

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 918

**METODOLOGIA PARA CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO DE SENSORES  
DE PÍXEIS ATIVOS INTEGRADOS EM TECNOLOGIA CMOS**

**Lidiane Campos Costa**

DATA DA DEFESA: 26/04/2016

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**METODOLOGIA PARA CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO DE  
SENSORES DE PÍXEIS ATIVOS INTEGRADOS EM TECNOLOGIA  
CMOS**

Lidiane Campos Costa

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Profa. Luciana Pedrosa Salles

Belo Horizonte - MG

Abril de 2016

C837m

Costa, Lidiane Campos.

Metodologia para caracterização e comparação de sensores de píxeis ativos integrados em tecnologia CMOS [manuscrito] / Lidiane Campos Costa. – 2016.

97 f., enc.: il.

Orientadora: Luciana Pedrosa Salles.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 92-97.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Detectores óticos - Teses. 3. Diodos emissores de luz - Teses. 4. Circuitos integrados - Teses. 5. Semicondutores complementares de óxido metálico - Teses. I. Salles, Luciana Pedrosa. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Metodologia para Caracterização e Comparação de Sensores de Píxeis Ativos Integrados em Tecnologia CMOS"**

**Lidiane Campos Costa**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de abril de 2016.

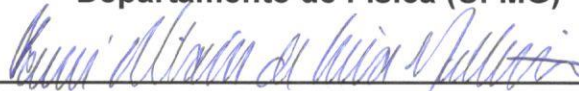
Por:



Prof. Dr.ª. Luciana Pedrosa Salles  
DEE (UFMG) - Orientadora



Prof. Dr. Ado Jorio de Vasconcelos  
Departamento de Física (UFMG)



Prof. Dr. Davies William de Lima Monteiro  
DEE (UFMG)

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente a Deus que iluminou meu caminho, me proporcionou força e coragem ao longo deste trabalho.

Aos meus pais, Inácio e Wanda, e à minha irmã, Cíntia, pelo apoio, incentivo e carinho. E por serem pessoas tão especiais e essenciais na minha vida.

Aos professores, que foram tão importantes na minha vida acadêmica e no desenvolvimento dessa dissertação.

À Luciana Pedrosa Salles pela dedicação na orientação e incentivo na execução deste projeto.

Aos amigos e colegas do OptMA pelo companheirismo, compreensão, disponibilidade e auxílio ao longo da minha jornada em busca do título de mestre. E principalmente por todos os conhecimentos trocados durante esse tempo.

À CAPES pelo apoio financeiro.

## RESUMO

Os circuitos de píxeis ativos, fabricados em tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*), vêm sendo amplamente utilizados devido a fatores como baixo custo e alta capacidade de integração de circuitos de processamento e armazenamento no mesmo *chip*, juntamente com o sensor. A escolha do tipo de sensor de luminosidade deve ser adequada para sua aplicação e somente é possível a partir da caracterização desse, utilizando parâmetros bem definidos. Além disso, como a busca por melhorias e avanços nos processos de *design* e fabricação são constantes, estes parâmetros podem ser utilizados para comparação entre diferentes sensores. Esse trabalho define uma metodologia para caracterização de píxeis ativos integrados em tecnologia CMOS, a partir de experimentos e simulações. Foram propostos e/ou descritos procedimentos para calcular o fator de preenchimento e obter parâmetros como excursão máxima da resposta, saturação, faixa dinâmica, consumo e largura de banda para a caracterização dos píxeis, bem como responsividade e eficiência quântica para caracterização de fotodiodos em circuito integrado. A definição desses testes permitiu caracterizar e comparar seis diferentes topologias de sensor de píxel ativo (*Active Pixel Sensor- APS*) e uma de amplificador capacitivo de transimpedância (*Capacitive Transimpedance Amplifier- CTIA*). Os resultados comparativos apresentados validam a metodologia de caracterização apresentada. Neste trabalho fica evidenciada a importância da análise comparativa para sustentar decisões de projeto relacionadas ao píxel mais indicado em cada aplicação distinta.

**Palavras-chave:** APS; caracterização; circuito integrado; CMOS; CTIA; experimental; fotodiodo; píxel; sensores de luz; simulação.

## ABSTRACT

The active pixel circuits, manufactured using CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) technology, have been widely used due to factors such as low cost and high integration capability since it is possible integrating processing and memory circuitry on the same chip. The sensor type choice has to be suitable for the application from sensor characterization, using well-defined parameters. Moreover, as the search for improvements and advances in design and manufacturing processes are continuous, the same parameters may be used to compare different sensors. This study introduces a methodology for active pixels characterization, from experiments and simulations. Procedures were proposed or described to calculate fill factor and find other parameters as output swing, response saturation, dynamic range, consumption and bandwidth for the pixel characterization, and responsivity and quantum efficiency for photodiode characterization in integrated circuit. These tests allowed characterizing and comparing six APS (Active Pixel Sensor) topologies and a CTIA (Capacitive Transimpedance Amplifier). The comparative results validate the methodology. From the results in this work, it is evident the importance of comparative analysis to support project decisions related to the most suitable pixel in different applications.

**Key-words:** APS; characterization; integrated circuit; CMOS; CTIA; experimental; light sensor; pixel; photodiode; simulation.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – a) Excitação fotônica. b) Recombinação.....	23
Figura 2 – Características de corrente e tensão de fotodetectores.....	25
Figura 3 – Geometria construtiva de fotodiodo que depende de uma junção pn, sendo o terminal p o anodo e o terminal n o catodo.....	25
Figura 4 – Junção pn em fotodiodos. a) Formação da região de depleção onde não existem cargas móveis, apenas íons fixos. b) Aplicação da tensão reversa e alargamento da região de depleção. c) Incidência de luz e geração de pares elétron-buraco.....	26
Figura 5 – Modelo de um fotodiodo.....	27
Figura 6 – Fotodiodos de diferentes materiais semicondutores mostram sensibilidade em diferentes faixas de comprimentos de onda.....	29
Figura 7 – Resposta de um fotodetector para um pulso óptico, mostrando o tempo de subida (10 a 90%) e tempo de descida (90 a 10%). .....	30
Figura 8 – Estrutura dos transistores e suas simbologias: (a) nMOS e (b) pMOS.....	33
Figura 9 – Demonstração das regiões de operação de um transistor nMOS: a) corte; b) linear e $I_{DS}=0$ ; c) linear e $I_{DS}>0$ ; d) saturação.....	34
Figura 10– $R_{ON}$ dos transistores como chave, em função de $V_{in}$ : a)nMOS; b)pMOS; c) <i>transmission gate</i> .....	36
Figura 11 – <i>Layout</i> e esquemático de um PPS. ....	36
Figura 12 – Vários tipos de píxeis ativos: a) APS 3T, b) APS 4T, c) APS Logarítmico. ....	37
Figura 13 – Tensão de saída de um píxel ativo (APS). ....	38
Figura 14 – Modelo de um sensor APS 4T. ....	39
Figura 15 – A) Sinais de controle; b) tensão no fotodiodo e no nó sensor; c) resposta do APS 4T.....	40
Figura 16 – Circuito CTIA. ....	41
Figura 17 – Tensão de saída do píxel do tipo CTIA.....	41
Figura 18 – Relação de variação entre a resposta de um sensor e o aumento da intensidade luminosa. ....	43
Figura 19 – Circuito integrado desenvolvido pelo OptMALab.....	47
Figura 20 – <i>Layout</i> do fotodiodo interno ao chip.....	48
Figura 21 – Capacitância de junção do fotodiodo em função da variação da tensão de polarização.....	49
Figura 22 – <i>Layout</i> de um píxel APS no circuito integrado. ....	50



Figura 23 – APSa: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	51
Figura 24 – APSb: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	52
Figura 25 – APSc: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	52
Figura 26 – APSd: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	53
Figura 27 – APSe: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	54
Figura 28 – APSf: a) esquemático; b) <i>layout</i> ; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período. ....	55
Figura 29 – CTIA: a) esquemático, b) <i>layout</i> ; c) resposta.....	56
Figura 30 – Capacitância de junção do fotodiodo comercial PC5 6 TO. ....	57
Figura 31 – Modelo do fotodiodo utilizado nas simulações.....	58
Figura 32 – Foto da montagem experimental e diagrama. 1- Laser verde de 532nm; 2,3- Espelhos; 4- Filtro variável de intensidade; 5,6- Vidro jateado; 7- PCB e o circuito integrado. ....	60
Figura 33 – Linearização da capacitância do fotodiodo: a) Quantidade de carga para uma capacitância não linear, b) linearização da curva de resposta do píxel. ....	62
Figura 34 – Tempo de carga da capacitância de junção. ....	65
Figura 35 – Parte do circuito do píxel APSb. Em destaque a substituição do fotodiodo pela fonte AC.....	67
Figura 36 – Largura de banda do APSb. A utilização de dois marcadores auxilia na obtenção deste valor.....	67
Figura 37 – Painel frontal do equipamento B1505.....	69
Figura 38 – Diagrama de possíveis medições com B1505A.....	69
Figura 39 – Medição direta de $I_{PH}$ . ....	70
Figura 40 – Medição direta de $I_{PH}$ . Montagem constituída por: 1) Laser, 2) filtro variável de intensidade, 3) vidros jateados, 4) sensor do medidor de potência óptica, 5) placa com fotodiodo e 6) analisador B1505A.....	71
Figura 41 – Simulação da resposta do APSb para diferentes valores de corrente: a) variação de 100pA a 4nA com passo de 400pA; b) variação de 6nA a 10nA com passo de 400pA. ....	72

Figura 42 – Comparação entre as repostas obtidas experimentalmente e por simulação para o APSb.....	73
Figura 43 – Responsividade do fotodiodo comercial PC5 6 TO para o laser verde (532nm): a) medição direta, b) valor estimado.....	74
Figura 44 – Responsividade do fotodiodo comercial PC5 6 TO para o laser infravermelho (780nm): a) medição direta, b) valor estimado.....	74
Figura 45 – Responsividade do fotodiodo interno ao <i>chip</i> para o laser verde (532nm): a) medição direta, b) valor estimado.....	75
Figura 46 – Respostas experimentais para diferentes irradiâncias: a) APSa; b)APSb; c) APSc; d)APSD; e)APSe e f)APSF. Irradiâncias: 1) 0,10 W/m <sup>2</sup> ; 2) 0,26 W/m <sup>2</sup> ; 3) 0,87 W/m <sup>2</sup> ; 4) 2,12 W/m <sup>2</sup> ; 5) 2,83 W/m <sup>2</sup> ; 6) 3,40 W/m <sup>2</sup> ; 7) 4,95 W/m <sup>2</sup> ; 8) 6,37 W/m <sup>2</sup> e 9) 38,09 W/m <sup>2</sup> .....	79
Figura 47 – Respostas a partir de simulação do CTIA para diferentes valores de corrente: 1) 1nA; 2) 10nA; 3) 20nA; 4) 30nA; 5) 40nA; 6) 50nA; 7) 60nA; 8) 70nA; 9) 80nA; 10) 90nA.....	80
Figura 48 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSa, utilizando a normalização dos eixos.....	87
Figura 49 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSb, utilizando a normalização dos eixos.....	87
Figura 50 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSd, utilizando a normalização dos eixos.....	88
Figura 51 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSe, utilizando a normalização dos eixos.....	88

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores críticos de $EG$ e $\lambda C$ para alguns materiais à temperatura igual a $27^{\circ}\text{C}$ . ....	24
Tabela 2 – Tabela que resume algumas figuras de mérito abordadas neste trabalho. ....	46
Tabela 3 – Resumo das diferenças construtivas entre os seis circuitos de APS. ....	55
Tabela 4 – Distâncias entre os componentes do experimento. ....	60
Tabela 5 – Responsividade e eficiência quântica para os fotodiodos testados. ....	76
Tabela 6 – Fator de preenchimento dos sensores ativos. ....	77
Tabela 7 – Excursão máxima da resposta dos píxeis. ....	80
Tabela 8 – Irradiância de saturação dos píxeis ativos. ....	81
Tabela 9 – Corrente fotogerada estimada para os sensores APS. ....	82
Tabela 10 – Ganho de conversão e faixa dinâmica para APS. ....	82
Tabela 11 – Sensibilidade dos píxeis ativos. ....	83
Tabela 12 – Consumo de potência dos píxeis ativos. ....	84
Tabela 13 – Análise de máxima frequência de operação de $T_{RST}$ . ....	84
Tabela 14 – Análise de máxima frequência do sinal de entrada. ....	85
Tabela 15 – Figuras de mérito para caracterização, método utilizado e resultados. ....	86

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- AC – corrente alternada (do inglês *Alternate Current*)
- AMS – do inglês *Austria Microsystems*
- APS – Sensor de Píxel Ativo (do inglês *Active Pixel Sensor*)
- BBIAS – do inglês *CMOS Bias Current Cell*
- BW – largura de banda (do inglês *Bandwidth*)
- CCD – do inglês *Charge Coupled Devices*
- CG – ganho de conversão (do inglês *Conversion Gain*)
- CI – Circuito Integrado (do inglês *Integrated Circuit*)
- CMOS – do inglês *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*
- CTIA – amplificador capacitivo de transimpedância (do inglês *Capacitive Transimpedance Amplifier*)
- dB – decibel
- DR – faixa dinâmica (do inglês *Dynamic Range*)
- EMVA – do inglês *European Machine Vision Association*
- FET – transistor de efeito de campo (do inglês *Field Effect Transistor*)
- FF – fator de preenchimento (do inglês *Fill Factor*)
- FPN – ruído de padrão fixo (do inglês *Fixed Pattern Noise*)
- GND – do inglês *ground*
- MOSFET – do inglês *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*
- MOS – do inglês *Metal-Oxide-Semiconductor*
- NEP – Potência equivalente ao ruído (do inglês *Noise Equivalent Power*)
- NMOS – do inglês *N-type (negative-type) Metal-Oxide-Semiconductor*
- OptMA<sup>Lab</sup> – Laboratório de Optrônica e Microtecnologias Aplicadas
- PCB – placa de circuito impresso (do inglês *Printed Circuit Board*)
- PMOS – do inglês *P-type (positive-type) Metal-Oxide-Semiconductor*
- PPS – Sensor de Píxel Passivo (do inglês *Passive Pixel Sensor*)
- rms – do inglês *root mean square*
- ROI – região de interesse (do inglês *Region of Interest*)
- SNR – Relação Sinal Ruído (do inglês *Signal-to-Noise Ratio*)
- UFMG – Universidade Federal de Minas Gerais
- USB – do inglês *Universal Serial Bus*

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $\lambda$  – comprimento de onda da radiação incidente;
- $\lambda_C$  – comprimento crítico;
- $h$  – constante de *Planck* -  $6,63 \times 10^{-34}$  J.s;
- $c$  – velocidade da luz;
- $E_G$  – diferença de energia entre a banda de valência e a de condução;
- $I_{SC}$  – corrente de curto circuito;
- $V_{OC}$  – é a tensão de circuito aberto;
- $W$  – largura total da região de depleção;
- $x_n$  – largura da região de depleção da camada n;
- $x_p$  – largura da região de depleção da camada p;
- $I_{PH}$  – corrente fotogerada;
- $R_{SH}$  – resistência *shunt*;
- $C_J$  – capacitância de junção;
- $R_S$  – resistência série;
- $I_d$  – corrente de escuro no fotodiodo;
- $\eta$  – eficiência quântica;
- $N_e$  – número de pares elétron-buraco;
- $N_p$  – número de fótons incidentes;
- $R_\lambda$  – responsividade espectral;
- $P_{FD}$  – potência no fotodiodo;
- $P_{SINAL}$  – potência do sinal;
- $P_{RUÍDO}$  – potência total de ruído;
- $V_G$  – tensão de porta dos transistores;
- $V_T$  – tensão de limiar dos transistores;
- $V_{DS}$  – diferença de potencial entre dreno e fonte;
- $V_{GS}$  – diferença de potencial entre porta e fonte;
- $V_{GD}$  – diferença de potencial entre porta e dreno;
- $I_{DS}$  – corrente entre dreno e fonte;
- $V_D$  – tensão de dreno dos transistores;
- $V_{DD}$  – tensão de alimentação da fonte;
- $R_{ON}$  – resistência entre os terminais fonte e dreno do transistor, quando esse está ligado;

$T_S$  – transistor de seleção;

$T_X$  – transistor *transfer gate*;

$T_{RST}$  – transistor de *reset*;

$T_{BUFFER}$  – transistor amplificador seguidor de fonte;

$V_{SN}$  – tensão no nó sensor;

$V_{TRST}$  – tensão de limiar do  $T_{RST}$ ;

$V_{OUT}$  – tensão de saída do píxel;

$\tau_{RST}$  – período de *reset*;

$\tau_{INT}$  – período de integração;

$C_P$  – capacitância parasita;

$V_{PD}$  – tensão sobre o fotodiodo;

$V_{S_{TX}}$  – tensão de fonte do transistor *transfer gate*;

$V_{GS_{TX}}$  – diferença de potencial entre porta e fonte no transistor *transfer gate*;

$C_F$  – capacitor no laço de realimentação do CTIA;

$I_{max}$  – corrente máxima no píxel;

$I_{min}$  – corrente mínima no píxel;

$\Delta V_{APS}$  – excursão máxima da resposta do APS;

$\Delta V_{CTIA}$  – excursão máxima da resposta do CTIA;

AV – ganho de um amplificador;

$P_{SAT}$  – potência de saturação;

S – nível de saturação;

N – valor *rms* do patamar de ruído;

$\sigma_{DARK}$  – desvio padrão das medições na ausência de luz;

$S_{pixel}$  – sensibilidade do píxel;

$V_\lambda$  – eficiência de conversão, dependente do comprimento de onda;

Fc – frequência de corte;

$Irr_{SAT}$  – irradiância de saturação;

P – consumo de potência;

$T_{LD}$  – transistor de carga;

V – tensão de polarização reversa aplicada sobre os terminais do fotodiodo;

w – largura da área ativa do fotodiodo;

L – comprimento da área ativa do fotodiodo;

$CJ'$  – capacitância de área do fotodiodo;

$C_{JSW}$  – capacitância lateral do fotodiodo;

$MJ$  – coeficiente de *grading* de área do fotodiodo;

$MJSW$  – coeficiente de *grading* lateral;

$PB$  – potencial de junção do fotodiodo;

$T_{ON}$  – tempo em que o transistor permanece ligado;

$T_{OFF}$  – tempo em que o transistor permanece desligado;

$\Delta Q$  – quantidade de carga;

$Inclinação_{V_{out}}$  – inclinação da resposta do píxel;

$Irr_{medidor}$  – irradiância medida a partir da medição do medidor de potência óptica;

$P_{medidor}$  – potência óptica medida;

$A_{medidor}$  – área ativa do sensor do medidor;

$A_{FD}$  – área ativa do fotodiodo;

$\tau_{SMP}$  – tempo de amostragem;

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>19</b>
<b>1.1 Organização deste trabalho .....</b>	<b>21</b>
<b>2 FOTODETECTORES .....</b>	<b>23</b>
<b>2.1 Fotodetectores e o processo de fotodeteccção .....</b>	<b>23</b>
<b>2.2 Fotodiodo.....</b>	<b>25</b>
<b>2.3 Características gerais de fotodetectores .....</b>	<b>27</b>
<b>2.3.1 Eficiência Quântica .....</b>	<b>28</b>
<b>2.3.2 Responsividade .....</b>	<b>28</b>
<b>2.3.3 Velocidade de resposta .....</b>	<b>29</b>
<b>2.3.4 Resposta espectral .....</b>	<b>30</b>
<b>2.3.5 Relação sinal ruído (SNR).....</b>	<b>30</b>
<b>2.3.6 Potência equivalente ao ruído (NEP).....</b>	<b>31</b>
<b>2.3.7 Detectividade específica (<math>D^*</math>).....</b>	<b>31</b>
<b>3 SENSORES DE PÍXEL CMOS .....</b>	<b>32</b>
<b>3.1 Transistores CMOS.....</b>	<b>32</b>
<b>3.1.1 Transmission Gates.....</b>	<b>35</b>
<b>3.2 Sensor de píxel passivo.....</b>	<b>36</b>
<b>3.3 Sensor de Píxel Ativo.....</b>	<b>37</b>
<b>3.3.1 Ciclo completo de operação de um APS 4T .....</b>	<b>38</b>
<b>3.4 CTIA .....</b>	<b>40</b>
<b>3.5 Caracterização de píxeis ativos .....</b>	<b>42</b>
<b>3.5.1 Fator de preenchimento.....</b>	<b>42</b>
<b>3.5.2 Excursão máxima da resposta .....</b>	<b>42</b>
<b>3.5.3 Saturação.....</b>	<b>43</b>
<b>3.5.4 Faixa dinâmica.....</b>	<b>43</b>
<b>3.5.5 Sensibilidade do píxel.....</b>	<b>44</b>
<b>3.5.6 Consumo de potência .....</b>	<b>45</b>
<b>3.5.7 Largura de banda.....</b>	<b>45</b>
<b>3.5.8 Tabela resumo .....</b>	<b>45</b>



<b>4</b>	<b>SENSORES DE PÍXEL ATIVO TESTADOS</b>	<b>47</b>
4.1	Circuito integrado	47
4.2	Fotodiodo Interno	48
4.3	APS	50
4.3.1	<i>APSa</i>	50
4.3.2	<i>APSc</i>	51
4.3.3	<i>APSc</i>	52
4.3.4	<i>APSc</i>	53
4.3.5	<i>APSe</i>	53
4.3.6	<i>APSc</i>	54
4.4	Resumo das diferenças entre os circuitos APS	55
4.5	CTIA	56
4.6	Fotodiodo externo	57
<b>5</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DE PÍXEIS ATIVOS</b>	<b>58</b>
5.1	Procedimentos iniciais	58
5.2	Responsividade	60
5.3	Eficiência quântica	61
5.4	Fator de preenchimento	61
5.5	Excursão máxima da resposta	61
5.6	Saturação da resposta	61
5.7	Faixa dinâmica	62
5.8	Sensibilidade do píxel	63
5.9	Consumo de potência	64
5.10	Análise de frequência	64
5.10.1	<i>Frequência de operação dos transistores</i>	65
5.10.2	<i>Largura de Banda</i>	66
<b>6</b>	<b>MÉTODO PARA ESTIMAR A CORRENTE FOTOGERADA</b>	<b>68</b>
6.1	Medição direta de corrente fotogerada	69
6.2	Estimativa da corrente fotogerada	71
6.3	Resultados	73
6.4	Comparações e discussões	75

<b>7 RESULTADOS E COMPARAÇÕES .....</b>	<b>76</b>
<b>7.1 Caracterização do fotodiodo.....</b>	<b>76</b>
<b>7.2 Caracterização dos píxeis .....</b>	<b>76</b>
<i>7.2.1 Fator de preenchimento.....</i>	<i>77</i>
<i>7.2.2 Excursão máxima da resposta .....</i>	<i>78</i>
<i>7.2.3 Saturação da resposta .....</i>	<i>81</i>
<i>7.2.4 Faixa dinâmica.....</i>	<i>81</i>
<i>7.2.5 Sensibilidade do píxel.....</i>	<i>83</i>
<i>7.2.6 Consumo de potência .....</i>	<i>83</i>
<i>7.2.7 Análise de frequência.....</i>	<i>84</i>
<b>7.3 Tabela resumo.....</b>	<b>85</b>
<b>8 CONCLUSÕES.....</b>	<b>89</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>92</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Na utilização de sensores, especificamente para detecção de luz e medição de intensidade luminosa, é encontrado muitas vezes o termo píxel como o menor elemento utilizado para essa medição. Geralmente, este elemento é composto por um fotodetector, que converte os fótons incidentes em cargas elétricas, e um circuito utilizado para condicionamento deste sinal fotogerado ou corrente fotogerada. Esta corrente pode ser amplificada e/ou convertida em sinal de tensão. O fotodetector pode, ainda, ser revestido com uma fina camada de outro material para melhorar a absorção de luz (um revestimento antirreflexo, por exemplo) ou para selecionar determinado comprimento de onda.

Vários grupos em universidades e também na indústria têm realizado pesquisas e alcançado sucesso na busca por melhores sensores. Nos anos 70, a tecnologia CCD (*Charged Coupled Devices*) se propagou e esteve presente na maioria das câmeras digitais desenvolvidas na época [1]. Porém, a utilização da tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) para fabricação de sensores e a integração destes em *chip*, a partir dos anos 90, têm alterado essa realidade [1]. Isso vêm acontecendo devido ao rápido avanço nos processos de fabricação CMOS, exigido pela necessidade de processadores cada vez mais rápidos e memórias de maior capacidade, já que todos os dispositivos citados podem compartilhar a mesma linha de produção [2]. Essas inovações aumentam significativamente o potencial de integração de diversas funções de processamento em um único circuito integrado (*Integrated Circuit- CI*), reduz custos, consumo de potência, tamanho e eleva a performance destes dispositivos. Além disso, cada píxel CMOS pode ser acessado individualmente na estrutura de uma matriz, possibilitando a implementação direta de funções como *zoom*, acesso aleatório, aquisição apenas de regiões de interesse (*Region of Interest- ROI*), seguimento de trajetória e extração de contorno [2].

Os sensores de luminosidade têm sido empregados principalmente para geração e processamento de imagens. Contudo, esses podem ser soluções eficientes em diversas outras aplicações como entretenimento, segurança, aplicações médicas e biológicas, sistemas robóticos, sistemas de imageamento automotivo, sistemas de navegação, detecção de posição, entre outras [3][4]. Em cada uma destas aplicações, determinadas características são mais importantes em detrimento de outras. Por exemplo, em aplicações como câmeras de imagem em dispositivos eletrônicos portáteis, os sensores devem ter baixo consumo, tamanho reduzido e baixo custo. Isto pode apresentar consequências como redução da relação sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio- SNR*) e da faixa dinâmica. Porém, em sistemas de monitoramento e segurança,

além do baixo custo e baixo consumo, a faixa dinâmica é um parâmetro importante pois esses sistemas devem fornecer imagens de boa qualidade em condições de alta iluminação (dias ensolarados) e de baixa iluminação (imagens noturnas). [1]

Devido à extensa empregabilidade desses sensores e a incessante busca por melhorias, a caracterização desses é de extrema importância. O objetivo de propor uma metodologia de caracterização é avaliar o desempenho de fotodiodos e píxeis construídos em arquiteturas diferentes e, também, utilizando processos de fabricação distintos. Os resultados obtidos pela aplicação da metodologia devem ser suficientes não somente para realizar esta comparação, como também para definir se o sensor escolhido é adequado para determinada aplicação.

A partir dos primeiros trabalhos publicados sobre os sensores CMOS, iniciaram-se os estudos para caracterização destes dispositivos. Em [5], o autor exalta a necessidade de se determinar e padronizar algumas figuras de mérito que possam ser utilizadas em câmeras CMOS. A associação europeia EMVA (*European Machine Vision Association*) iniciou um processo para padronizar o método de medição, cálculo e apresentação de parâmetros e dados de caracterização para câmeras e sensores de imagem do tipo matrizes. A norma denominada EMVA 1288, versão 3.0 [6], abrange a caracterização de câmeras digitais coloridas ou monocromáticas e com escaneamento de área ou linha. Ela apresenta a definição, modelo matemático e requisitos para medição de linearidade, sensibilidade, ruído, corrente de escuro, não uniformidade na matriz do sensor, píxeis defeituosos e sensibilidade espectral. Entretanto, não existe um tópico que aborde a caracterização de píxeis independentes com saída de tensão analógica.

Os trabalhos nessa área são diversos e podem determinar diferentes parâmetros, como por exemplo, eficiência quântica e ruído em [7][8]. Além disso, podemos citar outros exemplos como em [9], onde são propostos alguns testes em diferentes topologias de sensor de pixel ativo (*Active Pixel Sensor- APS*) e fotodiodos e são analisadas algumas relações de compromisso quanto ao fator de preenchimento, excursão da resposta e corrente de escuro. Em [10] são propostas metodologias para obter os valores de corrente de escuro, ganho de conversão, SNR, faixa dinâmica, eficiência quântica, etc., apesar de não ser descrita com detalhes a forma de obter esses parâmetros. O artigo [11] analisa ruído, sensibilidade e fator de preenchimento. Já em [12], o autor utiliza parâmetros como saturação, sensibilidade, ruído, faixa dinâmica e corrente de escuro para comparar diferentes designs de píxeis. Também são propostos alguns ambientes de testes experimentais em [13][14], porém não são apresentados os resultados utilizando a metodologia.

