

DM

Caracterização de Sensor de Imagem CMOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

José Pedro Sousa Nunes

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

março | 2021

Caracterização de Sensor de Imagem CMOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

José Pedro Sousa Nunes

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

Luís Armando de Aguiar Oliveira Gomes

CO-ORIENTAÇÃO

Pedro Nuno Teixeira dos Santos

Resumo

A constante evolução da tecnologia possibilitou a utilização de sensores de imagem, cada vez mais pequenos, nas mais variadas áreas, desde os *smartphones* até à análise e seleção dos mais diferentes objetos na indústria.

A criação de um sensor de imagem CMOS inclui duas fases fundamentais, o design e a sua caracterização. Os sensores são desenhados para corresponderem a um certo tipo de características, desejadas por um cliente ou derivadas das necessidades atuais da indústria. A caracterização é o processo de confirmação que todas as características estão de acordo com o pretendido. Assim, o processo de caracterização toma um papel de extrema importância, pois deverá ser o mais precisa possível, e deve ser realizada através de um procedimento *standard* para caracterizar o sensor de imagem.

Neste trabalho, são descritos e calculados os parâmetros definidos pelo *standard* EMVA 1288, necessários à caracterização de um sensor de imagem.

Assim, realizou-se tanto a caracterização do ADC como da luz utilizada, e para o sensor de imagem ORION 2K, realizaram-se as medições necessárias para a sua caracterização, nomeadamente medições com diferentes intensidades de luz, em condições de total ausência de luz e também para diferentes tempos de exposição. Esse sensor foi analisado nas suas duas configurações possíveis, com pixéis pequenos e com pixéis grandes.

Foi possível chegar-se a todos os valores dos parâmetros definidos pelo *standard* EMVA 1288, tal como era como pretendido.

Para a realização deste trabalho utilizaram-se as instalações da empresa ams Portugal, situadas no Funchal. A empresa disponibilizou também todo o material necessário para se proceder à caracterização do sensor de imagem ORION 2K e também algum *software* proprietário necessário para este trabalho.

Palavras-chave: sensor de imagem, CMOS, caracterização, EMVA 1288, luz, ams Portugal, ORION 2K.

Abstract

The constant evolution of technology has made it possible to use smaller image sensors in the most varied areas, from smartphones to the analysis and selection of different industrial objects.

The project of a CMOS image sensor includes two fundamental phases: the design and the characterization of the device. Sensors are designed to match a particular set of characteristics, chosen by a client or based on current industrial needs. The characterization is the process that confirms if all characteristics are in agreement with the intended objectives. Thus, the characterization process plays a significant role, as it must be as accurate as possible, requiring a standard procedure for the characterization of the image sensor.

In this work, we have explored and calculated the parameters needed for the complete characterization of an image sensor using the standard EMVA 1288.

Thus, both the ADC and light source characterization were performed, and all the necessary measurements were made for the characterization of the ORION 2K sensor, namely measurements with different light intensities, in total absence of light and also for different exposure times. This sensor was analysed in both possible configurations: with a small and with a large pixel.

It was possible to determine all the values of the parameters defined by the EMVA 1288 standard, as it was intended.

For this work, we used the facilities of ams Portugal, located in Funchal. The company provided all the necessary material to proceed with the ORION 2K image sensor characterization and also provided the required proprietary software, needed for this work.

Keywords: image sensor, CMOS, characterization, EMVA 1288, light, ams Portugal, ORION 2K

Agradecimentos

Com a conclusão deste trabalho, finalizo também mais uma grande etapa na minha vida. Sem dúvida, não teria conseguido terminar este ciclo sem o apoio de várias pessoas que quero agradecer.

Ao meu orientador, o Professor Luís Gomes, por todo o apoio, disponibilidade, motivação e conhecimentos transmitidos.

Ao meu coorientador, Eng. Pedro Santos, por todo o apoio, tempo dedicado à minha orientação, motivação e paciência.

A toda a equipa da ams Portugal por todo o acompanhamento e por nunca terem posto qualquer entrave à minha permanência na empresa.

À minha família, em especial aos meus queridos pais, por todo o suporte e apoio incondicional durante toda a minha vida académica.

Aos meus colegas de curso, Sérgio Rodrigues, Rodrigo Teixeira, Iúri Viveiros, Rafael Velosa, Dino Vasconcelos, Duarte Alves, Rui Martins, David Inácio e todos os restantes colegas pelos bons momentos.

Aos meus amigos, Natércia Sousa, Ana Caraban, Tatiana Moreira, Marina Sousa, Everaldo Faria, Cristiano Sousa, Nádía Alves, João Sousa e Gonçalo Camacho pela amizade e pelo apoio nos momentos mais difíceis.

Lista de Abreviaturas

ADC – *Analog-to-Digital Converter*
APS – *Active Pixel Sensor*
AST – *Absolute Sensitive Threshold*
CCD – *Charged-Coupled Device*
CDS – *Correlated Double Sampling*
CIS – *CMOS Image Sensor*
CMOS – *Complementary Metal-Oxide Semiconductor*
CVC – *Charge to Voltage Converter*
DDS – *Delta Double Sampling*
DNL – *Differential Non-Linearity*
DR – *Dynamic Range*
EMVA – *European Machine Vision Association*
FD – *Floating Diffusion*
FPGA – *Field-Programmable Gate Array*
FPN – *Fixed Pattern Noise*
FSD – *Full Scale Deviation*
FWC – *Full-Well Capacity*
HDR – *High Dynamic Range*
INL – *Integral Non-Linearity*
LSB – *Least Significant Bit*
NIR – *Near-Infrared*
PGM – *Portable Gray Map*
PPD – *Pinned Photodiode*
PPS – *Passive Pixel Sensor*
PRC – *Photon Response Curve*
PTC – *Photon Transfer Curve*
QE – *Quantum Efficiency*
RGB – *Red, Green and Blue*
S/H – *Sample and Hold*
SFA – *Source Follower Amplifier*

SFT – *Source Follower Transistor*

SNR – *Signal-to-Noise Ratio*

Lista de Símbolos

n_q – Número total de fótons incidentes

μ_p – Número médio de fótons incidentes

σ_p^2 – Variância do número de fótons incidentes

d – Distância do sensor à fonte de luz

D – Diâmetro da fonte de luz

$f_{\#}$ – *f number*

η – *Quantum efficiency*

μ_e – Número médio de elétrons

I_{ph} – Fotocorrente

P – Potência ótica

q – Carga do elétron

λ – Comprimento de onda

h – Constante de Planck

c – Velocidade da luz

$\mu_{p.sat}$ – Número médio de fótons quando o sensor entra em saturação

$\mu_{p.min}$ – Valor mínimo de fótons que o pixel consegue detetar / AST

N_{sat} – Capacidade total do *full-well*

n_{read} – Valor do ruído de leitura

T_f – Tempo de *frame*

T_{read} – Tempo de leitura

T_s – Tempo de integração

$T_{s,min}$ – Tempo mínimo de integração

N_{sig} – Sinal de entrada

n – Valor do ruído

C_{in} – Capacidade do fotodíodo

G_{SF} – Ganho do bloco seguidor da fonte

I_{PD} – Corrente fotoelétrica

Q_{PD} – Carga gerada no fotodíodo

C_r – Capacidade de *feedback*

k – Constante de Boltzmann
 T – Temperatura
 R – Valor da resistência
 f – Frequência
 N_{dark} – *Dark current*
 Q_{dark} – Cargas gerados em *dark*
 I_{dark} – Corrente em *dark*
 t_{INT} – Tempo de integração
 μ_y – Médias das imagens
 y^x – Valor da imagem x
 $\mu_{y.dark}$ – Valor médio das imagens em *dark*
 $\mu_{y.50}$ – Valor médio das imagens a 50% de saturação
 σ_y^2 – Variância temporal
 K – *Conversion Gain*
 A – Área do pixel
 t_{exp} – Tempo de exposição
 E – Valor da intensidade luminosa
 R – Responsividade
 $\mu_{e.sat}$ – *Saturation capacity*
 $\sigma_{y.dark}$ – *Ruído temporal em dark*
 $\sigma_{y.dark}^2$ – Variância temporal em *dark*
 $s_{y.50}^2$ – Variância espacial a 50% de saturação
 $s_{y.dark}^2$ – Variância espacial em *dark*
 δ_y – Desviância relativa
 $y[i]$ – Número de fótons
 $H[i]$ – Valores das médias das imagens
 T_{ref} – Temperatura de referência
 $N_{d.ref}$ – *Dark current* de referência
 k_d – *Doubling temperature*

Índice

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	v
Lista de Abreviaturas	vii
Lista de Símbolos	ix
Índice de Figuras	xiii
Índice de Tabelas	xvii
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 – Motivação	1
1.2 – Objetivos	1
1.3 – Organização de Conteúdos	1
Capítulo 2 – Revisão da Literatura	3
2.1 – Sensores de Imagem	3
2.1.1 – Sensores CCD	5
2.1.2 – Sensores CMOS	6
2.2 – Sensores de Linha	16
2.2.1 – Captura de Imagem	18
2.2.2 – <i>Global Shutter</i> e <i>Rolling Shutter</i>	19
2.2.3 – Charge to Voltage Converter	21
2.2.4 – Correlated Double Sampling	22
2.3 – ADC em Rampa	24
2.4 – Conclusões	25
Capítulo 3 – Caracterização de um Sensor de Imagem CMOS	27
3.1 – <i>European Machine Vision Association</i>	27
3.1.1 – <i>Standard EMVA 1288</i>	27
3.1.1.1 – <i>Setup</i> de Medição	29
3.1.1.2 – Eficiência Quântica	30
3.1.1.3 – Resposta Espectral	31
3.1.1.4 – <i>Dynamic Range</i>	31
3.1.1.5 – Relação Sinal-Ruído	33
3.1.1.6 – Capacidade do <i>Full-Well</i> e Ganho de Conversão	34
3.1.1.7 – <i>Photon Transfer Curve</i> e <i>Photon Response Curve</i>	35
3.2 – Ruído	36

3.2.1 – <i>Temporal Noise</i>	37
3.2.1.1 – <i>Thermal Noise</i>	37
3.2.1.2 – <i>kTC Noise</i>	38
3.2.1.3 – <i>1/f Noise</i>	39
3.2.1.4 – <i>Read Noise</i>	40
3.2.1.5 – <i>Photon Shot Noise</i>	40
3.2.2 – <i>Spatial Noise</i>	41
3.2.2.1 – <i>Dark Signal Non-Uniformity</i>	41
3.2.2.2 – <i>Photo Response Non-Uniformity</i>	41
3.2.3 – <i>Dark Current</i>	42
3.3 – <i>Conclusões</i>	43
Capítulo 4 – Sensor de Imagem ORION	45
4.1 – ORION 2K.....	45
4.2 – <i>Conclusões</i>	51
Capítulo 5 – Parte Experimental	53
5.1 – <i>Caracterização da Fonte Luminosa</i>	53
5.1.1 – <i>Estabilidade Temporal e Térmica</i>	53
5.1.2 – <i>Uniformidade</i>	56
5.2 – <i>Caracterização do ADC</i>	57
5.3 – <i>Caracterização do Sensor ORION 2K</i>	60
5.3.1 – <i>Programa Desenvolvido para a Caracterização</i>	60
5.3.2 – <i>Procedimentos e Resultados</i>	66
5.3.2.1 – <i>Eficiência Quântica</i>	68
5.3.2.2 – <i>Ruído e Não Linearidades</i>	71
5.3.2.3 – <i>Relação Sinal-Ruído</i>	72
5.3.2.4 – <i>Linearidade</i>	73
5.3.2.5 – <i>Dark Current</i>	75
5.3.2.6 – <i>Pixel Grande</i>	77
5.3.2.7 – <i>QE - Pixel Pequeno VS Pixel Grande</i>	83
5.3.3 – <i>Técnicas de Multi-Sampling</i>	86
5.4 – <i>Conclusões</i>	89
Capítulo 6 – Conclusões	91
6.1 – <i>Conclusões Gerais</i>	91
6.2 – <i>Trabalhos Futuros</i>	93
Referências	95

Índice de Figuras

Figura 2-1 – Diferentes tipos de sensores de imagem: a) Sensor de área CMV 20MP (ams) e b) Sensor de linha ORION 2K (ams) [3].	3
Figura 2-2 – Comparação entre um sensor de imagem com pixéis monocromáticos e pixéis RGB [4].	4
Figura 2-3 – Arquitetura de um sensor CCD [9].	5
Figura 2-4 – Imagem capturada com sensor de imagem CCD. Apresentação de <i>smearing</i> e <i>blooming</i> [10].	6
Figura 2-5 – Diagrama de um sensor de imagem CMOS de 3 por 3 pixéis [5].	7
Figura 2-6 – Comparação entre tecnologia CCD e CMOS [12].	7
Figura 2-7 – Esquemático de um <i>Passive Pixel Sensor</i> (PPS) [15].	8
Figura 2-8 – Arquitetura geral de um CIS 3T-APS ou 4T-APS [14].	9
Figura 2-9 – Fotodetector com junção <i>p-n</i> .	9
Figura 2-10 – Fotodetector com junção <i>p-n</i> com região de depleção [20].	10
Figura 2-11 – Sentido da corrente no fotodíodo [20].	11
Figura 2-12 – Arquitetura do 3T-APS [5].	12
Figura 2-13 – Estrutura de um <i>pinned photodiode</i> PPD [25].	13
Figura 2-14 – Diagrama da estrutura do pixel na arquitetura 4T-APS: (a) corte transversal; (b) diagrama das distribuições de carga nos vários estágios da operação de leitura [5].	15
Figura 2-15 – Aplicações possíveis para utilização de um sensor de linha [31].	17
Figura 2-16 – Diagrama de blocos de um pixel de um sensor de linha [32].	17
Figura 2-17 – Princípio de captura de uma imagem num sensor de linha [33].	18
Figura 2-18 – Imagens capturadas com 2 diferentes tipos de sensor. a) sensor de área e b) sensor de linha [33].	18
Figura 2-19 – Exemplo de uma imagem capturada com um sensor de imagem com <i>Rolling Shutter</i> e <i>Global Shutter</i> e respetivos diagramas temporais [34].	20
Figura 2-20 – Amplificador de transimpedância capacitiva [37].	21
Figura 2-21 – Tensão de saída esperada para duas intensidades luminosas diferentes [37] [38].	21
Figura 2-22 – CVC do sensor de imagem ORION 2K.	22
Figura 2-23 – Esquemático do circuito de <i>correlated double sampling</i> [39].	23
Figura 2-24 – ADC com comportamento ideal [41].	24
Figura 2-25 – ADC com INL e DNL [41].	25
Figura 3-1 – Modelo matemático de um pixel [48].	28
Figura 3-2 – Demonstração de um <i>setup</i> de medição [48].	29
Figura 3-3 – <i>Dynamic range</i> numa situação real [54].	33
Figura 3-4 – Exemplo de uma curva PTC com a regressão linear dos valores entre 0 e 70% de saturação.	35
Figura 3-5 – Exemplo de uma PRC com a regressão linear dos valores entre 5 e 95% de saturação.	36
Figura 3-6 – Arquitetura 4T-APS de um pixel PPD e principais fontes de ruído [59].	37
Figura 3-7 – Ruído de <i>Reset</i> : (a) circuito equivalente, (b) impulso de <i>reset</i> , (c) potencial no nó A num caso ideal, (d) potencial no nó A num caso real [5].	38
Figura 3-8 – Exemplo do espectro da potência de ruído num MOSFET [5].	39

Figura 3-9 – Geração das diferentes componentes da <i>dark current</i> num pixel de junção p-n [66].....	43
Figura 4-1 – Sensor de imagem ORION 2K.	45
Figura 4-2 – Organização dos pixéis do sensor [69].	46
Figura 4-3 – Pixéis tapados, imagem com zoom de 300x.	46
Figura 4-4 – Linhas de pixéis do sensor, imagem com zoom de 700x.....	47
Figura 4-5 – Diagrama temporal do sensor de imagem ORION 2K.	47
Figura 4-6 – Sequência de instruções gerais do ORION [69].	48
Figura 4-7 – Kit de avaliação com sensor de imagem: (a) necessária ao auxílio do funcionamento do sensor; (b) FPGA.	48
Figura 4-8 – <i>Software</i> utilizado para ver imagens do sensor em tempo real.	49
Figura 4-9 – Exemplo de uma imagem capturada.	49
Figura 4-10 – Controlo dos registos do sensor.	50
Figura 4-11 – Demonstração dos dois segmentos. (a) Luz ambiente; (b) Saturação do sensor.	51
Figura 5-1 – <i>Setup</i> necessário para a caracterização do sensor de imagem.	54
Figura 5-2 – Medidor de potência ótica utilizado para as medições [70].....	54
Figura 5-3 – Estabilidade térmica da fonte de luz ao longo de uma hora.	55
Figura 5-4 – Estabilidade da irradiância ao longo de uma hora.	55
Figura 5-5 – Uniformidade espacial da fonte luminosa.	56
Figura 5-6 – Alinhamento correto do sensor para a sua caracterização.	57
Figura 5-7 – <i>Setup</i> necessário para a caracterização do ADC.....	57
Figura 5-8 – Medição dos valores do ADC e respetivo ajuste linear.	58
Figura 5-9 – Diferença entre os valores experimentais e o respetivo ajuste.	59
Figura 5-10 – Fluxograma do geral do funcionamento do código.	60
Figura 5-11 – Fluxograma da função que faz a leitura dos valores das imagens.	61
Figura 5-12 – Fluxograma da função que calcula a média das colunas da imagem.	62
Figura 5-13 – Fluxograma da função que faz a média das 20 imagens.....	62
Figura 5-14 – Fluxograma da função que calcula a variância.	63
Figura 5-15 – Fluxograma da função que calcula o número de fótons.....	64
Figura 5-16 – Fluxograma da função que calcula a SNR.....	65
Figura 5-17 – Fluxograma da função que calcula a linearidade.	65
Figura 5-18 – Fluxograma do programa para o cálculo da <i>dark current</i>	66
Figura 5-19 – Esquemático do <i>setup</i> para a captura das imagens.	67
Figura 5-20 – <i>Photon Transfer Curve</i>	69
Figura 5-21 – <i>Photon Response Curve</i>	70
Figura 5-22 – Curva da relação sinal-ruído.	73
Figura 5-23 – Linearidade.	74
Figura 5-24 – Comportamento das médias das imagens em <i>dark</i> com o aumento do tempo de exposição.	75
Figura 5-25 – Comportamento das médias das imagens em <i>dark</i> com o aumento do tempo de exposição e da temperatura.	76
Figura 5-26 – Comportamento da <i>dark current</i> para diferentes temperaturas.	77
Figura 5-27 – <i>Photon Transfer Curve</i> para o pixel grande.....	78
Figura 5-28 – <i>Photon Response Curve</i> para o pixel grande.	79
Figura 5-29 – Curva da relação sinal-ruído.	79
Figura 5-30 – Linearidade.	80

