita, "Circuito de Leitura para Sensor de Pixel Ativo com Faixa Dinâmica Estendida," *Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática*, Juiz de Fora, MG, Brasil: 2008.
- [17]Milton Ferreira da Rocha Júnior, "Projeto e Caracterização de Imageadores APS Resistentes à Radiação," Master of Science, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- [18]D.X.D. Yang and A. El Gamal, "Comparative analysis of SNR for image sensors with enhanced dynamic range," *Sensors, Cameras, and Systems for Scientific/Industrial Applications*, San Jose, CA, USA: SPIE, 1999, pp. 197-211.
- [19]S. Kavusi and A. El Gamal, "Quantitative study of high-dynamic-range image sensor architectures," *Sensors and Camera Systems for Scientific, Industrial, and Digital Photography Applications V*, San Jose, CA, USA: SPIE, 2004, pp. 264-275.
- [20]0.35 μm CMOS C35 Process Parameters, ENG-182, Rev. 6.0, Austria Microsystems, 2008.
- [21]Xinyang Wang, "Noise in Sub-Micron CMOS Image Sensors," PhD, T.U. Delft, 2008.
- [22]B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000.
- [23]R. Sarpeshkar, T. Delbruck, and C. Mead, "White noise in MOS transistors and resistors," *Circuits and Devices Magazine, IEEE*, vol. 9, 1993, pp. 23-29.
- [24]P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis, and R.G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Wiley, 2001.

- [25]L.H.C. Braga, S. Domingues, J.G. Gomes, and A.C. Mesquita, "A signal-to-noise ratio comparison of high dynamic range CMOS image sensors," *Optical Sensors 2009*, Prague, Czech Republic: SPIE, 2009, pp. 735619-10.
- [26]H. Stark and J.W. Woods, *Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers*, Prentice Hall, 1994.
- [27]L. Braga, S. Domingues, M. Rocha, L. Sá, F. Campos, F. Santos, A. Mesquita, M. Silva, and J. Swart, "Layout techniques for radiation hardening of standard CMOS active pixel sensors," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 57, Nov. 2008, pp. 129-139.
- [28]Kátia Goretti de Lima, "Estruturas APS Resistentes à Radiação para Aplicações Espaciais," Master of Science, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2006.
- [29]Leandro Teixeira Dornelles, "Estruturas de Teste de Sensores APS Resistentes à Radiação," Master of Science, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- [30]C. Liebe, L. Alkalai, G. Domingo, B. Hancock, D. Hunter, J. Mellstrom, I. Ruiz, C. Sepulveda, and B. Pain, "Micro APS based star tracker," *Aerospace Conference Proceedings, 2002. IEEE*, 2002, pp. 5-2285-5-2299 vol.5.
- [31]M.L. Prydderch, N.J. Waltham, R. Turchetta, M.J. French, R. Holt, A. Marshall, D. Burt, R. Bell, P. Pool, C. Eyles, and H. Mapson-Menard, "A 512x512 CMOS Monolithic Active Pixel Sensor with integrated ADCs for space science," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 512, Oct. 2003, pp. 358-367.
- [32]Suzana Domingues, "Conversores A/D para imageadores CMOS," Master of Science, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [33]H. Tian and A. El Gamal, "Analysis of 1/f noise in CMOS APS," *Sensors and Camera Systems for Scientific, Industrial, and Digital Photography Applications*, San Jose, CA, USA: SPIE, 2000, pp. 168-176.
- [34]H. Tian and A. El Gamal, "Analysis of 1/f noise in switched MOSFET circuits," *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 48, 2001, pp. 151-157.
- [35]Estevão Coelho Teixeira, "Sensores de Pixel Ativo com faixa Dinâmica Estendida," Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, a ser publicada em 2010.