A partir da padronização de figuras de mérito, novos píxeis vêm sendo propostos visando melhorar algumas características, como sensibilidade, ruído ou faixa dinâmica. [15][16][17][18]. De fato, a constante busca por melhoria é imprescindível, já que o efeito da redução do tamanho dos transistores não é vantajoso para a qualidade dos sensores de imagem, reduzindo a faixa dinâmica e aumentando a corrente de fuga e ruído [19].

Atualmente, comprovou-se a funcionalidade destes píxeis também em ambientes não ideais, como em temperaturas muito baixas [20] e em ambientes sob o efeito de radiação [21][3]. Figuras de mérito específicas podem ser utilizadas para comprovação da qualidade da resposta de determinado píxel nessas condições, como mostrado em [4].

A dificuldade encontrada ao analisar os trabalhos publicados sobre esse assunto está no detalhamento da metodologia utilizada para determinação dos parâmetros de caracterização e comparação, principalmente quando os dados devem ser obtidos a partir de experimentos.

Sendo assim, nesta dissertação serão descritos vários testes com o objetivo de apresentar uma metodologia bem definida para caracterização e comparação de circuitos de píxeis ativos, projetados e integrados utilizando a tecnologia CMOS. A análise das respostas dos píxeis por meio dessa metodologia abrange dados de simulação e dados experimentais. Como aplicação da mesma, serão apresentados também alguns resultados de testes feitos utilizando seis topologias de APS e uma de amplificador capacitivo de transimpedância (*Capacitive Transimpedance Amplifier*- CTIA) e a análise comparativa dessas estruturas. Além disso, um estudo adicional foi feito visando estimar parâmetros relacionados ao fotodiodo e à sua corrente fotogerada, quando o mesmo é integrado no circuito do píxel e não é possível acessar seus terminais.

## **1.1 Organização deste trabalho**

Esta dissertação é composta de 7 capítulos além da Introdução.

No Capítulo 2 é apresentada uma breve explicação sobre fotodiodos, que são os elementos utilizados como fotodetector nos píxeis estudados neste trabalho.

No Capítulo 3 são apresentados os principais sensores de píxel CMOS. Para facilitar o entendimento sobre o ciclo de operação destes píxeis e as principais diferenças entre os modelos apresentados é feita uma breve introdução sobre os tipos de transistores empregados. Além disso, neste capítulo também são mostrados alguns conceitos utilizados para a caracterização destes elementos.

No Capítulo 4, os píxeis e fotodiodos utilizados para caracterização e comparação são descritos.

Nos Capítulos 5 é apresentada uma metodologia de caracterização de píxeis ativos e os resultados obtidos são mostrados no Capítulo 7.

No Capítulo 6 é proposto um método para estimar a corrente fotogerada através de dados experimentais e de simulação e, assim, caracterizar o fotodiodo.

No Capítulo 8 é apresentada a conclusão desta dissertação e algumas propostas de trabalhos futuros.

## 2 FOTODETECTORES

Este capítulo introduz conceitos importantes sobre os elementos fotodetectores que serão utilizados nas análises e experimentos deste trabalho. Inicialmente, é apresentada a teoria de fotodeteção. Em seguida, analisa-se o fotodiodo, que é um tipo de elemento fotodetector, e algumas características gerais destes dispositivos.

### 2.1 Fotodetectores e o processo de fotodeteção

Um fotodetector é um componente optoeletrônico que converte luz visível, infravermelha ou ultravioleta em energia elétrica. A geração de pares elétron-buraco devido à incidência de luz é fundamental nestes componentes para a conversão direta ou indireta de um sinal não elétrico (luz ou radiação) em um sinal elétrico. Considerando que a luz é composta de partículas chamadas fótons [23][25], essas podem fornecer energia aos elétrons da banda de valência ao colidirem-se com eles, tornando-os elétrons disponíveis para condução.

A diferença de energia entre a parte inferior da banda de condução e a parte superior da banda de valência é denominada banda proibida de energia ( $E_G$ ) e representa o mínimo de energia que a luz que incide no material deve possuir para que ocorra a transferência de elétrons de uma banda para a outra. A radiação com comprimento de onda acima de certo valor mínimo não promove a geração de pares elétron-buraco, não importando sua intensidade. Radiação de comprimento de onda menor que um valor crítico, satisfazendo a Equação 1, tem energia suficiente gerar um par elétron-buraco. O elétron absorve toda a energia do fóton incidente e transita da banda de valência para a de condução (Figura 1). Se a potência de luz é maior, o número de elétrons fotogerados aumenta.

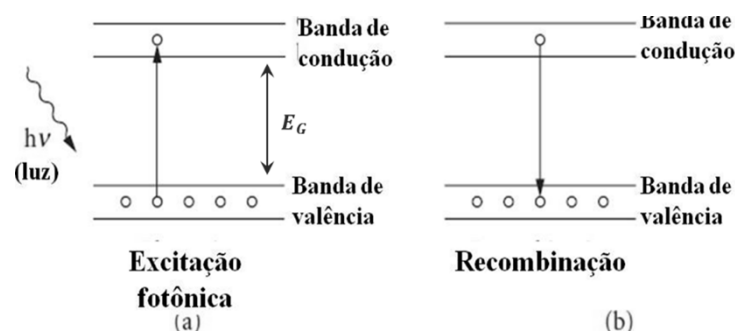


Figura 1 – a) Excitação fotônica. b) Recombinação.

FONTE: Adaptado de [26].

$$\lambda < \lambda_c = hc/E_G$$

Equação 1

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda da radiação incidente e  $\lambda_c$  é o comprimento crítico;  $h$  é a constante de *Planck* de valor  $6,63 \times 10^{-34}$  J.s;  $c$  é a velocidade da luz e  $E_G$  a diferença de energia entre a banda de valência e a de condução, sendo dependente do material utilizado. A Tabela 1 mostra os valores de  $E_G$  e  $\lambda_c$  para alguns materiais, à temperatura igual a 27°C.

Tabela 1 – Valores críticos de  $E_G$  e  $\lambda_c$  para alguns materiais à temperatura igual a 27°C.

Material	Si	Ge	GaAs	$\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}$	$\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}_{1-x}\text{P}_{1-y}$
$E_G$ (eV)	1,12	0,72	1,43	1,43-0,36	1,35-0,36
$\lambda_c$ ( $\mu\text{m}$ )	1,1	1,7	0,87	0,87-3,44	0,92-3,44

FONTE: Adaptado de [26]

Em materiais semicondutores intrínsecos, os elétrons podem ocupar somente determinados níveis de energia, como aqueles nas bandas de condução e valência. Os materiais semicondutores (ex.: silício, Si e germânio, Ge) podem estar dopados com impurezas do tipo aceitadoras (ex.: boro) ou doadoras (ex.: fósforo, arsênio e antimônio).

Materiais tipo n são aqueles em que os portadores majoritários são elétrons e materiais tipo p têm buracos como portadores majoritários. Sob a influência de um pequeno campo elétrico externo, os elétrons foto-gerados e buracos podem se movimentar no material em uma direção específica, configurando corrente elétrica.

Os fotodetectores podem operar segundo a Figura 2, onde são mostradas as características de corrente e tensão.  $I_{SC}$  é a corrente de curto circuito e  $V_{OC}$  é a tensão de circuito aberto. Atualmente, são vários os tipos de fotodetectores [24][25] e a detecção de luz é possível nos quadrantes 3 e 4, mas somente o fotodiodo será explorado neste trabalho. Este componente operará na região do 3º Quadrante, polarizado reversamente e a corrente verificada em seus terminais é aproximadamente a corrente foto-gerada devido a incidência de luz.



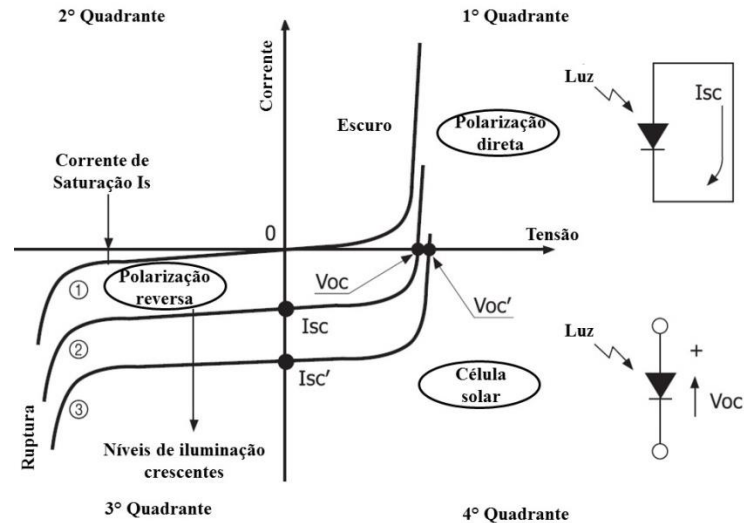


Figura 2 – Características de corrente e tensão de fotodetectores.

FONTE: Adaptado de [29].

## 2.2 Fotodiodo

Este fotodetector é construído a partir de uma junção pn como mostrado na Figura 3, onde os semicondutores são propositalmente dopados com impurezas aceitadoras e doadoras.

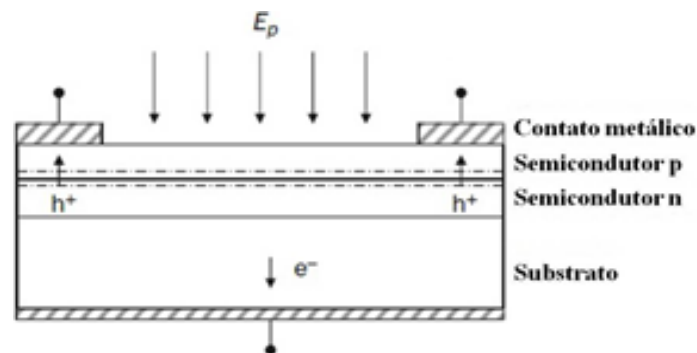


Figura 3 – Geometria construtiva de fotodiodo que depende de uma junção pn, sendo o terminal p o anodo e o terminal n o catodo.

FONTE: Adaptado de [24].

A partir do momento que uma junção pn é concebida, os portadores de carga majoritários do material tipo n (elétrons), localizados na interface, se difundem para o material tipo p, deixando íons fixos positivos para trás. Buracos, majoritários do lado p, se difundem através da junção deixando íons negativos na interface, no lado do material tipo p (Figura 4-a). Em equilíbrio térmico, surge um campo elétrico devido aos íons fixos de cargas opostas nessa região, que a mantém depleta de portadores de carga móveis. Essa é chamada região de depleção. Ao se aplicar uma tensão reversa externa ( $V_b$ ) (Figura 4-b), a largura ( $W$ ) desta região

aumenta.  $W$  é a soma da largura da região de depleção da camada n ( $x_n$ ) e da largura da região de depleção da camada p ( $x_p$ ).

Quando uma junção é iluminada por um feixe de luz (composto por fótons) cuja energia é maior que a energia necessária para mover o elétron da banda de valência para a banda de condução, ocorre a formação de pares elétron-buraco no material tipo p, na região de depleção e no material tipo n (Figura 4-c). Os elétrons gerados na região de depleção são acelerados em direção a camada n e os buracos em direção à camada p devido à presença de um campo elétrico nessa região. Por esse motivo e visando um melhor desempenho, geralmente o fotodiodo é polarizado reversamente, fazendo o campo elétrico maior e verifica-se uma pequena melhoria na eficiência de conversão. O campo elétrico é maior perto de onde os fótons são absorvidos, o que também aumenta a velocidade com que os elétrons se movem para longe da junção em direção aos contatos externos do fotodiodo [24]. Dos pares elétron-buraco gerados no material n, os elétrons são deixados na mesma camada e os buracos são difundidos nesse material, acelerados na região de depleção e coletados na banda de valência da camada tipo p. Processo semelhante ocorre com os pares gerados na camada p, onde os elétrons movem-se e são coletados na banda de condução da camada n. Isso resulta em uma quantidade de carga positiva em p e negativa em n proporcionais à intensidade de luz incidente. Quando as duas camadas são conectadas a um circuito externo, elétrons fluirão da camada n e buracos fluirão da camada p, formando uma corrente eletrônica de portadores. [29]

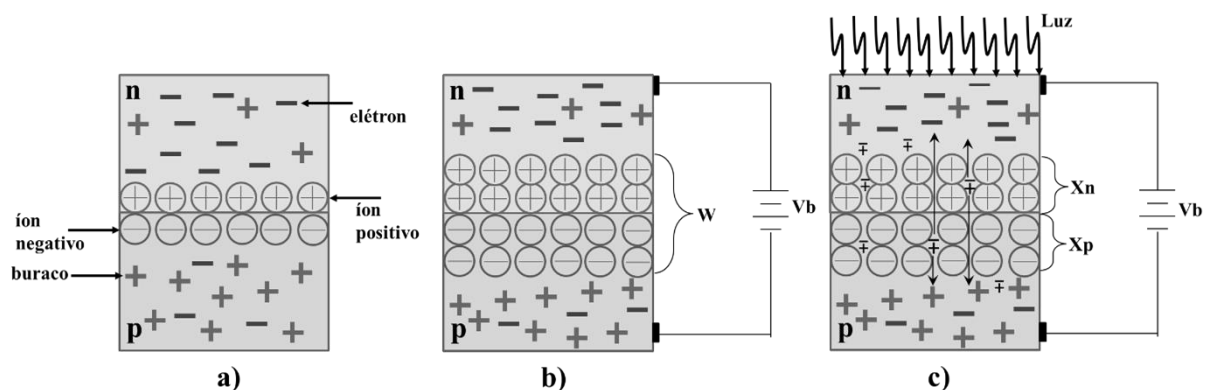


Figura 4 – Junção pn em fotodiodos. a) Formação da região de depleção onde não existem cargas móveis, apenas íons fixos. b) Aplicação da tensão reversa e alargamento da região de depleção. c) Incidência de luz e geração de pares elétron-buraco.

FONTE: Elaborada pelo autor.

Os fotodiodos podem ser modelados como uma fonte de corrente ( $I_{PH}$ ) de valor proporcional à intensidade de luz incidente, em paralelo com uma resistência *shunt* ( $R_{SH}$ ) e uma capacitância parasita ( $C_J$ ), conforme mostrado na Figura 5. O diodo (D) em paralelo é um diodo

ideal. A resistência em série ( $R_S$ ) representa as perdas por efeitos resistivos. Pode-se ainda considerar uma fonte de corrente em paralelo para representar a corrente de escuro ( $I_d$ ) que está presente mesmo na ausência de luz. [32]

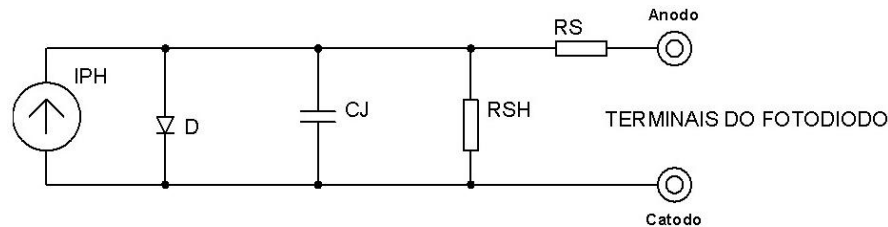


Figura 5 – Modelo de um fotodiodo.

FONTE: Elaborado pelo autor.

A capacitância de um fotodiodo pode ser dividida em dois tipos: de difusão e de depleção. A capacitância de difusão é devida a portadores minoritários e está relacionada à carga armazenada no diodo quando ele é polarizado diretamente. Se essa tensão de polarização varia, a carga também mudará. A capacitância de depleção é devida aos dopantes e muitas vezes é chamada capacitância de junção. É determinada pelo espaçamento entre a carga positiva no lado p da junção e a carga negativa no lado n, ou seja, pela largura da região de depleção. Os portadores majoritários são adicionados ou removidos da região de depleção quando a variação da tensão reversa da junção é positiva ou negativa, respectivamente. Assim, a largura da região de depleção aumenta ou diminui de acordo com esta alteração na tensão de polarização. [19]

### 2.3 Características gerais de fotodetectores

A escolha do tipo de fotodetector e do modelo que será utilizado em um sistema deve ser guiada pelas necessidades específicas de determinada aplicação. Por exemplo, a aplicação pode exigir determinado tipo de fotodetector devido à temperatura, à velocidade de resposta, à densidade de potência óptica ou ao comprimento de onda da radiação incidente no sistema, etc.

As propriedades dos fotodetectores, também chamadas figuras de mérito, podem ser utilizadas para determinar suas características de operação e serão descritas a seguir. O procedimento detalhado para caracterização destes dispositivos não será apresentado por não ser escopo deste trabalho e por ser bastante conhecido na literatura [29][33][34][35][36].

### 2.3.1 Eficiência Quântica

A eficiência quântica indica a relação entre o número de pares elétron-buraco ( $N_e$ ) gerados pela incidência de determinada quantidade de fótons ( $N_p$ ), segundo a Equação 2.  $N_e$  é o número de portadores que podem ser detectados nos terminais externos do fotodetector. Geralmente esse valor é expresso sob a forma percentual e é menor que 95% [24].

$$\eta = N_e / N_p$$

Equação 2

### 2.3.2 Responsividade

A responsividade ( $R$ ) determina a resposta do fotodetector por unidade de potência óptica incidente. A responsividade espectral ( $R_\lambda$ ) é aquela verificada em um determinado comprimento de onda, conforme Equação 3, e sua unidade é [A/W].

$$R_\lambda = I_{PH} / P_{FD}$$

Equação 3

Onde  $I_{PH}$  é a corrente fotogerada e  $P_{FD}$  é a potência óptica no fotodiodo. O tipo de semicondutor que constitui o fotodiodo é fator fundamental que determina a responsividade espectral do mesmo, como pode ser visto na Figura 6.

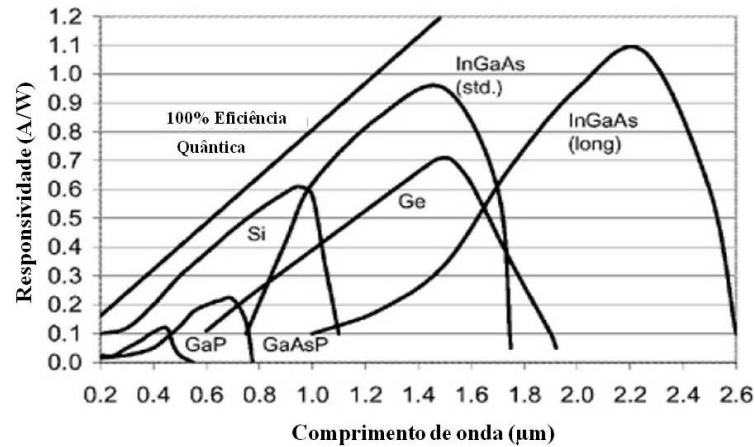


Figura 6 – Fotodiodos de diferentes materiais semicondutores mostram sensibilidade em diferentes faixas de comprimentos de onda.

FONTE: Adaptado de [30].

É interessante perceber que responsividade e eficiência quântica estão relacionadas. A linha mostrada na figura anterior que indica 100% de eficiência quântica demonstra o valor da responsividade se essa condição fosse verdadeira, ou seja, se todo fóton incidente gerasse um par elétron-buraco. A Equação 4 mostra a relação matemática entre as duas grandezas, onde  $\lambda$  é o comprimento de onda da luz incidente e deve ser expresso em [ $\mu\text{m}$ ].

$$R_{\lambda} = \lambda \eta / 1,24$$

Equação 4

### 2.3.3 Velocidade de resposta

A velocidade de resposta de um fotodiodo indica quão rápido seus portadores são extraídos para um circuito externo na forma de corrente fotogerada [29]. Em muitas aplicações os sensores devem detectar variações muito rápidas de luz (ou sombra), como no caso da leitura de código de barras, controles de velocidade de máquinas, *encoders* ópticos, *links* por fibra óptica e outras aplicações. O projeto que apresenta alta taxa de dados, requer fotodetectores com velocidade de resposta alta para não distorcer a saída de dados.

A velocidade de resposta do detector está relacionada ao tempo de subida e ao tempo de descida. O tempo de subida é o intervalo que o sinal de saída leva para subir de 10% a 90% do seu valor de pico, quando a luz incidente é ligada instantaneamente. Do mesmo modo, o tempo que leva para deixar cair o sinal de saída de 90% a 10% do seu valor é conhecido como o tempo de descida. Estes são mostrados na Figura 7.

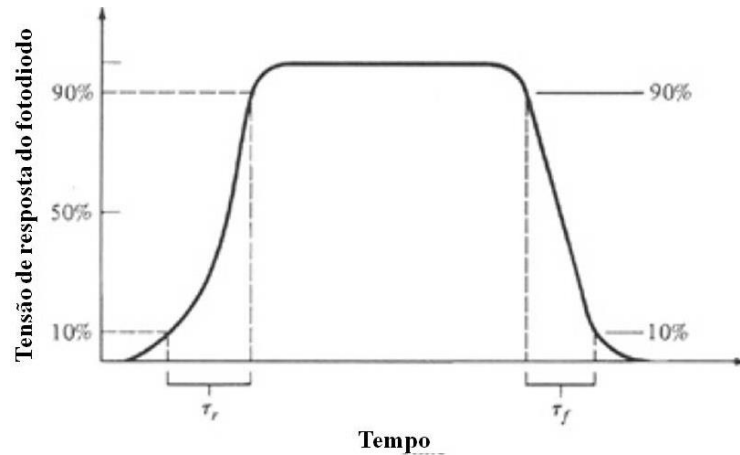


Figura 7 – Resposta de um fotodetector para um pulso óptico, mostrando o tempo de subida (10 a 90%) e tempo de descida (90 a 10%).

FONTE: Adaptado de [26].

Os tempos de subida e descida dependem de fatores tais como a quantidade de luz que é absorvida em um comprimento de onda específico, a largura da região de depleção, a capacitância e resistência série do fotodiodo.

Quando um fotodiodo recebe luz modulada em certa frequência, emitida a partir de um laser ou qualquer outra fonte de luz, a frequência de corte deste fotodetector é definida como a frequência na qual seu sinal de saída cai 3dB em relação ao nível máximo. O nível máximo é aquele verificado quando a luz incidente permanece ligada ininterruptamente [29]. O intervalo de 0Hz até a frequência de corte é chamado largura de banda (*Bandwidth- BW*) do fotodiodo.

#### 2.3.4 Resposta espectral

A resposta espectral é a faixa de comprimentos de onda de um feixe de luz que determinado fotodiodo pode converter em energia elétrica e depende das propriedades do material constituinte do mesmo. Para fotodiodos normais de silício, essa faixa abrange de 320nm a 1100nm [29].

#### 2.3.5 Relação sinal ruído (SNR)

A relação sinal-ruído (SNR) é a razão entre a potência do sinal ( $P_{SINAL}$ ) e a potência do ruído ( $P_{RUÍDO}$ ) total correspondente. Pode ser representado em unidade adimensional ou em dB, conforme Equação 5.

$$SNR = P_{SINAL} / P_{RUÍDO}$$

Equação 5

Nos fotodiodos, a SNR é a razão entre o sinal devido à fotogeração e o ruído, que são flutuações aleatórias do sinal devido a variações de temperatura (ruído térmico), ruído balístico no escuro, entre outros [24] [32].

### 2.3.6 Potência equivalente ao ruído (NEP)

A potência equivalente ao ruído (*Noise Equivalent Power- NEP*) é o valor de potência de luz incidente que gera um sinal igual ao ruído, portanto, produz  $SNR=1$  para uma largura de banda de 1Hz. Este parâmetro é representado em  $W/\sqrt{Hz}$  e fornece o valor de potência de luz mínimo acima do qual o detector é capaz de distinguir sinal fotogerado de ruído. É uma medida que possibilita quantificar a sensibilidade de uma região à incidência de luz. [29][32]

### 2.3.7 Detectividade específica (D\*)

Quando consideramos o inverso do NEP, obtemos o parâmetro detectividade (D) que determina a capacidade de detecção do fotodetector. Um valor alto deste parâmetro indica um detector mais sensível, ou seja, capaz de detectar sinais de menor potência óptica.

A NEP e, conseqüentemente, o valor de D dependem da área do detector. Isso torna difícil a comparação entre dois diferentes tipos. Para remover essa dependência, utilizamos um outro termo chamado detectividade específica (D\*), dado pela Equação 6.

$$D^* = \sqrt{A \cdot B} / NEP$$

Equação 6

Onde A é a área da região fotossensível do fotodetector ( $cm^2$ ) e B é a largura de banda (Hz). Esse parâmetro tem como unidade de expressão o Jones ( $cm \cdot \sqrt{Hz} / W$ ).

### 3 SENSORES DE PÍXEL CMOS

Os tipos de sensores de píxel mais utilizados são CCD e CMOS. Eles diferem-se pela tecnologia utilizada e existem diferentes topologias em cada grupo. Os sensores CCD [1][19] não serão abordados neste trabalho já que o foco é o estudo e testes em píxeis CMOS.

As tecnologias CCD e CMOS foram desenvolvidas na década de 1970, mas os sensores CMOS tiveram desempenho inaceitável e foram negligenciados até o início do ano de 1990. Durante este período de não aceitação, os projetos de píxeis CMOS continuaram avançando, conseguindo tamanhos menores, ruído reduzido, algoritmos de processamento de imagem mais eficazes e matrizes maiores. É importante salientar que o termo "CMOS" refere-se ao processo de fabricação do sensor de imagem [38].

Nos sensores CMOS, o píxel pode ser constituído de fotodiodos, capacitores e transistores que são integrados e formam um circuito individual para cada píxel. Os transistores nos píxeis CMOS são elementos importantes utilizados para selecionar e controlar os mesmos. Assim, inicialmente será feita uma breve introdução sobre os tipos e funcionamento desses transistores. Em sequência, serão apresentadas as duas arquiteturas de píxeis mais utilizadas em sensores de imagem CMOS: píxeis passivos e píxeis ativos, além de alguns parâmetros de caracterização dos mesmos.

#### 3.1 Transistores CMOS

O silício é o material básico utilizado na maioria dos circuitos integrados. Este é um material tetravalente, capaz de formar até quatro ligações covalentes com outros quatro átomos adjacentes e é um pobre condutor. Impurezas pentavalentes e trivalentes são, então, introduzidas para obter materiais semicondutores tipo n e tipo p, respectivamente, fundamentais para a construção dos transistores.

Uma estrutura *MOS* pode ser construída utilizando processos químicos envolvendo a oxidação do silício, introdução de dopantes e a adição de trilhas e contatos metálicos [39]. Ela é formada por camadas superpostas de materiais condutores e isolantes. A tecnologia CMOS provê dois tipos de transistores: tipo n (nMOS) e tipo p (pMOS). Como a operação desses transistores é controlada por campo elétrico, eles também são conhecidos como MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) ou simplesmente FET. As estruturas desses transistores, bem como suas respectivas simbologias em circuitos, são mostradas na Figura 8.



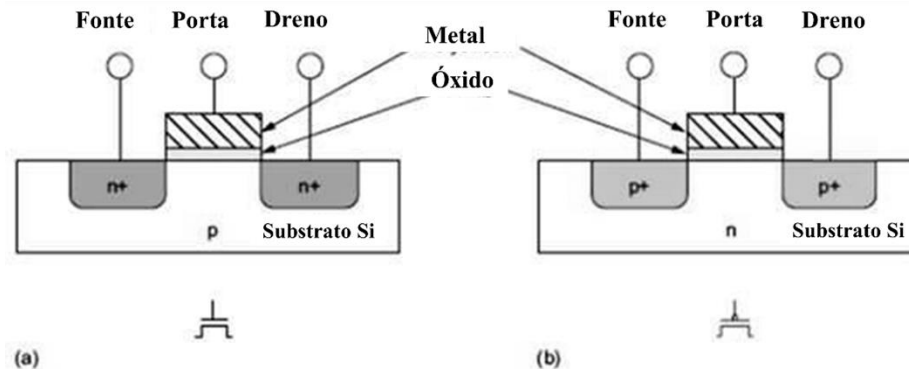


Figura 8 – Estrutura dos transistores e suas simbologias: (a) nMOS e (b) pMOS.

FONTE: Adaptado de [39].

Cada transistor é formado por uma camada condutora de polisilício (Si) em cima de uma camada fina e isolante de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ) formando o *gate* ou porta. Abaixo disso a pastilha de silício forma o substrato ou corpo dos transistores. Um transistor tipo nMOS é construído com um corpo do tipo p e tem regiões tipo n adjacentes à porta, chamadas *source* ou fonte e *drain* ou dreno. No nMOS o corpo é normalmente aterrado e os portadores majoritários neste transistor são elétrons. Um transistor tipo pMOS é construído com um corpo do tipo n, geralmente ligado à alimentação positiva  $V_{DD}$ , e regiões tipo p constituindo fonte e dreno. Seus portadores majoritários são lacunas.