Figura 5-31 – Comportamento das médias das imagens em <i>dark</i> com o aumento do tempo de exposição.	81
Figura 5-32 – Comportamento das médias das imagens em <i>dark</i> com o aumento do tempo de exposição e da temperatura.	82
Figura 5-33 - Comportamento da <i>dark current</i> para diferentes temperaturas.	83
Figura 5-34 – Fonte de luz utilizada para a análise das diferentes QE.	84
Figura 5-35 – Eficiência quântica para os diferentes comprimentos de onda, para o pixel grande (BP) e pequeno (SP).	85
Figura 5-36 – Resposta espectral para os diferentes comprimentos de onda, para o pixel grande (BP) e pequeno (SP).	86
Figura 5-37 – Diagrama temporal para a técnica de <i>dual-sampling</i> no ORION 2K.	87
Figura 5-38 – Diagrama temporal para a técnica de <i>multi-sampling</i> no ORION 2K.	87

Índice de Tabelas

Tabela 5-1 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel pequeno.....	74
Tabela 5-2 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel grande.....	80
Tabela 5-3 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel pequeno com técnicas de <i>multi-sampling</i>	88
Tabela 5-4 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel grande com técnicas de <i>multi-sampling</i>	88

Capítulo 1 – Introdução

Neste capítulo são apresentadas as razões que motivaram a realização deste trabalho de caracterização de um sensor de imagem CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*). Também são definidos os objetivos e é apresentado um resumo sobre o conteúdo de cada um dos capítulos que compõem este documento.

1.1 – Motivação

Procedimentos de medição padrão e precisos são essenciais para o design de um sensor de imagem bem-sucedido. A caracterização de qualquer sistema opto-elétrico é crucial e deve ser precisa e exata. Com a tecnologia em constante evolução, muitos avanços e melhorias técnicas foram relatados na literatura relativamente a sensores de imagem CMOS, pelo que se torna um desafio determinar com precisão os parâmetros de desempenho. Percebe-se assim que é importante a utilização de um procedimento *standard* para caracterizar o sensor de imagem.

Neste trabalho pretende-se caracterizar um sensor de imagem já desenvolvido, segundo os parâmetros descritos no *standard* EMVA 1288, sendo este o padrão utilizado para a caracterização de sensores de imagem.

1.2 – Objetivos

Este trabalho tem como principais objetivos:

- Rever a literatura sobre sensores de imagem CCD e CMOS, analisar as suas diferenças e perceber de que forma um sensor de imagem funciona;
- Caracterizar uma fonte de luz LED;
- Caracterizar um ADC;
- Medir os parâmetros fundamentais na caracterização de um sensor, que incluem a eficiência quântica (QE) e a responsividade, o ruído, as não uniformidades, a *dark current*, a linearidade, a capacidade do *full-well* e o ganho de conversão do sensor de imagem CMOS;
- Realização de um programa para automatizar o processo de caracterização.

1.3 – Organização de Conteúdos

Este documento está organizado em 6 capítulos, estando estruturado da seguinte forma:

Capítulo 1 – Introdução: Neste primeiro capítulo é apresentada a motivação e os objetivos para a realização deste trabalho, bem como de que forma este documento está organizado.

Capítulo 2 – Revisão da Literatura: Neste capítulo faz-se a revisão da literatura necessária para a elaboração deste trabalho. Mostra-se a diferença entre um sensor de imagem CCD e CMOS, e também as diferentes arquiteturas que estes podem ter. Depois mostra-se o que é um sensor de linha e de que forma a imagem é capturada neste tipo de sensor. Posteriormente introduzem-se os blocos fundamentais para o funcionamento de qualquer sensor de imagem, finalizando com a explicação da ADC.

Capítulo 3 – Caracterização de um Sensor de Imagem CMOS: Mostra-se neste capítulo de que forma a caracterização de um sensor de imagem deve ser feita segundo a norma EMVA 1288, os parâmetros que devem ser caracterizados, e finalmente explicam-se as diferentes componentes de ruído que influenciam a qualidade de imagem e de que forma devem ser caracterizadas.

Capítulo 4 – Sensor de Imagem ORION: Neste capítulo apresenta-se o sensor de imagem utilizado para este trabalho e é descrito o seu funcionamento.

Capítulo 5 – Parte Experimental: Neste capítulo aplica-se a normal EMVA 1288 ao sensor ORION, calculam-se os parâmetros necessários à caracterização desse sensor de imagem e faz-se a análise dos respetivos resultados. Também se aplicam dois mecanismos de *multi-sampling*.

Capítulo 6 – Conclusões: São mostradas as conclusões deste trabalho e sugeridos trabalhos futuros.

Capítulo 2 – Revisão da Literatura

Para uma melhor percepção do trabalho é importante definir o que são sensores de imagem, quais as tecnologias que existem e as suas aplicações, tendo em conta as vantagens e desvantagens das diferentes tecnologias existentes. Para além disso, serão abordados os vários blocos que constituem um sensor de imagem, sendo explicada a função que cada um deles desempenha na conversão da luz num código digital, sem esquecer a questão do ruído.

2.1 – Sensores de Imagem

Um sensor de imagem é essencialmente um conversor de fótons (luz) num sinal elétrico, que posteriormente é interpretado por um outro dispositivo que converte o sinal elétrico num *digital number* (DN) [1].

Este tipo de sensor está presente nos mais diversos equipamentos que trabalham com imagens, como por exemplo as câmaras fotográficas, material médico de diagnóstico, sistemas de medição de distância e/ou temperatura e até nos *smartphones* [2].

Tipicamente, os sensores utilizados nas aplicações anteriormente mencionadas são os sensores de área, normalmente de forma quadrada ou retangular e podem ser constituídos desde algumas dezenas até centenas de megapixéis, tal como se representa na Figura 2-1 a) [2].

Mas existe um outro tipo de sensor de imagem que está mais associado à indústria, pois é mais eficaz para as linhas de inspeção de objetos, os sensores de linha, Figura 2-1 b). Um sensor de linha, tal como o próprio nome indica, é construído por apenas uma linha de pixéis e para construir uma imagem, é necessário que o objeto se mova sobre o sensor ou vice-versa [2]. Neste trabalho ir-se-á utilizar um sensor de linha, ORION 2K, desenvolvido pela empresa ams. Esse sensor será apresentado no ponto 4.1 deste trabalho.

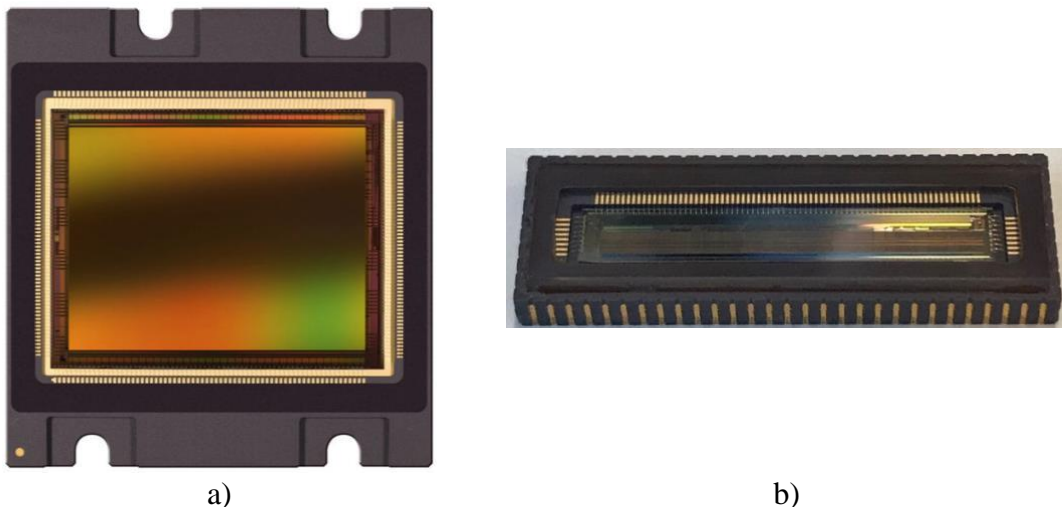


Figura 2-1 – Diferentes tipos de sensores de imagem: a) Sensor de área CMV 20MP (ams) e b) Sensor de linha ORION 2K (ams) [3].

Os sensores de imagem sensíveis à luz visível podem ser constituídos por pixéis monocromáticos (imagens a preto e branco) ou então conter pixéis sensíveis às três cores primárias: vermelho, verde e azul (*Red, Green and Blue – RGB*). A Figura 2-2 mostra a diferença entre estes dois tipos de sensor.

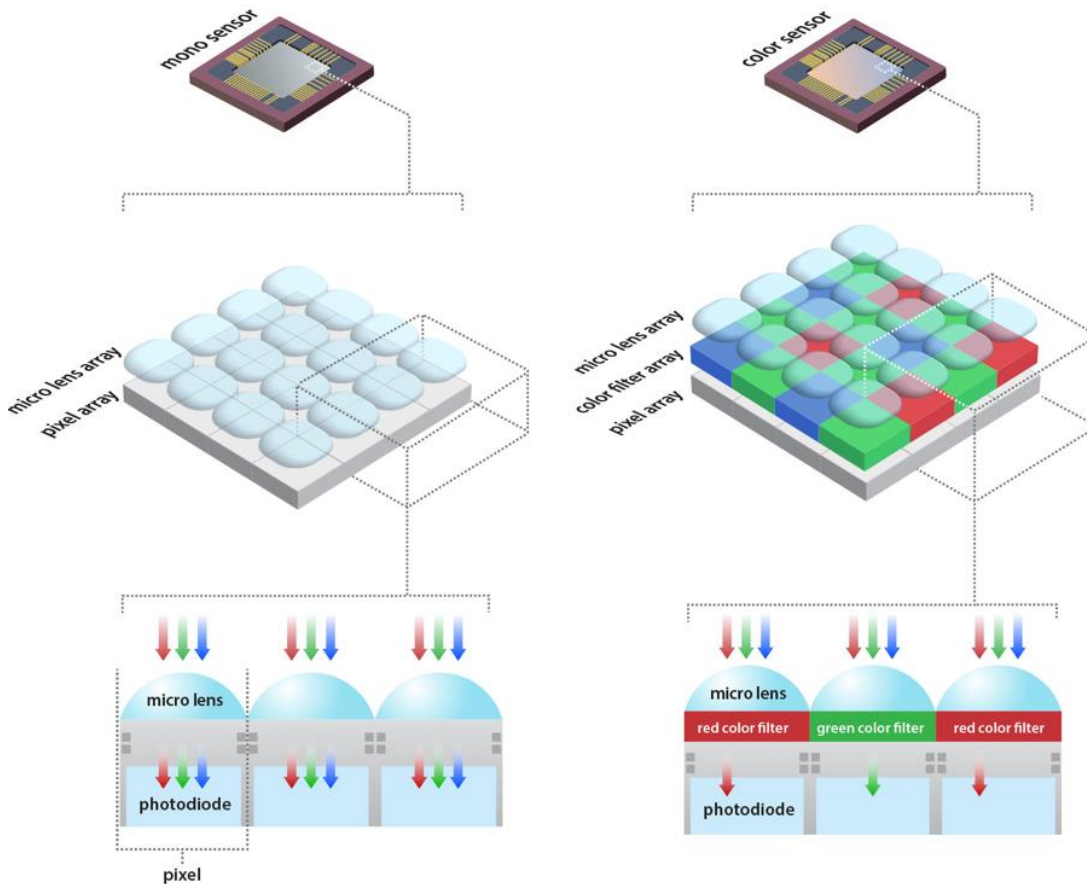


Figura 2-2 – Comparação entre um sensor de imagem com pixéis monocromáticos e pixéis RGB [4].

No caso dos pixéis monocromáticos, imagem da esquerda, a luz incide no pixel e dá-se o processo de conversão da luz que será posteriormente interpretada pelo sensor (e descrito em detalhe mais à frente neste trabalho). Já o sensor com pixéis RGB, imagem direita, tem um filtro de cores, que apenas deixa passar o comprimento de onda (cor) respetivo ao pixel de interesse. Assim, esse pixel apenas converte a luz desse comprimento de onda [4].

A primeira tecnologia de sensores de imagem a ser desenvolvida foi a dos *Charged-Coupled Devices* (CCD), desenvolvidos nos *Bell Telephone Laboratories* em 1970 [5]. Foram sensores deste tipo que foram utilizados nas primeiras câmaras digitais. Com o avanço da investigação nesta área, nomeadamente por universidades da Escócia, Suécia e Israel, no início de 1990 surgiram os primeiros sensores *Complementary Metal-Oxide Semiconductor* (CMOS), que vieram revolucionar a indústria [6].

Ambas as tecnologias utilizam fotodíodos, ou portas, em silício, que convertem fótons em cargas elétricas. A principal diferença entre as duas tecnologias é que é possível integrar várias funções dentro de um sensor CMOS, até mesmo em cada pixel, reduzindo assim a quantidade de circuitos externos para processamento. Além disso, os sensores

CMOS podem ser lidos de forma não destrutiva e com capacidade de acesso aleatório aos pixels [6]. Refira-se que leitura não destrutiva significa que a exposição do sensor à luz acaba quando começa o *readout* dos dados, no entanto é possível continuar a exposição, pelo que é possível estar-se a fazer o *readout* dos valores enquanto os valores seguintes já estão a ser integrados [7].

Assim, os sensores CMOS não são apenas mais baratos, pois são mais fáceis de fabricar, mas têm também um menor consumo energético comparativamente aos sensores CCD, o que é importante para a sua utilização em aplicações que requerem baixos consumos, como os *smartphones* [8].

No entanto, em comparação com os sensores CCD, os sensores CMOS geralmente demonstram um *Dynamic Range* (DR) mais baixo (este parâmetro é descrito como sendo a razão entre o maior e menor valor de luz que o sensor consegue representar), maior ruído nas leituras e uma maior não uniformidade de resposta espacial [8].

Desta forma, é importante perceber qual a aplicação em que o sensor será inserido para se fazer uma melhor escolha, em função das suas características.

2.1.1 – Sensores CCD

A primeira tecnologia de sensores de imagem a ser desenvolvida foram os sensores CCD [1]. A Figura 2-3 representa a arquitetura de um sensor CCD.

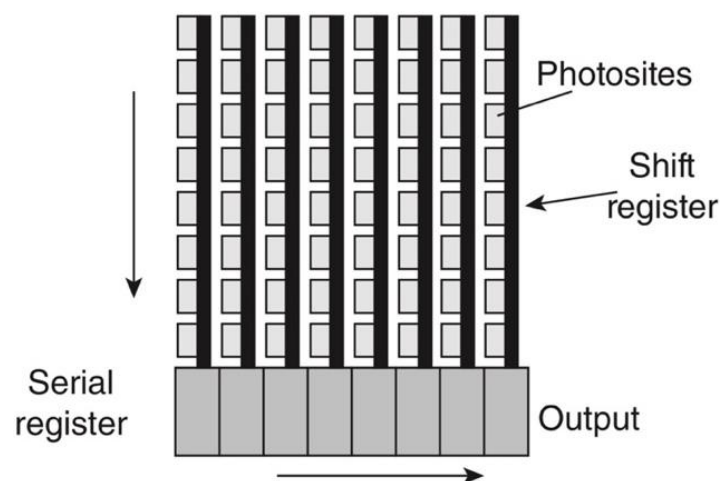


Figura 2-3 – Arquitetura de um sensor CCD [9].

Como mostrado na figura anterior, um sensor CCD consiste num ou mais *arrays* de pixels, que produzem cargas elétricas, sendo estas cargas armazenadas e transferidas através do comando do sinal de relógio. Estas cargas elétricas são constituídas pelos elétrons que são gerados através do efeito fotoelétrico graças à incidência de fótons no pixel, ou por um *dark signal* interno [9].

Este tipo de sensor possui um registo de deslocamento (*Shift Register*) ao longo de cada coluna de pixels, para possibilitar uma transferência rápida da informação dos

pixéis para o registo em série (*Serial Register*). Esta informação pode ser acedida enquanto o sensor se prepara para capturar uma outra imagem (novo *frame*) [9]. O registo em série agrega toda a informação de uma coluna e depois envia-a a um conversor ADC, para posterior processamento e representação da imagem capturada.

Devido ao seu funcionamento, o sensor de imagem CCD apresenta dois fenómenos característicos quando se captura uma imagem sob condições de grande intensidade de luz. O primeiro fenómeno é denominado de *blooming*, e ocorre quando o pixel excede a quantidade de luz que consegue converter e “transborda” a carga para os pixéis vizinhos [9].

O segundo fenómeno é o *smearing*. Este é caracterizado pela apresentação de riscas brancas verticais e ocorre quando a luz é tão intensa numa determinada zona do sensor, que a quantidade de carga recebida pelo *Serial Register* de uma determinada coluna é tão grande que no *output* essa infirmação é interpretada como a saturação de toda essa coluna [9].

A Figura 2-4 mostra estes dois fenómenos.

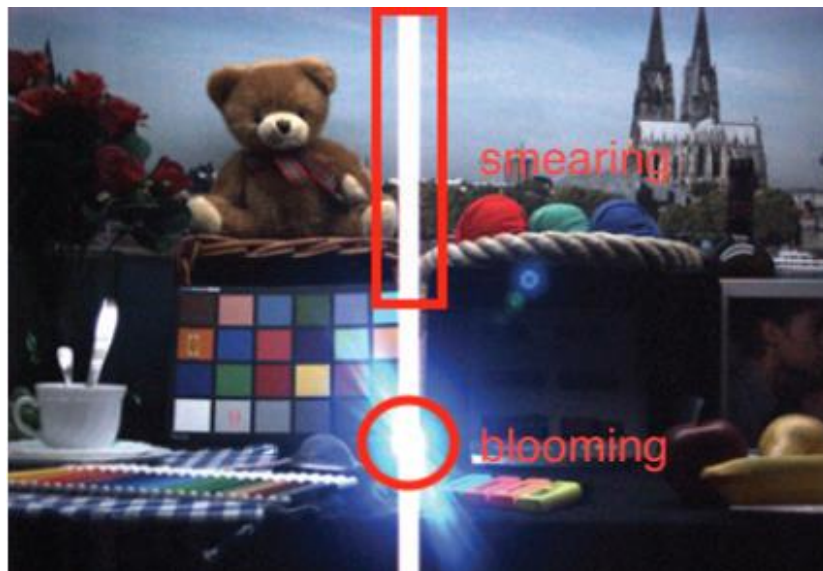


Figura 2-4 – Imagem capturada com sensor de imagem CCD. Apresentação de *smearing* e *blooming* [10].

2.1.2 – Sensores CMOS

Um sensor de imagem CMOS, por vezes designado CIS - *CMOS Image Sensor*, é um sensor do tipo de tecnologia CMOS que está dentro das mais diversas câmaras comerciais e consiste num circuito integrado para a captura de imagens. Um sensor pode ser composto por várias centenas ou milhares de pixéis e por sua vez, cada um desses pixéis é composto por um fotodetector, tipicamente um fotodíodo, e uma parte de eletrónica adjacente [11].

A Figura 2-5 mostra a arquitetura de um CIS de 3 por 3 pixeis e também toda a eletrónica presente no mesmo.

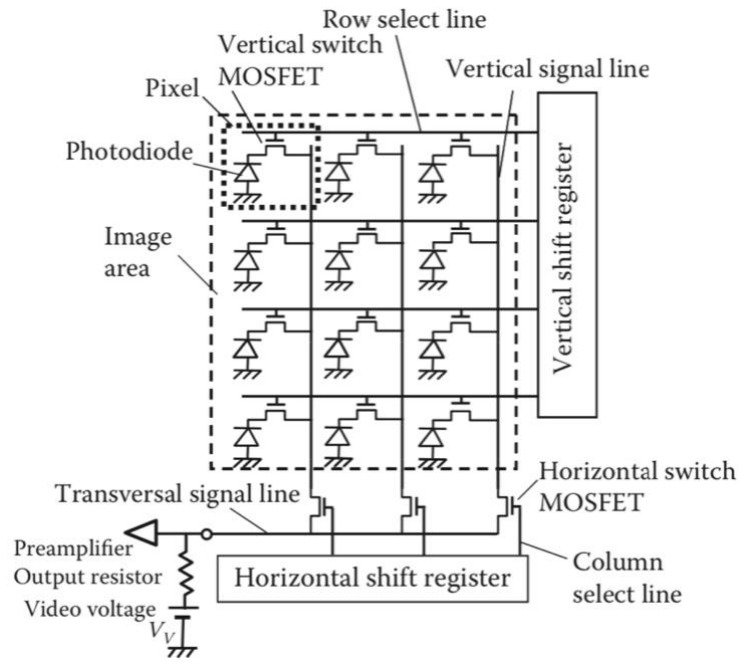


Figura 2-5 – Diagrama de um sensor de imagem CMOS de 3 por 3 pixels [5].

A captura de uma imagem é realizada quando a luz incide no fotodetector e faz acumular, em cada pixel, uma carga elétrica proporcional à quantidade de luz incidente. Por sua vez, a eletrônica adjacente do pixel, converte esta carga numa tensão, sem necessidade de recorrer à eletrônica fora do pixel, sendo esta a grande diferença em relação aos sensores CCD, como mostra a Figura 2-6 [11].

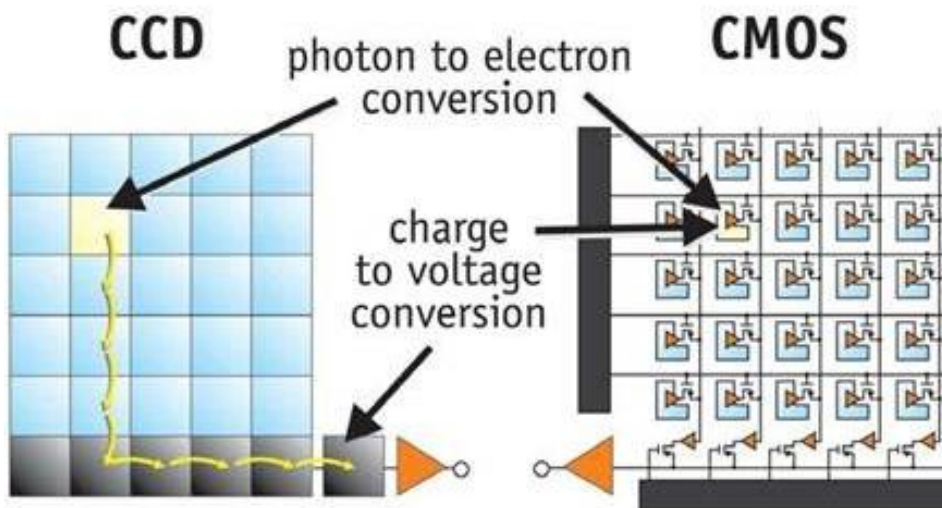


Figura 2-6 – Comparação entre tecnologia CCD e CMOS [12].

Dependendo da escolha do fabricante, ou da aplicação em que o sensor venha a ser inserido por parte do cliente, poderá haver andares de amplificação do sinal também dentro do pixel. No final, esta tensão será convertida para um valor em digital e posteriormente a representação do conjunto desses valores digitais resulta na imagem [11] [12].

Gane P. Weckler, em 1967, publicou um artigo em que propunha a operação de integração de carga numa junção $p-n$ sensível a fótons [13], sendo esta tecnologia utilizada até hoje nos CIS.

Até ao início da década de 90, a tecnologia *Passive Pixel Sensor* (PPS), representada na Figura 2-7, era a tecnologia de eleição para a construção dos sensores de imagem. Os componentes utilizados nessa época ainda eram muito grandes para que fosse possível ter mais do que um único transistor e três linhas de interconexão num só pixel PPS, sendo que esta limitação não permitiu aos CIS tornarem-se populares, e fez com que os CCD continuassem a dominar o mercado [14].

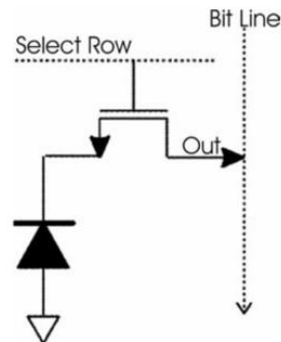


Figura 2-7 – Esquemático de um *Passive Pixel Sensor* (PPS) [15].

Como é possível observar na Figura 2-7, a composição de um PPS era bastante simples. Consistia num fotodetector e um transistor, que por sua vez fazia a ligação com o circuito de leitura. Apesar deste pixel ter um *fill factor* muito elevado, que corresponde à relação entre a área sensível à luz e a área total do pixel, tinha a desvantagem de sofrer de muito ruído causado pelas diferenças entre a capacidade elétrica do pixel e a capacidade elétrica do barramento do sinal (*Bit Line*) [15] [16].

Posteriormente a essa data, começaram a surgir os primeiros trabalhos para o desenvolvimento de uma nova tecnologia de sensores CIS, a tecnologia *Active Pixel Sensor* (APS). Esta tecnologia integrava em cada pixel um amplificador ligado diretamente ao fotodíodo e três transístores para as funções de *readout*, seleção e *reset* [14] [17].

Esta inovação na arquitetura do pixel, fez com que se conseguisse integrar num único *chip*, um *timer*, capacidade de controlo e velocidade no acesso aos pixéis, reduzir ruídos como o $1/f$ e *Fixed Pattern Noise* (FPN) através da implementação do circuito de *Correlated Double Sampling* (CDS) e assim aumentar a relação sinal-ruído [14] [17].

No entanto, é importante referir que um CIS ideal deverá ter uma eficiência quântica de 100%, o mínimo de ruído possível, um comportamento linear, e uma elevada taxa de captura de *frames* [18]. Estas diferentes formas de ruído, o circuito CDS e também os parâmetros como a eficiência quântica, serão abordados detalhadamente nos pontos 2.2.4, 3.1.1 e 3.2 deste trabalho.

Como já foi mencionado anteriormente, os primeiros CIS eram construídos com uma arquitetura PPS, visto que à época os componentes ainda eram muito grandes,

tornando a tecnologia CMOS pouco atrativa para o mercado. Com as melhorias no processo de fabrico, e o aparecimento dos primeiros dispositivos APS, conseguiu-se inserir mais transístores nos pixéis, tornando assim as leituras dos pixéis mais rápidas e mais imunes ao ruído existente nos dispositivos PPS [14].

Nos dispositivos APS são utilizadas essencialmente dois tipos de arquiteturas: a primeira é a 3T-APS (*Active Pixel Sensor* com três transístores), representada na Figura 2-8 esquema superior, e a segunda a 4T-APS (APS com quatro transístores), representada na Figura 2-8 esquema inferior. Apesar das designações parecerem indicar que a diferença entre as duas arquiteturas não é apenas no número de transístores, na verdade as mudanças ocorrem também a nível do fotodetector.

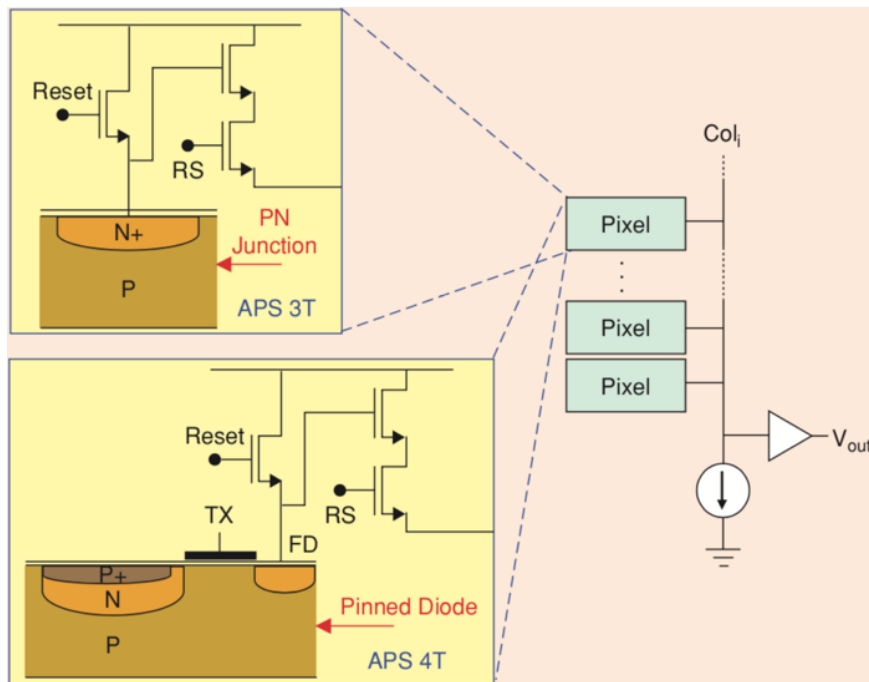


Figura 2-8 – Arquitetura geral de um CIS 3T-APS ou 4T-APS [14].

O fotodíodo utilizado na configuração 3T-APS é um fotodetector de junção pn , sendo que este possui a estrutura mais básica de um fotodíodo. Na Figura 2-9 é possível verificar que num fotodíodo a região do tipo p é composta por um maior número de iões recetores ou lacunas, (as cargas maioritárias nesta região), do que eletrões, (as cargas minoritárias nesta região), e que a região do tipo n é por sua vez composta por um maior número de iões dadores de eletrões livres, (as cargas maioritárias nesta região), do que lacunas, (as cargas minoritárias nesta região).

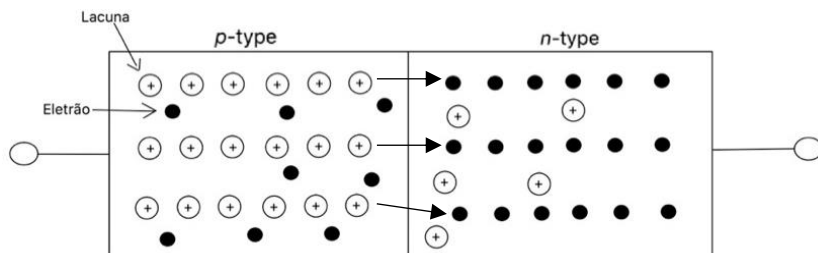


Figura 2-9 – Fotodetector com junção $p-n$.

Devido às diferenças de concentração, ou seja por difusão, as lacunas deslocam-se através da junção da região p para a região n e em sentido contrário os elétrons deslocam-se da região n para a região p . Devido a estas deslocações, surge a corrente de difusão, I_D , que flui da região p para a região n .

As lacunas que se deslocam através da junção para a região do tipo n , rapidamente recombinam-se com os muitos elétrons livres existentes nesta região e desaparecem. Essa recombinação provoca o desaparecimento de alguns elétrons livres na região do tipo n , fazendo com que a carga total seja ligeiramente positiva nessa região onde os elétrons livres desapareceram [19].

Por outro lado, os elétrons que se deslocam através da junção para a região do tipo p , recombinam-se com as cargas maioritárias nesta região e desaparecem. Essa recombinação provoca o desaparecimento de algumas lacunas na região do tipo p , fazendo com que a carga total nessa região seja ligeiramente negativa [19].

Assim, nas proximidades da junção haverá uma ausência de portadores de carga (elétrons livres ou lacunas), havendo apenas cargas fixas, positivas na região n e cargas negativas na região p . A essa região dá-se o nome de região de depleção [19]. Esta região e respetivas cargas estão apresentadas na Figura 2-10.

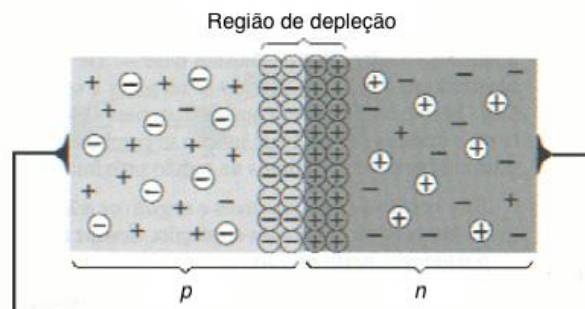


Figura 2-10 – Fotodetector com junção $p-n$ com região de depleção [20].

Devido à carga existente dos dois lados da região de depleção, surge um campo elétrico, o que conseqüentemente, resulta numa diferença de potencial através da região de depleção, sendo o lado da região n positivo em relação ao lado região p [19].

Num sensor de imagem, é importante que se consiga capturar o máximo de luz possível. Por esse motivo o fotodíodo é normalmente utilizado em polarização inversa, conseguindo assim ter uma região de depleção maior. O aumento da região de depleção prende-se com o facto de que quando aplicada uma fonte de corrente inversa I , ocorre o movimento de elétrons livres da região do tipo n para a região do tipo p , que rapidamente se recombinam, reduzindo assim o número de portadores disponíveis, e alargando a região de depleção [19].

Na região de depleção não existem quaisquer portadoras, lacunas ou elétrons livres, nesta zona apenas existem átomos em equilíbrio, isto é, a região de depleção é uma região eletricamente neutra. Quando um fóton incide num destes átomos, fornece energia suficiente para quebrar a ligação covalente é gerado um par elétron-lacuna, na região de depleção. Isto significa que quando um fóton incidente tem energia superior à “band-

gap”, E_G , do semiconductor, essa mesma energia é utilizada para excitar um elétron fazendo com que este passe da banda de valência para a banda de condução [19].

Visto que o átomo (agora lacuna com carga positiva) perdeu o elétron, o mais normal seria que este atraísse o elétron perdido para voltar ao equilíbrio elétrico. No entanto, o campo elétrico existente na região de depleção faz com que o elétron, que está na banda de condução, seja atraído para a junção do tipo *n*, contrária à direção do campo elétrico, e a lacuna, que está na banda de valência, é atraída para a junção do tipo *p*, no mesmo sentido do campo elétrico. O movimento das cargas da região de depleção para as junções, como é possível verificar na Figura 2-11, faz com que seja criada uma corrente, sendo esta denominada de corrente fotoelétrica que flui numa direção inversa, da junção do tipo *n* para o tipo *p* e é proporcional à quantidade de fótons (intensidade de luz) que incide no fotodíodo [19] [21].