A porta é o terminal que controla o fluxo de corrente elétrica entre fonte e dreno, através da tensão aplicada neste ponto. Os transistores podem operar em três modos diferentes, dependendo do valor de tensão em seus terminais: corte, linear e saturação.

Considerando um transistor nMOS com o corpo aterrado, as junções pn formadas por dreno/fonte e o corpo estão polarizadas reversamente. Se a porta também é aterrada, nenhuma corrente flui e dizemos que o transistor está desligado (Figura 9- a). É importante lembrar que a corrente neste caso é idealmente nula, mas existem correntes de fuga no transistor. Se a tensão da porta ( $V_G$ ) aumenta, cria-se um campo elétrico que começa a atrair elétrons para a parte inferior da interface de Si- $\text{SiO}_2$ . Se  $V_G$  aumenta e atinge um valor acima da chamada tensão de limiar ( $V_T$ ), ou seja  $V_G > V_T$ , o número de elétrons nessa região se torna superior ao número de lacunas e essa fina região abaixo da porta sofre um processo de inversão, tornando-se do tipo n e formando um canal entre fonte e dreno. Como a corrente pode fluir por este canal, dizemos que o transistor está ligado.

O número de portadores e a condutividade aumentam com  $V_G$ . Se a diferença de potencial entre dreno e fonte ( $V_{DS} = V_{GS} - V_{GD}$ ) é igual a zero ( $V_{DS} = 0V$ ), não há nenhum campo elétrico capaz de empurrar os elétrons em direção ao dreno (Figura 9-b). Quando um

pequeno potencial  $V_{DS}$  positivo é aplicado ao dreno, a corrente  $I_{DS}$  flui através do canal, do dreno para a fonte, e este passa a operar no modo linear (Figura 9- c). A corrente  $I_{DS}$  aumenta com  $V_D$  e com  $V_G$ . Quando  $V_{DS}$  é grande o suficiente e  $V_{GD} < V_T$ , o canal torna-se mais estreito próximo ao dreno. Acima deste valor de  $V_{DS}$ , a corrente é controlada apenas por  $V_G$  e o transistor opera em modo de saturação (Figura 9-d).

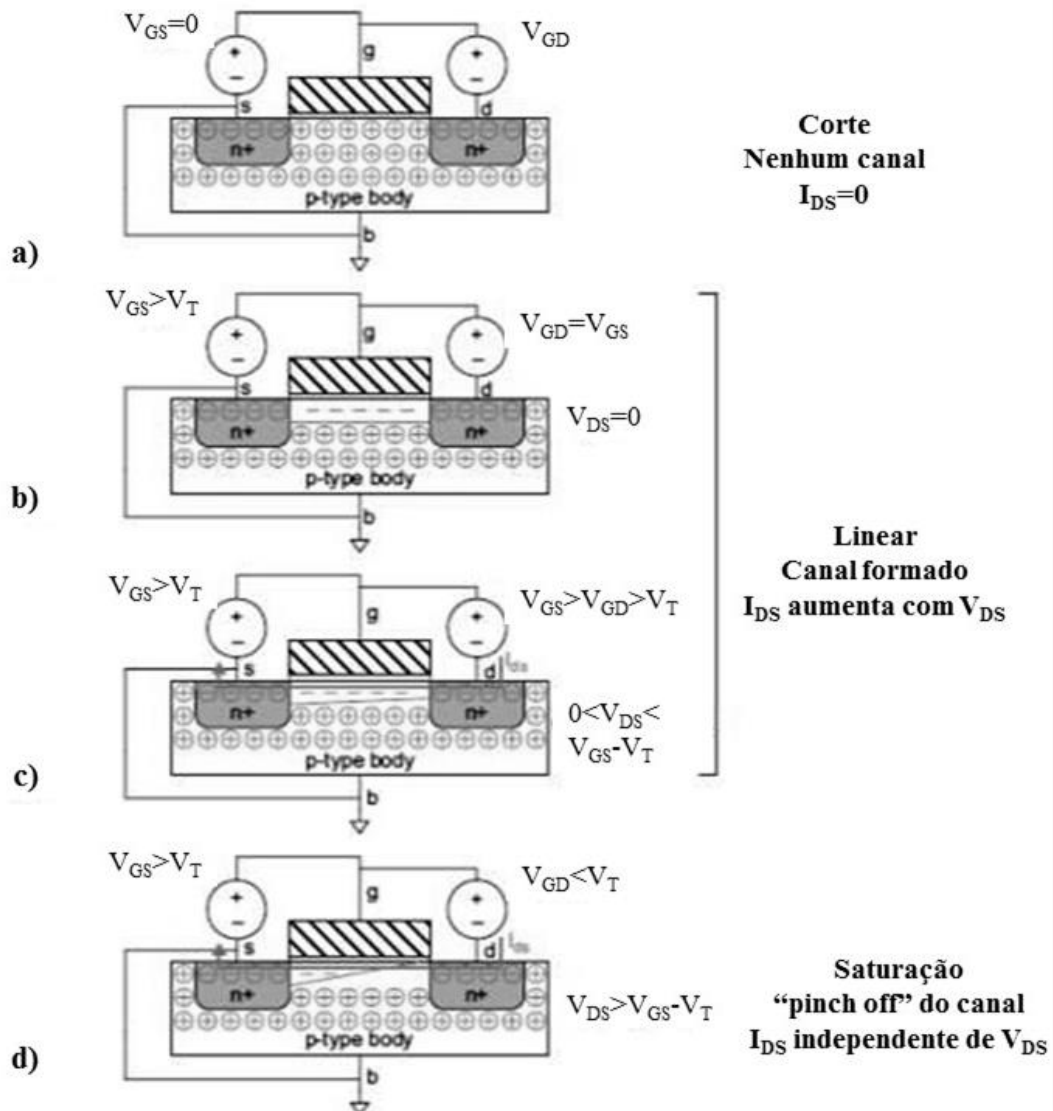


Figura 9 – Demonstração das regiões de operação de um transistor nMOS: a) corte; b) linear e  $I_{DS}=0$ ; c) linear e  $I_{DS}>0$ ; d) saturação.

FONTE: Adaptado de [39].

Para um transistor pMOS, a situação é inversa. O corpo é ligado a uma tensão positiva. Se a tensão da porta ( $V_G$ ) também é positiva, as junções fonte/dreno e corpo estão polarizadas reversamente. Assim, nenhuma corrente flui e o transistor está desligado ou em corte. Quando a tensão da porta é reduzida, as cargas positivas são atraídas para a parte inferior da interface

de Si-SiO<sub>2</sub>. Uma tensão de porta suficientemente baixa inverte o canal e um caminho de condução do tipo p é formado entre fonte e o dreno, de modo que o transistor é ligado.

A fonte de um transistor nMOS é sempre o mais negativo dos terminais. A fonte de um transistor pMOS é o mais positivo dos terminais.

### 3.1.1 *Transmission Gates*

Um sinal de tensão é chamado forte se o seu valor se aproxima de uma fonte ideal. Sendo assim,  $V_{DD}$  é chamado “1 forte”, assim como GND é considerado “0 forte”.

O transistor pode ser usado como chave (ou interruptor) para passagem de determinado valor de tensão entre seus terminais de fonte e dreno. Um transistor nMOS é um interruptor quase perfeito para transmitir “0” (“0 forte”- aproximadamente GND). No entanto, ele é imperfeito na passagem de “1”, aparecendo “1 fraco” no terminal de dreno do mesmo, pois o nível de tensão nunca é maior que  $V_{DD} - V_T$ . O pMOS, por sua vez, transmite “1 forte” (aproximadamente VDD), mas “0” degradado, já que a tensão nunca é menor que  $|V_T|$ .

Em processos de fabricação antigos, onde a tensão de alimentação era alta e  $V_T$  era uma pequena fração de  $V_{DD}$ , a queda era tolerável. Em processos mais novos, onde a tensão de alimentação é reduzida cada vez mais, o valor de  $V_T$  é próximo de VDD e essa diferença pode produzir um nível lógico inválido na saída.

Quando um nMOS ou pMOS são usados sozinhos, eles são chamados transistor de passagem. Ao combinar um transistor nMOS e pMOS em paralelo, obtém-se um interruptor chamado *transmission gate*, capaz de passar “0” e “1” fortes.

Isso ocorre devido ao valor da resistência desses transistores quando estão ligados, chamada  $R_{ON}$ . O valor dessa resistência para cada um dos tipos de transistores é mostrado na Figura 10, onde  $V_{in}$  é o valor de tensão que se deseja transmitir pelo transistor. Nota-se que  $R_{ON}$  para nMOS é muito alta quando  $V_{in}$  aproxima-se de  $V_{DD}$ . Nos transistores pMOS,  $R_{ON}$  é muito baixo nesse caso. Com a chave do tipo *transmission gate*, pretende-se que  $R_{ON}$  seja relativamente pequeno em toda a faixa possível para  $V_{in}$ .

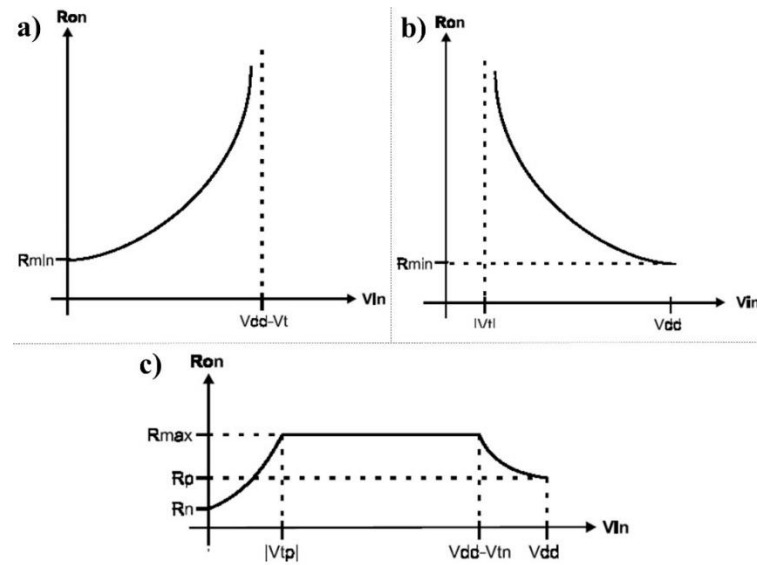


Figura 10 –  $R_{ON}$  dos transistores como chave, em função de  $V_{in}$ : a) nMOS; b) pMOS; c) *transmission gate*.

FONTE: [40].

### 3.2 Sensor de píxel passivo

Os sensores de píxel passivo (*Passive Pixel Sensor- PPS*) são constituídos apenas por componentes passivos. Basicamente, o catodo do fotodiodo é conectado a um único transistor de seleção ( $T_S$ ). Quando este transistor é ligado, a carga armazenada na capacitância de junção do fotodiodo é transferida para o barramento. O *layout* e esquemático de um PPS são apresentados na Figura 11.

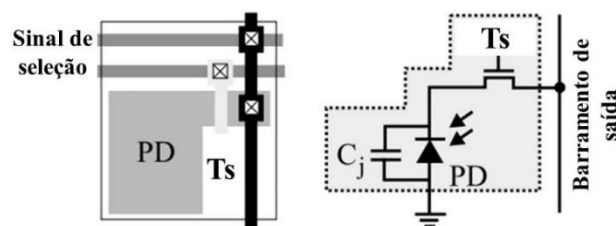


Figura 11 – *Layout* e esquemático de um PPS.

FONTE: Adaptado de [41].

Este é o píxel mais simples e tem como vantagem a grande proporção de área fotossensível em relação à área total do píxel. Contudo, a capacitância de junção do fotodiodo acrescenta uma grande carga capacitiva no barramento de saída, aumentando o tempo de resposta e adicionando ruído kTC (derivado do ruído térmico no canal do transistor devido ao carregamento de uma capacitância) [2][41].

### 3.3 Sensor de Píxel Ativo

Os APS normalmente possuem um elemento fotossensível e um amplificador. Este amplificador é um seguidor de fonte e desacopla eletricamente o elemento fotossensor do barramento de saída, onde a tensão de saída do píxel ( $V_{OUT}$ ) é lida.

O APS 3T, mostrado na Figura 12-a, foi descrito pela primeira vez em 1968 [46][47]. Muitos anos depois, foi proposto o píxel APS 4T, mostrado na Figura 12-b, que contém um transistor adicional e originalmente utiliza um outro tipo de fotodetector chamado fotoporta [2]. A inclusão do transistor chamado *transfer gate* ( $T_X$ ), tem como objetivo resolver alguns problemas de ruído presentes no APS 3T [48] e permitir um aumento no tempo de leitura do sinal de saída uma vez que é capaz de manter esse nível de tensão quando  $T_X$  é desligado.

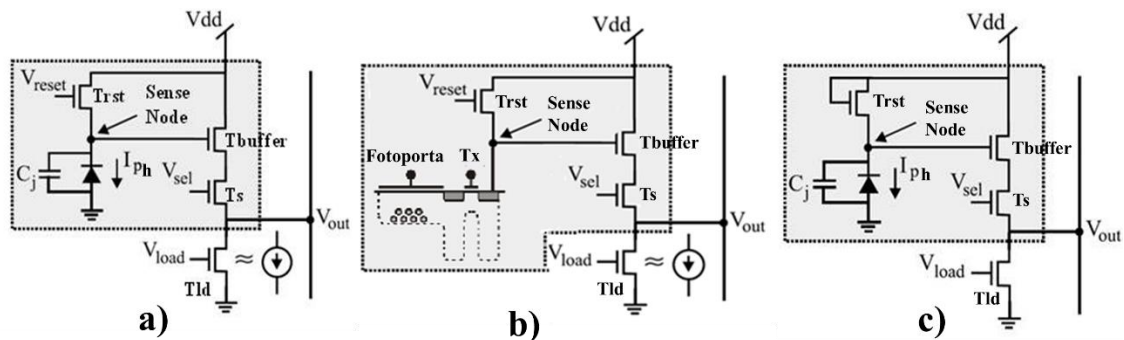


Figura 12 – Vários tipos de píxeis ativos: a) APS 3T, b) APS 4T, c) APS Logarítmico.

FONTE: Adaptado de [41].

Existem três transistores comuns aos APS 3T e 4T: transistor de *reset* ( $T_{RST}$ ), transistor amplificador seguidor de fonte ( $T_{BUFFER}$ ) e o transistor de seleção ( $T_S$ ). Quando o  $T_{RST}$  é ativado (e o  $T_X$  também está ligado no APS 4T), o fotodetector é efetivamente ligado à uma tensão no nó sensor ( $V_{SN}$ ). Se  $T_{RST}$  é do tipo nMOS ou *transmission gate*,  $V_{SN} = V_{DD}$ . Se  $T_{RST}$  é do tipo pMOS,  $V_{SN} = V_{DD} - V_{TRST}$ , onde  $V_{TRST}$  é a tensão de limiar do  $T_{RST}$ . Assim, a capacitância de junção do fotodetector é carregada e toda a carga devido a uma leitura anterior é descartada. A tensão de saída ( $V_{OUT}$ ) mantém-se em nível máximo durante este período. Quando o  $T_{RST}$  é desligado, a corrente fotogerada ( $I_{PH}$ ) descarregará a capacitância intrínseca e, conseqüentemente, o valor de  $V_{OUT}$  mudará em função do tempo. O intervalo onde  $T_{RST}$  é mantido ligado é chamado período de *reset* ( $\tau_{RST}$ ) e o intervalo no qual ele está desligado é chamado período de *integração* ( $\tau_{INT}$ ), conforme mostrado na Figura 13. O  $T_{BUFFER}$  atua como um amplificador seguidor de fonte e desacopla eletricamente o elemento fotossensor do barramento de sinal de saída. O  $T_S$  permite endereçar e selecionar um único píxel em uma

matriz, para que um elemento possa ser lido individualmente pelo sistema eletrônico de leitura. A leitura do sinal fotogerado é realizada pela verificação da tensão de saída, porque quanto maior  $I_{PH}$ , mais inclinada é a curva de descarga da capacitância interna do fotodiodo e mais rápida a queda da tensão de saída, como mostrado na Figura 13.

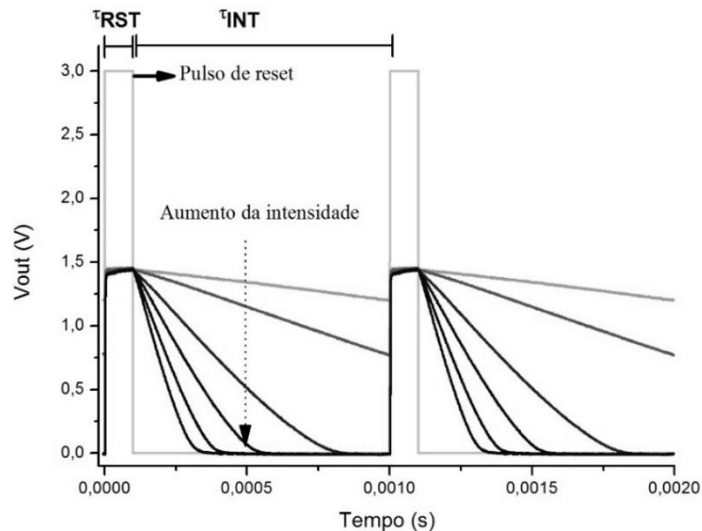


Figura 13 – Tensão de saída de um píxel ativo (APS).

FONTE: Elaborado pelo autor.

O píxel logarítmico, mostrado na Figura 12-c, é uma modificação do APS 3T descrito anteriormente. Neste caso, a porta do  $T_{RST}$  é mantida conectada à tensão de alimentação  $V_{DD}$  durante todo o tempo, forçando o  $T_{RST}$  operar no modo sublimiar [41]. Ele é chamado desta forma, pois a tensão  $V_{OUT}$  é proporcional ao logaritmo de  $I_{PH}$ . Como o  $T_{RST}$  mantém-se ativo por todo o tempo, não existe um período de integração e o valor de  $V_{OUT}$  não se altera para uma mesma intensidade de luz, permitindo acesso aleatório verdadeiro (*true random access*) no tempo e no espaço (a resposta de qualquer píxel da matriz pode ser lida em qualquer instante). As desvantagens apresentadas por este píxel são:  $V_{OUT}$  dependente da temperatura, pequena variação para baixa intensidade de luz e baixa SNR. Consequentemente, este píxel não é muito utilizado, apesar de serem constantes os estudos e propostas de melhorias. [1][42][43][44]

### 3.3.1 Ciclo completo de operação de um APS 4T

Acrescentar um transistor entre o fotodiodo e o nó sensor, como mostrado no circuito de um APS 4T da Figura 14, significa efetivamente ligar ou desligar o elemento sensor do

circuito restante. A capacitância parasita ( $C_P$ ) é composta pela associação das capacitâncias parasitas de difusão do dreno de  $T_X$ , da fonte de  $T_{RST}$  e da porta de  $T_{BUFFER}$ . [45]

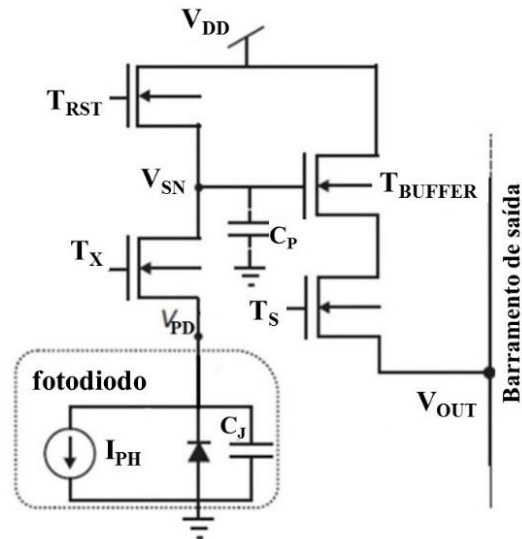


Figura 14 – Modelo de um sensor APS 4T.

FONTE: Adaptado de [45].

Na Figura 15 é possível verificar: a) as formas de onda dos sinais de controle na porta de  $T_X$  (linha pontilhada) e na porta de  $T_{RST}$  (linha cheia); b) a tensão no nó sensor  $-V_{SN}$ - (linha cheia) e sobre o fotodiodo  $-V_{PD}$ - (linha pontilhada); c) tensão de saída  $-V_{OUT}$ - do APS 4T com desligamento de  $T_X$  para amostragem.  $T_S$  é mantido ligado todo o período. Esses dados foram simulados para um APS 4T básico, onde todos os transistores são do tipo nMOS.

Inicialmente, entre os pontos A e B,  $T_X$  e  $T_{RST}$  estão ligados. Nesse momento,  $V_{PD}$  é positivo, polarizando reversamente o fotodiodo com tensão menor que 3V devido à queda em  $T_{RST}$  e  $T_X$ . Assim,  $C_J$  é carregada com o mesmo valor de  $V_{PD}$ . No ponto B,  $T_{RST}$  é desligado (marca o fim de  $\tau_{RST}$ ) e uma corrente começa a fluir através da junção do fotodiodo e de  $T_X$ . Entre os pontos B e C, a descarga de  $C_J$  pela corrente fotogerada diminui constantemente  $V_{PD}$  e  $V_{SN}$ . Como  $V_{OUT}$  é proporcional à  $V_{SN}$ , a resposta do APS também varia no tempo.

Em C,  $T_X$  é desligado e o fotodiodo é desconectado do circuito restante, marcando o fim do tempo de amostragem ( $\tau_{SMP}$ ). No entanto,  $C_J$  continua sendo descarregado por  $I_{PH}$  e  $V_{PD}$  continua variando. Por outro lado, essa corrente fotogerada passa a não influenciar no sinal  $V_{SN}$ .  $C_P$  é capaz de manter idealmente constante a tensão no nó sensor e no pino de saída do píxel (existe uma pequena queda de tensão entre os pontos C e D, devido à descarga de  $C_P$  por correntes de fuga). Enquanto isso, a tensão de fonte do transistor *transfer gate* ( $V_{STX} = V_{PD}$ )

continua caindo, porém é positiva e  $V_{GS_{TX}}$  é negativo. Assim,  $T_X$  está operando no modo acumulação, bloqueando a corrente entre fonte e dreno.

Após um tempo, indicado como ponto D,  $V_{PD}$  atinge valores negativos pois  $C_J$  é carregado reversamente. Isso torna  $V_{GS_{TX}}$  positivo, fazendo este transistor operar em modo linear quando  $V_{GS_{TX}} > V_T$ . A diferença de tensão entre o nó sensor, que é igual à tensão no dreno de  $T_X$ , e o fotodiodo, que é igual à tensão da fonte de  $T_X$  permite a circulação de uma corrente por esse transistor e a descarga de  $C_P$ . Como consequência,  $V_{OUT}$  também começa a cair até atingir 0V no ponto E.

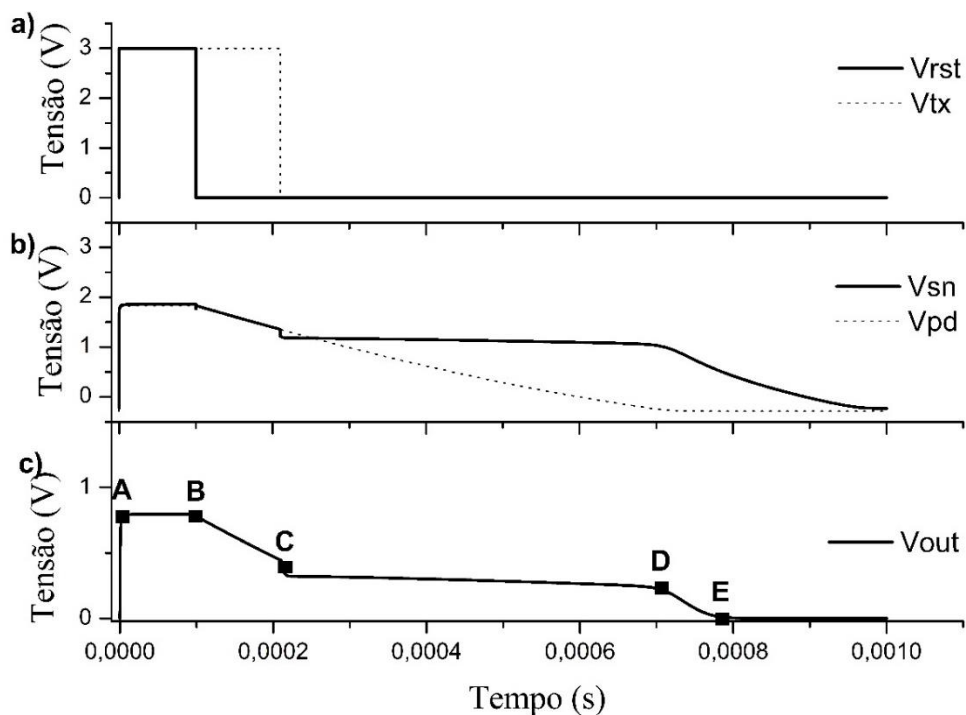


Figura 15 – A) Sinais de controle; b) tensão no fotodiodo e no nó sensor; c) resposta do APS 4T.

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 3.4 CTIA

Inicialmente, a arquitetura do CTIA foi utilizada como amplificador operacional de coluna de píxeis em sensores de imagem passivos no início da década de 1970. Com o avanço dos sensores CMOS, esse passou a ser utilizado como o amplificador em sensores de píxeis ativos [51]. O circuito básico é mostrado na Figura 16.



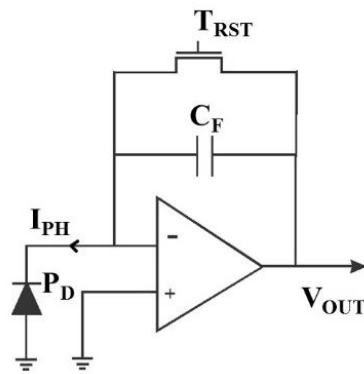


Figura 16 – Circuito CTIA.

FONTE: Elaborado pelo autor

O circuito é composto por um fotodiodo, um amplificador operacional, um capacitor em seu laço de realimentação ( $C_F$ ) e um transistor de reset ( $T_{RST}$ ). A resposta  $V_{OUT}$  pode ser verificada na Figura 17, onde  $\tau_{RST}$  é o período de tempo onde  $T_{RST}$  é mantido ligado e  $\tau_{INT}$  o período que ele é mantido desligado. Durante  $\tau_{RST}$ , o  $T_{RST}$  age descarregando o capacitor e levando a tensão entre seus terminais para o mesmo valor da tensão de referência (neste caso GND) para iniciar nova leitura. Durante  $\tau_{INT}$ ,  $C_F$  irá realizar a integração da carga fotogerada, de modo que uma tensão na saída do amplificador corresponderá (idealmente) a uma contagem de elétrons gerados. O tempo de carga do capacitor (também chamado de tempo de integração) irá depender da capacitância utilizada e da corrente fotogerada.

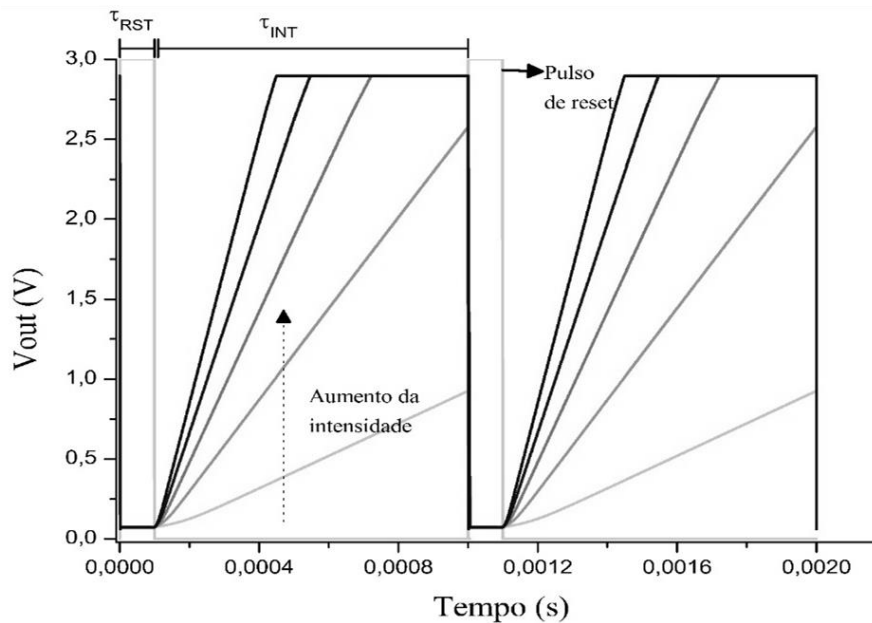


Figura 17 – Tensão de saída do píxel do tipo CTIA.