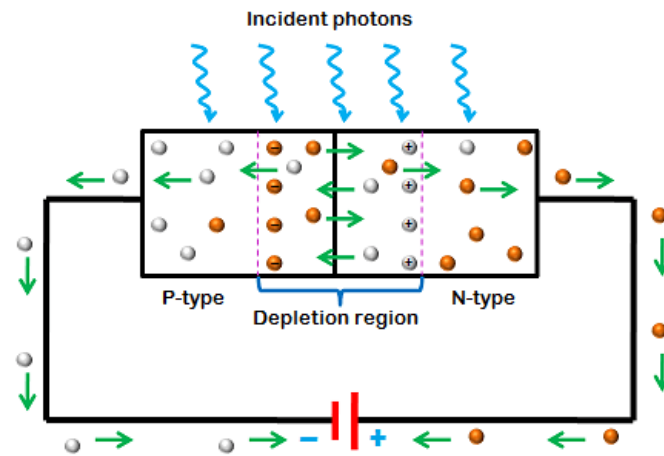


Figura 2-11 – Sentido da corrente no fotodíodo [20].

Na situação em que o sensor não está exposto a qualquer luz, existe uma corrente residual que flui através da junção devido ao movimento aleatório das cargas elétricas nas duas regiões. A esta corrente dá-se o nome de *dark current*.

Na arquitetura 3T-APS, descrita na Figura 2-12, a região do tipo *n* do fotodíodo está diretamente ligada à capacidade “ C_{in} ”, em que os elétrons gerados pelo fotodíodo são armazenados e depois transferidos para o transistor acionador (*driver transistor*), através da *gate* do mesmo. Este condensador é da ordem dos *femtofarad*, sendo proporcional à capacidade do *full-well* do pixel. Note-se que a capacidade do *full-well* (FWC – *Full-Well Capacity*) é descrita como sendo a quantidade máxima de carga que um pixel consegue armazenar [18]. O transistor acionador também é responsável por fazer que a tensão de saída, V_{out} , siga a tensão do fotodíodo, ou seja, funciona como um *buffer*, para ativar a capacidade de carga (C_{sl}) da linha de saída da coluna (*vertical signal line*), sem que haja interferência da capacidade “ C_{in} ” no ganho do pixel [5].

O dreno do transistor de acionamento e o dreno do transistor de *reset* (*reset transistor - RST*) estão ligados à tensão de alimentação V_{dd} [5] [22]. O transistor de *reset* é responsável, tal como o próprio nome indica, por fazer o *reset* ao fotodetector, visto que está diretamente ligado ao mesmo. O último transistor desta arquitetura é o transistor de

seleção de linha (*row select transistor - RS*) que é responsável por ativar a linha que se pretende ler [5] [22].

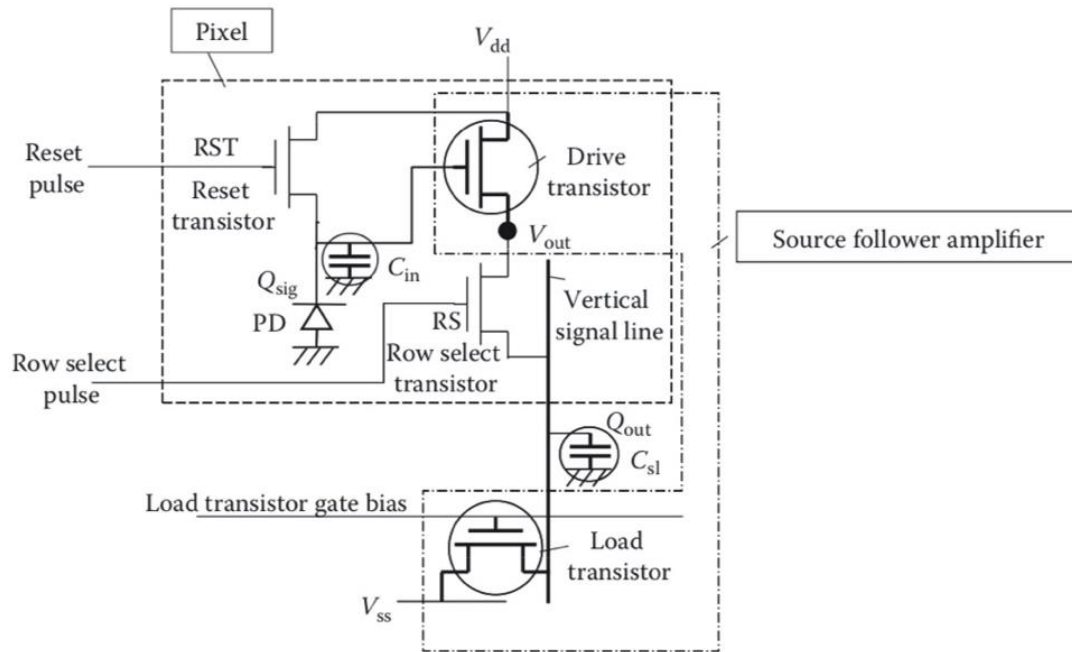


Figura 2-12 – Arquitetura do 3T-APS [5].

O transistor de carga é adicionado no final de cada coluna de pixéis, para que seja recebida toda a carga de uma coluna de pixéis. No entanto este não faz parte da arquitetura do pixel e daí que esta arquitetura seja designada de 3T-APS (transístores de acionamento, de *reset* e de seleção de linha no interior do pixel).

Quando se pretende ler uma linha, é gerado um impulso na *gate* do transistor de seleção de linha pelo circuito de acesso vertical (*vertical shift register*), mostrado na Figura 2-5, que é aplicado ao transistor de seleção de linha, ativando também o bloco *Source Follower Amplifier* (SFA) mostrado na Figura 2-12. Após a leitura de V_{out} pelo bloco SFA, é gerado um impulso de *reset* pelo circuito de acesso vertical e esse impulso é aplicado ao transistor de *reset* a fim de forçar uma tensão V_{in}^0 no fotodíodo. De notar que $V_{in}^0 = V_{dd}$ [5], [22].

É de referir que esta arquitetura tem alguns problemas que devem ser abordados. O primeiro destes problemas está relacionado com a dificuldade em anular o ruído kTC causado pelo transistor de *reset*. Esta arquitetura apenas consegue suprimir o *offset* causado pelo FPN numa imagem através do circuito *Correlated Double Sampling* (CDS) ou *Delta Double Sampling* (DDS) [22]. Nesses tipos de circuitos cada *output* do pixel é amostrado duas vezes e armazenado num condensador, primeiro quando está em *reset* e depois após o tempo de exposição. Posteriormente ao sinal guardado integração total é subtraído o sinal de *reset*, conseguindo-se assim suprimir o *offset* causado pelo FPN. Tanto o ruído kTC como o ruído FPN serão explicados em mais detalhe no ponto 3.2 deste trabalho.

Já o segundo problema, prende-se com o facto de ter a região de captação de fótons e de conversão dos mesmos no mesmo nó, o que causa uma dependência direta entre a capacidade da junção e a tensão de saída. Como demonstrado na equação (2.1) [5] [22].

$$V_{out} = G_{SF} \frac{1}{C_{in}} \int I_{PD} dt = \frac{Q_{PD}}{C_{in}} G_{SF} \quad (2.1)$$

em que G_{SF} é ganho do bloco seguidor da fonte, C_{in} é efetivamente a capacidade do fotodíodo, I_{PD} é a corrente fotoelétrica e Q_{PD} é a carga gerada no fotodíodo.

Este facto cria uma relação de compromisso entre a responsividade, a radiância de saturação, o *dynamic range* e o ganho de conversão, que são alguns dos parâmetros mais importantes na caracterização de um sensor de imagem. Assim existe um compromisso entre a radiância de saturação e o ruído no pixel, tendo em conta que o ruído kTC é inversamente proporcional ao valor da capacidade. Por isso, na construção de um sensor, a utilização um pixel grande não só aumenta a responsividade, como também a capacidade do *full-well* e o *dynamic range* e reduz o ruído kTC, mas por outro lado, diminui o ganho de conversão [22].

A estrutura 3T-APS resolve muitos dos problemas de ruído existentes na tecnologia PPS, contudo, o ruído kTC proveniente do sinal de *reset* do fotodíodo, fez com que fosse necessária outra solução, pelo que foi introduzido o *pinned photodiode* [16], que é o elemento principal da arquitetura 4T-APS.

Um *Pinned PhotoDiode* (PPD), como mostra a Figura 2-13, é um fotodetector que é utilizado tanto em sensores CCD como em CIS, devido ao baixo ruído, elevada eficiência quântica e baixa *dark current* [23]. Devido a estas características, é o tipo de fotodetector mais utilizado atualmente, tanto para as aplicações de mais alta performance como para aplicações “domésticas”, como por exemplo o caso das câmaras presentes nos *smartphones* [24].

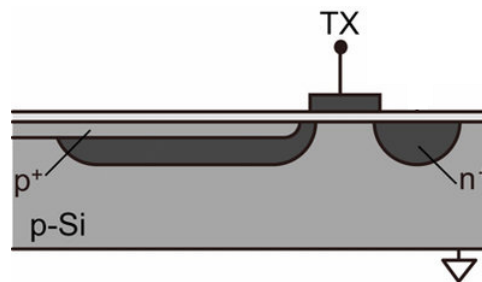


Figura 2-13 – Estrutura de um *pinned photodiode* PPD [25].

Este tipo de fotodetector tem um funcionamento dependente do impulso de *reset*, aplicado diretamente na região n^+ , tipicamente denominada de capacidade de difusão ou *floating diffusion* (FD). Após a exposição à luz, é aplicado um sinal de *reset* para que seja feita a leitura de toda a carga presente do PPD pelo nó de *readout*. Uma vez que ao aplicar o sinal de *reset* o PPD fica sem qualquer carga é possível, com o auxílio de um circuito muito simples como o circuito de CDS, cancelar o ruído kTC no nó de conversão [26].

A sensibilidade à luz do fotodetector é dependente do tamanho da região de depleção e comparativamente com o fotodetector com junção *pn*, a região de depleção do

PPD é muito superior devido ao facto de que a mesma se estende quase até à interface Si-SiO₂. Também devido à dupla junção (p^+n e o substrato np), a região de capacidade de armazenamento de carga é maior, o que resulta num *dynamic range* maior. Visto que o PPD tem a interface Si-SiO₂ perfeitamente tapada pela camada p^+ , tal facto mantém a interface totalmente cheia de lacunas, o que faz com que estas absorvam algum eletrão livre que assim não poderá chegar à região de depleção, reduzindo bastante a *dark current* [26].

Nesta arquitetura, o fotodetector é conectado ao circuito de leitura através da *Transfer Gate* (TX) implementada no fotodíodo. Desta forma, o fotodíodo é separado do nó de leitura, ao contrário do que acontece na arquitetura anteriormente apresentada [26]. Essa separação dá origem à arquitetura 4T-APS, como é possível verificar no esquema inferior da Figura 2-8.

A arquitetura 4T-APS tem a seguinte composição: existe a parte fotossensível, uma capacidade de difusão ou *floating diffusion* (FD), um *transistor gate* (TX) e os restantes 3 transístores presentes na arquitetura 3T-APS. O TX é o transístor usado para isolar/ligar o PPD da FD dependendo da tensão aplicada ao transístor. O transístor de *reset*, como o próprio nome indica, é usado para fazer *reset* ao potencial existente na FD, o transístor superior, que tem a *gate* ligada à FD e à *source* do transístor de *reset*, é o transístor seguidor da fonte (SFT) que permite a leitura do valor da FD. O último transístor é o transístor de seleção da linha. É neste transístor que é aplicado um sinal quando se pretende fazer a leitura do valor do pixel desta linha [18].

A Figura 2-14 (a) mostra o corte transversal dum pixel PPD e parte da estrutura de *readout* na Figura 2-14 (b).

Durante a integração da luz, isto é, durante um determinado de tempo de exposição à luz, o TX está desligado e os eletrões gerados pela captura de fótons (processo semelhante ao que ocorre num fotodíodo de junção pn) são armazenados no PPD. É possível verificar em (1), que após a integração da luz, existem cargas acumuladas quer no fotodíodo, Q_{sig} , quer do ruído presente no FD, Q_{noise} [5] [27].

Tal como acontece na arquitetura 3T-APS, o SFA é ativado aplicando um impulso ao transístor RS, que seleciona qual é a linha que deve ser lida. Assim, os eletrões começam a fluir do V_{ss} para V_{dd} e por sua vez, as cargas integradas pelo FD, Q_{noise} , passam para o *reset output voltage*, como é mostrado em (2) e em (3) [5] [27]. Este sinal será posteriormente subtraído ao sinal lido pelo pixel, retirando assim a componente de ruído [27].

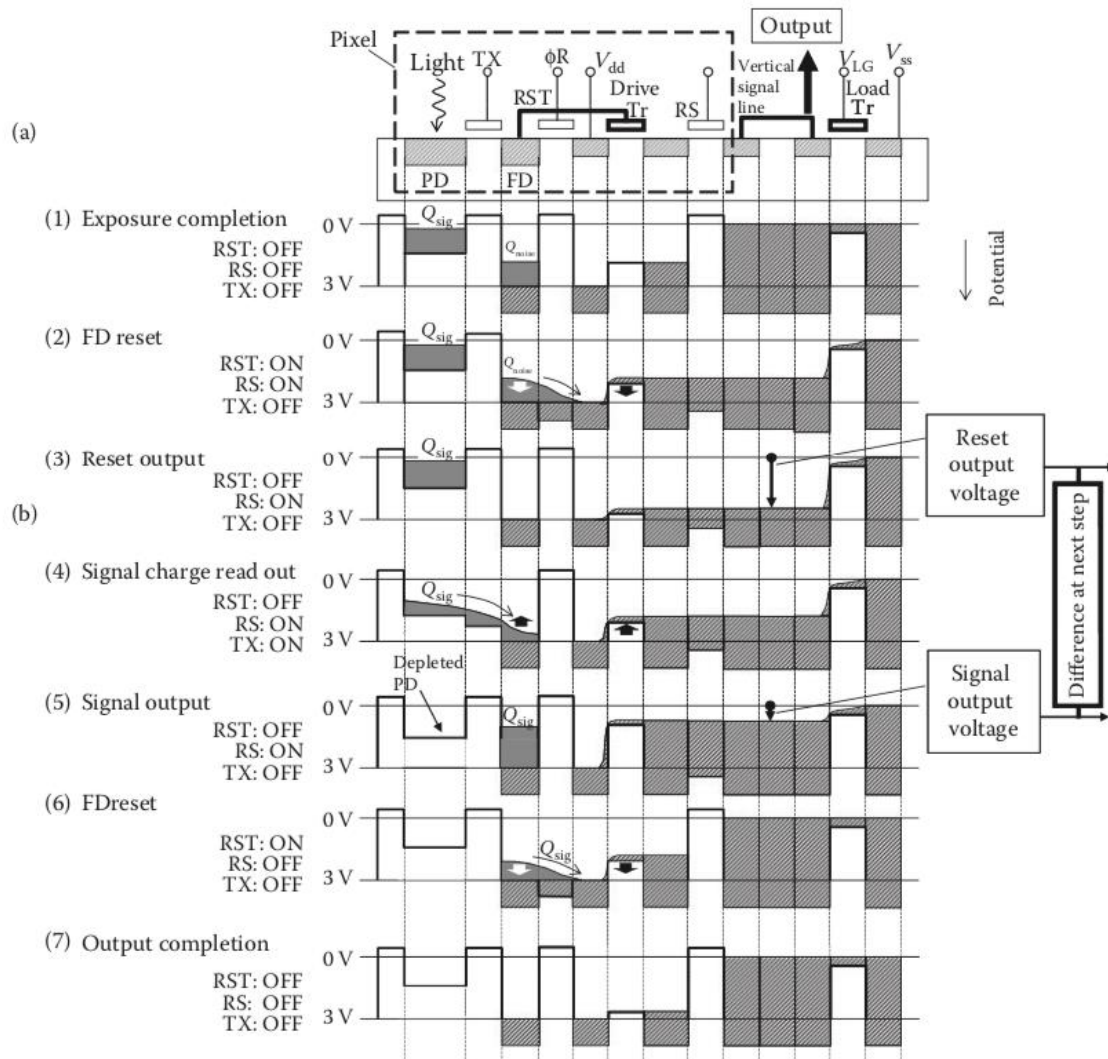


Figura 2-14 – Diagrama da estrutura do pixel na arquitetura 4T-APS: (a) corte transversal; (b) diagrama das distribuições de carga nos vários estágios da operação de leitura [5].

Conforme é mostrado em (4), TX fica a *ON* através de um impulso gerado pelo circuito de acesso vertical e toda a carga Q_{sig} , armazenada no fotodíodo é transferida para a FD. Desta forma, o fotodíodo fica sem qualquer potencial e toda a carga é armazenada na FD. Em seguida (5), o potencial na FD diminui e é transferido como *signal output voltage* para o SFA. Uma vez transferido o potencial, é aplicado um impulso de *reset* na FD, mostrado em (6), e finalmente o sensor está pronto para a próxima exposição à luz/captura de imagem sendo esse o estado final (7) [5] [27].

Como já referido anteriormente, o *signal output voltage* e o *reset output voltage* são subtraídos pois, visto que a FD já tem alguma carga durante a integração do sinal e depois a carga que está do fotodíodo é transferida para a FD. A subtração dos dois sinais elimina não só alguma variação no *offset* do sinal como também o ruído *kTC*. Uma outra vantagem desta arquitetura é que como os tempos entre os diferentes *resets* e o *output* do sinal são curtos, a *dark current* gerada é desprezável.

Ao contrário da arquitetura 3T-APS, na arquitetura 4T-APS deixa de haver uma relação entre o ganho de conversão e a capacidade do fotodetector. Isto porque como é

mostrado na equação (2.2), o ganho de conversão deixa de depender de C_{IN} e passa a depender da capacidade da FD, C_{FD} [22]:

$$V_{out} = G_{SF} \frac{1}{C_{FD}} \int I_{PD} dt = \frac{Q_{PD}}{C_{FD}} G_{SF} \quad (2.2)$$

Isto permite desenvolver sensores que capturem mais luz sem necessidade de comprometer o ganho de conversão. Um dos grandes problemas desta arquitetura é no caso de não haver uma transferência completa das cargas entre o fotodíodo e o nó FD deixando algum potencial residual no fotodíodo, o que originaria *image lag* e ruído kTC [28].

Para além das arquiteturas anteriormente apresentadas, existem outras arquiteturas de pixéis, como a 5T-APS, a 6T-APS, etc, ou outras técnicas para melhorar a performance duma arquitetura já existente, como técnicas para reduzir o ruído de *reset* e ADC por pixel. No entanto, existe sempre uma relação de compromisso entre o aumento do número de transístores, que irá resultar numa diminuição do *fill factor* e os benefícios provenientes do tipo de arquitetura a utilizar.

Para além das arquiteturas convencionais, APS, existem arquiteturas como a *current-mode architecture* e a *log sensor* [18] [29].

A *current-mode architecture* é mais usada no processamento de sinal, visto que os sinais podem ser facilmente somados ou subtraídos, tendo em conta a primeira lei de Kirchhoff. No caso da necessidade de multiplicação do sinal, esta pode ser facilmente implementada através de um circuito de espelho de corrente. No entanto, este método introduz ruído FPN [18].

Refira-se que essa arquitetura pode ser implementada de duas maneiras diferentes. A primeira é implementando o fotodetector diretamente num espelho de corrente, com ou sem ganho unitário (*direct mode*). A segunda, utiliza um espelho de corrente juntamente com a configuração APS [18].

A arquitetura *log sensor* é utilizada quando é necessário operar no modo *subthreshold* do transístor MOSFET. Esta arquitetura é utilizada juntamente com a configuração *direct mode* da *current-mode architecture*, quando a corrente fornecida pelo fotodíodo é tão baixa que o transístor entra na região de *subthreshold* [18] [29].

2.2 – Sensores de Linha

Um sensor de linha, ao contrário de um sensor de área, é constituído apenas por uma linha (*array*) de pixéis. Tipicamente tem uma resolução entre 1x1k e 1x12k pixéis, apresentando um elevado ganho e pouco ruído, o que por sua vez corresponde a um elevado SNR, elevada sensibilidade e velocidade, com tempos de exposição curtos [30].

Devido a estas características, este tipo de sensor é utilizado nas mais diversas aplicações, como por exemplo, quando existem objetos a moverem-se rapidamente, sendo também possível utilizar este tipo de sensor no caso em que é o sensor a se mover sobre o objeto. A Figura 2-15 mostra várias aplicações possíveis para a utilização de um sensor

de linha. Tanto no caso em que o sensor move-se sobre objeto, como num *scanner* doméstico, ou no caso de uma linha de produção, em que o sensor está numa posição fixa e os objetos movem-se rapidamente num tapete.



Figura 2-15 – Aplicações possíveis para utilização de um sensor de linha [31].

Para um melhor entendimento do funcionamento deste tipo de sensor de imagem e percepção das suas capacidades, é importante agora apresentar a arquitetura genérica de um sensor de linha, mostrada na Figura 2-16.

Ir-se-á primeiro mostrar os blocos que compõem um sensor e dar uma breve explicação dos mesmos. No decorrer do documento estes blocos serão explicados mais detalhadamente.

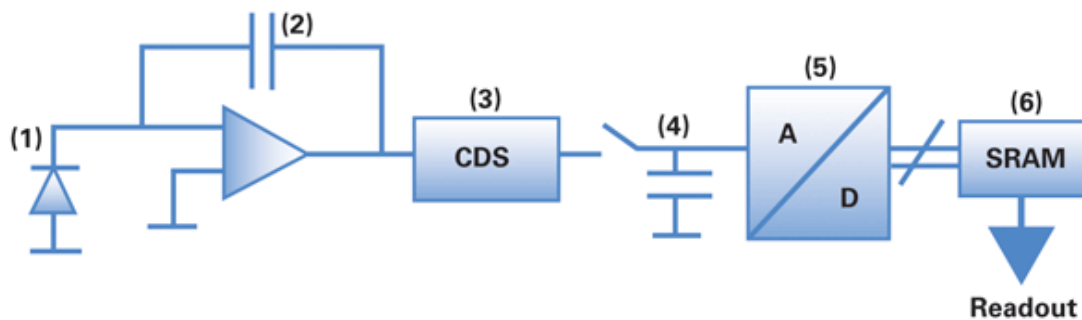


Figura 2-16 – Diagrama de blocos de um pixel de um sensor de linha [32].

Como já foi referido anteriormente, a radiação incidente no fotodetector (1) é absorvida e convertida numa carga elétrica. Essa carga é integrada e convertida numa tensão através do circuito (2), sendo que a capacidade de *feedback* do integrador define o tamanho do *full-well capacity*. Este bloco é normalmente denominado de *charge to voltage converter* (CVC) [32].

Uma vez que os diversos transístores presentes nas diferentes arquiteturas de pixéis introduzem ruído, e que esse ruído também pode ter origem na conversão das cargas para uma tensão no bloco CVC, é usado o bloco *correlated double sampling* (CDS) (3) para remover o ruído do sinal. Posteriormente o sinal é amostrado e guardado (4) pelo

bloco *sample and hold* (S/H), depois, encontram-se o bloco ADC (5) que é responsável pela quantização do sinal vindo do sensor [32].

Já fora do sensor, tipicamente numa FPGA, este valor é armazenado numa memória RAM, tipicamente uma SRAM (6) que permite o *readout* do valor do pixel [32]. Para os restantes pixéis da linha a sequência de operação é a mesma.

2.2.1 – Captura de Imagem

Imagine-se que uma imagem é uma matriz de 2 dimensões xy , sendo que os valores de cada linha são obtidos através do sensor de imagem e que para passar para a linha seguinte é necessário que haja um movimento uniforme do objeto, para que não ocorra sobreposição dos valores da matriz e/ou salte uma linha da mesma, a velocidade de movimento do objeto deverá ser sincronizada com a frequência de leitura do sensor (*line rate*). Caso ocorra alguma destas situações, isto irá traduzir-se numa imagem distorcida. A Figura 2-17 mostra o princípio base da captura de uma imagem por parte de um sensor de linha.

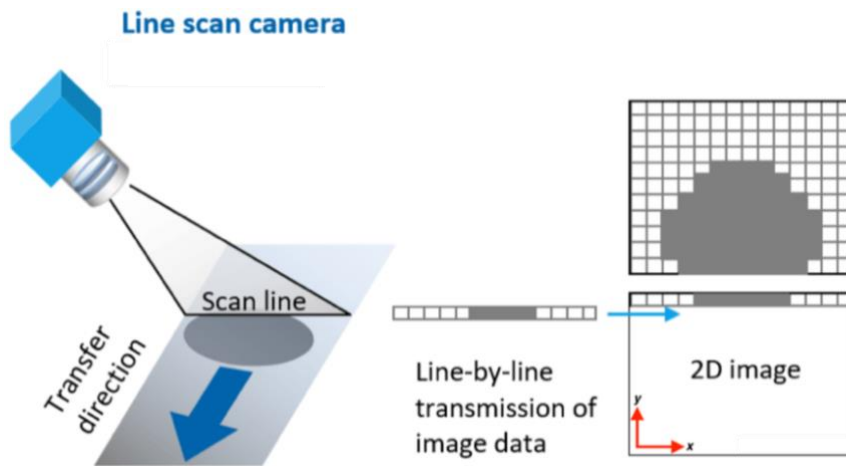


Figura 2-17 – Princípio de captura de uma imagem num sensor de linha [33].

A Figura 2-18 mostra um exemplo numa linha de inspeção de tubos de cola, em que são capturadas duas imagens. A primeira com um sensor de área e a segunda com um sensor de linha.



a)

b)

Figura 2-18 – Imagens capturadas com 2 diferentes tipos de sensor. a) sensor de área e b) sensor de linha [33].

Através das imagens anteriores, é possível verificar que a imagem a) apresenta alguma distorção e algum reflexo da luz. Para analisar todo o tubo, é preciso rodar o tubo, voltar a capturar uma imagem e concatenar com a imagem anterior, pelo que seria necessário software para processamento e edição de imagem. Já numa imagem capturada por um sensor de linha, imagem b), visto que o sensor está constantemente a capturar imagens e a concatena-las, não apresenta necessidade de edição de imagem para ter uma representação total do tubo. Assim, por exemplo numa linha de inspeção de tubos de cola, a imagem obtida apresenta maior detalhe e menos distorção, sendo possível analisar todo o tubo numa única imagem.

O sensor de imagem ORION 2K captura imagens segundo o mecanismo explicado anteriormente e a representação das mesmas é feita da forma indicada na Figura 2-18 b).

2.2.2 – Global Shutter e Rolling Shutter

Para além de se perceber como é que um pixel captura a luz, converte-a em elétrons e depois essa carga é interpretada, é importante também perceber-se de que forma é feita a captura e transferência da imagem numa forma global.

Para a captura da imagem existem dois métodos, o *global* e o *rolling shutter*. No primeiro método, todos os píxeis são expostos ao mesmo tempo à luz e só depois é que o *readout* da imagem é feito. Já o segundo método expõe sequencialmente cada uma das linhas do sensor e só depois do final de cada exposição, e que é feito o *readout* de cada uma das linhas [9]. Obviamente é importante sincronizar os vários *readouts* das linhas, para só iniciar o *readout* da linha seguinte quando termina o da linha anterior.

Como no *rolling shutter* o sensor expõe as linhas uma a uma, quando é capturada uma imagem de um objeto em movimento, tipicamente a imagem resultante está deformada e mostra uma espécie de arrasto, um efeito que é denominado de “*jello effect*”. A Figura 2-19 mostra a captura de uma imagem com um objeto em movimento, neste caso as pás de uma ventoinha, utilizando um sensor com *rolling* e outro *global shutter* e respetivos diagramas temporais.

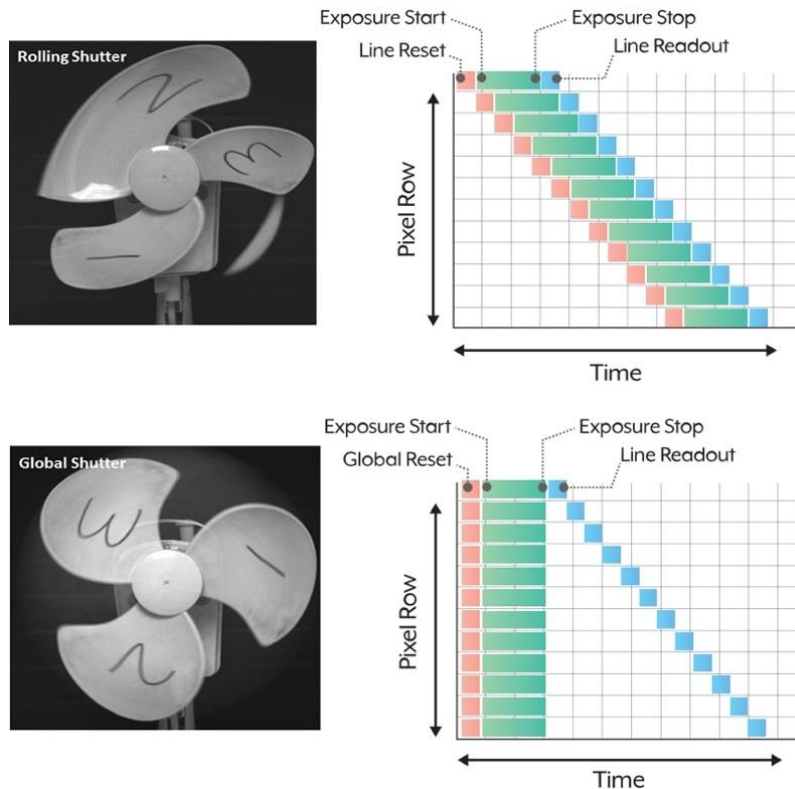


Figura 2-19 – Exemplo de uma imagem capturada com um sensor de imagem com *Rolling Shutter* e *Global Shutter* e respetivos diagramas temporais [34].

Apesar do *global shutter* parecer ser melhor por capturar uma imagem de um objeto em movimento quase sem qualquer distorção, na verdade este método requer uma arquitetura mais complexa, isto é, é necessário adicionar mais uma capacidade e um transístor a cada pixel na arquitetura APS, para fazer o “*global reset*”. Tal facto torna o pixel maior e/ou com um *fill factor* mais baixo [18] [35].

Por outro lado, um sensor com *rolling shutter* não necessita de *hardware* adicional o que proporciona a utilização de pixéis mais pequenos que o *shutter* anterior, permitindo também manter um custo mais baixo. Outra possibilidade é a que sejam utilizados mais pixéis na mesma área do sensor, obtendo-se uma imagem com maior resolução [18] [35].

Tendo em conta que com a utilização da tecnologia CMOS é possível aceder única e exclusivamente a uma linha do sensor, consegue-se no final da leitura da linha 0 de uma imagem, após um determinado período de tempo que depende do sensor, fazer o *reset* dessa linha e expor a mesma para a aquisição de uma nova imagem e assim sucessivamente para as restantes linhas. Isto faz com que se tenha um *frame rate* muito superior no *rolling shutter* comparativamente com o *global shutter*, que necessita de fazer todos os *readouts* e só depois pode capturar a imagem seguinte [36].

Pelos argumentos expostos anteriormente, a utilização de um sensor com *rolling* ou *global shutter* depende sempre da aplicação em que o sensor será inserido. Normalmente sensores *rolling* são utilizados em *smartphones* e câmaras digitais, já no caso das câmaras de vídeo profissionais e aplicações industriais são preferíveis sensores com *global shutter* [5]. O sensor ORION 2K possui *global shutter*.

2.2.3 – Charge to Voltage Converter

Para se poder trabalhar com o sinal vindo do fotodíodo nos diversos blocos apresentados na Figura 2-16, é necessário converter a carga numa tensão. Para isso é utilizado um circuito integrador simples como é mostrado na Figura 2-20.

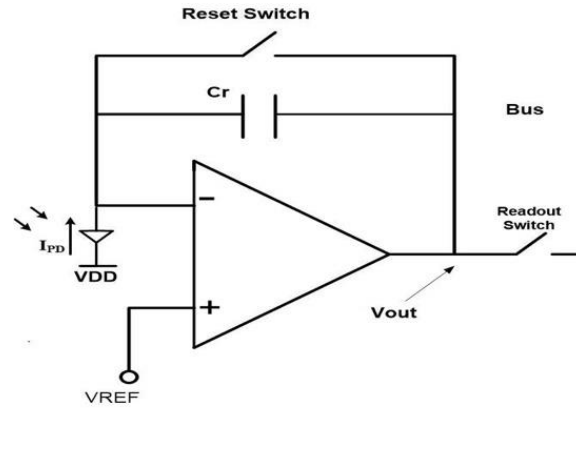


Figura 2-20 – Amplificador de transimpedância capacitiva [37].

Num estado inicial o *reset switch* está fechado, a capacidade C_r está descarregada e o amp-op funciona como um *buffer*, fazendo com que a tensão que está na entrada não inversora do amp-op esteja à saída, assim $V_{out} = V_{REF}$ [37] [38].

Quando a integração começa, o *reset switch* é aberto e a corrente I_{PD} chega ao condensador fazendo com que este comece a integrar a corrente e finalmente produza uma tensão negativa à saída do amplificador. Assim V_{out} é dada pela equação (2.3) [37] [38]:

$$V_{out}(\Delta t) = V_{REF} - \frac{I_{PD}\Delta t}{C_r} \quad (2.3)$$

em que C_r é efetivamente a capacidade de *feed back*, I_{PD} é a fotocorrente e V_{out} é a tensão de saída. Esta operação decorre durante um intervalo de tempo Δt que é o intervalo de tempo que dura a fase de integração, como é possível verificar na Figura 2-21.

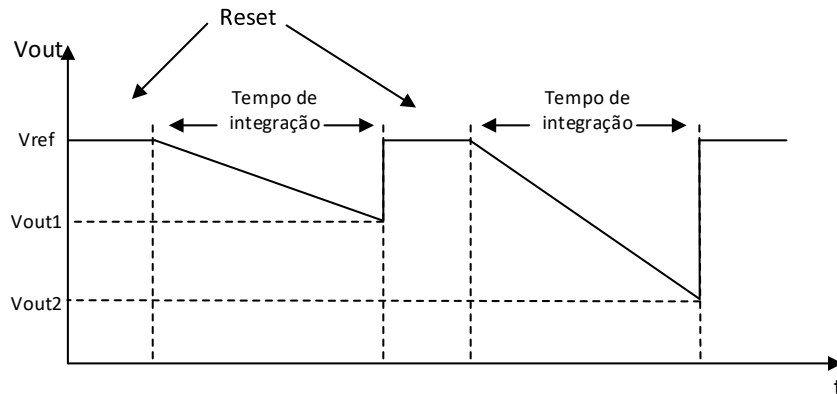


Figura 2-21 – Tensão de saída esperada para duas intensidades luminosas diferentes [37] [38].