FONTE: Elaborado pelo autor

Esta é uma arquitetura de sensor ativo promissora por reduzir o ruído de leitura dos píxeis. Contudo, deve-se analisar a área de silício disponível e o custo, pois este circuito, devido à presença do amplificador e capacitor, ocupa uma área maior em relação aos outros píxeis descritos anteriormente. Outra desvantagem está relacionada à dificuldade em conseguir um alto ganho do amplificador, pois só é possível se pequenas capacitâncias forem projetadas para a realimentação. Porém, quanto menor a área do capacitor, maior a variação de seu tamanho durante a construção de vários píxeis. Isso aumenta o ruído de padrão fixo (*Fixed Pattern Noise-FPN*) devido à diferença na tensão de saída entre os diferentes píxeis de uma matriz, dada uma entrada uniforme. Em um sensor de imagem perfeito, cada píxel teria a mesma saída dada a mesma entrada; porém em sensores reais cada saída será diferente [51].

### 3.5 Caracterização de píxeis ativos

Inicialmente é necessário relatar os principais parâmetros usados para quantificar, qualificar e comparar o desempenho de píxeis, bem como a terminologia utilizada. Os parâmetros a seguir foram utilizados neste trabalho como figuras de mérito.

#### 3.5.1 Fator de preenchimento

O fator de preenchimento (*fill factor- FF*) nos informa qual a porcentagem de área que o fotodetector ocupa na área total de um píxel. Somente a área fotossensível contribui para a geração de  $I_{PH}$  devido à incidência de luz. Os outros componentes do píxel, como capacitores e transistores, fazem parte somente da área total.

O FF típico de sensores ativos, dependendo das dimensões da tecnologia utilizada e de alterações nos circuitos de controle e leitura, varia de 40 a 70%. [4]

#### 3.5.2 Excursão máxima da resposta

A redução das tensões de alimentação dos transistores, a partir da redução do tamanho dos mesmos, não é proporcional à redução dos valores de  $V_T$  [1]. Esse fato diminui a excursão máxima da resposta (*output swing-  $\Delta V_{APS}$  ou  $\Delta V_{CTIA}$* ), que idealmente deveria ser o mais próximo possível de  $(V_{DD} \cdot AV)$ , sendo AV o ganho do amplificador dos píxeis ativos. Nos APS, esse ganho está relacionado à  $T_{BUFFER}$ .

A excursão máxima da resposta é a faixa de tensão máxima que a resposta do píxel pode assumir durante o  $\tau_{INT}$  e depende da topologia do mesmo.

### 3.5.3 Saturação

A saturação de um píxel determina a máxima irradiância onde a variação da intensidade de luz no píxel resulta em uma variação proporcional na tensão de resposta do mesmo [5]. Essa relação é linear em determinada faixa de intensidade de luz mais baixa que a verificada na saturação, como mostrado na Figura 18 para um sensor genérico cuja resposta pode ser determinada pela variação de determinada tensão de saída ( $\Delta V$ ). Nos píxeis APS esse valor está relacionado à descarga total de  $C_j$ . Porém alguns estudos consideram uma descarga máxima de 80% da tensão nesta capacitância para garantir a não saturação da resposta do píxel [49].

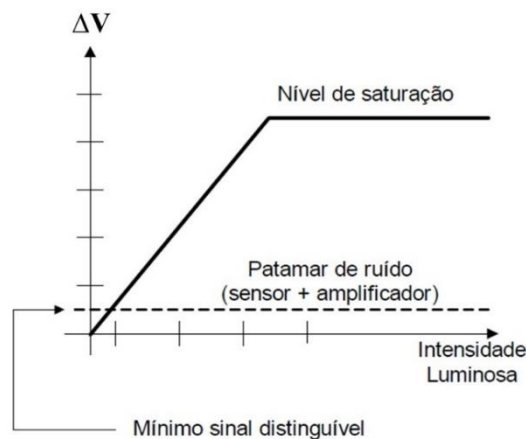


Figura 18 – Relação de variação entre a resposta de um sensor e o aumento da intensidade luminosa.

FONTE: Adaptado de [1].

### 3.5.4 Faixa dinâmica

Este parâmetro define a faixa de medição do sensor [54]. Idealmente, os sensores de imagem devem detectar imagens tanto de ambientes muito escuros, como em visão noturna, quanto de ambientes muito claros, como sob forte luz solar. Assim sendo, os sensores de luminosidade ideais deveriam possuir uma faixa dinâmica (*Dynamic Range*- DR) que atingisse 140 dB[1][49]. Píxeis ativos típicos apresentam faixa dinâmica entre 65 e 75 dB [1].

A faixa dinâmica é a razão entre o menor e o maior sinal detectável pelo sensor de imagem. Se  $I_{PH}$  for menor que um valor limite, isso não implica em alteração da resposta do APS, bem como se  $I_{PH}$  for maior do que um limite superior. Essa faixa pode ser verificada na

Figura 18 onde o limite superior é a saturação do sensor e o limite inferior é o mínimo sinal distinguível. A faixa dinâmica pode ser determinada conforme mostrado na Equação 7, onde S é o nível de saturação e N é o valor *rms* do patamar de ruído lido pelo sensor em condição de ausência de luz. [1][54]

$$DR(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{S}{N} \right)$$

Equação 7

O ruído pode ser calculado pelo número de elétrons necessários para produzir um sinal de tensão na saída do píxel igual ao desvio padrão de várias medições da resposta em ambiente escuro ( $\sigma_{DARK}$  [V *rms*]) [37][13]. Para relacionarmos o número de elétrons e a tensão de saída de um píxel, utilizamos um parâmetro chamado ganho de conversão (*conversion gain*- CG) que é a medida da relação entre as cargas fotogeradas e a tensão na saída do circuito de leitura do píxel. Sua unidade de representação é [V/elétron].

As fontes de ruído em fotodetectores podem ser classificadas em duas categorias: ruído espacial ou ruído temporal. O ruído espacial descreve a variação espacial (no plano de imagem) quando uma iluminação uniforme é aplicada. O ruído temporal é aleatório e descreve as variações temporais do sinal de saída. [19]

### 3.5.5 Sensibilidade do píxel

A sensibilidade do píxel (*sensitivity*-  $S_{pixel}$ ), ou também chamada responsividade do píxel, é o mais importante parâmetro de medição de performance de um sensor [55]. A sensibilidade não define a menor intensidade de luz que um sensor pode detectar, como o nome pode sugerir, mas representa a medida de fotorresponsividade do píxel. [19]

Pode ser determinado pela inclinação da curva de resposta do píxel sob determinada incidência de luz. Sua unidade de representação pode ser [V/lux.s] ou [V.m<sup>2</sup>/W.s], onde as duas formas estão relacionadas de acordo com a Equação 8, sendo  $V_\lambda$  um coeficiente de eficiência dependente do comprimento de onda.

$$Iluminância [lux] = (Irradiância[W/m^2]) (683)(V_\lambda)$$

Equação 8

### **3.5.6 Consumo de potência**

O consumo de potência de cada píxel torna-se um parâmetro muito importante quando se considera que a maioria das aplicações utilizam milhares de píxeis em uma matriz. Uma vantagem muito importante apresentada pelos sensores CMOS é o baixo consumo em comparação com os sensores CCD para aplicações portáteis como celulares e sistemas sem fio.

### **3.5.7 Largura de banda**

A faixa de frequências denominada Largura de Banda (BW) é determinada pela resposta em frequência do circuito, que descreve sua operação ao longo de um determinado intervalo de frequências. Como no circuito de píxeis ativos existem amplificadores, é importante conhecer a máxima frequência de entrada que não distorce o sinal de saída.

BW compreende a faixa de frequências abaixo da frequência de corte ( $F_c$ ).  $F_c$  é determinada pelo ponto onde a potência de saída cai para metade do seu valor máximo, ou seja, ocorre uma queda no ganho do circuito igual a 3 dB (0,7071) devido ao aumento da frequência do sinal de entrada.

### **3.5.8 Tabela resumo**

A Tabela 2 apresenta algumas figuras de mérito utilizadas neste trabalho para caracterização do fotodiodo e de píxeis, além do seu símbolo, unidade de representação e faixa de valores esperados.

Tabela 2 – Tabela que resume algumas figuras de mérito abordadas neste trabalho.

<b>Figuras de mérito</b>	<b>Símbolo/ [Unidade]</b>	<b>Item a ser caracterizado</b>	<b>Faixa de valores esperados</b>
Responsividade espectral	$R_{\lambda}/ [A/W]$	Fotodiodo	Está relacionado ao comprimento de onda [60]
Eficiência Quântica	$\eta/ \%$	Fotodiodo	0 a 100%
Fator de preenchimento	FF/ %	Píxel	40 a 70% [4]
Excursão máxima da resposta	$\Delta V_{APS}$ ou $\Delta V_{CTIA}/ [V]$	Píxel	0 a $(V_{DD} \cdot AV)$
Saturação	$Irr_{SAT}/ [W/m^2]$	Píxel	Podemos citar como exemplo: 580m $lx$ [67]
Faixa dinâmica	DR/ [dB]	Píxel	65 a 75dB [1]
Sensibilidade do píxel	$[V/lux.s]$ ou $[V.m^2/W.s]$	Píxel	Podemos citar como exemplo: 889,99V.m <sup>2</sup> /W.s [3]
Consumo de potência	P/ [W]	Píxel	Podemos citar como exemplo: 0 a 8mW [67]
Largura de Banda	BW/ [Hz]	Píxel	Podemos citar como exemplo: 500kHz [67]

FONTE: Elaborado pelo autor.

## 4 SENSORES DE PÍXEL ATIVO TESTADOS

Esta seção apresenta os circuitos e dispositivos utilizados nos experimentos de caracterização e comparação. O circuito integrado a ser descrito foi desenvolvido pelo grupo OptMA<sup>Lab</sup> (Laboratório de Optrônica e Microtecnologias Aplicadas) na UFMG (Universidade Federal de Minas Gerais) [20][45][56][57][58]. Este CI possui diversas estruturas microeletrônicas e fotossensíveis, sendo que apenas seis topologias de APS, diferenciadas no escopo deste trabalho pela nomenclatura: APSa, APSb, APSc, APSd, APSe, APSf, uma de CTIA e um projeto único de fotodiodo foram escolhidos para análise. Além disso, um fotodiodo comercial também é descrito neste capítulo, pois foi empregado em testes comparativos para avaliação da metodologia de estimativa de corrente fotogerada.

### 4.1 Circuito integrado

O circuito integrado analisado neste trabalho foi produzido pela empresa AMS (*Austria Microsystems*) utilizando o processo CMOS 2P4M poço n de 0,35 $\mu$ m [59]. A área do *die* é 4mm x 3mm e contém circuitos de píxeis, como diferentes APS e CTIA, além de diferentes tipos de fotodetectores internos (fotodiodos e fotorresistores). Este *die* foi encapsulado, para que pudesse ser utilizado em medições e experimentos no laboratório, mantendo todos os fotodetectores descobertos para a incidência de luz. A Figura 19 mostra o *chip*, destacando-se a janela que permanece aberta durante os experimentos.

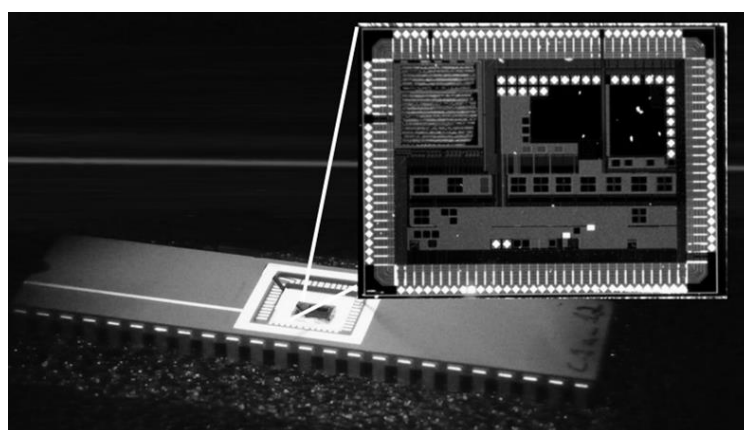


Figura 19 – Circuito integrado desenvolvido pelo OptMALab.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Seu encapsulamento possui 48 pinos, que são utilizados para endereçamento das diversas estruturas (muitas compartilham os mesmos pinos de entrada e saída e um circuito multiplexador é utilizado para acionar uma por vez), alimentação, conexão de fotodetectores externos, controle (por exemplo, acionamento ou não dos transistores:  $T_{RST}$ ,  $T_S$ ,  $T_X$  e  $T_{LD}$ ) e leitura das saídas de tensão dos píxeis.

As estruturas detalhadas a seguir foram utilizadas para obtenção de resultados comparativos e de caracterização.

## 4.2 Fotodiodo Interno

A Figura 20 mostra o *layout* do fotodiodo interno, utilizado como elemento fotodetector nos circuitos APS, assim como suas camadas e dimensões. Esta é uma junção pn, também chamada junção profunda [4], formada pelas camadas de substrato tipo p (P-sub) e poço n (N-well), cuja concentração de aceitadores no anodo é  $3,3 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$  e no catodo é  $1,6 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ . A área N-well é definida como a área ativa por ser a área da superfície mais sensível à luz [19]. Seu valor é  $0,007225 \text{mm}^2$ .

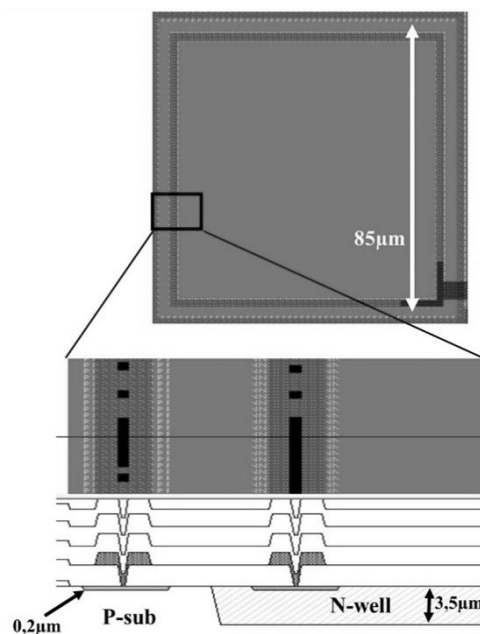


Figura 20 – Layout do fotodiodo interno ao chip.

FONTE: Elaborado pelo autor.

A capacitância interna do fotodiodo ( $C_J$ ) depende da tensão de polarização reversa aplicada sobre seus terminais de forma que quanto menor a tensão sobre o fotodiodo, maior



será o valor de  $C_j$  [45]. O documento fornecido pelo fabricante AMS [59] determina os parâmetros necessários para o cálculo da capacitância do fotodiodo, além da equação a ser utilizada (Equação 9).

$$C_j = \frac{w.L.CJ'}{\left(1+\frac{V}{PB}\right)^{MJ}} + \frac{2.(W+L).CJSW}{\left(1+\frac{V}{PB}\right)^{MJSW}}$$

Equação 9

Onde  $V$  é a tensão de polarização reversa aplicada sobre os terminais do fotodiodo,  $w$  é a largura da área ativa do fotodiodo e tem valor  $85\mu\text{m}$ ,  $L$  é o comprimento da área ativa do fotodiodo e tem valor  $85\mu\text{m}$ ,  $CJ'$  e  $CJSW$  são as capacitância de área e laterais para a junção quando  $V=0$ ,  $MJ$  e  $MJSW$  são coeficientes de *grading* de área e laterais e  $PB$  é o potencial de junção.

O resultado de  $C_j$  em função da tensão de polarização é mostrado na Figura 21. A curva de capacitância calculada utilizando a fórmula e a curva obtida pelo modelo de simulação fornecido pelo fabricante estão sobrepostas. Como a tensão de polarização máxima é menor que  $3\text{V}$ , quando este fotodiodo é utilizado em circuitos com esta tensão de alimentação, podemos considerar que o valor de  $C_j$  varia entre  $360$  e  $750\text{fF}$ .

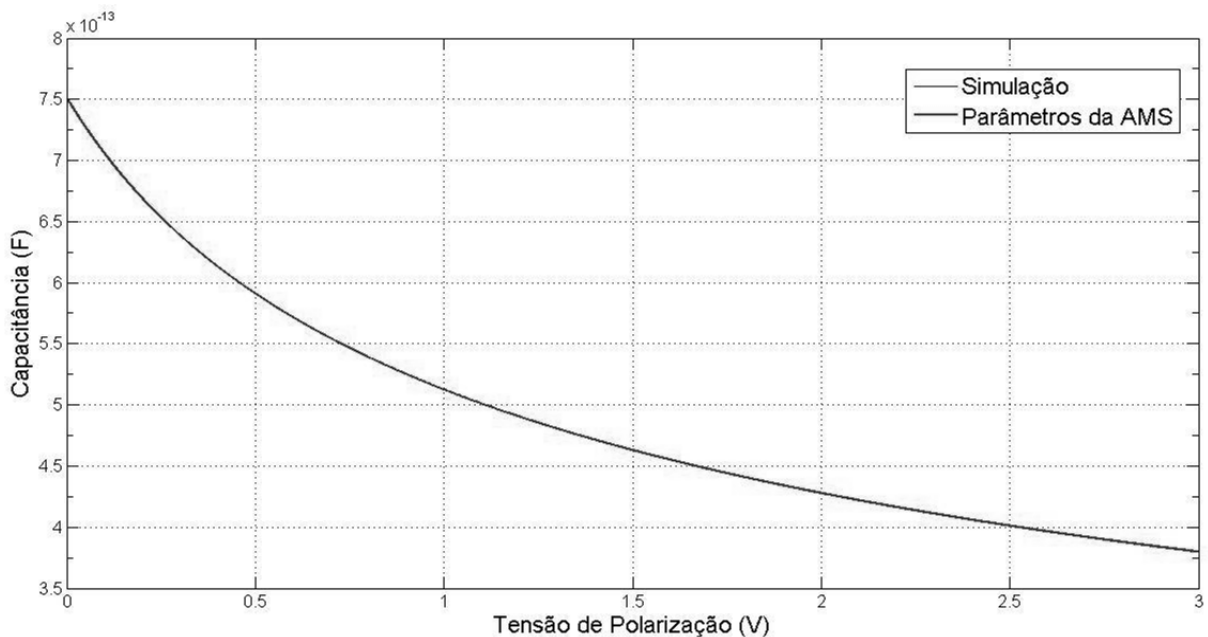


Figura 21 – Capacitância de junção do fotodiodo em função da variação da tensão de polarização.

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 4.3 APS

O *chip* utilizado para os testes possui 4 amostras de cada tipo de píxel, onde cada amostra ocupa um quadrante. Nos testes apresentados nesse trabalho, apenas uma célula de cada tipo de píxel foi analisada, conforme apresentado na Figura 22.

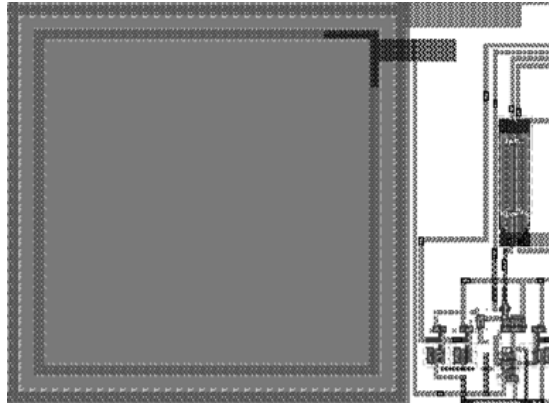


Figura 22 – *Layout* de um píxel APS no circuito integrado.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Os únicos pontos que podem ser acessados externamente ao *chip*, através dos pinos do CI encapsulado, são os de alimentação ( $V_{DD}$ ,  $GND$ ), de controle da tensão aplicada à porta dos transistores  $T_{RST}$ ,  $T_S$ ,  $T_X$  e  $T_{LD}$  e o pino de verificação da tensão de saída ( $V_{OUT}$ ). O barramento de saída é compartilhado e, por isso, é possível acessar apenas a resposta de um píxel por vez. Um resistor de 680k $\Omega$  foi conectado externamente ao circuito integrado, entre  $GND$  e  $V_{OUT}$ .

#### 4.3.1 APSa

O APSa apresenta transistores  $T_X$  e  $T_{RST}$  do tipo pMOS,  $T_S$  e  $T_{BUFFER}$  do tipo nMOS, como mostrado na Figura 23-a. O *layout* desse píxel é mostrado na Figura 23-b, onde a área quadrada em destaque corresponde à uma capacitância adicional de valor 5pF conectada em paralelo ao fotodiodo. A resposta típica do APSa é mostrada na Figura 23-c, quando  $T_X$  está sempre ligado e quando  $T_X$  é desligado após 21% do período total. A escolha dos transistores  $T_X$  e  $T_{RST}$  como pMOS aumenta a excursão do sinal  $V_{OUT}$ . Em simulação com  $V_{DD}=3V$ , enquanto  $T_X$  e  $T_{RST}$  estão ligados (entre os pontos 1 e 2 da resposta- Figura 23- c) foi verificado  $V_{PD}= 2,999V$  e  $V_{SN}=2,999V$ . Como o  $T_X$  é do tipo pMOS, a resposta deste píxel permanece quase inalterada quando  $T_X$  é desligado (a partir do ponto 3- Figura 23- c). Nos outros píxeis

que serão apresentados isso não acontece da mesma forma devido à presença de transistores nMOS.

O capacitor adicional proporciona uma descarga mais lenta da tensão sobre  $C_J$ , se  $T_X$  permanecer ligado. Isso permite a utilização do APSa em condições de alta irradiância de luz sem que o mesmo sature. Contudo, essa adição aumenta a área do píxel, reduz sua sensibilidade e aumenta o ruído de *reset* (pois é dependente da capacitância). [45]

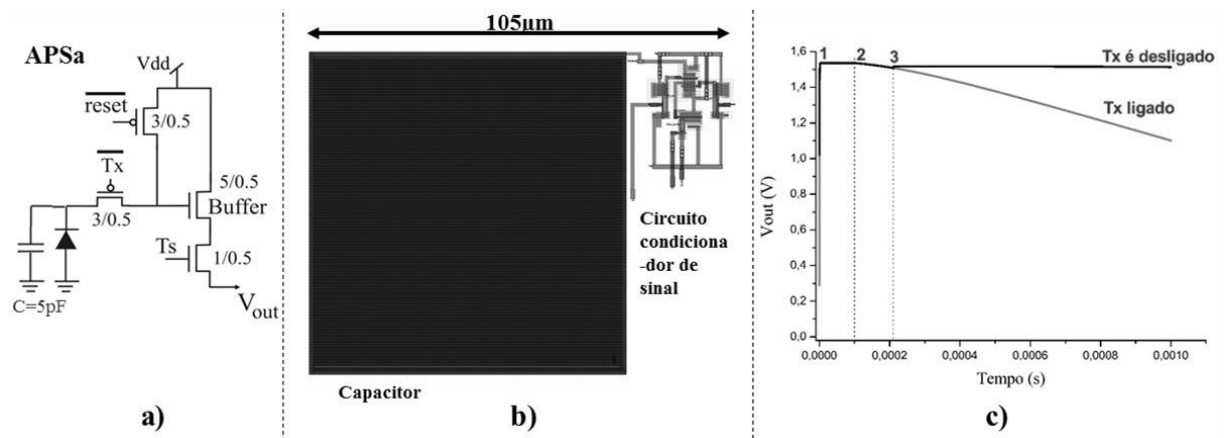


Figura 23 – APSa: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.2 APSb

O APSb possui transistor  $T_{RST}$  do tipo pMOS,  $T_X$  do tipo *transmission gate* (composto por um transistor pMOS e um nMOS),  $T_S$  e  $T_{BUFFER}$  do tipo nMOS, como mostrado na Figura 24-a. O *layout* do circuito do píxel APSb, sem o fotodiodo, é mostrado na Figura 24-b. A resposta típica do APSb é mostrado na Figura 24-c quando  $T_X$  está sempre ligado e quando  $T_X$  é desligado após 21% do período total. A presença de transistores do tipo pMOS como  $T_{RST}$  e do tipo *transmission gate* como  $T_X$  garante a polarização do fotodiodo com tensão igual a  $V_{DD}$ . Em simulação com  $V_{DD}=3V$ , enquanto  $T_X$  e  $T_{RST}$  estão ligados (entre os pontos 1 e 2 da resposta- Figura 24-c) foi verificado  $V_{PD}=2,999V$  e  $V_{SN}=2,999V$ . Quando  $T_X$  é desligado, a resposta deste píxel ainda pode ser mantida após determinado intervalo de tempo. Porém, no ponto 4 acontece um processo de inversão de polaridade na capacitância do fotodiodo (como explicado em 3.3.1) devido à presença do transistor nMOS no tipo *transmission gate*. Se  $T_X$  permanece ligado (após o ponto 2- Figura 24-c), a tensão sobre os terminais do fotodiodo continua sendo descarregada com velocidade proporcional à intensidade de luz incidente.

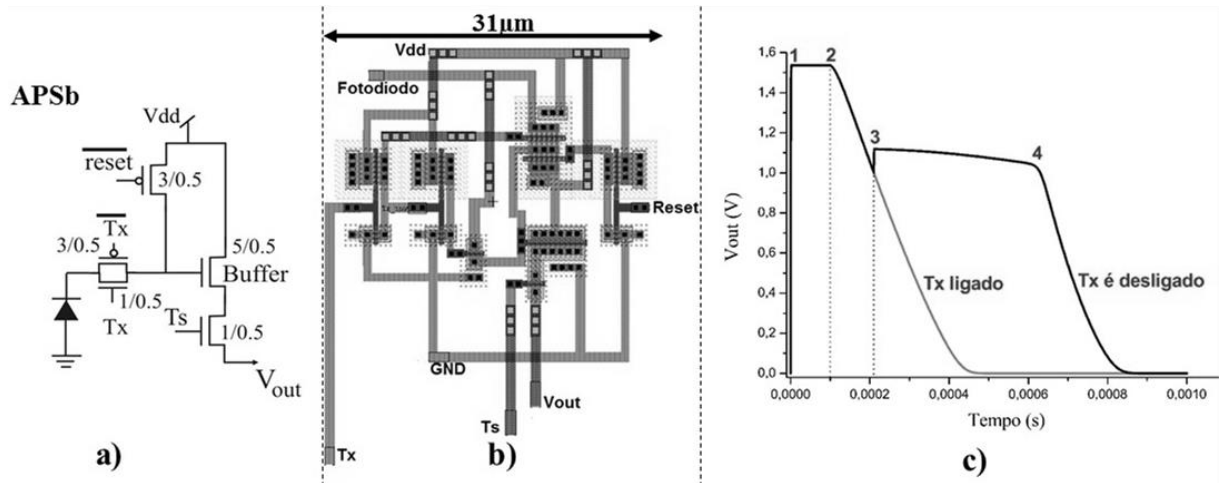


Figura 24 – APSb: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 4.3.3 APSc

O circuito do APSc mostrado na Figura 25-a é muito semelhante ao APSb e possui comportamento parecido. A única diferença entre os dois píxeis é a presença de um transistor de carga no APSc, denominado  $T_{LD}$ . Seu *layout* é apresentado na Figura 25-b. Na resposta mostrada na Figura 25-c, o transistor de carga foi mantido desligado.