Como já foi referido anteriormente, idealmente o fotodíodo gera uma corrente proporcional à quantidade de luz incidente. No entanto, sabe-se que devido às limitações físicas dos fotodetectors e às não lineares pode-se ter um valor do sinal que seja superior ou inferior ao valor realmente lido. Por esse motivo é importante que neste bloco o *amp-op* não tenha qualquer ganho diferente do ganho unitário, pois tanto se está a amplificar o sinal proporcional à luz como todas as não linearidades existentes. A amplificação do sinal deverá ser feita noutra bloco, como o CDS ou no ADC, onde existem circuitos para suprimir o ruído.

No caso do sensor em estudo, o ORION 2K tem dois diferentes tamanhos de pixéis e por sua vez, duas capacidades dos *full-wells* diferentes, desta forma é necessário adaptar o circuito para esses dois casos. O circuito da Figura 2-22 mostra o CVC deste sensor de imagem.

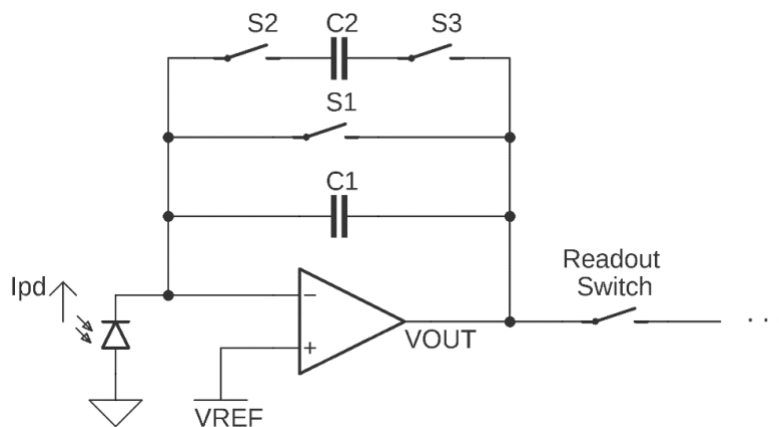


Figura 2-22 – CVC do sensor de imagem ORION 2K.

É de salientar que C1 e C2 são do mesmo tamanho que as *full-wells* dos respetivos pixéis. Assim, C1 é a capacidade que representa a *full-well* pequena, S1 é o *reset switch* cuja função já foi explicada anteriormente, C2 é a capacidade que representa a *full-well* maior e S2 e S3 são os *switches* responsáveis pela sua ativação.

Isto permite que o utilizador consiga seleccionar a capacidade do *full-well* que lhe interessa independentemente do tamanho do fotodetector [32].

2.2.4 – Correlated Double Sampling

Uma das maiores desvantagens dos sensores de imagem CMOS comparativamente com os CCD é a forte presença de ruído. Esta diferença surge, pois, nos sensores CCD a carga é transferida entre os vários elementos de uma coluna com elevada eficiência de transferência entre os elementos. Já nos sensores CMOS a carga de um pixel é transferida por vários circuitos CMOS, o que introduz algumas não linearidades [39].

Um possível método para suprimir essa forte componente de ruído é através do armazenamento de todos os valores de *reset*, obtidos através da leitura do valor de cada um

dos fotodíodos enquanto estes estiverem em *reset*. No entanto esse método é pouco fiável pois, necessita de tempo para transferir e armazenar a informação e também seria necessária a utilização uma grande unidade de memória para ser possível saber qual é o *offset* de cada um dos pixéis [39].

Outro método é a utilização do *Correlated Double Sampling* - CDS. Nesse circuito são amostrados dois valores, tanto o valor do pixel como o valor do *reset* [39]. A Figura 2-23 mostra o esquemático de um circuito CDS.

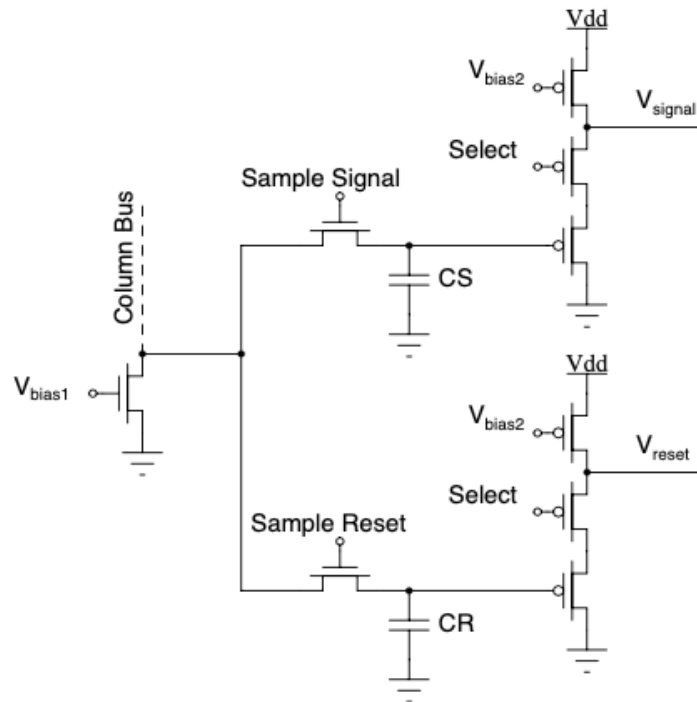


Figura 2-23 – Esquemático do circuito de *correlated double sampling* [39].

Inicialmente é feito *reset* ao fotodíodo através do transístor de *reset* e o potencial presente no fotodíodo é transferido para o circuito de CDS, amostrado e armazenado no condensador CR. Posteriormente sucede o processo normal de integração da luz durante um certo período de tempo e a conversão para um determinado valor de tensão, armazenada no condensador CS, como já foi explicado anteriormente. Após esse processo, ao valor dessa tensão é subtraído ao valor da tensão de *reset* e o resultado desta subtração é então o valor do pixel suprimindo o ruído kTC [39] [40].

Embora o CDS reduza em grande parte o ruído, é introduzida uma outra componente de ruído visto que os transístores são todos diferentes entre si. Este circuito seria completamente eficaz se o FPN fosse independente da intensidade luminosa, se os circuitos utilizados nos pixéis fossem todos lineares e se todas as não linearidades já estivessem implícitas no valor de *offset*. Na realidade estas afirmações não são verdadeiras, pelo que em [18] é apresentada uma tabela em que são mostradas outras arquiteturas para este circuito e quais as suas características [39].

2.3 – ADC em Rampa

Um ADC converte um sinal analógico, nomeadamente uma tensão, numa sequência discreta, isto é, num sinal digital. No caso de um ADC em rampa, este é caracterizado por ter uma saída em forma de rampa (ou escada) até estabilizar num valor digital, próximo do valor de entrada. A Figura 2-24 mostra o exemplo da conversão de um sinal analógico de entrada para um valor digital.

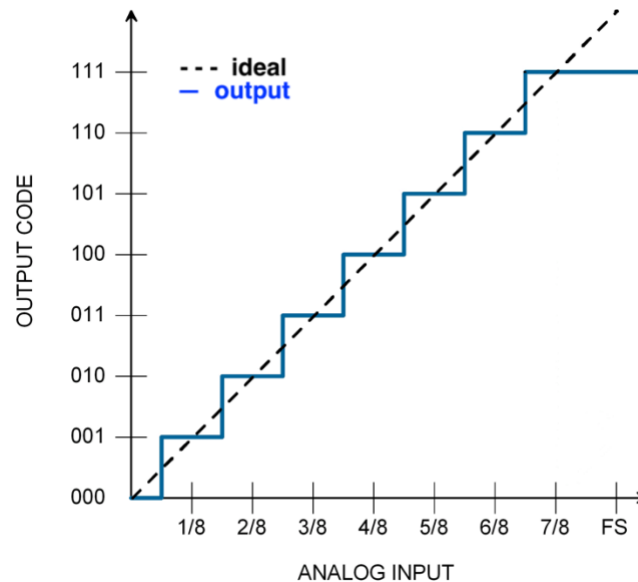


Figura 2-24 – ADC com comportamento ideal [41].

A quantidade de degraus da escada depende da resolução que o ADC tem, isto é, do número de bits que o ADC usa para representar o sinal de entrada.

Poderão existir diversos erros na quantização do sinal analógico para digital. O primeiro erro está relacionado com o erro de *offset*, que ocorre quando há um *offset* da reta real, que é a reta na qual são traduzidos os valores de tensão para digital no ADC, em relação à reta ideal. Isto poderá originar a primeira transição do valor 000 para 001 de deixar de ser a $1/16FS$ e passar para $1/8FS$. Este erro pode ser eliminado sabendo-se qual o valor de *offset*, o que pode ser obtido através da diferença entre os valores iniciais das duas retas [41] [42].

O segundo erro é designado de erro de ganho ou erro de fator de escala. Neste erro há um desvio positivo ou negativo no declive da reta real em relação à reta ideal, o que pode ser causado por um erro da tensão de referência utilizada internamente no ADC. Tal como o erro anterior, pode-se resolver o problema através da análise do ADC e fazendo uma calibração do mesmo [41] [42].

Estes dois erros estão associados apenas à reta, mas existem outros dois fenómenos que são descritos como não linearidades do ADC.

Quando se deixa de ter uma reta, como mostra a Figura 2-25, e se passa a ter uma curva, então está-se perante uma *integral non-linearity* (INL). A INL é caracterizada pelo desvio entre a reta ideal e a curva real. Outra não linearidade é quando os degraus

deixam de ter uma forma simétrica e passam a ser assimétricos entre si, tanto em altura como em comprimento. Esta não linearidade é denominada de *differential non-linearity* (DNL). Estas duas não linearidades são mostradas na Figura 2-25 [41] [43].

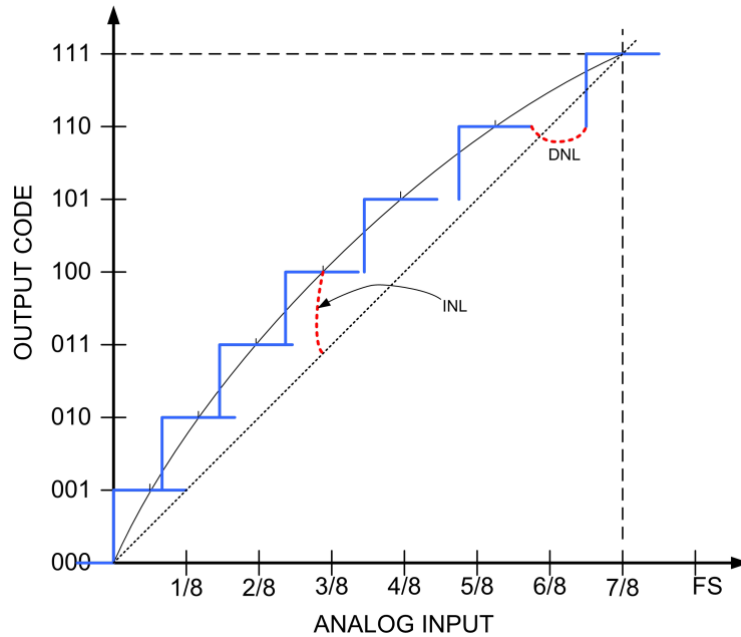


Figura 2-25 – ADC com INL e DNL [41].

Os valores das não linearidades são tipicamente expressos em unidades de *least significant bit* (LSB), no entanto, também podem ser mostrados em percentagem ou em valor de número digital (DN). Muitos fabricantes mostram apenas os valores máximos para cada uma das não linearidades [41].

Estas não linearidades que fazem com que o valor digital de saída não corresponda exatamente ao valor analógico de tensão, estão todas associadas ao *quantization noise* (ruído de quantização), que faz parte das componentes do *temporal noise* (ruído temporal) que será posteriormente discutido neste trabalho [44].

2.4 – Conclusões

Existem dois tipos de tecnologias para a construção de um sensor de imagem. A tecnologia CCD foi a primeira a ser utilizada em câmaras fotográficas e de vídeo. Posteriormente essa tecnologia deu lugar aos sensores de imagem CMOS, que apresentam não só custos de produção mais baratos como também maiores velocidades de leitura e menor consumo energético.

Os primeiros CIS utilizavam uma arquitetura simples, com um pixel PPS. Posteriormente, com a diminuição do tamanho dos componentes eletrônicos, foi desenvolvida a tecnologia de pixel APS, que permitiu ter no pixel uma parte sensível à luz e também toda uma parte de eletrónica adjacente.

A arquitetura de pixel mais utilizada atualmente é a 4T-APS, no entanto, atualmente existem estudos e protótipos de sensores com arquiteturas 6T, 7T ou até 8T-APS.

Os sensores de imagem de área são os mais comuns e mais conhecidos, mas na indústria, os sensores de linha são os utilizados. Um sensor de linha é tipicamente constituído por uma única linha de pixéis.

A captura da imagem pode ser realizada de duas formas: com um *global shutter* ou com um *rolling shutter*. O *global shutter* requer uma arquitetura mais complexa que o *rolling shutter*, no entanto, na imagem final não há o *jell-o effect* da imagem capturada através de *rolling shutter*.

Além dos pixéis, um sensor de imagem pode ser constituído por seis blocos, sendo o bloco CDS um dos blocos mais importantes pois visa a eliminar o ruído, que é uma das principais desvantagens dos sensores de imagem CMOS.

Outro dos blocos principais é a ADC, que se não estiver bem caracterizada pode levar a que não haja uma conversão correta dos valores provenientes do sensor para os valores digitais que depois serão interpretados pelo software.

Capítulo 3 – Caracterização de um Sensor de Imagem CMOS

Neste capítulo ir-se-á abordar o tema principal desta tese que é a caracterização de um sensor de imagem CMOS. Para tal, ir-se-á introduzir o *standard* e falar sobre alguns dos parâmetros mais importantes que são utilizados para avaliar um sensor de imagem, visto que a finalidade desta tese é conseguir caracterizar um sensor de imagem utilizando apenas o *standard* EMVA 1288. Por outro lado, também serão introduzidas as definições de alguns ruídos que afetam este tipo de sensor e de que forma estes estão relacionados com o *design* do pixel e influenciam a imagem final.

3.1 – *European Machine Vision Association*

A *European Machine Vision Association* (EMVA) é uma associação sem fins lucrativos e não comercial que representa a indústria da *Machine Vision* na Europa. Esta associação foi fundada em 2003 em Barcelona, Espanha, através da junção de esforços de várias empresas, a fim de desenvolver uma rede de conhecimento científico nesta área. Empresas como a ams (na altura Awaiba), Adimec, Carl Zeiss, STEMMER IMAGING e Teledyne, entre outras, fazem parte desta associação [45] [46].

Ao longo do tempo, esta associação desenvolveu um *standard* para definir um método único para efetuar medições, cálculos e apresentação de resultados das especificações de um sensor ou de câmaras utilizadas para aplicações de *Machine Vision*.

O termo *Machine Vision* é facilmente explicado como correspondendo aos “olhos” de uma máquina. Por exemplo, pode-se imaginar uma máquina que “vê” os grãos de arroz e remove de forma automática, sem necessidade de supervisão de um colaborador, os grãos que não estão dentro de um padrão previamente definido num computador [47].

3.1.1 – *Standard* EMVA 1288

A primeira tentativa de estandardizar os ensaios necessários para realizar a caracterização de um sensor, incluindo os cálculos e a forma de representar os resultados é apresentada em [44] e foi publicada em 2004 pelo engenheiro Friedrich Dierks na empresa BALSER.

A primeira versão do *standard* EMVA foi lançada em 2005 e atualmente vai na versão 3.1. Para a realização do trabalho prático desta tese utilizou-se essa mesma versão 3.1, apresentada em [48].

O *standard* começa por assumir que este só pode ser aplicado a um sensor em teste se este for descrito por um modelo matemático [48]. Assim, se o sensor estivesse sobre uma fonte de luz ideal, todos os pixéis seriam atingidos pela mesma quantidade de fótons durante um determinado intervalo de tempo. No entanto, tal fonte de luz não existe, pelo que o número total de fótons n_q , na equação (3.1), que chega ao sensor durante o

tempo de exposição é uma variável estocástica que pode ser descrita por uma distribuição de Poisson. Essa distribuição é determinada por um único parâmetro μ_p [44]:

$$n_q \sim P(\mu_p) \quad (3.1)$$

Segundo [44], para $\mu_p > 100$, a distribuição de Poisson assemelha-se a uma distribuição normal. A distribuição de Poisson tem uma característica bastante importante que diz que a variância é igual à média. Assim tem-se a equação (3.2):

$$\sigma_p^2 = \mu_p \quad (3.2)$$

Esta equação é bastante importante, pois mostra que sabendo o número médio de fótons que chegam ao pixel μ_p , é possível saber o nível de ruído da luz incidente, que doutra forma seria difícil de medir [44].

O *standard* EMVA descreve o modelo matemático de um pixel de uma forma genérica, como é mostrado na Figura 3-1. Como já foi referido anteriormente, para que se possa aplicar o EMVA 1288, a fim de medir a características do sensor, um fabricante deve seguir este modelo.

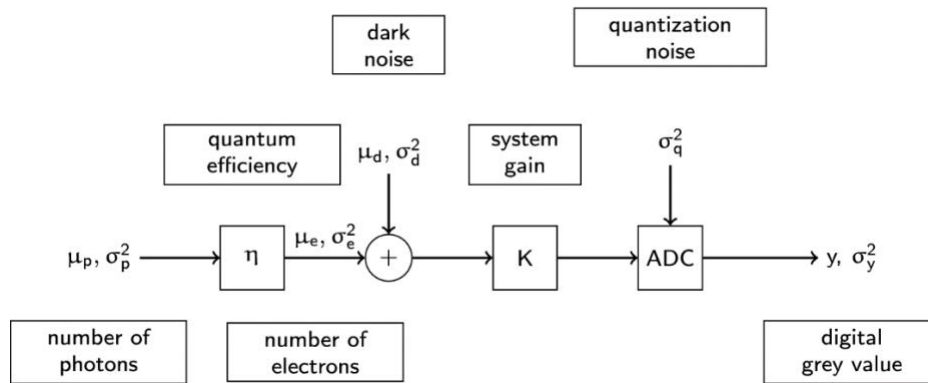


Figura 3-1 – Modelo matemático de um pixel [48].

Esta figura pode ser dividida em três partes. A primeira parte corresponde ao *input*, que descreve a incidência dos fótons no pixel, usando as variáveis já apresentadas na equação (3.2).

Uma segunda parte corresponde ao sensor/câmara. Aqui os fótons são convertidos em elétrons, μ_e , existindo também o ruído, σ_e^2 . A conversão é descrita à custa da variável η , que corresponde à eficiência quântica (QE – *Quantum Efficiency*). De seguida é adicionado o *dark noise*, e depois o sistema amplifica os valores com um determinado ganho K . Finalmente é adicionada uma última componente de ruído devido à conversão do valor analógico para digital. Todos estes parâmetros serão descritos em detalhe nas secções seguintes.

A terceira e última parte que é o *output*, que corresponde ao valor digital em DN, de um determinado pixel. É importante referir que este valor é naturalmente afetado por todas as componentes de ruído anteriormente mencionadas.

3.1.1.1 – Setup de Medição

O *standard* também define de que forma deve ser montado um *setup* para se proceder às medições dos diferentes parâmetros, tanto para a situação em que o sensor está exposto à luz, bem como para uma situação de ausência de luz. No caso da medição em que é necessária a ausência total de luz, o sensor pode ser tapado para garantir que nenhuma luz parasita contamina a medição [48].

Idealmente, todas as medições devem ser realizadas numa *dark room*, para que qualquer reflexão da luz seja absorvida pelas paredes pretas e o sensor não deve ter qualquer lente. O sensor deve ser colocado à frente da fonte luminosa, tipicamente em forma de disco, e o sensor deve “ver” todo o disco, como mostra a Figura 3-2 [48].

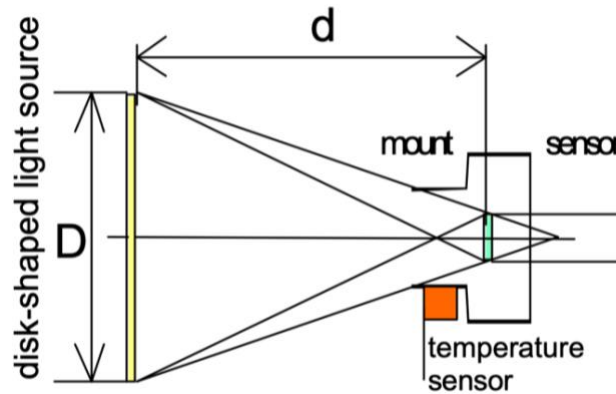


Figura 3-2 – Demonstração de um *setup* de medição [48].

Utilizando este esquema, é definido o *f-number*, $f_{\#}$, que é a relação entre a distância do sensor à fonte de luz, d , e o diâmetro da fonte de luz, D . Essa relação é mostrada na equação (3.3) [48]:

$$f_{\#} = \frac{d}{D} \quad (3.3)$$

Para que seja possível aplicar o *standard* nas posteriores medições, é necessário garantir que o $f_{\#}$ seja igual a 8 [48]. Refira-se que no entanto, é possível utilizar outros *setups* que garantam as mesmas condições que uma *dark room* e o mesmo valor de $f_{\#}$.

Quanto à fonte de luz, esta deve ser monocromática, ou seja a fonte deve emitir um espectro eletromagnético estreito. Devem-se utilizar apenas os comprimentos de onda da luz visível e deve ter um comprimento de onda bem definido. Segundo o *standard*, deve-se indicar sempre o comprimento de onda utilizado para fazer as medições.

Por este motivo, para a caracterização de sensores de imagem, as fontes de luz tipicamente utilizadas são díodos emissores de luz (LED – *light-emitting diode*), devido às suas vantagens em relação às fontes de luz convencionais. Estas vantagens dizem respeito à sua eficiência energética, robustez, tempo de vida útil e estabilidade temporal [49].

Para que a fonte luminosa não introduza erros adicionais nas medições, é necessário verificar as suas características tanto a nível de uniformidade espacial, temporal e térmica, tendo em conta que a potência luminosa de um LED diminui com o aumento da temperatura. Isto significa que a captura de imagens para a realização dos testes deve ser feita após se garantir que a fonte é o mais estável possível [49] [50].

Na figura anterior é mostrada também a utilização de um sensor de temperatura junto ao sensor de imagem. A temperatura é um dos parâmetros que influenciam o ruído no sensor de imagem, e por isso as medições devem ser feitas num ambiente com temperatura controlada, e esta deve vir especificada quando são mostrados os resultados da caracterização.

Finalmente, todas as configurações utilizadas no sensor, além da variação do tempo de exposição, devem ser idênticas para todas as medições. Para diferentes configurações (por exemplo, diferentes ganhos), deve-se proceder a um novo conjunto de medições contendo todos os parâmetros que podem influenciar as características do sensor. Posteriormente estas novas configurações devem ser sempre mencionadas [48].

3.1.1.2 – Eficiência Quântica

Um dos parâmetros mais importantes na caracterização de um sensor de imagem é a *quantum efficiency* (QE). Este parâmetro traduz a capacidade que o pixel tem em converter os fótons (μ_p) que incidem sobre ele, em eletrões (μ_e) que contribuem para o sinal de saída [48]. A eficiência quântica $\eta(\lambda)$ é dada pela equação (3.4):

$$\eta(\lambda) = \frac{\mu_e}{\mu_p} \quad (3.4)$$

Este parâmetro é dependente do comprimento de onda λ , pois, para diferentes comprimentos de onda, os fótons incidem no pixel com diferentes energias, e também depende da área do pixel e não apenas da zona sensível à luz. [48].

A QE é expressa num valor entre 0 e 1 ou então em percentagem. Idealmente, todos os pixels deviam ter uma QE igual a 1, isto significaria que um fóton incidente gerava um eletrão. No entanto, tal não é verdade devido às limitações do fotodíodo.

A primeira limitação deve-se à eventual perda do fóton incidente que pode ser associada à reflexão do mesmo nas camadas superficiais do sensor, ou então devido à não absorção do fóton que pode perder-se antes de chegar à região de depleção. Por esse motivo nem todos os fótons conseguem alcançar a região fotossensível do pixel. A segunda limitação prende-se com o facto do fotodíodo não conseguir captar todos os pares eletrão-lacuna gerados pelos fótons incidentes, isto é, idealmente só as cargas geradas na região de depleção serão captadas. No entanto, poderão existir algumas cargas que se recombinem com um par eletrão-lacuna antes desse mesmo par chegar ao final da região de depleção. Essa recombinação representa uma degradação significativa da QE para fótons com maiores comprimentos de onda [51].

3.1.1.3 – Resposta Espectral

Um outro parâmetro importante para caracterizar um sensor de imagem é a resposta espectral do sensor (SR - *Spectral Response*). Este parâmetro é definido como o rácio entre a fotocorrente gerada pelo pixel em relação à potência ótica [52]. Esse parâmetro é definido pela equação (3.5):

$$SR(A/W) = \frac{I_{ph} \left[\frac{A}{cm^2} \right]}{P \left[\frac{W}{cm^2} \right]} = \eta(\lambda) \frac{q\lambda}{hc} \quad (3.5)$$

em que I_{ph} é a fotocorrente, P é a potência ótica, q é a carga do eletrão ($q = 1,602 * 10^{-19}$ C), λ é o comprimento de onda (nm), h é a constante de Planck ($h = 9,626 * 10^{-34}$ J.s) e c é a velocidade da luz ($c = 2,99792 * 10^{10}$ cm/s).

3.1.1.4 – Dynamic Range

Para além do ruído, de que se irá falar posteriormente, o *Dynamic Range* - DR é um dos parâmetros que mais “limitam” a performance de um sensor de imagem. Em termos teóricos, o DR traduz a relação entre o sinal de saturação do sensor e o valor mínimo de irradiação que o pixel consegue detetar [48]. O resultado é expresso em dB, como é mostrado na equação (3.6):

$$DR(dB) = 20 \log \left(\frac{\mu_{p.sat}}{\mu_{p.min}} \right) \quad (3.6)$$

em que $\mu_{p.sat}$ é o valor médio em DN de fotões quando o sensor entra em saturação e $\mu_{p.min}$ é o valor mínimo de irradiação que o pixel consegue detetar, também em DN. Este valor também pode ser obtido quando se tem SNR = 1 [48].

Uma outra forma de definir o DR, a equação (3.7) representa o rácio entre o valor máximo da capacidade do *full-well* e o valor mínimo de ruído [52].

$$DR(dB) = 20 \log \left(\frac{N_{sat}}{n_{read}} \right) \quad (3.7)$$

em que N_{sat} é o valor, em eletrões que corresponde à capacidade total do *full-well* e n_{read} é o valor do ruído de leitura (*read noise*), também em e⁻ [52].

Através da análise da equação (3.7) percebe-se que existem duas formas de aumentar o DR. A primeira forma é através do aumento da capacidade do *full-well*, no entanto, esta opção não é a mais viável devido às restrições ao tamanho do pixel, fazendo com que a segunda forma de aumentar o DR seja a mais utilizada: diminuir o ruído de leitura (*read noise*) [5].

Tipicamente, os sensores CMOS APS, e também os CCD, têm um DR entre os 40 e 70 dB. Como comparação, refira-se que o olho humano tem um DR superior a 120 dB [9].

Na prática, o DR traduz-se pela capacidade que o sensor tem em conseguir representar tanto zona com bastante claridade como zonas com muita sombra, sem que estas fiquem ou demasiado brancas ou então demasiado escuras [5].

Um mecanismo desenvolvido para aumentar o DR, e diminuir o ruído, é mencionado na literatura como *multi-sampling*. Neste método, como o próprio nome indica, são feitas várias amostras (*samples*) da imagem que está a ser capturada e só depois é que é feito o *readout* da mesma [9], [18]. Este método pode ser implementado de duas formas distintas.

A primeira forma de fazer *multi-sampling* é utilizando apenas 2 amostras (*dual-sampling*), em dois tempos diferentes e espaçados de igual forma durante o tempo de integração. Cada uma destas amostras é guardada no bloco *Sample/Hold* (4) da Figura 2-16 e só depois, no final do tempo de integração, o sinal é lido pelo ADC. Assim, o novo *dynamic range* é dado pela equação (3.8) [18]:

$$DR(dB) = DR_{org} + 20 \log \left(\frac{T_f}{T_{read}} - 1 \right) \quad (3.8)$$

em que DR_{org} é o DR original do sensor, T_f e T_{read} são o tempo de *frame*, que é o tempo total da aquisição de uma imagem, e de *readout* respetivamente.

Na segunda forma de aplicação do método de *multi-sampling* são utilizadas mais do que duas amostras, e além disso é possível aplicar um tempo de exposição variável ou não. Isto é, na primeira variante do método existem várias amostras, igualmente espaçadas no tempo e cada uma delas tem o seu tempo de exposição fixo. Na segunda variante do método as amostras já não estão igualmente espaçadas, o que faz com que os tempos de exposição também variem entre amostras. Finalmente as amostras são guardadas e lidas pelo ADC como no *dual-sampling*. Os novos DR são dados pelas equações (3.9) e (3.10) respetivamente [18]:

$$\Delta DR(dB) = 20 \log \left(\frac{T_f}{T_s} - k \right) \quad (3.9)$$

$$\Delta DR(dB) = 20 \log \frac{T_l}{T_{s,min}} \quad (3.10)$$

em que T_s é o tempo de integração, k é o número de vezes que este repete e $T_{s,min}$ é o tempo de integração mínimo. Neste trabalho ir-se-á aplicar o método de *multi-sampling* ao sensor que foi estudado, para perceber se ocorrem melhorias nos resultados da caracterização.

A Figura 3-3 mostra a comparação entre a mesma cena capturada com duas câmaras diferentes. A imagem do lado esquerdo foi obtida com uma câmara com um sensor com um DR pequeno e a imagem da direita foi obtida com *High Dynamic Range* (HDR). Como mostrado na equação (3.7), o DR é dado pela relação entre a capacidade da máxima do *full-well* e o valor mínimo de sinal. A tecnologia HDR o que propõe é “esticar” a capacidade máxima do *full-well* e assim possibilitar ao pixel representar uma maior quantidade de diferentes níveis de luminosidade [53].

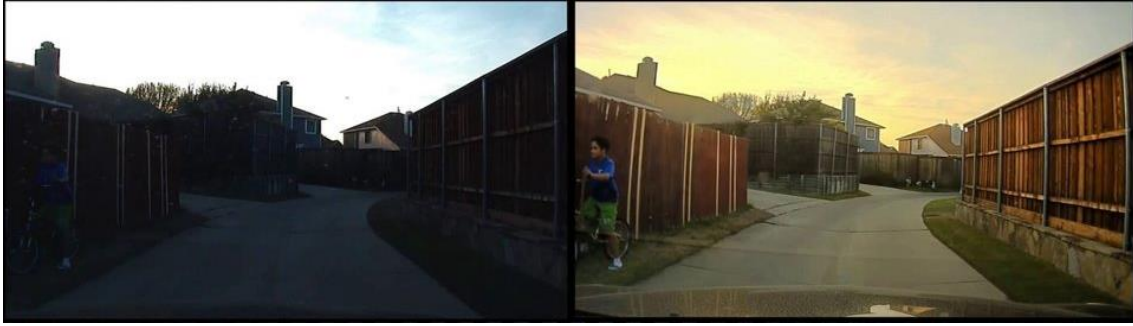


Figura 3-3 – *Dynamic range* numa situação real [54].

As diferenças entre as duas imagens são claras. Na imagem da esquerda, grande parte do céu é mostrado completamente saturado e o sensor apenas consegue representar uma pequena parte do céu a azul. Pelo contrário, na imagem da esquerda o céu está todo representado e é possível ver as nuvens com o reflexo no sol.

Na imagem da esquerda pode-se também verificar que o sensor não consegue mostrar bem tanto a estrada como as paredes, que são perfeitamente perceptíveis na outra imagem. Finalmente, na imagem com menor DR, tanto a criança como a parte dianteira do carro são completamente imperceptíveis.

Quando, por razões de design ou de espaço, não é possível alterar o tamanho da capacidade do *full-well* do sensor, para aumentar o DR, são utilizados algoritmos de multiexposição [55] ou resposta logarítmica de pixel [56] para que se consiga melhorar o DR do sensor.

3.1.1.5 – Relação Sinal-Ruído

A relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) é um parâmetro muito importante quanto se trata de circuitos analógicos. Esta é a relação entre o sinal e o ruído, para um determinado nível de entrada [52]. Esta relação é dada pela equação (3.11):

$$SNR(dB) = 20 \log \left(\frac{N_{sig}}{n} \right) \quad (3.11)$$

em que N_{sig} é o valor, em eletrões, que corresponde ao sinal de entrada e n é o valor do ruído, nomeadamente o ruído temporal. Este tipo de ruído e as suas componentes serão apresentadas no ponto 3.2.1 deste trabalho.

Para condições de baixa luminosidade, o ruído dominante, e que limita a SNR, é o *read noise*, e por isso n é substituído por n_{read} e o SNR aumenta a um ritmo de 20 dB/dec à medida que o número de fótons incidentes aumenta. Já em condições com maior luminosidade, o ruído que limita a SNR é o *photon shot noise*, n_{sig} , que é definido como a raiz quadrada do sinal de entrada. Assim o SNR aumenta a um ritmo de 10 dB/dec [52].

Um sensor real poderá sempre ser comparado com um sensor ideal, em que se tem uma QE unitária e todas as componentes de ruído são desprezadas [48]. Assim, o SNR ideal é dado pela equação (3.12):

$$SNR_{ideal}(dB) = 20 \log(\sqrt{\mu_p}) = 10 \log(\mu_p) \quad (3.12)$$

em que μ_p é valor médio em DN de fótons que incidem no pixel durante um determinado tempo de exposição.

3.1.1.6 – Capacidade do *Full-Well* e Ganho de Conversão

A forma mais fácil de descrever este parâmetro é imaginando um balde, a capacidade do *full-well* (*full-well capacity* - FWC) do balde será a capacidade máxima de água que este consegue armazenar sem transbordar.

No caso de um pixel a FWC é definida como o número de cargas que podem ser acumuladas na capacidade do fotodíodo. Esse parâmetro é dado pela equação (3.13) [52]:

$$FWC(e^-) = N_{sat} = \frac{1}{q} \int_{V_{reset}}^{V_{max}} C_{in}(V) \cdot dV \quad (3.13)$$

em que q é a carga do eletrão, C_{in} é a capacidade do condensador da Figura 2-12, e V_{max} e V_{reset} são a tensão de saturação e a tensão de *reset*, respetivamente [52]. No caso da arquitetura 4T-APS, a FWC deixa de depender de C_{in} e passa a depender da capacidade da *floating diffusion*, C_{FD} .

Tal como é referido no EMVA, é importante não confundir a FWC com a capacidade de saturação (*saturation capacity* - $\mu_{e.sat}$), pois apesar de terem um nome semelhante estes parâmetros correspondem as coisas diferentes. O valor da capacidade de saturação é tipicamente mais baixo que o valor da FWC porque o sinal é cortado para o valor digital máximo, antes que a saturação física do pixel aconteça [48].