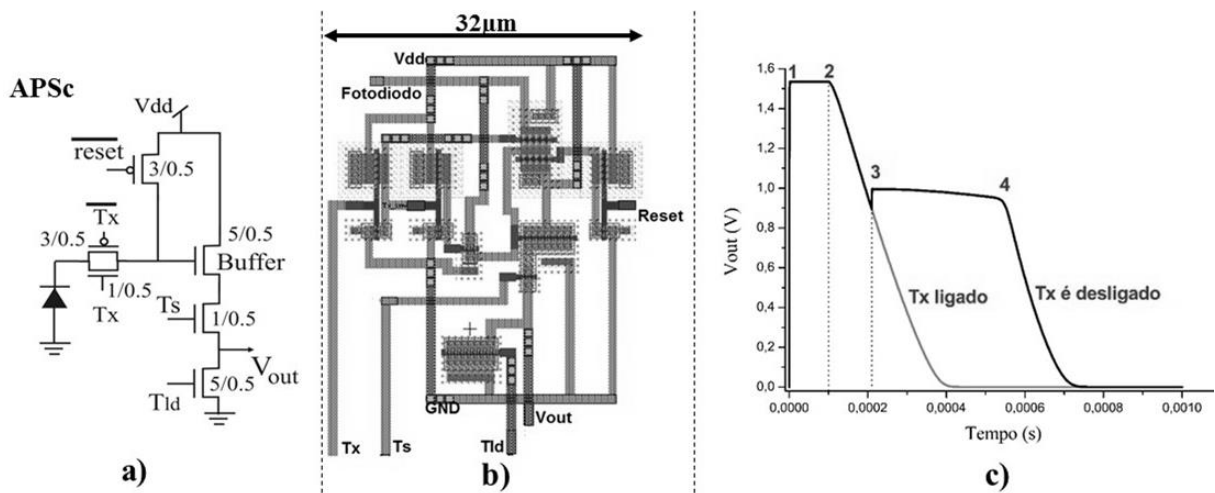


Figura 25 – APSc: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.4 APSd

O APSd apresenta  $T_{RST}$  do tipo pMOS,  $T_X$ ,  $T_S$  e  $T_{BUFFER}$  do tipo nMOS, como mostrado na Figura 26-a. Seu *layout* é apresentado na Figura 26-b. Por existir um transistor pMOS como  $T_{RST}$  o sinal em  $V_{SN}$  é igual a 2,999V (para simulação utilizando  $V_{DD}=3V$ ), enquanto  $T_X$  e  $T_{RST}$  estão ligados (entre os pontos 1 e 2- Figura 26-c). Durante esse intervalo,  $V_{PD}= 1,816V$ , pois  $T_X$  é do tipo nMOS. Quando  $T_{RST}$  é desligado,  $C_P$  (que foi carregado com valor igual a  $V_{SN}$ ) descarrega rapidamente até que sua tensão se iguale à tensão de  $C_J$  (que foi carregado com tensão igual a  $V_{PD}$ ). Esse fato modifica a resposta do píxel através de uma queda brusca na resposta deste píxel logo após o ponto 2. O  $T_X$ , do tipo nMOS, mantém a resposta deste píxel somente por um tempo depois que é desligado (entre 3 e 4).

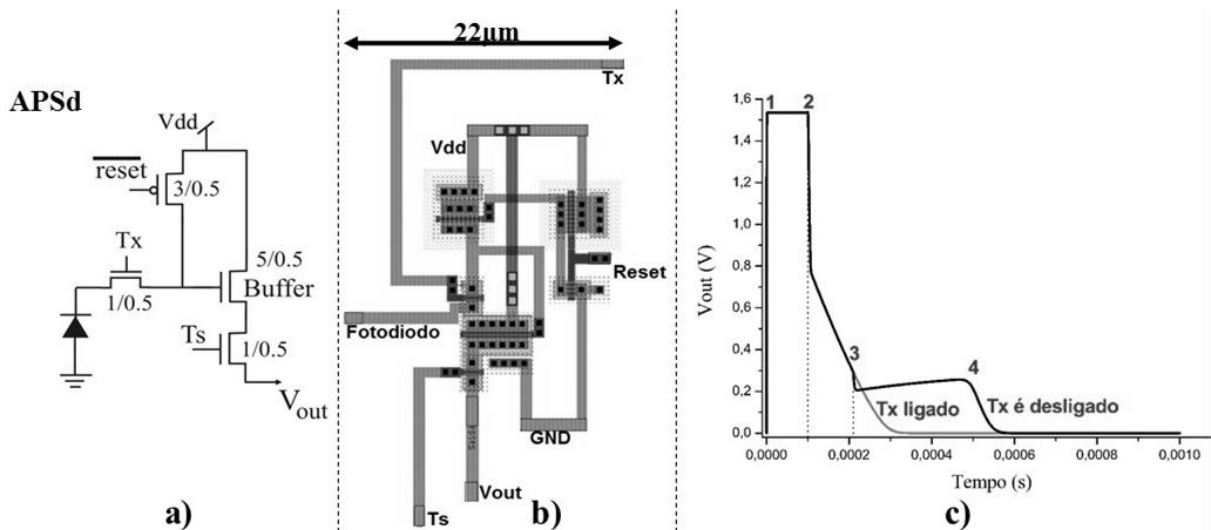


Figura 26 – APSd: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.5 APSe

O APSe apresenta  $T_{RST}$ ,  $T_X$ ,  $T_S$  e  $T_{BUFFER}$  do tipo nMOS, como mostrado na Figura 27-a. Seu *layout* é mostrado na Figura 27-b. Por existir um transistor nMOS como  $T_{RST}$ , o maior valor de tensão em  $V_{SN}$  é igual a  $(V_{DD} - V_{TRST})$  e o sinal  $V_{OUT}$  tem menor excursão, como pode ser verificado na Figura 27-c. Em simulação com  $V_{DD}=3V$ , enquanto  $T_X$  e  $T_{RST}$  estão ligados (entre os pontos 1 e 2- Figura 27-c) foi verificado  $V_{PD}= 1,785V$  e  $V_{SN}=1, 816V$ . A tensão de saída pode ser mantida após certo intervalo de tempo depois que  $T_X$  é desligado (entre 3 e 4).

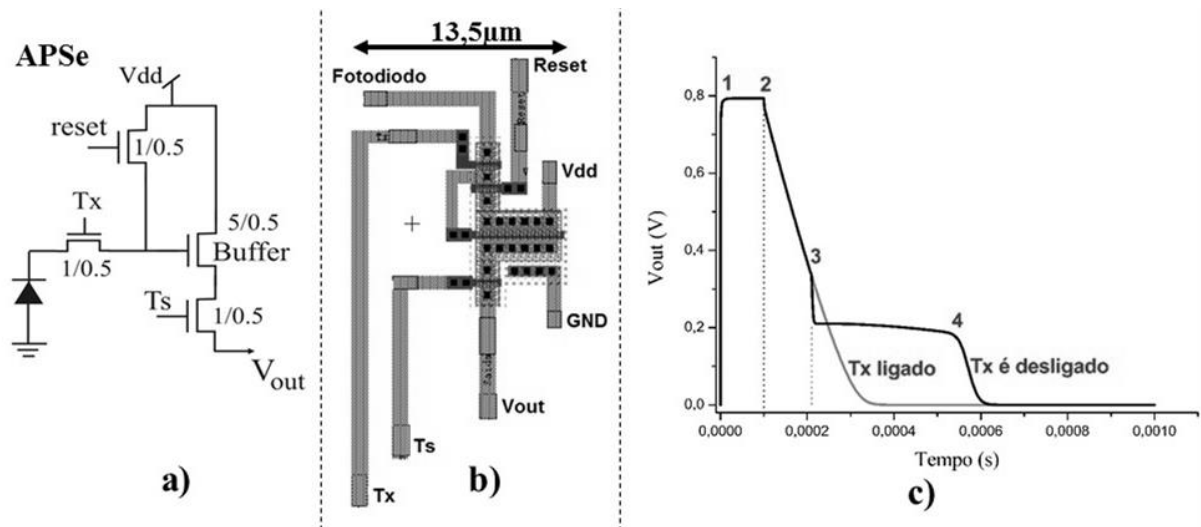


Figura 27 – APSe: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.6 APSf

O circuito do APSf mostrado na Figura 28-a é muito semelhante ao APSe, assim como seu comportamento. A única diferença entre os dois píxeis é a presença de um transistor de carga no APSf, denominado  $T_{LD}$ . Seu *layout* é apresentado na Figura 28-b. Na resposta mostrada na Figura 28-c,  $T_{LD}$  foi mantido desligado.

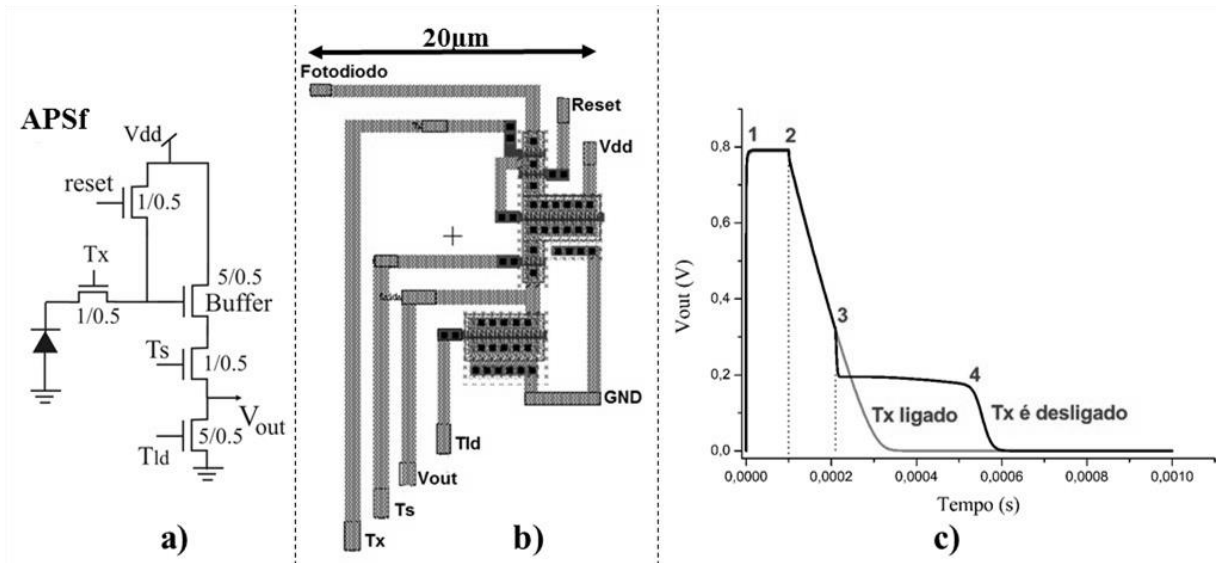


Figura 28 – APSf: a) esquemático; b) *layout*; c) resposta com TX sempre ligado e com TX sendo desligado em 21% do período.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 Resumo das diferenças entre os circuitos APS

A Tabela 3 resume as diferenças construtivas entre os seis circuitos de APS já descritos, quanto ao tipo de transistor utilizado e a presença de capacitância adicional em paralelo com o fotodiodo. Os transistores  $T_S$  e  $T_{BUFFER}$  são iguais em todos os circuitos.

Tabela 3 – Resumo das diferenças construtivas entre os seis circuitos de APS.

Tipo de Píxel	$T_{RST}$	$T_X$	$T_{LD}$	$C$
APSa	pMOS	pMOS	---	5pF
APSc	pMOS	<i>Transmission gate</i>	---	---
APSc	pMOS	<i>Transmission gate</i>	nMOS	---
APSc	pMOS	nMOS	---	---
APSe	nMOS	nMOS	---	---
APSc	nMOS	nMOS	nMOS	---

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4.5 CTIA

No *chip* utilizado nos experimentos deste trabalho, o circuito CTIA foi implementado utilizando um amplificador operacional de baixo ruído (OP-LN) e um capacitor de polisilício tipo POLY2 de valor 10pF. A Figura 29-a mostra o esquemático do circuito CTIA.

O OP-LN é um amplificador operacional compensado internamente para aplicações de baixo ruído. Este amplificador necessita de uma corrente de polarização externa com valor entre  $7\mu\text{A}$  e  $19\mu\text{A}$ . Para fornecer essa corrente foi utilizado o BBIAS (*CMOS Bias Current Cell*), que provê uma corrente de polarização altamente estável, tipicamente de  $11,5\mu\text{A}$ . Seu *layout* é mostrado na Figura 29-b.

A resposta deste circuito pode ser observada na Figura 29-c. O ponto 1 é o início do período de resposta, que nos experimentos deste trabalho é igual a 1ms. O intervalo entre 1 e 2 é chamado  $\tau_{RST}$ . Durante este intervalo,  $T_{RST}$  é mantido ligado. No ponto 2,  $T_{RST}$  é desligado e  $C_F$  começa a integrar a carga fotogerada fornecida pelo fotodiodo. Sendo assim, quanto maior a  $I_{PH}$ , mais rápida é a carga deste capacitor e maior é a inclinação da curva entre os pontos 2 e 3.

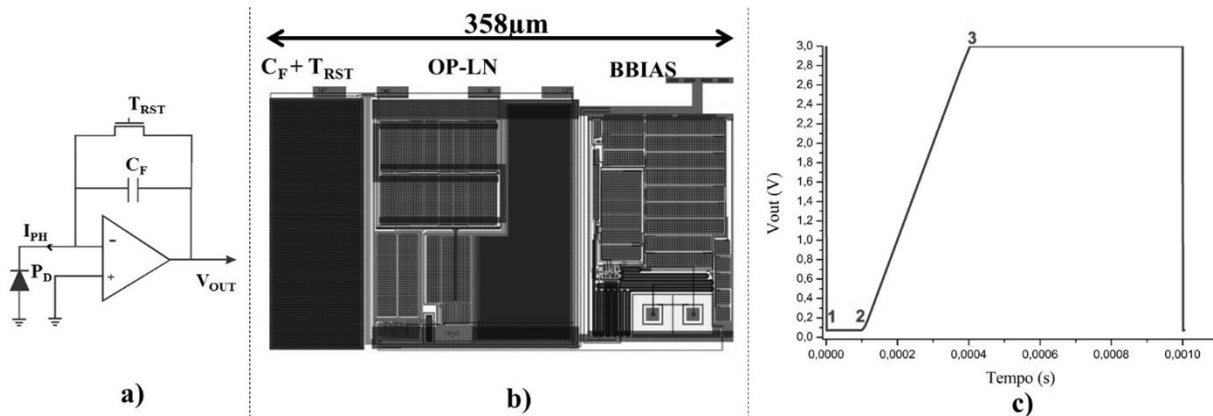


Figura 29 – CTIA: a) esquemático, b) *layout*; c) resposta.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Não foi possível a coleta de dados do CTIA com fotodiodo interno devido a um defeito no *chip*. Assim, optou-se por caracterizá-lo apenas a partir de dados de *layout* e simulação.



#### 4.6 Fotodiodo externo

O fotodiodo comercial PIN (PC5 6 TO- Fabricante: *First Sensor*) foi utilizado para estudos comparativos e comprovação do método para estimar  $I_{PH}$  [60]. Este dispositivo tem área ativa muito maior e igual a  $5\text{mm}^2$ . Outra importante diferença que está relacionada à descrita anteriormente é o valor da capacitância de junção que varia entre 40 e 75pF quando a tensão de polarização reversa é menor que 3V, conforme o gráfico apresentado na Figura 30. Essa faixa de valores é muito maior que a verificada para o fotodiodo interno.

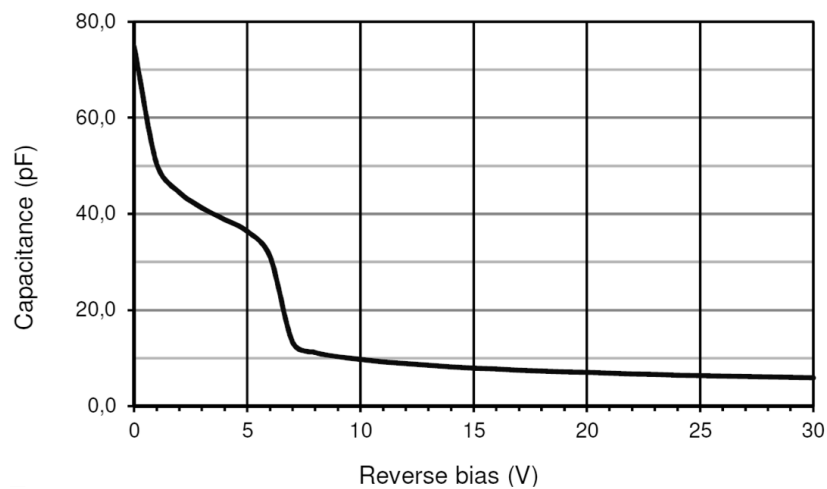


Figura 30 – Capacitância de junção do fotodiodo comercial PC5 6 TO.

FONTE: [60]

## 5 CARACTERIZAÇÃO DE PÍXEIS ATIVOS

Neste capítulo serão introduzidos alguns procedimentos para caracterização de píxeis por simulação e/ou experimentalmente. Esses procedimentos são importantes não somente para avaliar a qualidade de um píxel, mas também onde esse pode ser melhor aplicado e seus avanços em relação aos píxeis de outras tecnologias.

### 5.1 Procedimentos iniciais

Para caracterização dos píxeis foi necessário configurar dois ambientes de testes: ambiente de simulação e ambiente experimental. Muitas vezes, não foi possível realizar medições experimentais devido a limitações em equipamentos e no *chip*. Nesses casos, utilizou-se a simulação como ferramenta para obtenção de resultados. Nos dois casos é importante reproduzir as mesmas condições de testes e ser possível analisar as respostas do píxel sob diferentes irradiâncias.

Como ambiente de simulação foi utilizado um *software* que possui diversas ferramentas para edição de circuitos, simulação, *layout*, etc. O circuito de cada píxel foi desenhado e simulado. Neste caso não é possível simular a emissão de luz sobre o elemento fotossensor e, por isso, foi incluída uma fonte de corrente equivalente à corrente fotogerada. Variando seu valor é possível simular diferentes intensidades luminosas incidindo sobre o fotodetector. O circuito equivalente do fotodiodo utilizado nas simulações é mostrado na Figura 31. Este foi implementado de acordo com o modelo NWD e inclui a capacitância de junção e resistências de acordo com as informações descritas na documentação do fabricante AMS [59], sendo que seus valores são determinados pela escolha da área e perímetro do fotodiodo segundo o *layout*. Ao alterarmos o valor da corrente na fonte de corrente utilizada, altera-se a resposta do píxel.

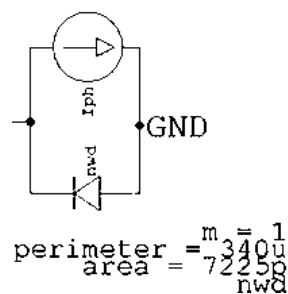


Figura 31 – Modelo do fotodiodo utilizado nas simulações.

FONTE: Elaborado pelo autor.

As curvas de resultado de simulação, como curvas de tensão, potência, corrente, etc., podem ser visualizadas utilizando uma das ferramentas do *software* de simulação.

Foi utilizado o modelo preditivo BSIM3v3 para simulação dos transistores, utilizando valores típicos. Contudo, podem existir variações entre os dispositivos modelados e os fabricados que não foram consideradas neste trabalho (para isso, deveriam ser realizadas simulações utilizando o Método de Monte Carlo, contemplando as variações do processo de fabricação).

O ambiente experimental foi configurado através de uma montagem óptica mostrada na Figura 32 por uma imagem real e um diagrama de montagem. Um feixe de laser verde (Laser Line IZI 532nm- Figura 32-1), compartilhado com outro experimento, foi direcionado através de dois espelhos (Figura 32-2, 3) para o experimento em questão. Um filtro variável (Figura 32-4) foi utilizado para alterar a intensidade de luz e dois vidros jateados (Figura 32-5, 6) homogeneizaram o feixe incidente sobre as estruturas para que a mesma quantidade de luz incidisse por toda a área fotossensível necessária [58][61]. O CI foi conectado em uma placa de circuito impresso (*Printed Circuit Board- PCB*) (Figura 32-7) e controlado por meio desta. As distâncias medidas entre os componentes da montagem óptica são descritas na Tabela 4.

Utilizou-se o microcontrolador MSP430G2 (Fabricante: *Texas Instruments*) para gerar os sinais de controle para os transistores. Os dados de resposta dos píxeis foram adquiridos através de um osciloscópio TDS2024B (Fabricante: *Tektronix*) utilizando comunicação USB (*Universal Serial Bus*) e um programa construído em ambiente *LabView*. O medidor de potência óptica PM320E (Fabricante: *Thorlabs*), posicionado a uma distância igual a 6,4mm do *chip*, foi utilizado para medir o valor da potência de luz incidente. Todos os experimentos foram realizados em uma sala escura, onde não existia interferência de outras fontes de luz além do laser. As curvas de resposta dos píxeis são resultados de uma média de 50 medidas da tensão de saída dos APS.

Foi definido um período de acionamento do  $T_{RST}$  igual a 1 ms, sendo 100 $\mu$ s ligado e 900 $\mu$ s desligado (frequência de *reset*=1kHz e ciclo de trabalho=10%) e tensão de alimentação igual a 3V.

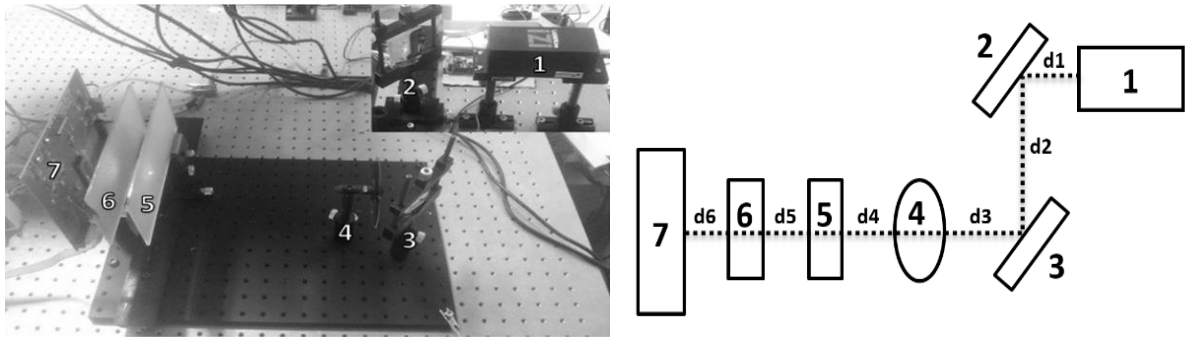


Figura 32 – Foto da montagem experimental e diagrama. 1- Laser verde de 532nm; 2,3- Espelhos; 4- Filtro variável de intensidade; 5,6- Vidro jateado; 7- PCB e o circuito integrado.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Tabela 4 – Distâncias entre os componentes do experimento.

Identificação do espaço	Distância (mm)
d1: laser / espelho 1	100,9
d2: espelho 1 / espelho 2	784,5
d3: espelho 2 / filtro	41,1
d4: filtro / vidro jateado 1	257,1
d5: vidro jateado 1/ vidro jateado 2	36,8
d6: vidro jateado 2/ circuito integrado	22,5

FONTE: Elaborado pelo autor.

A norma EMVA 1288 determina que as câmeras devem ser caracterizadas utilizando iluminação monocromática homogênea e essa determinação foi estendida para a caracterização de sensores de intensidade de luz neste trabalho. Após a montagem deste setup, foi feito um teste para garantir a homogeneidade da luz incidente no *die*. Várias medições foram feitas com o medidor de potência óptica, variando sua posição de leitura de forma a abranger a área iluminada no plano do sensor. A variação do valor de potência óptica medida não foi maior que 5%, garantindo a homogeneidade, como descrito em [61].

## 5.2 Responsividade

A responsividade de um fotodiodo para determinado comprimento de onda pode ser obtido de forma direta ou de forma estimada, como descrito na metodologia apresentada no Capítulo 6.

### 5.3 Eficiência quântica

A eficiência quântica de um fotodiodo pode ser obtida pela Equação 4 e é proporcional ao valor da responsividade do fotodiodo em determinado comprimento de onda.

### 5.4 Fator de preenchimento

Este parâmetro identifica a porcentagem de área fotossensível do píxel. A análise destes resultados mostra-se importante para aplicações que restringem o tamanho destes elementos. Se não existe uma grande área de silício disponível para ser ocupada pelo sensor de imagem, um píxel com maior fator de preenchimento pode ser a melhor escolha.

Foi obtido através do *layout* do píxel, medindo a área do fotodiodo e a área total do píxel que engloba tanto o fotodetector quanto o circuito condicionar de sinal (capacitores, transistores, etc.). O fator de preenchimento é a porcentagem da primeira área em relação à segunda. No píxel do tipo CTIA, a área do circuito condicionador de sinal deve abranger o capacitor de realimentação, amplificador operacional e o circuito BBIAS. Em algumas aplicações de matriz de sensores CTIA, o circuito BBIAS pode ser compartilhado entre diferentes píxeis, o que não é o caso do *layout* do circuito integrado utilizado neste trabalho.

### 5.5 Excursão máxima da resposta

A resposta de um píxel pode ser lida em algum momento durante  $\tau_{INT}$ . Assim sendo, a excursão máxima da resposta pode ser obtida pelo maior e menor valor de  $V_{OUT}$ , durante o  $\tau_{INT}$ , para potências de luz maiores que a de saturação.

Torna-se importante maximizar a excursão do sinal de modo a evitar a degradação de SNR e da faixa dinâmica [1].

### 5.6 Saturação da resposta

Para analisar a saturação de cada APS, um tempo para leitura da resposta do píxel deve ser selecionado. Este será chamado Ponto de Leitura e deve ocorrer após o início do tempo de integração, ou ainda ser igual ao final de  $\tau_{INT}$ . É neste ponto que a tensão de saída será lida e o valor de tensão será inversamente proporcional à irradiância. É relevante ressaltar que a saturação de cada píxel dependerá de qual ponto de leitura foi escolhido.

Foi determinado como válido qualquer valor de tensão no Ponto de Leitura que seja maior ou igual a 20% do valor máximo de  $V_{OUT}$ . Este é o valor que garante a linearidade da resposta do fotodiodo, onde no máximo 80% da carga do capacitor de junção do fotodiodo foi descarregada e é chamado Limite Inferior da Resposta.

As curvas de resposta dos píxeis para diferentes níveis de irradiância devem ser utilizadas nessa análise. O APS não está saturado se a sua resposta for maior que o Limite Inferior de Resposta no Ponto de Leitura. Os maiores valores de irradiância que obedecem a este requisito são chamados de saturação da resposta do píxel.

## 5.7 Faixa dinâmica

Para determinar a faixa dinâmica é necessário conhecer o máximo sinal não saturado e o ruído de escuro. O ruído temporal será considerado e não o ruído espacial, já que somente um píxel de cada topologia foi analisado neste trabalho. Os valores de sinal máximo e ruído serão representados na metodologia a ser descrita utilizando número de elétrons. Para isso, deve-se primeiro calcular o ganho de conversão (CG) que relaciona elétrons fotogerados e tensão de saída de cada píxel.

Primeiramente, deve-se escolher dois pontos da curva de resposta de determinado píxel, compreendidos na faixa mais linear do período de integração. Ao escolhermos a faixa mais linear, desprezamos a não linearidade da capacitância de junção do fotodiodo, conforme mostrado na Figura 33. Podemos, então, determinar a quantidade de carga gerada ( $\Delta Q$ -[C]) no fotodiodo durante este intervalo de tempo utilizando a simplificação da Equação 10.

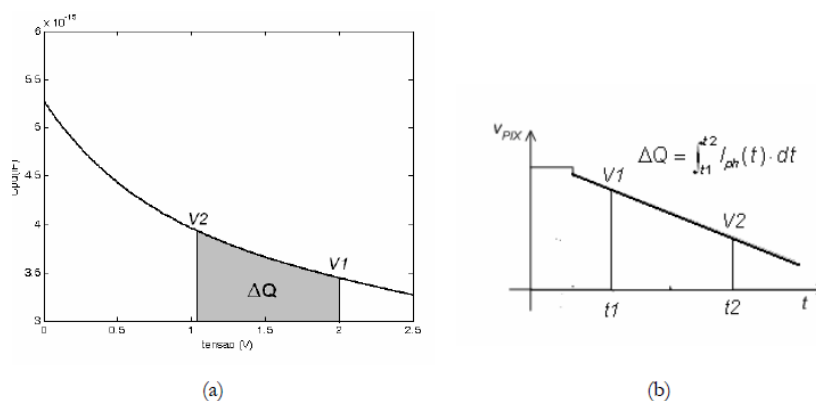


Figura 33 – Linearização da capacitância do fotodiodo: a) Quantidade de carga para uma capacitância não linear, b) linearização da curva de resposta do píxel.

FONTE: [1]

$$\Delta Q = \int_{t1}^{t2} I_{PH}(t) \cdot dt = I_{PH} \cdot (t2 - t1)$$

Equação 10

Onde  $I_{PH}$  é determinado pelo método de estimativa mostrado no Capítulo 6. O número de elétrons ( $N_e$ ) correspondente à carga calculada acima é obtido pela Equação 11, onde  $q$  é a carga elementar do elétron igual a  $1,6 \times 10^{-19} \text{C}$ .

$$N_e = \Delta Q / q$$

Equação 11

Assim, CG pode ser determinado a partir do módulo da diferença de tensão entre os pontos escolhidos ( $|v2 - v1|$ ) e do número de elétrons, conforme Equação 12.

$$CG = |v2 - v1| / N_e$$

Equação 12

A partir deste valor, podemos obter o número de elétrons para saturação (quantidade que provoca uma queda na tensão de saída igual a 80% do valor máximo de  $V_{OUT}$ - Limite Inferior da Resposta) e o número de elétrons correspondente ao ruído de leitura no escuro (quantidade que provoca uma variação de tensão na saída cujo desvio padrão é calculado a partir de 50 medições da resposta do píxel, no período de integração e sem incidência de luz). A faixa dinâmica é, então, calculada utilizando a Equação 7.

## 5.8 Sensibilidade do píxel

A sensibilidade para cada comprimento de onda pode ser obtida através da razão entre a inclinação da curva de resposta do píxel e o nível de irradiância incidente sobre o mesmo, para determinado comprimento de onda [3]. Assim, quanto maior a inclinação do sinal de saída do píxel, para uma dada irradiância e um determinado comprimento de onda, maior será sua sensibilidade. Este parâmetro é obtido a partir de dados experimentais, através do cálculo da inclinação da curva resposta ( $Inclinação_{V_{out}}$ ) em sua faixa mais linear do período de integração.

A sensibilidade do píxel, assim como a responsividade espectral de fotodiodos, busca representar a relação entre a resposta do mesmo (para o píxel a resposta está relacionada à variação de tensão de saída) e a intensidade de luz, conforme Equação 13. Sua unidade é [V.m<sup>2</sup>/W.s].

$$S_{PÍXEL} = \text{Inclinação}_{V_{out}} / Irr_{Medidor}$$

Equação 13

Espera-se que a relação entre inclinação e irradiância seja linear, resultando em um valor de sensibilidade constante para qualquer intensidade de luz na faixa entre a mínima detectável pelo píxel e a saturação. Além de uma pequena não linearidade nos resultados, a presença de ruído nas medições altera a inclinação da curva  $V_{OUT}$ . Entretanto, o ruído não será analisado nessa medição e, por isso, o valor obtido é a sensibilidade máxima. Diante disso, representaremos a sensibilidade do píxel através de um valor médio e seu desvio padrão, obtido a partir do cálculo para diferentes níveis de irradiância, em toda a faixa de leitura até a saturação.

## 5.9 Consumo de potência

O *chip* utilizado possui diversas estruturas diferentes. Não é possível ligar apenas um píxel por vez, já que os barramentos de alimentação e controle são compartilhados. Assim, a análise do consumo de energia foi tomada a partir de simulações, onde é possível isolar cada píxel e testá-lo separadamente. O consumo de potência de um píxel será definido neste trabalho como a potência máxima fornecida pela fonte de alimentação ( $V_{DD}$ ) durante  $\tau_{RST}$ , já que este é o maior valor durante um ciclo completo de acionamento.

## 5.10 Análise de frequência

Esta análise foi dividida em dois processos: frequência de operação dos transistores e largura de banda dos píxeis. Esses serão descritos a seguir.



### 5.10.1 Frequência de operação dos transistores

O estudo de frequência de operação dos transistores diz respeito à frequência máxima permitida para os sinais de controle e é importante para determinar qual a melhor forma de operação do píxel, além de nos informar qual a máxima taxa de amostragem da luminosidade que se deseja medir, pois uma medida é feita a cada período de *reset*.

É determinado por  $T_{RST}$ , uma vez que este controla a carga e descarga de  $C_J$ . Se  $C_J$  não carregar até atingir a tensão máxima possível (esse valor depende do tipo de  $T_{RST}$  e  $T_X$ ) enquanto  $T_{RST}$  está ligado, o resíduo de carga na capacitância devido ao tempo de integração anterior não será apagado. Se o tempo de descarga não for suficientemente grande, ou seja,  $T_{RST}$  não permanecer desligado por determinado período de tempo, não será possível verificar uma inclinação de descarga diferente para diferentes intensidades de luz. Esse intervalo corresponde ao tempo de integração.

A Figura 34 mostra a curva de tensão sobre o fotodiodo em determinado APS, obtida por simulação. Em destaque, apenas o período de carga de  $C_J$  logo que  $T_{RST}$  é ligado no início do ciclo. O período de tempo necessário para carregar  $C_J$  até 98% do máximo valor de tensão (equivalente a 3 constantes de tempo RC de carga do capacitor) foi considerado como o tempo mínimo que  $T_{RST}$  deve permanecer ligado. Este será o menor  $T_{ON}$  possível, sendo que  $T_{ON}=28,09\text{ns}$  no exemplo da Figura 34.

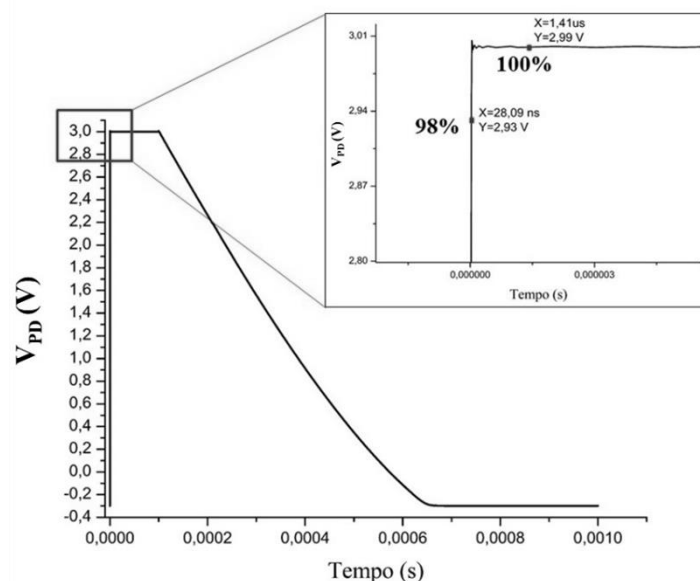


Figura 34 – Tempo de carga da capacitância de junção.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Para determinar qual a máxima frequência de operação é necessário conhecer também o menor período que  $T_{RST}$  deve ser mantido desligado, ou seja, o menor  $T_{OFF}$  possível. Durante este intervalo de tempo, ocorre a integração da carga no fotodiodo devido à descarga de  $C_J$ . Porém, a resistência de descarga da capacitância de junção é muito maior que a de carga pois é determinada pela  $R_{SH}$  do fotodiodo, que geralmente tem valores entre  $10M\Omega$  a  $10G\Omega$  [41], e o tempo para descarga total depende do valor de  $I_{PH}$ . Sendo assim,  $T_{OFF}$  deve ser maior que  $T_{ON}$  e deve garantir uma descarga mínima da capacitância do fotodiodo de forma a ser possível leituras diferentes de  $V_{OUT}$  para intensidades diferentes de luz.

Através de simulações utilizando a faixa de valores de  $I_{PH}$  prevista até a saturação do píxel, determinou-se que o período total de acionamento do transistor ( $T_{ON} + T_{OFF}$ ) deve ser pelo menos 500 vezes o período de carga do capacitor de junção para o APSa e 200 vezes para os outros píxeis. O inverso desse período informa a frequência máxima de controle de  $T_{RST}$ .

Toda a análise e medição descritas anteriormente devem ser executadas no ambiente de simulação porque não é possível o acesso aos pinos do fotodiodo nos píxeis, já que são internos.

### 5.10.2 Largura de Banda

A análise da largura de banda (BW) compreende a frequência máxima de variação permitida na tensão de entrada, sem que ocorram distorções na saída. Essa variação de tensão é produzida por variações na luz incidente no fotodiodo, por exemplo pela utilização de luz pulsada. Foi utilizado também o ambiente de simulação para esta análise já que o fotodetector é interno e deve ser substituído por uma fonte alternada (AC) de magnitude igual a  $10mV$  e *offset* igual a  $1,5V$ , como mostrado na Figura 35. Durante as simulações,  $T_{RST}$  e  $T_{LD}$  (quando presente) foram mantidos desligados e  $T_X$  e  $T_S$  ligados ininterruptamente.

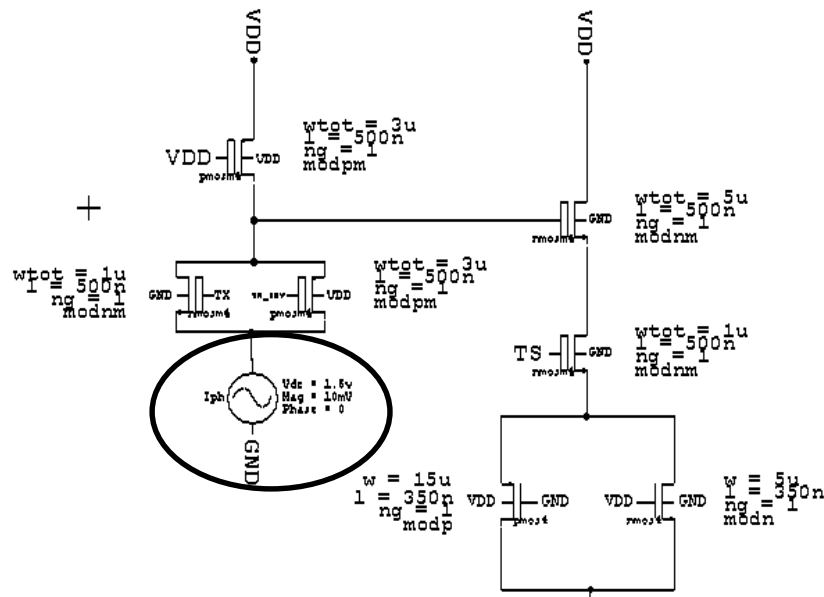


Figura 35 – Parte do circuito do píxel APSb. Em destaque a substituição do fotodiodo pela fonte AC.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Para encontrar a largura de banda de determinado píxel, foi utilizada a ferramenta de análise AC presente no *software* de simulação e encontrado o valor de frequência na qual o ganho cai 3dB, como em destaque na Figura 36.

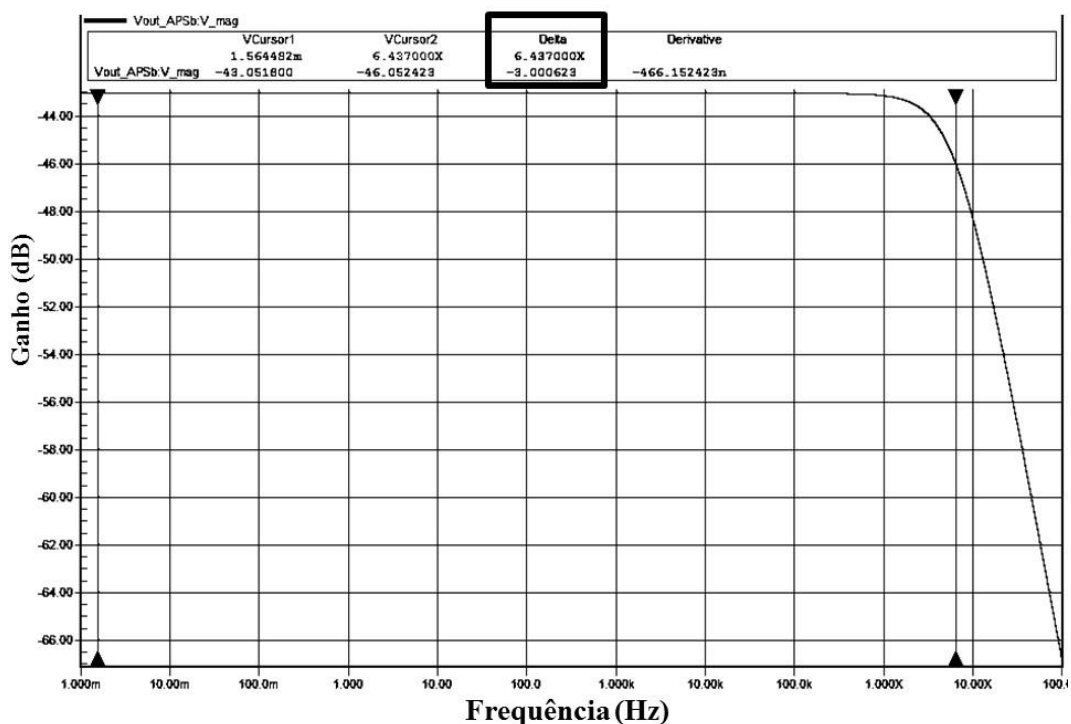


Figura 36 – Largura de banda do APSb. A utilização de dois marcadores auxilia na obtenção deste valor.

FONTE: Elaborado pelo autor.

## 6 MÉTODO PARA ESTIMAR A CORRENTE FOTOGERADA

Quando um píxel é projetado utilizando um fotodiodo, deseja-se conhecer os parâmetros de caracterização do elemento fotodetector. A principal dificuldade quando o píxel é construído em circuito integrado é o acesso ao fotodiodo, já que este elemento já se encontra conectado ao circuito condicionador de sinal do píxel e seus terminais não podem ser acessados isoladamente. Alguns trabalhos publicados [62][14] indicam uma medição de corrente fotogerada introduzindo um amperímetro em série. Como descrito em [63], quando uma fonte de tensão é utilizada para polarizar reversamente o fotodiodo e não há nenhuma carga resistiva para conversão da corrente em tensão, este é chamado modo de operação em curto circuito. Nesta condição, a corrente na malha é aproximadamente igual à  $I_{PH}$ . A maior dificuldade nesse método de medição é introduzir este amperímetro em série no circuito de um píxel integrado. Uma alternativa seria projetar um fotodiodo similar no CI somente para sua caracterização, porém isso deveria ser realizado no projeto ocupando área adicional de silício na matriz de píxeis.

O valor da corrente fotogerada ou da responsividade do fotodiodo, que é o principal parâmetro relacionado ao fotodetector [50] e é obtido a partir do primeiro valor, são parâmetros importantes para caracterização deste componente e que também podem influenciar na caracterização dos píxeis em geral. Por exemplo, se a responsividade for maior em determinado comprimento de onda ou se a corrente fotogerada é maior para determinado tipo de fotodiodo (devido ao tamanho de sua área ativa, concentração de dopantes, etc.), isso pode alterar a saturação dos APS, faixa dinâmica, etc.

Neste capítulo é proposto um método para estimar a corrente fotogerada e, por conseguinte, a responsividade de fotodiodos em APS. Para comprovação dos resultados, será feita uma comparação utilizando o método mais tradicional de medição em série e o método proposto. Os testes foram realizados utilizando dois modelos de fotodiodos diferentes: um integrado e fotodiodo interno ao *chip* descrito em 4.2 e um fotodiodo comercial, usado externamente, descrito em 4.6, incidindo laser de dois comprimentos de ondas diferentes. Para ser possível a medição direta (método tradicional), é necessário o acesso aos terminais anodo e catodo do fotodiodo integrado. No *chip* IR1 não existia ligação entre o fotodiodo isolado e terminais externos para medição. Por isso, foi utilizado um outro *chip*, também projetado pelo grupo OptMA e denominado IR2. No *chip* IR2, foi utilizado um fotodiodo igual e de mesmo tamanho do integrado aos píxeis APS no *chip* IR1.

Um dos desafios para comprovação dos métodos é a comparação dos resultados. A faixa de potência óptica utilizada nas medições com amperímetro em série deve ser a maior possível, devido ao menor valor de corrente que o instrumento utilizado é capaz de medir. Contudo, essa faixa de valores leva à saturação dos píxeis utilizados. Sendo assim, optou-se por calcular a responsividade de cada fotodiodo e comparar o valor encontrado em cada método proposto.

### 6.1 Medição direta de corrente fotogerada

O equipamento B1505A (Fabricante: *Keysight*) foi utilizado para medição direta de  $I_{PH}$ . Este é utilizado para, precisamente, avaliar e caracterizar dispositivos de potência, podendo atingir até 1500A e 10kV e com a funcionalidade de traçador de curvas [64]. Com este equipamento, cujo painel frontal é mostrado na Figura 37 é possível aplicar tensão e medir corrente e/ou tensão ou ainda, aplicar corrente e medir corrente e/ou tensão, como mostrado no diagrama da Figura 38.

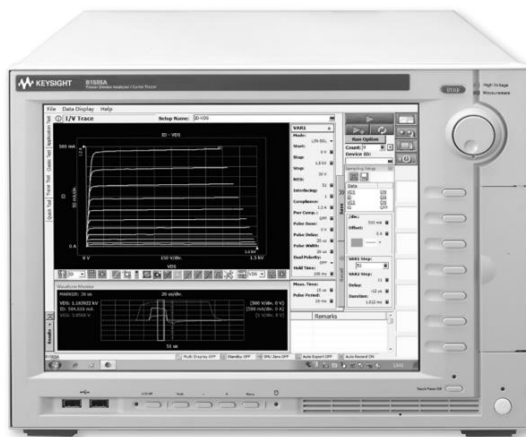


Figura 37 – Painel frontal do equipamento B1505.

FONTE: [64]

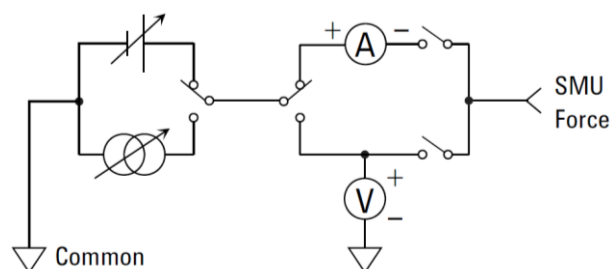


Figura 38 – Diagrama de possíveis medições com B1505A.

FONTE: [65]

Assim, foi aplicada uma tensão de polarização reversa igual a 3V nos terminais de cada fotodiodo testado e a corrente medida, conforme circuito mostrado na Figura 39.

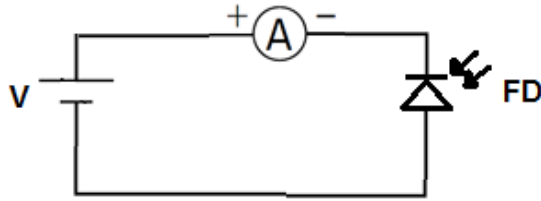


Figura 39 – Medição direta de  $I_{PH}$ .

FONTE: Elaborado pelo autor.

Para que diversas medidas fossem feitas, com a incidência de valores de irradiância diferentes, utilizou-se uma montagem óptica semelhante à mostrada no capítulo anterior (Figura 32), com a utilização de um filtro variável de intensidade e dois vidros jateados (Figura 40). Nestes experimentos foram utilizados dois laser: verde (Laser Line LGE10/532- 10 mW- emissor de ponto) e infravermelho (Laser Line LIM40/780 S- 40mW- emissor de ponto). O processo de medição foi executado em sala escura e à temperatura ambiente igual a 23°C, seguindo os passos:

1. dois laser de comprimento de onda de 532nm (laser verde) e 780nm (laser infravermelho) devem ser posicionados para que incida sobre o fotodiodo (um por vez);
2. um medidor de potência óptica deve ser posicionado para medir a potência de luz incidente sobre os sensores;
3. após a medida ser realizada, o sensor do medidor deve ser retirado;
4. a corrente fotogerada deve ser medida utilizando o B1505A;
5. o filtro variável de intensidade deve ser reajustado e nova potência óptica escolhida;
6. deve-se repetir o processo de medição.

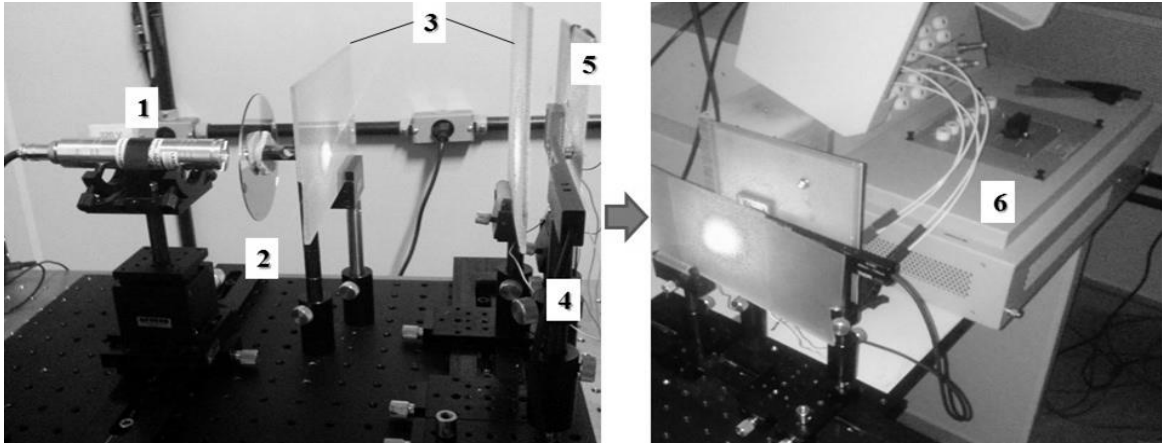


Figura 40 – Medição direta de  $I_{PH}$ . Montagem constituída por: 1) Laser, 2) filtro variável de intensidade, 3) vidros jateados, 4) sensor do medidor de potência óptica, 5) placa com fotodiodo e 6) analisador B1505A.

FONTE: Elaborado pelo autor.

## 6.2 Estimativa da corrente fotogerada

O método para estimar a corrente fotogerada [58] tem por objetivo determinar  $I_{PH}$  a partir da tensão de saída de um APS. Como já descrito anteriormente, a inclinação da curva de resposta é diretamente proporcional ao valor da fotocorrente no período de integração. Essa análise associa resultados experimentais e de simulação e foi utilizado o APSb para demonstração dos resultados.

As curvas de resposta dos APS devem ser obtidas experimentalmente e utilizadas para o cálculo da inclinação da resposta em uma faixa do período de integração. A faixa a ser escolhida deve ser a mais linear possível, e mais próxima do momento em que  $T_{RST}$  é desligado. Em seguida calcula-se a inclinação da curva neste período.

A partir daí, deve-se criar um modelo de simulação para o APS que seja o mais fiel possível ao cenário experimental. Todas as resistências, capacitâncias parasitas, fontes de alimentação, entre outros componentes, devem ser incluídos. Os seguintes passos são sucedidos:

1. deve-se variar o valor da fonte de corrente utilizada para simular a corrente fotogerada no fotodiodo, utilizando a opção *Parameter sweep* existente no *software* de simulação, até que a inclinação encontrada seja a mais próxima possível da esperada a partir do resultado experimental;
2. o mesmo intervalo de tempo considerado nos dados experimentais deve ser utilizado para calcular a inclinação da resposta obtida pela simulação;

- deve-se tomar o valor de corrente encontrada no passo 1 como  $I_{PH}$  para determinada potência óptica (o valor de potência deve ser medido experimentalmente).

É importante perceber que a faixa a ser escolhida varia de acordo com a potência de luz incidente. Essa diferença é mostrada a seguir, onde foi escolhida a faixa de 16% a 30% para corrente entre 100pA e 4nA (Figura 41- a) e a faixa de 12% a 14% para corrente entre 6nA e 10nA (Figura 41- b).

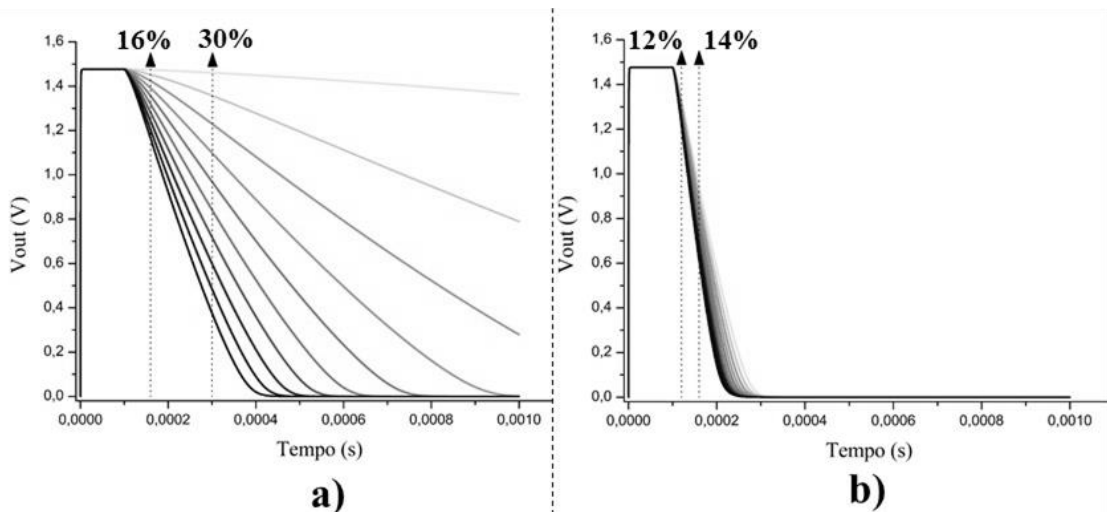


Figura 41 – Simulação da resposta do APSb para diferentes valores de corrente: a) variação de 100pA a 4nA com passo de 400pA; b) variação de 6nA a 10nA com passo de 400pA.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Como exemplo, é possível verificar na Figura 42 as curvas obtidas experimentalmente e por simulação depois da escolha do valor de fonte de corrente mais adequado. A inclinação das duas curvas é aproximadamente igual, porém ainda existe uma pequena queda de tensão adicional no experimento e que não foi incluída na simulação, ocasionando uma diferença entre a tensão máxima das duas curvas.



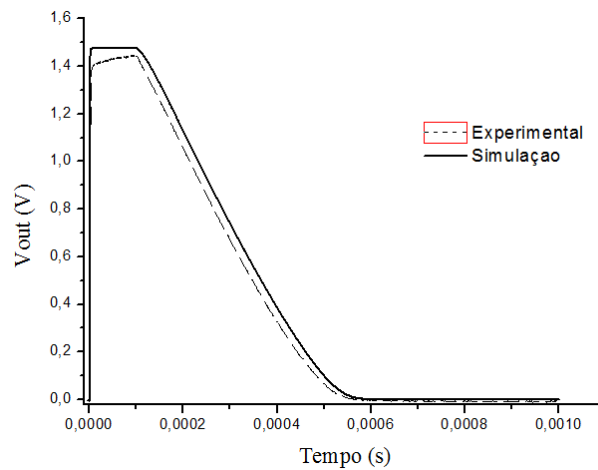


Figura 42 – Comparação entre as repostas obtidas experimentalmente e por simulação para o APSb.

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 6.3 Resultados

A utilização de um sensor de medição de potência óptica requer uma compensação de áreas, já que a potência medida é proporcional à área desse sensor e essa é maior que a área ativa dos fotodiodos utilizados. Primeiramente, deve-se calcular a irradiância pois é uma grandeza independente da área (Equação 14).

$$Irr_{medidor} = P_{medidor} / A_{medidor}$$

Equação 14

Onde  $Irr_{medidor}$  é a irradiância medida pelo medidor em  $[W/m^2]$ ,  $P_{medidor}$  é a potência óptica medida em  $[W]$  e  $A_{medidor}$  é a área ativa do sensor do medidor em  $[m^2]$ .

Em seguida, encontra-se o valor da potência no fotodiodo ( $P_{FD}$ ) em  $[W]$ , conforme Equação 15.

$$P_{FD} = (Irr_{medidor})(A_{FD})$$

Equação 15

Onde  $A_{FD}$  é a área ativa do fotodiodo em  $[m^2]$ . É relevante perceber que este cálculo pode ser utilizado para qualquer fotodiodo que tenha área ativa menor que o sensor do medidor de potência óptica.

Os gráficos apresentados a seguir relacionam  $I_{PH}$  e  $P_{FD}$ . A inclinação dos gráficos em Figura 43, Figura 44, Figura 45 informa a responsividade obtida pelos dois métodos para o fotodiodo comercial e laser verde, o fotodiodo comercial e laser infravermelho e o fotodiodo interno e laser verde, respectivamente.

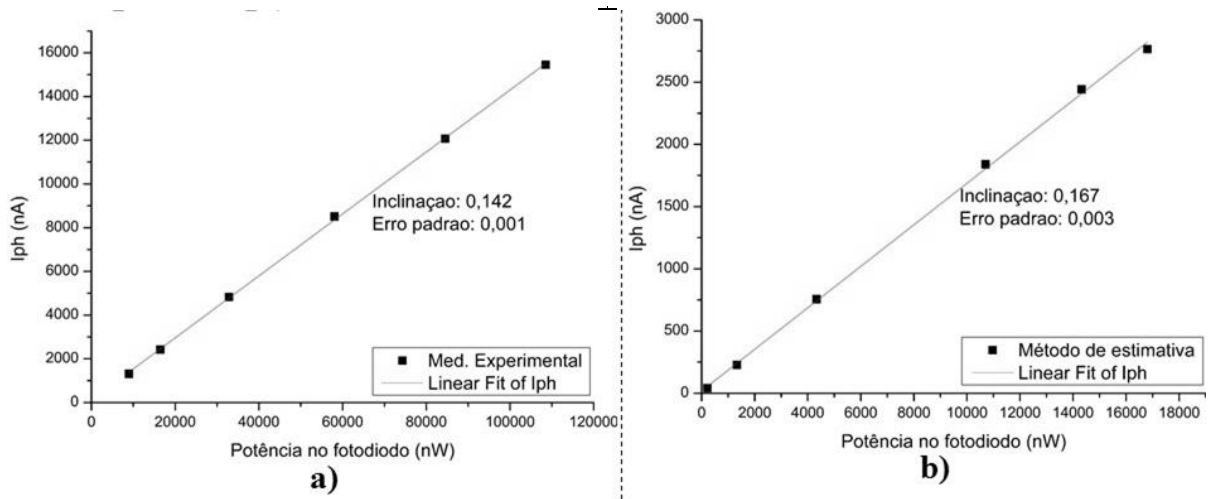


Figura 43 – Responsividade do fotodiodo comercial PC5 6 TO para o laser verde (532nm): a) medição direta, b) valor estimado.

FONTE: Elaborado pelo autor.

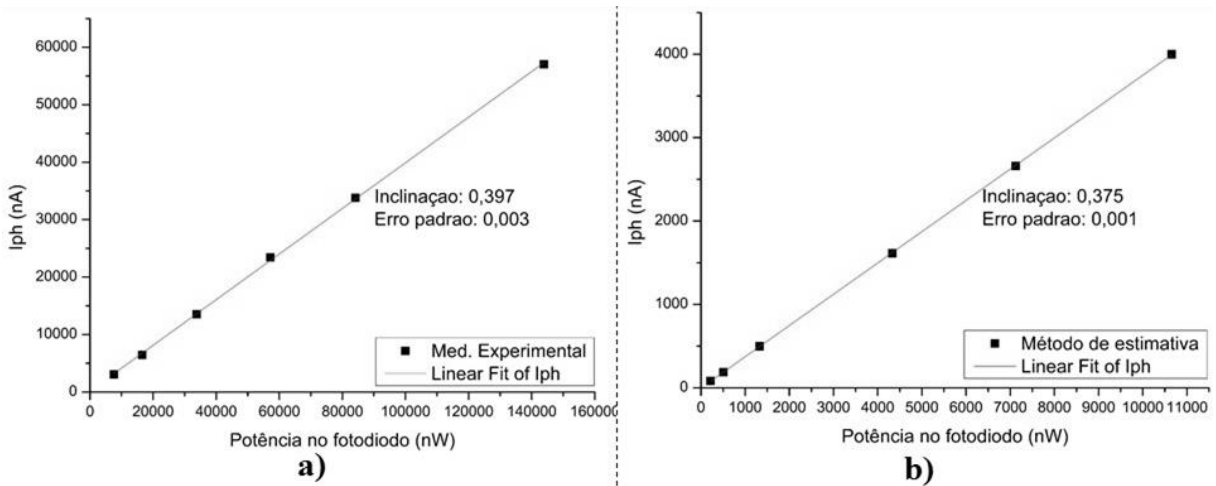


Figura 44 – Responsividade do fotodiodo comercial PC5 6 TO para o laser infravermelho (780nm): a) medição direta, b) valor estimado.

FONTE: Elaborado pelo autor.

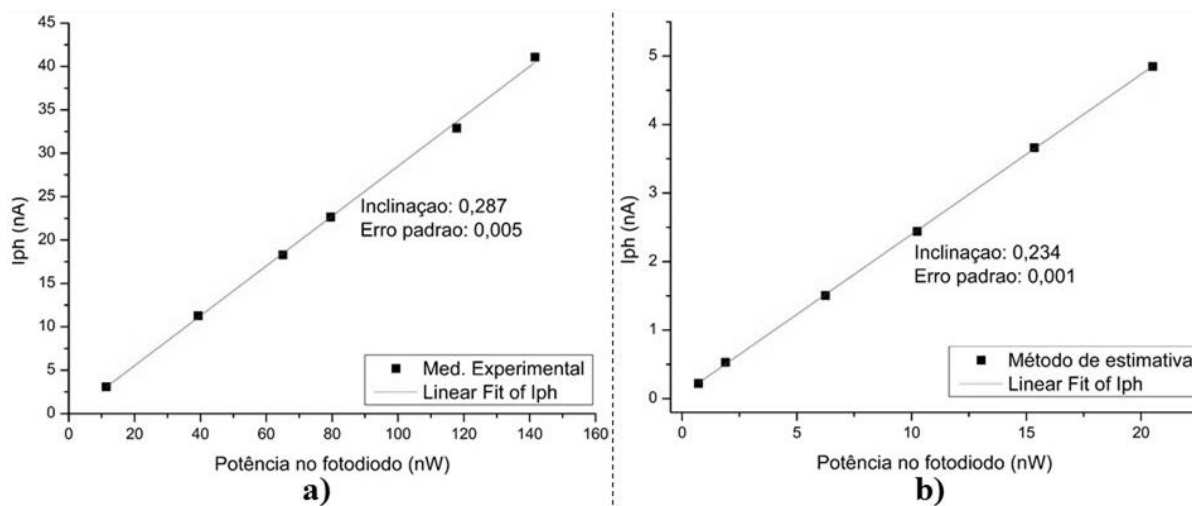


Figura 45 – Responsividade do fotodiodo interno ao *chip* para o laser verde (532nm): a) medição direta, b) valor estimado.

FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 6.4 Comparações e discussões

Os resultados aplicando os dois métodos foram satisfatórios para o fotodiodo comercial (comprimento de onda de 532nm e 780nm) e o fotodiodo interno (apenas no comprimento de onda de 532nm), pois os valores de responsividade encontrados foram muito próximos. É importante ressaltar que a diferença mostrada entre os valores de responsividade do fotodiodo interno da Figura 45 pode estar relacionada às variações de produção já que foram utilizados dois fotodiodos iguais, porém de circuitos integrados e lotes diferentes. Os dois processos de medição foram feitos sob as mesmas condições (temperatura, distâncias de medição, equipamentos) e validam o método para estimar a corrente fotogerada e a responsividade.

Contudo, a responsividade do fotodiodo PC5 6 TO é menor nestes resultados quando comparamos com as informações disponíveis no *datasheet* do mesmo [60]. Todavia, na documentação do componente não existe nenhuma descrição do procedimento de medição. Discordâncias com valores fornecidos pelo fabricante podem ser resolvidas conhecendo melhor as condições de medição do fabricante, aprimorando a metodologia para obtenção da distribuição de potência óptica homogênea na superfície do sensor, bem como a medição do valor da potência óptica incidente no plano do píxel no circuito integrado, já que o sensor é posicionado à frente do fotodiodo (o mais próximo possível) e não no mesmo plano

Os principais desafios do método proposto estão relacionados ao modelo do píxel utilizado, que deve incluir todos os seus componentes e todos os efeitos não desejados, como resistências de fios, capacitâncias parasitas de conexões e medidores.

## 7 RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Este capítulo apresenta resultados a partir da aplicação da metodologia apresentada nos capítulos 5 e 6. Primeiramente, serão apresentados os resultados de caracterização do fotodiodo utilizado. A seguir, serão expostos os resultados de caracterização dos APS e CTIA.

Além de caracterização, este trabalho tem por objetivo comparar alguns tipos de píxeis presentes no circuito integrado e mostrados no capítulo 4. Por isso, em cada subseção será exposta adicionalmente uma análise comparativa dos resultados.

### 7.1 Caracterização do fotodiodo

Os valores de responsividade obtidos pelos métodos apresentados no capítulo anterior são mostrados na Tabela 5, para os dois modelos de fotodiodos testados. Além disso, a eficiência quântica também foi calculada, utilizando a Equação 4 e expressa em valor percentual. A responsividade e a eficiência quântica foram maiores no comprimento de onda de 780nm, mostrando melhor empregabilidade do fotodiodo comercial no infravermelho, assim como esperado para o fotodiodo interno.

Tabela 5 – Responsividade e eficiência quântica para os fotodiodos testados.

$\lambda$ [nm]	$R_\lambda$ [A/W]: Método de medição direta	$R_\lambda$ [A/W]: Método de estimativa	$\eta$ [%]: Método de medição direta	$\eta$ [%]: Método de estimativa
<b>Fotodiodo comercial PC5-6 TO</b>				
532	0,142	0,167	33,10	38,92
780	0,397	0,375	63,11	59,62
<b>Fotodiodo interno ao <i>chip</i></b>				
532	0,287	0,234	66,89	54,54

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 7.2 Caracterização dos píxeis

Os resultados a seguir têm por objetivo caracterizar e comparar seis topologias de píxeis APS: APSa, APSb, APSc, APSe e APSf. Durante os testes,  $T_X$  e  $T_{LD}$  foram mantidos desligados. Além disso, são mostrados alguns resultados de caracterização para um píxel do tipo CTIA com capacitância de realimentação de 10pF. Devido à um defeito no *chip*, as

respostas experimentais do CTIA não puderam ser obtidas. Contudo, foram realizadas simulações com este circuito (utilizando o mesmo fotodiodo dos APS) e alguns parâmetros foram calculados a partir desses resultados. Os outros parâmetros cujo cálculo depende de dados experimentais, como saturação, faixa dinâmica e sensibilidade, não foram avaliados.

### 7.2.1 Fator de preenchimento

O fator de preenchimento (FF) de todos os seis modelos de APS e do CTIA foi calculado a partir do *layout* e os resultados são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Fator de preenchimento dos sensores ativos.

<b>Tipo de Píxel</b>	<b>FF</b>
APSa	43,2%
APSB	73,9%
APSc	72,2%
APSD	81,3%
APSe	86,5%
APSF	81,8%
CTIA	10,3%

FONTE: Elaborado pelo autor.

No píxel APSa, este valor é muito menor em relação às outras topologias de APS por causa da grande área ocupada pelo capacitor do circuito. Os valores de FF do APSb e APSc são intermediários visto que esses píxeis são modelos compostos por transistores pMOS, cuja área ocupada é maior que nos transistores nMOS. Além disso, como todos os APS compartilham o mesmo barramento de controle no CI utilizado, optou-se no momento de projeto por desenhar trilhas e *pads* somente para os sinais que seriam utilizados por transistores do tipo nMOS. Sendo assim, foi adicionado um circuito inversor para complementar o sinal de controle para a porta de cada transistor pMOS, ocupando uma área adicional. O APSe tem o maior FF já que utiliza o menor número de transistores e todos são do tipo nMOS. É interessante perceber que o APSf tem FF um pouco menor que o APSe devido à presença do transistor  $T_{LD}$  no primeiro píxel. Essa é a única diferença entre esses dois circuitos de APS. Esse fato também pode ser percebido na comparação entre o APSb e APSc. Quanto ao APSd, esse apresenta somente um transistor do tipo pMOS e todos os outros nMOS, fazendo seu FF também um pouco menor que o APSe.

No CTIA, esse parâmetro é muito menor quando comparado a todos os APS devido à presença do circuito amplificador, BBIAS e da capacitância de realimentação.

### 7.2.2 *Excursão máxima da resposta*

A excursão máxima de  $V_{OUT}$  nos APS depende do tipo de transistor utilizado como  $T_{RST}$  e  $T_X$ . As formas de onda apresentadas na Figura 46 foram obtidas experimentalmente e mostram as respostas do píxeis em diferentes níveis de irradiância, até a saturação.

Observamos, assim como era esperado, que somente o transistor do tipo pMOS pode polarizar o nó sensor com tensão próxima a  $V_{DD}$  e, conseqüentemente, podemos obter  $V_{OUT} \approx 1,5V$ . Os sinais de resposta de APSe e APSf apresentam menor excursão porque eles utilizam transistores nMOS. O sinal APSd tem amplitude semelhante a APSa, APSb e APSc enquanto  $T_{RST}$  está ligado. Porém, quando inicia-se o período de integração, após  $T_{RST}$  ser desligado, ocorre uma queda brusca de tensão (conforme explicado na seção 4.3.4) e sua resposta é semelhante ao APSe e APSf. É possível perceber que a resposta do APSa tem um limite inferior de aproximadamente 0,2V. Isto acontece devido ao efeito de corpo do transistor  $T_X$  que muda seu regime de operação de linear para corte quando  $V_{PD}$  está abaixo de 1V, desconectando o fotodiodo do nó sensor. A partir desse momento,  $C_P$  não é mais descarregado por  $I_{PH}$ .

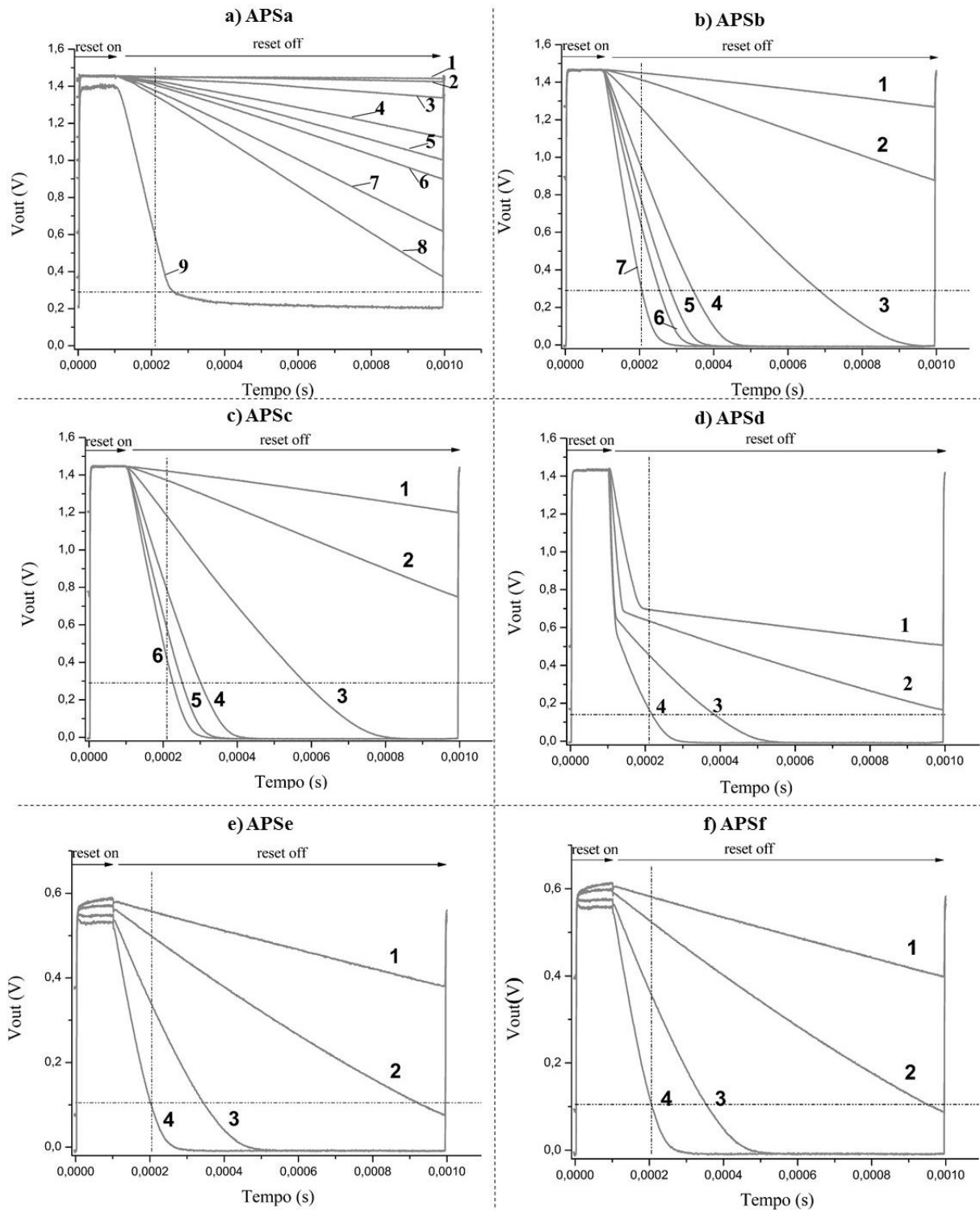


Figura 46 – Respostas experimentais para diferentes irradiâncias: a) APSa; b) APSb; c) APSc; d) APSd; e) APSe e f) APSf. Irradiâncias: 1)  $0,10 \text{ W/m}^2$ ; 2)  $0,26 \text{ W/m}^2$ ; 3)  $0,87 \text{ W/m}^2$ ; 4)  $2,12 \text{ W/m}^2$ ; 5)  $2,83 \text{ W/m}^2$ ; 6)  $3,40 \text{ W/m}^2$ ; 7)  $4,95 \text{ W/m}^2$ ; 8)  $6,37 \text{ W/m}^2$  e 9)  $38,09 \text{ W/m}^2$ .

FONTE: Elaborado pelo autor.

A Figura 47 apresenta as respostas do CTIA obtidas por simulação, variando o valor da fonte de corrente utilizada no modelo do fotodiodo.

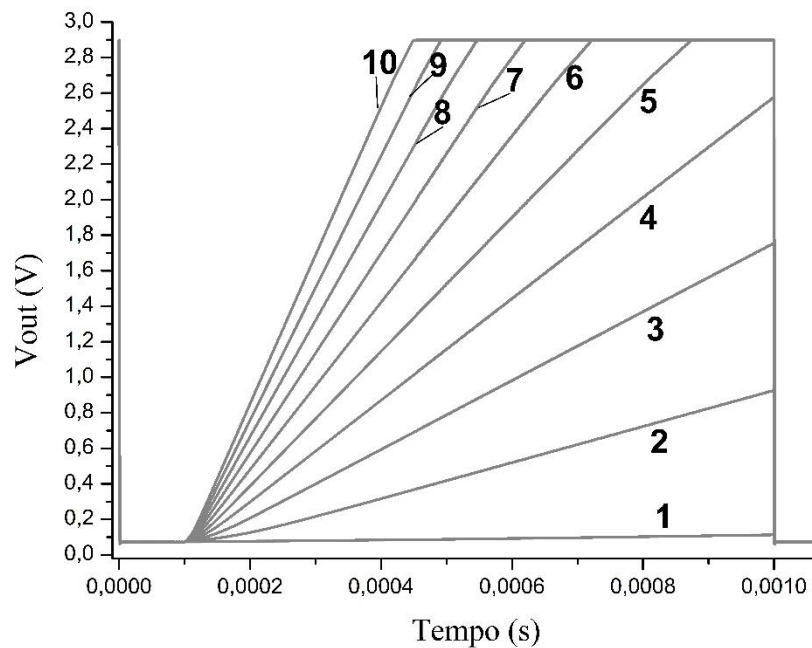


Figura 47 – Respostas a partir de simulação do CTIA para diferentes valores de corrente: 1) 1nA; 2) 10nA; 3) 20nA; 4) 30nA; 5) 40nA; 6) 50nA; 7) 60nA; 8) 70nA; 9) 80nA; 10) 90nA.

FONTE: Elaborado pelo autor.

Como resultado desta análise temos os valores apresentado na Tabela 7. APSb e APSc mostraram a maior excursão de resposta porque possuem  $T_{RST}$  do tipo pMOS e  $T_X$  do tipo *transmission gate*. O CTIA apresentou a maior excursão entre os píxeis abordados neste trabalho.

Tabela 7 – Excursão máxima da resposta dos píxeis.

Tipo de Píxel	$\Delta V(V)$
APSa	1,23
APSb	1,46
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
APSc	1,44
CTIA	2,83

FONTE: Elaborado pelo autor.



### 7.2.3 Saturação da resposta

Para análise da saturação dos píxeis, escolheu-se um Ponto de Leitura igual a  $210\mu\text{s}$ , ou seja,  $110\mu\text{s}$  após o início do período de integração. Este ponto foi escolhido para garantir que a leitura não fosse feita durante a queda de tensão verificada no APSd, logo que  $T_{RST}$  é desligado, e não corresponde à resposta desse píxel. Foram desenhadas linhas para indicar o Ponto de Leitura e o Limite Inferior de Resposta nos gráficos da Figura 46. Os valores de irradiância considerados como pontos de saturação do APS são diferentes para cada tipo de píxel e podem ser vistos na Tabela 8.

Tabela 8 – Irradiância de saturação dos píxeis ativos.

<b>Tipo de Píxel</b>	<b><math>Irr_{SAT}</math> (W/m<sup>2</sup>)</b>
APSa	38,09
APSB	4,95
APSc	3,40
APSD	2,12
APSe	2,12
APSF	2,12

FONTE: Elaborado pelo autor.

Devido à descarga mais lenta do APSa, este possui  $Irr_{SAT}$  muito maior que os outros APS. É importante perceber que a definição do Ponto de Leitura influencia nos resultados deste parâmetro.

### 7.2.4 Faixa dinâmica

Utilizando o método para estimar a corrente fotogerada a partir de dados experimentais, proposto na seção 6.2, foram obtidos os valores da Tabela 9. Estes valores foram utilizados para o cálculo do ganho de conversão de cada píxel, conforme metodologia descrita na subseção 5.7.

Tabela 9 – Corrente fotogerada estimada para os sensores APS.

Irradiância (W/m <sup>2</sup> )	Corrente fotogerada (nA)						Corrente média
	APSa	APSB	APSc	APSD	APSe	APSF	
0,10	0,17	0,19	0,24	0,16	0,15	0,16	0,18 ± 0,03
0,26	0,58	0,49	0,60	0,47	0,44	0,45	0,50 ± 0,07
0,87	1,65	1,40	1,69	1,46	1,33	1,41	1,49 ± 0,15
2,12	3,65	3,35	4,08	3,60	3,24	3,37	3,55 ± 0,31
2,83	4,83	4,37	5,24	SAT	SAT	SAT	4,81 ± 0,44
3,40	5,96	5,47	6,60	SAT	SAT	SAT	6,01 ± 0,57
4,95	8,13	7,78	SAT	SAT	SAT	SAT	7,96 ± 0,25
6,37	10,20	SAT	SAT	SAT	SAT	SAT	10,20 ± 0,00
38,09	64,78	SAT	SAT	SAT	SAT	SAT	64,78 ± 0,00

FONTE: Elaborado pelo autor.

Os processos foram realizados para calcular o ganho de conversão (CG) e a faixa dinâmica (DR) para cada topologia de APS. Os resultados são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Ganho de conversão e faixa dinâmica para APS.

Tipo de Píxel	CG [V/elétron]	DR [dB]
APSa	20,24n	58,07
APSB	0,26μ	57,83
APSc	0,25μ	57,71
APSD	0,23μ	51,44
APSe	0,23μ	49,03
APSF	0,24μ	49,50

FONTE: Elaborado pelo autor.

A faixa dinâmica dos APSd, APSe e APSf foram menores devido à menor excursão da resposta destes píxeis. Os resultados apresentaram um nível de ruído a partir de dados experimentais muito alto, podendo ser justificado pela presença de ruídos externos durante a medição (temperatura, magnético, etc). Atuar na diminuição destes ruídos seria interessante para o aumento da faixa dinâmica de todos os APS. Além disso, é importante salientar que os valores de DR encontrados estão diretamente relacionados ao método utilizado para definir a saturação dos APS.

### 7.2.5 Sensibilidade do píxel

Utilizando as respostas dos píxeis nos níveis de irradiância mostrados na Tabela 9, até a saturação, foi calculada a sensibilidade média e o desvio padrão, como mostrado na Tabela 11. A inclinação da resposta dos APS (calculada na faixa mais linear da curva resposta, durante o período de integração) é negativa e somente o valor absoluto foi considerado.

Como já era esperado, a sensibilidade do APSa é a menor dentre os tipos comparados, pois a capacitância adicional diminui a taxa de variação da curva de resposta. Os outros píxeis têm valores semelhantes, sendo que o APSc se mostrou um pouco mais sensível.

Tabela 11 – Sensibilidade dos píxeis ativos.

<b>Tipo de Píxel</b>	<b><math>S_{PIXEL}</math> [V.m<sup>2</sup>/W.s]</b>
APSa	146,23 ± 19,35
APSB	2534,88 ± 58,52
APSc	3114,13 ± 98,39
APSD	2430,62 ± 193,68
APSe	2197,99 ± 173,04
APSF	2283,04 ± 190,05

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 7.2.6 Consumo de potência

Os resultados da Tabela 12 retratam o consumo de potência dos píxeis ativos, obtidos por simulação para  $V_{DD}=3V$ , frequência de sinal de controle de  $T_{RST}$  igual a 1kHz e ciclo de trabalho igual a 10%.

O APSa, APSb, APSc e APSd consomem maior potência devido a maior amplitude do sinal de saída enquanto  $T_{RST}$  está ligado. Além disso, a corrente fornecida pela fonte de alimentação também carrega as capacitâncias parasitas dos transistores do próprio píxel enquanto  $T_{RST}$  está ligado. Essas capacitâncias parasitas têm valores dependentes da área dos transistores, sendo então maiores para os transistores pMOS já que esses são três vezes maiores que os nMOS nos píxeis testados. Assim, APSe e APSf consomem potências menores já que são píxeis com o menor número de transistores e todos eles são do tipo nMOS.

O CTIA apresentou consumo de potência muito maior devido aos circuitos adicionais do amplificador e BBIAS.

Tabela 12 – Consumo de potência dos píxeis ativos.

<b>Tipo de Píxel</b>	<b>P[<math>\mu</math>W]</b>
APSa	6,62
APSB	6,54
APSc	6,46
APSD	7,03
APSe	3,53
APSF	3,53
CTIA	901,6

FONTE: Elaborado pelo autor.

### 7.2.7 *Análise de frequência*

Os resultados para os dois processos de análise de frequência são apresentados a seguir.

#### 7.2.7.1 Frequência de operação dos transistores

A primeira análise de frequência que está relacionada à frequência máxima do sinal de controle do transistor  $T_{RST}$  é apresentada na Tabela 13.

Tabela 13 – Análise de máxima frequência de operação de  $T_{RST}$ .

<b>Tipo de Píxel</b>	<b><math>T_{ON}</math> [s]</b>	<b>Frequência de Reset Máxima [Hz]</b>
APSa	341,3n	5,86k
APSB	28,09n	178,00k
APSc	27,70n	180,50k
APSD	2,05u	2,44k
APSe	2,54 $\mu$	1,97k
APSF	2,66 $\mu$	1,88k

FONTE: Elaborado pelo autor.

O APSd, APSe e APSf apresentaram a menor frequência de chaveamento permitida, porque  $T_{ON}$  deve ser maior que nos outros píxeis devido a maior resistência de carga da

capacitância do fotodiodo (transistores nMOS tem maior  $R_{ON}$  na passagem de valores próximos a  $V_{DD}$  e a capacitância de junção do fotodiodo é carregada através de  $T_{RST}$  e  $T_X$ ). O APSa também apresentou grande período  $T_{ON}$  devido ao aumento da capacitância total equivalente ao ser inserida uma capacitância adicional.

### 7.2.7.2 Largura de banda

Os resultados da segunda análise para obter o valor da largura de banda são mostrados na Tabela 14. Na coluna que mostra a largura de banda do píxel (BW do píxel), a medida foi feita por simulação utilizando somente o circuito condicionador de sinal de cada píxel testado. Na coluna que mostra a largura de banda incluindo a simulação de medição (BW incluindo simulação de medição) foram incluídos um resistor e um capacitor em paralelo com o resistor de  $680k\Omega$  presente na saída do píxel para simular os efeitos parasitas da inclusão dos instrumentos de medição (osciloscópio e ponta de prova). É interessante perceber o efeito dos instrumentos de medição que reduzem muito a largura de banda do píxel. Nestes resultados, o píxel que apresentou BW muito menor foi o APSa devido à presença do capacitor adicional.

Tabela 14 – Análise de máxima frequência do sinal de entrada.

<b>Tipo de Píxel</b>	<b>BW do píxel [Hz]</b>	<b>BW incluindo simulação de medição [Hz]</b>
APSa	169,87k	3,60k
APSB	6,44M	131k
APSc	6,40M	130k
APSD	6,44M	130k
APSe	6,42M	200k
APSF	6,37M	200k

FONTE: Elaborado pelo autor (2015).

## 7.3 Tabela resumo

A Tabela 15 resume as figuras de mérito analisadas neste trabalho, o método utilizado e os resultados obtidos. Foi utilizada a abreviação ‘Exp.’ para os resultados obtidos

experimentalmente, ‘Sim.’ para os resultados obtidos por simulação e ‘---’ onde resultados ainda não puderam ser obtidos.

Tabela 15 – Figuras de mérito para caracterização, método utilizado e resultados.

		<b>Dispositivo caracterizado</b>						
<b>Figuras de mérito</b>	<b>Método Utilizado</b>	<b>Fotodiodo interno</b>						
<b>Figuras de mérito</b>	<b>Método utilizado</b>	<b>APSa</b>	<b>APSB</b>	<b>APSc</b>	<b>APSD</b>	<b>APSe</b>	<b>APSF</b>	<b>CTIA</b>
Responsividade espectral [A/W]	Exp./ Sim.	0,234						
Eficiência Quântica [%]	Teórico	54,54						
Fator de preenchimento [%]	Teórico	43,2	73,9	72,2	81,3	86,5	81,8	10,3
Excursão máxima da resposta [V]	Exp. (CTIA: Sim.)	1,23	1,46	1,44	0,69	0,54	0,54	2,83
Saturação [W/m <sup>2</sup> ]	Exp.	38,09	4,95	3,40	2,12	2,12	2,12	---
Ganho de conversão [V/elétron]	Exp.	20,24n	0,26μ	0,25μ	0,23μ	0,23μ	0,24μ	---
Faixa dinâmica [dB]	Exp.	58,07	57,83	57,71	51,44	49,03	49,50	---
Sensibilidade do píxel [V.m <sup>2</sup> /W.s]	Exp.	146,23 ±19,35	2534,88 ±58,52	3114,13 ±98,39	2430,62 ±193,68	2197,99 ±173,04	2283,04 ±190,05	---
Consumo de potência [μ W]	Sim.	6,62	6,54	6,46	7,03	3,53	3,53	901,6
Frequência máxima de $T_{RST}$ [kHz]	Sim.	5,86	178,00	180,50	2,44	1,97	1,88	---
Largura de Banda [Hz]	Sim.	169,9k	6,44M	6,40M	6,44M	6,42M	6,37M	---

FONTE: Elaborado pelo autor.

Uma outra forma de representação dos resultados é através do gráfico de teia. Como o APSb e APSc apresentam somente um transistor de carga como diferença e este foi mantido desligado durante os testes, optou-se por não apresentar o gráfico do APSc, assim como não apresentar o gráfico de APSf (cuja presença do transistor de carga é a única diferença entre esse e o APSe). Além disso, os resultados do CTIA não serão mostrados através do gráfico de teia devido à falta de resultados experimentais. Sendo assim, podemos visualizar os resultados para o APSa, APSb, APSd e APSe na Figura 48, Figura 49, Figura 50 e Figura 51, respectivamente. Os valores dos eixos foram normalizados para melhor representação.

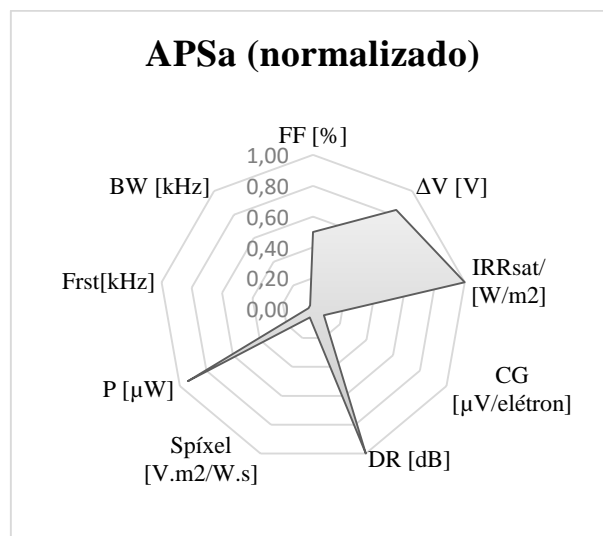


Figura 48 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSa, utilizando a normalização dos eixos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

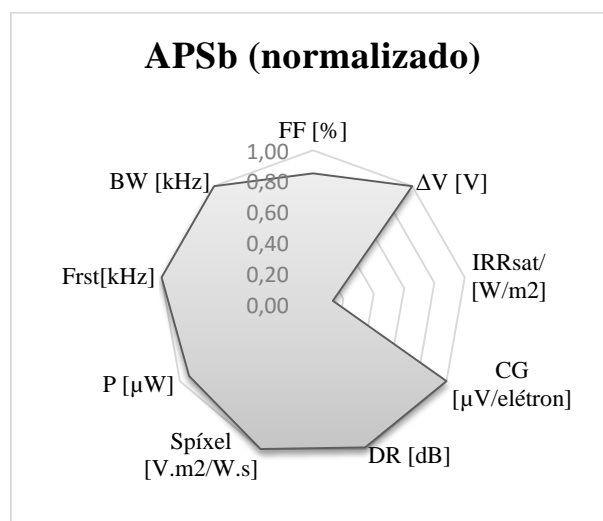


Figura 49 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSb, utilizando a normalização dos eixos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

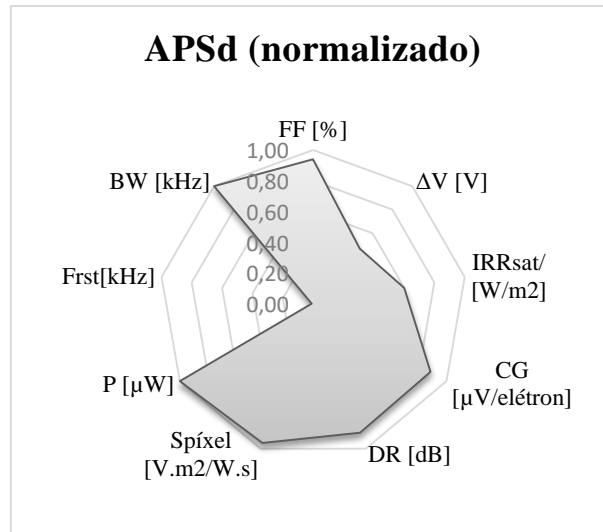


Figura 50- Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSd, utilizando a normalização dos eixos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

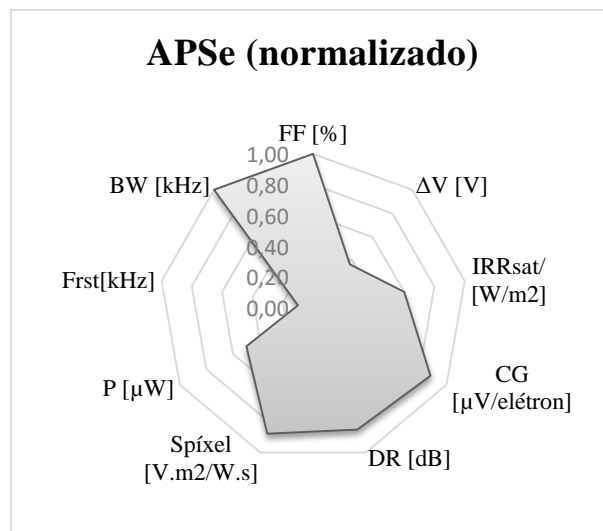


Figura 51 – Gráfica de teia com os resultados de caracterização do APSe, utilizando a normalização dos eixos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesses gráficos, quando mais próximo da extremidade da teia, maior o valor do parâmetro caracterizado. O APSb foi o que apresentou maior área preenchida, já que tem os melhores valores de  $\Delta V$ , CG, DR,  $S_{PÍXEL}$ ,  $F_{RST}$  e BW. O APSa apresentou melhoria apenas no parâmetro  $Irr_{SAT}$  e o APSe, no parâmetro FF e P.



## 8 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma metodologia detalhada para caracterização e comparação de circuitos de píxeis ativos utilizando tecnologia CMOS. A principal contribuição deste trabalho foi definir e descrever procedimentos de testes para a caracterização experimental ou por simulações de píxeis visando uma posterior comparação entre eles.

Foram apresentados conceitos como fator de preenchimento, excursão máxima da resposta, sensibilidade de píxeis, saturação da resposta, ganho de conversão, faixa dinâmica, consumo de potência e largura de banda para a caracterização dos píxeis, além de responsividade e eficiência quântica para caracterização de fotodiodos. Todas essas figuras de mérito foram determinadas a partir de testes com píxeis ativos.

Uma dificuldade encontrada ao longo deste trabalho foi determinar a corrente fotogerada e a responsividade de fotodiodos já integrados em píxeis ativos e, portanto, sem acesso aos seus terminais. Para solucionar este problema, foi proposto um método para estimar esses parâmetros. O método utiliza a resposta do píxel, que é a tensão  $V_{OUT}$ , obtida experimentalmente e o modelo de simulação do mesmo píxel em teste. Através do cálculo da inclinação em determinado intervalo do período de integração e da alteração do valor da fonte de corrente no modelo de simulação até atingir o mesmo valor de inclinação, é possível determinar o valor  $I_{PH}$  para certa irradiância. Para validar a metodologia proposta, a responsividade foi calculada e comparada ao valor encontrado utilizando o método tradicional de medição de corrente fotogerada (utilizando o fotodiodo desacoplado do píxel e um amperímetro em série para medir a corrente). O método mostrou-se eficiente já que os valores obtidos pelos dois métodos para um fotodiodo interno ao *chip* e um fotodiodo comercial foram muito próximos. O valor estimado de responsividade do fotodiodo interno ao *chip* no comprimento de onda de 532nm é 0,234A/W.

Para validar os procedimentos propostos para caracterização de píxeis, esses foram aplicados na análise comparativa de seis diferentes topologias de circuitos APS (APSa, APSb, APSc, APSd, APSe e APSf) e um CTIA. As diferenças físicas e estruturais entre os APS citados estão centradas no modelo eletrônico dos píxeis, através do acréscimo ou retirada de transistores ou capacitores em seus circuitos. Os resultados mostraram respostas bem distintas, a começar pelo formato da curva  $V_{OUT}$ , e são importantes para determinar qual a topologia mais indicada para determinada aplicação. Os experimentos foram realizados em até 9 níveis crescentes de irradiância, até que fosse atingido o nível de saturação do píxel, na faixa de valores entre 0,10W/m<sup>2</sup> e 38,09W/m<sup>2</sup>.

Os resultados comparativos que foram apresentados nesta dissertação indicam que muitas vezes é necessário avaliar relações de compromisso para escolher qual o melhor píxel para determinada aplicação. Por exemplo, a saturação da resposta do APSa só ocorre em irradiância muito maior ( $38,09\text{W/m}^2$ ), quando comparamos com os outros APS, sem significar em aumento da faixa dinâmica ( $58,07\text{dB}$ ), havendo somente um deslocamento da faixa de potências ópticas para qual o APSa é sensível em direção à faixa de altas potências. Assim, esse píxel é o mais indicado em aplicações para leituras em ambientes muito claros ou sob fonte de luz bastante intensa e não é indicado para ambientes de baixa luminosidade. Por outro lado, estes píxeis apresentaram fator de preenchimento ( $43,2\%$ ) menor que os outros píxeis analisados, o que compromete a miniaturização do sensor já que o circuito condicionador de sinal consome uma área grande de silício (e essa área não é utilizada para fotodetecção). Além disso, devido à presença de um capacitor adicional, em paralelo com o fotodiodo, sua sensibilidade média ( $146,23\text{V}\cdot\text{m}^2/\text{W}\cdot\text{s}$ ), largura de banda ( $169,87\text{kHz}$ ) e ganho de conversão ( $20,24\text{nV}/\text{elétron}$ ) foram bem inferiores, já que a descarga durante o período de integração é muito lenta. Esses últimos são desvantagens em sistemas que necessitam alta taxa de amostragem.

O APSe apresentou menor consumo e maior fator de preenchimento ( $86,5\%$ ), porém menor excursão da tensão de saída ( $0,54\text{V}$ ), faixa dinâmica mais estreita ( $49,03\text{dB}$ ) e menor irradiância de saturação ( $2,12\text{W/m}^2$ ). Ele pode ser aplicado em projetos onde priorizasse o menor sensor e menor consumo. O APSf apresentou resultados semelhantes, pois a única diferença entre eles é a presença de um transistor de carga, que foi mantido desligado durante os testes.

O APSb e APSc apresentaram resultados semelhantes. Os resultados foram melhores que os outros APS quanto a excursão da resposta (APSB- $1,46\text{V}$  e APSc- $1,44\text{V}$ ) e sensibilidade média (APSB- $2534,88$  e APSc- $3114,13\text{V}\cdot\text{m}^2/\text{W}\cdot\text{s}$ ). Contudo, apresentaram consumo e fator de preenchimento intermediários (APSB- $73,9\%$  e APSc- $72,2\%$ ) devido a utilização de um maior número de transistores, sendo que alguns são do tipo pMOS. Eles são indicados em aplicações onde necessita-se de maior faixa dinâmica, excursão de sinal e saturação e o sensor pode ocupar uma área de silício e consumir potência um pouco mais altas.

Não foi possível verificar nenhuma relação custo-benefício favorável para o APSd, já que suas características são em muitos casos semelhante ao APSe, porém o primeiro tem fator de preenchimento menor ( $81,3\%$ ) e consome maior potência ( $7,03\mu\text{W}$ ).

Devido a um problema no circuito integrado utilizado, os resultados experimentais do CTIA não foram obtidos. Contudo, espera-se que ele apresente maior faixa dinâmica devido à

expansão da excursão do sinal de resposta. Esse sensor é indicado somente em casos onde a aplicação exige poucos píxeis, já que sua implementação requer circuitos adicionais (amplificador e fonte de corrente), o fator de preenchimento é muito baixo (10,3%) e o consumo de potência muito alto (901,6  $\mu$ W).

Finalmente, os parâmetros de caracterização e a metodologia proposta foram satisfatórios pois nos permitiu qualificar e comparar diferentes sensores de intensidade luminosa. Como nem sempre é possível obter os melhores resultados para todas as figuras de mérito, essa metodologia é adequada para a escolha do sensor de acordo com determinada característica que deve ser priorizada, de acordo com a necessidade da aplicação.

Ainda, algumas ações podem ser ressaltadas para melhorias e avanços em projetos futuros, como:

- Utilizar uma esfera integradora [66] para homogeneizar o feixe de luz incidente nos píxeis e, assim, aprimorar os resultados de medição;
- Ampliar o estudo de caracterização abordando outros parâmetros descritos nesta, como ruído espacial em matrizes de píxeis ativos;
- Ampliar a caracterização em diferentes comprimentos de onda;
- Caracterizar experimentalmente o circuito do píxel CTIA;
- Ampliar a caracterização do fotodiodo interno;
- Avaliar a melhoria de algumas figuras de mérito devido à utilização do transistor de carga.

## REFERÊNCIAS

- [1] Estêvão C. Teixeira, “**Sensor APS com faixa dinâmica estendida**”, Tese de doutorado, COPPE/ UFRJ, 2010.
- [2] André S. O. Furtado; “**Fabricação e caracterização de sensor de píxel ativo com tecnologia CMOS de porta metálica**”, Dissertação de mestrado, UNICAMP-2009.
- [3] Milton F. Rocha Júnior, “**Projeto e caracterização de imageadores APS resistentes à radiação**”, Dissertação de mestrado, COPPE/ UFRJ-2007.
- [4] Leandro T. Dornelles, “**Estruturas de teste de sensores APS resistentes à radiação**”, Dissertação de mestrado, COPPE/ UFRJ- 2007.
- [5] Eric R. Fossum, “**CMOS digital cameras need new figures of merit**”, Laser Focus World, p. 101 – 106, 1999.
- [6] EMVA 1288. Versão 3-0. Disponível em: <<http://www.emva.org/wp-content/uploads/EMVA1288-3.0.pdf>>. Acesso em: 16 /05 /2016.
- [7] D. Yang, H. Tian, B. Fowler, X. Liu, A. el Gamal, “**Characterization of CMOS image sensors with Nyquist rate pixel level ADC**”, SPIE Conference on Sensors, Cameras, and Applications for Digital Photography, California, January 1999.
- [8] B. Fowler, A. el Gamal, D. Yang, H. Tian, “**A method for estimating quantum efficiency for CMOS image sensors**”, SPIE Vol. 3301.
- [9] David C.-Y. Li, Vincent C. Gaudet, Anup Basu; “**Test results of various cmos image sensor pixels**”, IEEE, may, 2005.
- [10] G. Waligorski, M. B. Kaplinsky, V. Berezin, E. R. Fossum; “**Test Methodologies for Digital CMOS camera-on-a-chip Image Sensors**”, 1999.
- [11] Orly Yadid-Pecht, Barmak Mansoorian, Eric R. Fossum, Badabrata Pain; “**Optimization of noise and responsivity in CMOS active pixel sensors for detection of ultra low light levels**”, SPIE, vol. 3019, 1997.
- [12] Sunetra K. Mendis, Sabrina E. Kemeny, Russel C. Gee, Badabrata Pain, Quiesup Kim, Eric R. Fossum; “**Progress in CMOS active pixel image sensors**”, SPIE, vol. 2172, 1994.
- [13] David X.D. Yang, Hao Min, Boyd Fowler, Abbas El Gamal, Mark Beiley, Kit Cham; “**Test structures for characterization and comparative analysis of CMOS image sensors**”, SPIE, vol. 2950, 1996.
- [14] T. A. Elkhatib, S. Moussa, H. F. Ragaie, H. Haddara; “**A test structure for characterization of CMOS APS**”, ICM, 2003.

- [15] N. Akahane, S. Sugawa, S. Adachi, K. Mori, T. Ishiuchi, K. Mizobuchi, “**A sensitivity and linearity improvement of a 100-dB dynamic range CMOS image sensor using a lateral overflow integration capacitor**”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 41, n°. 4, April 2006.
- [16] D. Renshaw, K. Findlater, M. Purcell, “**Extended dynamic range from a combined linear-logarithmic CMOS image sensor**”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 41, n°. 9, September 2006.
- [17] Lisa G. McIlrath, “**A low-power low-noise ultrawide-dynamic-range CMOS imager with pixel-parallel A/D conversion**”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 36, n°. 5, May 2001.
- [18] A. Spivak, A. Belenky, A. Fish, O. Yadid-Pecht, “**Wide-dynamic-range CMOS image sensors—comparative performance analysis**”, IEEE Transactions on electron devices, Vol. 56, n°. 11, November 2009.
- [19] Beatriz B. Filgueira, “**Modelling and characterization of small photosensors in advanced CMOS technologies**”, PhD dissertation, Universidade De Santiago De Compostela, 2012.
- [20] P.V.F. Rosário, L.P. Salles, A.S.B. Mello, D.W.L. Monteiro, “**CMOS active-pixel sensor in low temperature**”, Chip Aracaju- SBMICRO 2014.
- [21] J. Tan, “**4T CMOS active pixel sensors under ionizing radiation**”, PhD dissertation, Delft University, 2013.
- [22] Sabrie Soloman; “**Sensors Handbook**”, Cap. Silicon Sensors and Microstructures Integrating, 2ª edição- McGraw-Hill.
- [23] Warren J. Smith; “**Modern Optical Engineering: The Design of Optical Systems**”, Cap. Optics Overview , 4ª edição- McGraw-Hill.
- [24] Keith J. Kasunic; “**Optical System engineering**”, Cap. Detectors and Focal Plane Arrays, McGraw-Hill.
- [25] Ronald W Waynant, Marwood N. Ediger; “**Electro-Optics Handbook**”, Cap. Visible Detectors , 2ª edição - McGraw-Hill.
- [26] Michael Bass; “**Handbook of Optics**”, Vol. 3- McGraw-Hill.
- [27] Gerd Keiser; “**Optical Communications Essentials**”, Cap. Photodiodes and Receivers, McGraw-Hill.
- [28] Ronald W Waynant, Marwood N. Ediger; “**Electro-Optics Handbook**”, Cap. High Speed Semiconductor Lasers and Photodetectors , 2ª edição - McGraw-Hill.

- [29] Hamamatsu- **Si Photodiodes-** Handbook. Disponível em: <[https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/e02\\_handbook\\_si\\_photodiode.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/e02_handbook_si_photodiode.pdf)>. Acesso em: 25 mar. 2016.
- [30] Mark Johnson; “**Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems**”, Cap. Photodetection Basics- McGraw-Hill, 2003.
- [31] Newton C. Braga, “**Como funcionam os sensores fotoelétricos**”. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/4883-art644>>. Acesso em 8 out. 2015.
- [32] Luciana P. Salles; “**Sensor óptico de frentes de onda com quadricélula de dupla eficiência quântica em tecnologia CMOS padrão**”, Tese de doutorado, UFMG- 2010.
- [33] UDT Sensors; “**Photodiode Characteristics and Applications**”. UDT Sensors, Inc. Disponível em: <[www.udt.com](http://www.udt.com)>. Acesso em: 15/10/2015.
- [34] G. C. Idzorek, R. J. Bartlett; “**Silicon photodiode characterization from 1eV to 10keV**”, SPIE: Optical Science, Engineering, and Instrumentation Conference, 1997.
- [35] Atte Haapalinna; “**Characterization Methods for Silicon Photodiode and Silicon Sub-Surface Properties**”, Helsinki University of Technology, 2004.
- [36] G. Köklü, R. Etienne-Cummings, Y. Leblebici, G. De Micheli and S. Carrara, “**Characterization of standard CMOS compatible photodiodes and pixels for Lab-on-Chip devices**,” 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013), Beijing, 2013, pp. 1075-1078.
- [37] Sam Kavusi, Abbas El Gamal; “**Quantitative study of high dynamic range image sensor architectures**”, Electronic Imaging, SPIE, 2004.
- [38] <<http://micro.magnet.fsu.edu/primer/digitalimaging/cmosimagesensors.html>> Acesso em: 10 dez. 2015.
- [39] Neil H. E. Weste, David M. Harris; “**CMOS VLSI design: a circuits and systems perspective**”, 4<sup>a</sup> ed., Ed. Pearson, 2011.
- [40] Fernando A. P. Barúqui; “**Introdução ao projeto de circuitos integrados analógicos**”, Departamento de Eletrônica, UFRJ.
- [41] Davies W. L. Monteiro; “**CMOS-based integrated wavefront sensor**”, PhD Thesis, Delft University, 2002.
- [42] C. A. de Moraes Cruz, D. W. de Lima Monteiro, A. K. P. Souza, L. L. F. da Silva, D. R. de Sousa and E. G. de Oliveira, “**Voltage Mode FPN Calibration in the Logarithmic CMOS Imager**”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 62, no. 8, pp. 2528-2534, Aug. 2015.

- [43] C. A. de Moraes Cruz, D. W. de Lima Monteiro, E. A. Cotta, V. F. de Lucena and A. K. P. Souza, "**FPN Attenuation by Reset-Drain Actuation in the Linear-Logarithmic Active Pixel Sensor**", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 61, no. 10, pp. 2825-2833, Oct. 2014.
- [44] C. A. M. Cruz, D. W. de Lima Monteiro, G. Sicard, A. K. P. Souza. "**Simple Technique to Reduce FPN in a linear-logarithm APS**", International Image Sensor Workshop 2013, 2013, Snowbird. Proceedings of the International Image Sensor Workshop 2013, 2013. v. 1. p. 141-144.
- [45] P.F.L. Retes, F.S. Torres, D.W.L. Monteiro, "**Evaluation of the full operational cycle of a CMOS transfer-gated photodiode active pixel**", Microelectronics Journal, vol. 42, 2011.
- [46] E.R. Fossum, "**CMOS Image Sensors: Electronic Camera-On-A-Chip**", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 44, n°. 10, October 1997.
- [47] M. Bigas, E. Cabruja, J. Forest, J. Salvi, "**Review of CMOS image sensors**", Microelectronics Journal 37, 2006.
- [48] A. Godbeer, "**Investigation of 4T CMOS image sensor design and the effects of radiation damage**", MPhys Dissertation, Department of Physics, University of Surrey, United Kingdom, 2010.
- [49] Adão M. M. Chmielewski; "**Análise e projeto de um sensor de imagem em 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS para compressão de dados no plano focal de câmeras digitais**", Dissertação de mestrado, COPPE/ UFRJ, 2009.
- [50] Marcel S. Claro; "**Determinação da corrente de escuro em fotodetectores de radiação infravermelha baseados em poços quânticos (QWIPS)**", Dissertação de mestrado, USP, 2012.
- [51] Boyd Fowler, Janusz Balicki, Dana How, Michael Godfrey; "**Low FPN High Gain Capacitive Transimpedance Amplifier for Low Noise CMOS Image Sensors**", Sensors and Camera Systems for Scientific, Industrial, and Digital Photography Applications II, SPIE, 2001.
- [52] Marcio M. Mello, "**Protótipo opto-eletrônico para uso em display de medidas de óculos solares**", trabalho de conclusão de curso, USP- 2011.
- [53] A. R. Z. Nascimento, J. C. J. de Almeida, E. C. Ferreira, O. V. A. Filho, A. L. P. Mattei; "**Circuitos amplificadores de transimpedância integrados a fotodiodos**", Revista Científica Periódica- Telecomunicações, vol. 2, n° 2, 1999.

- [54] Hamamatsu- **Image Sensors-** Handbook, cap. 5. Disponível em: <[http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/e05\\_handbook\\_image\\_sensors.pdf](http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/e05_handbook_image_sensors.pdf)>. Acesso em: 25 mar. 2016.
- [55] Seok-Hee Hwang; “**CMOS Image Sensor: current status and future perspectives of CMOS Image Sensor**”, Samsung Electronics, 2012.
- [56] Luciana P. Salles, Pedro V. F. do Rosario, Artur S. B. de Mello, Davies W. de Lima Monteiro; “**CMOS Integrated Active-Pixel Sensor in Cryogenic Temperature**”, IEEE, 2014.
- [57] Lidiane C. Costa, Artur S. B. de Mello, Luciana P. Salles, Davies W. de Lima Monteiro; “**Comparative Analysis of 350nm CMOS Active Pixel Sensor Electronics**”, SBMicro, 2015.
- [58] Pedro V. F. do Rosario, Mariana V. Goulart, Bruno H. S. Guimaraes, Luciana P. Salles, Davies W. de Lima Monteiro; “**CMOS Transfer-Gated Active Pixel with a Resistive Transducer Element**”, IEEE, 2013.
- [59] **0.35µm CMOS C35 Process Parameters**, ENG-182, Rev. 6.0, Austria Microsystems, 2008.
- [60] PC5-6 TO Datasheet. Disponível em: <[http://www.mouser.com/ds/2/313/PC5-6\\_TO\\_501214-586500.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/313/PC5-6_TO_501214-586500.pdf)>. Acesso em: 14 nov. 2015.
- [61] Édilla M. G. Fernandes; “Montagem Experimental para Caracterização de Câmeras Digitais”, Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFGM, 2011.
- [62] Faria L. A., Nohra L. F. M., Gomes N. A. S., Alves F. D. P.; “**A high-performance Test-Bed Dedicated for Responsivity Measurements of Infrared Photodetectors in a Wide Band of Low Temperatures**”, International Journal of Optoelectronic Engineering, 2012.
- [63] Earl Hergert, Slawomir Piatek; “**The WITSS\$ guide to selecting a photodetector**”, 2016. Disponível em: <[http://www.hamamatsu.com/us/en/community/optical\\_sensors/all\\_sensors/wits/index.html?utm\\_source=hc&utm\\_medium=email&utm\\_campaign=hc-enews&cm\\_mid=5493616&cm\\_crmid=f5e3ef86-8f2f-e311-a341-005056a6259e&cm\\_medium=email](http://www.hamamatsu.com/us/en/community/optical_sensors/all_sensors/wits/index.html?utm_source=hc&utm_medium=email&utm_campaign=hc-enews&cm_mid=5493616&cm_crmid=f5e3ef86-8f2f-e311-a341-005056a6259e&cm_medium=email)> Acesso em: 18 mar 2016.
- [64] Datasheet B1505. “**Keysight Technologies B1505A Power Device Analyzer/ Curve Tracer**”. Disponível em: <<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-3853EN.pdf?id=784455>>. Acesso em 15 fev. 2016.



- [65] Manual de usuário B1505A. “**Keysight Technologies B1505A- Power Device Analyzer/Curve Tracer**”. Disponível em: <<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/B1505-90000.pdf?id=1355658>>. Acesso em: 15 fev. 2016.
- [66] Esferas de integração. Disponível em: <[http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?ObjectGroup\\_ID=1658&pn=IS200](http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?ObjectGroup_ID=1658&pn=IS200)> Acesso em: 22 fev.2016.
- [67] Sensor Hamamatsu. Disponível em: < [http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10121-128q-01\\_etc\\_kmpd1162e.pdf](http://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10121-128q-01_etc_kmpd1162e.pdf)> . Acesso em: 24/03/2016.