Como já foi dito anteriormente, existe uma relação direta entre o DR e a FWC, pois quanto maior for a FWC maior também será o DR do sensor, uma vez que este último parâmetro também pode ser escrito como apresenta a equação (3.14) [18]:

$$DR(dB) = 20 \log\left(\frac{V_{max}}{V_{reset}}\right) \quad (3.14)$$

O ganho de conversão (*Conversion Gain* - CG) é definido como a variação de tensão quando uma carga (eletrão ou lacuna) é acumulada no fotodíodo. Este parâmetro é expresso na forma da equação (3.15) [18], [52]:

$$C.G. (\mu V/e^-) = \frac{q}{C_{in}} \quad (3.15)$$

onde q é a carga do eletrão e C_{in} é a capacidade de entrada. Desta forma é possível perceber que existe uma relação entre estes três parâmetros: quando se aumenta a FWC, o DR também é aumentado de uma forma direta, no entanto, o aumento da FWC é inversamente proporcionar ao CG. Na arquitetura 4T-APS esta relação entre a FWC e o CG deixa de existir pois, pela equação (2.2), a tensão de saída já não tem em conta o condensador C_{in} , mas sim a capacidade da FD, C_{FD} [18]. Isto permite que se possam utilizar pixéis maiores sem sacrificar o CG.

Nas versões mais recentes do *standard* EMVA 1288, o *conversion gain* é denominado de *overall system gain* e é representado pela letra *K*. Este ganho é obtido de forma indireta através da regressão linear da *Photon Transfer Curve* (PTC).

3.1.1.7 – *Photon Transfer Curve e Photon Response Curve*

A *Photon Transfer Curve* (PTC) faz parte do *Photon Transfer Method* segundo [57]. Este método é atualmente utilizado por toda a indústria de sensores de imagem, sendo a PTC um dos parâmetros visuais mais importantes da documentação de caracterização de um sensor de imagem, pois é possível perceber o comportamento do sensor em diferente ambiente (diferentes intensidades de luz) [58].

Através da PTC é também possível verificar o comportamento do ruído, tendo em conta que o gráfico corresponde à variação temporal dos valores das imagens em função dos valores médios da imagem. A Figura 3-4 mostra uma curva PTC e também a respetiva regressão linear.

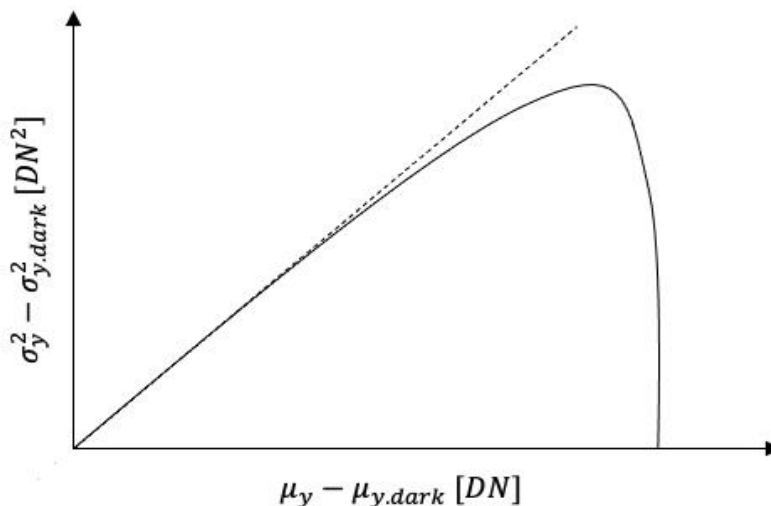


Figura 3-4 – Exemplo de uma curva PTC com a regressão linear dos valores entre 0 e 70% de saturação.

Analisando o gráfico, é possível perceber que são retirados os valores das imagens no escuro (*dark*). Isto é feito para retirar o valor de *offset* e começar a representação dos valores em 0. No topo da PTC observa-se o denominado joelho da curva, que é onde o sensor entra em saturação, sendo assim possível calcular o valor da FWC. Do valor do declive da regressão linear dos valores entre 0 a 70% de saturação, que é onde se encontra a maior parte da linearidade da curva, retira-se o valor do parâmetro *K* [48], [58].

Um outro gráfico igualmente importante na caracterização de um sensor de imagem é a *Photon Response Curve* (PRC). Através desse gráfico é possível perceber o comportamento do pixel em relação ao número de fótons incidentes, ou seja, é possível perceber de que forma o pixel responde e assume um valor em DN sabendo que número de fótons incidem no mesmo. A Figura 3-5 mostra um exemplo teórico da curva do PTC e também a respetiva regressão linear.

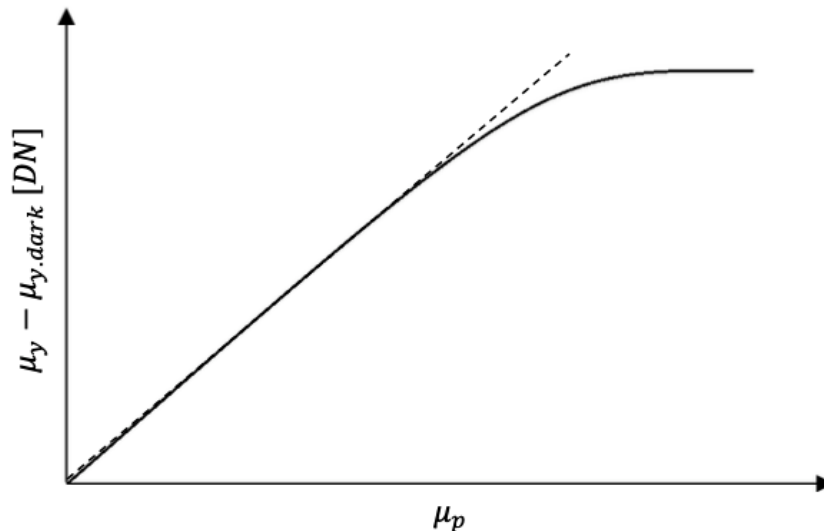


Figura 3-5 – Exemplo de uma PRC com a regressão linear dos valores entre 5 e 95% de saturação.

Um dos valores que se podem retirar da PRC é obtido através da regressão linear dos valores do gráfico entre 5 e 95% de saturação. Esse intervalo é utilizado para excluir as não linearidades iniciais e finais que afetam o sinal, já mencionadas no ponto 3.1.1.5. Do declive da regressão linear retira-se o valor da responsividade do sensor, R [48].

Um outro valor a retirar através da PRC tem em conta o valor máximo, retirado no joelho da PTC. Sabendo a que valor médio da imagem é que corresponde o máximo da variação temporal do ruído, e procurando esse valor na PRC, é possível extrair o valor em fotões que corresponde à saturação, sendo assim possível estimar o valor de $\mu_{e.sat}$ [48].

3.2 – Ruído

Como já foi mencionado anteriormente, a grande desvantagem dos CIS em relação aos sensores de imagem CCD é a grande influência do ruído na qualidade do sinal de saída (imagem). O ruído num sensor de imagem tem origem no design, é aumentado ou não no processo de fabrico do sensor, e deve ser quantificado no processo de caracterização do sensor.

O ruído pode ser subdividido em dois grandes tipos de ruído. O primeiro tipo de ruído é denominado ruído temporal (*temporal noise*) e o segundo tipo é o ruído espacial (*spatial noise*). Estes dois tipos de ruídos afetam o sinal de forma diferente e por sua vez, têm origem em diversos fatores.

Irão ser apresentados nesta secção esses dois tipos de ruídos e as suas origens. Para uma melhor compreensão dos tipos de ruído que irão ser abordados nesta secção, a Figura 3-6 mostra um pixel PPD com uma arquitetura 4T-APS, indicando qual a componente do pixel que origina um dado tipo de ruído. Esses tipos de ruído serão descritos em detalhe nas secções seguintes.

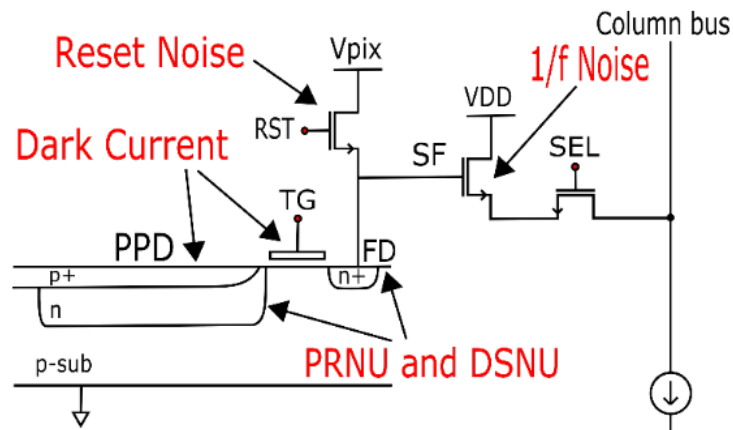


Figura 3-6 – Arquitetura 4T-APS de um pixel PPD e principais fontes de ruído [59].

É importante referir que na figura anterior apenas estão representadas as componentes de ruído que têm maior influência no ruído presente numa imagem, apesar de existirem outros tipos de ruído que também influenciam o ruído total.

3.2.1 – *Temporal Noise*

O ruído temporal é caracterizado como sendo a variação do valor médio do pixel, de duas amostras consecutivas, quando exposto a uma luz constante ou até mesmo na ausência de luz, durante um determinado período de tempo [52].

Este tipo de ruído é constituído por várias componentes de ruído, tais como o *kTC noise* ou *reset noise*, *1/f noise*, *thermal noise*, *quantization noise*, *read noise* e *photon shot noise* [5], [52].

A fim de caracterizar o ruído num sensor de imagem, é necessário definir o ruído matematicamente. Segundo [60] é mostrado que a variável aleatória gaussiana é a mais utilizada para este propósito. Esta é utilizada para descrever a distribuição da amplitude de uma grande variedade de ruídos, tais como o *thermal noise*, *shot noise* e *1/f noise*.

3.2.1.1 – *Thermal Noise*

O *thermal noise* (ruído térmico) está associado à agitação térmica dos eletrões na passagem pelas resistências, tendo em conta que o transistor MOSFET, quando está a ON, pode ser visto como uma resistência, Figura 3-7, que dá origem ao ruído *kTC*. Este ruído também é referido na literatura como ruído de Johnson (*Johnson noise*) [5], [52].

Este ruído é descrito matematicamente pela densidade espectral de potência do ruído térmico, e é dado pela equação (3.16) [52]:

$$S_V(f)[V^2/Hz] = 4kTR \quad (3.16)$$

em que k é a constante de Boltzmann ($k = 1,380640 \times 10^{-23} J/K$), T é a temperatura em kelvin e R é o valor da resistência em ohms.

3.2.1.2 – kTC Noise

Este ruído tem como origem o ruído térmico proveniente das transições de *ON* e *OFF* do transistor de *reset* da FD, como é mostrado na arquitetura 4T-APS da Figura 2-8 [52].

A Figura 3-7 mostra um circuito equivalente da operação de *reset* de um pixel. Como é possível ver na Figura 3-7 (a), a capacidade C (que representa a capacidade FD do fotodetector) está ligada à fonte de tensão V_d através de um transistor, neste caso o transistor de *reset*. Quando é aplicado um impulso de *reset*, ϕR , Figura 3-7 (b), na *gate* do transistor, idealmente seria de esperar uma pequena variação do potencial no nó A, devido à transição do impulso, e depois essa tensão deveria tender para a tensão V_d , como mostra a Figura 3-7 (c). No entanto, num circuito real, o potencial no nó A flutua em torno de V_d quando o transistor está a conduzir. Por outro lado, quando o transistor não conduz, a tensão no nó A fica estável em torno de V_d . Isto significa que, como mostrado na Figura 3-7 (d), a cada operação de *reset* a tensão no nó A tomará sempre um valor diferente [5].

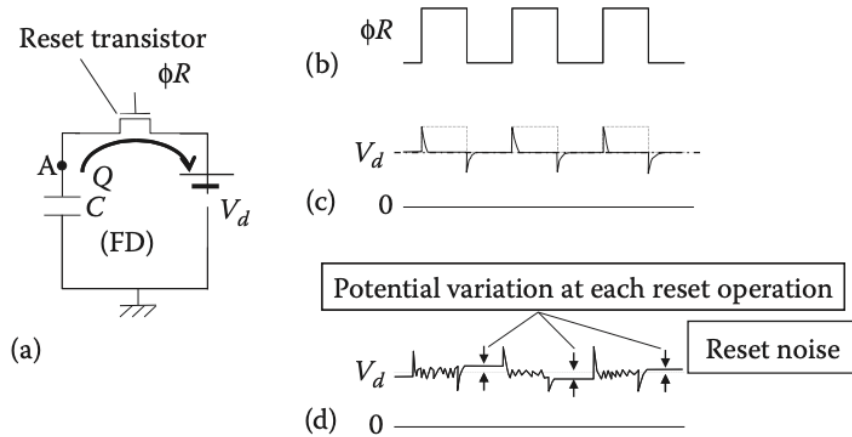


Figura 3-7 – Ruído de *Reset*: (a) circuito equivalente, (b) impulso de *reset*, (c) potencial no nó A num caso ideal, (d) potencial no nó A num caso real [5].

Visto que este tipo de ruído tem como origem o ruído térmico, a tensão de *reset*, V_{reset} , pode ser dada pelo integral do ruído térmico da equação (3.16), em que R é substituído pela parte real da impedância de um filtro RC passa-baixo, como mostra as equações (3.17) e (3.18) [52]:

$$V_{reset}^2 = \int_0^{\infty} 4kT \cdot \frac{R}{1 + (2\pi fRC)^2} df = \frac{kT}{C} \quad (3.17)$$

$$V_{reset} = \sqrt{\frac{kT}{C}} \quad (3.18)$$

em que k é a constante de Boltzmann ($k = 1,380640 \cdot 10^{-23} J/K$), T é a temperatura em kelvin e C é a capacidade do condensador, ou neste caso, a capacidade da FD.

Da equação (3.18) é possível perceber que considerando um pixel com um valor fixo de C , este ruído apenas depende da temperatura, isto é, da quantidade de vezes que é feito o *reset* ao transístor, pois, o transístor MOSFET quando está a ON, pode ser visto como uma resistência, onde irá haver dissipação de calor.

Para suprimir este ruído são utilizados circuitos como o apresentado na secção 2.2.3.

3.2.1.3 – $1/f$ Noise

O ruído $1/f$ é também conhecido como *flicker noise*. Embora ainda não se consiga perceber bem a origem deste tipo de ruído, alguns modelos indicam que o confinamento e libertação das cargas em estados da interface na fronteira Si-SiO₂ estejam de alguma forma relacionados com este ruído. Esta observação resulta do facto deste tipo de ruído estar presente quando uma corrente continua flui num material descontínuo [5] [61].

Para o tratamento deste ruído há uma regra empírica utilizada no design dos pixéis, que diz que quanto maior a área da *gate* do MOSFET, menor a potência do ruído $1/f$ [5].

Na Figura 3-8 está representado um gráfico típico do espectro de potência do ruído, que mostra as gamas de predominância do ruído $1/f$ e do ruído térmico. Pela análise do gráfico, é possível verificar que para frequências abaixo dos 100 kHz, existe uma predominância do ruído $1/f$ [5].

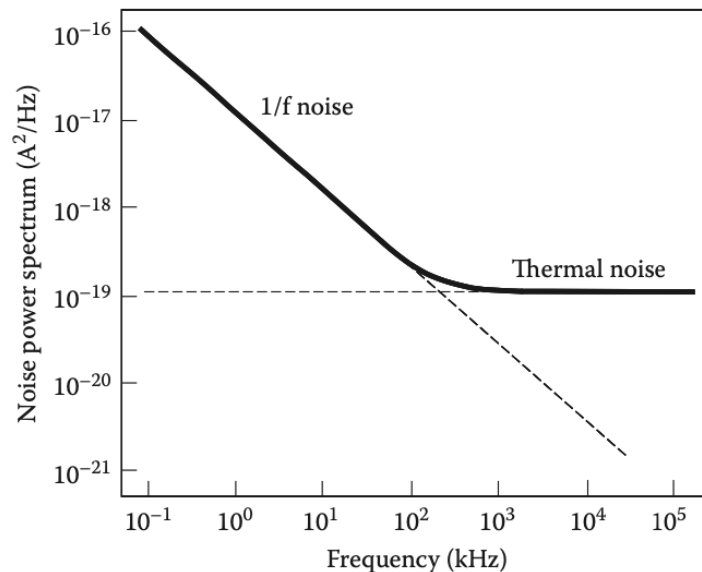


Figura 3-8 – Exemplo do espectro da potência de ruído num MOSFET [5].

Visto que, para este tipo de ruído, a potência do ruído é inversamente proporcional à frequência, para baixas frequências, a potência de ruído é tão grande que consegue sobrepor-se ao sinal pretendido (imagem), sendo tal facto perceptível pelo utilizador, visto que o olho humano consegue perceber flutuações no sinal a baixa frequência.

Para frequências superiores a 100 kHz, a curva tende para um valor estável, demonstrando que o ruído $1/f$ deixa de ter qualquer influência no sistema, passando a ser o ruído térmico o predominante.

3.2.1.4 – *Read Noise*

O *read noise* (ruído de leitura) ou também mencionado na literatura como *noise floor*, é definido como o ruído proveniente dos circuitos de *readout*, no entanto, não inclui o ruído gerado pelo fotodetector. Num sensor de imagem CMOS, o *read noise* é determinado pelo ruído gerado pela eletrônica de leitura, incluindo o ruído gerado pelo amplificador dentro do pixel e por circuitos que suprimem o ruído FPN, caso estes dois últimos existam [52].

No caso de não haver um circuito CDS na arquitetura do sensor, ou então este mesmo bloco não consiga suprimir o ruído kTC, então a contribuição deste ruído deve ser incluída no *read noise* [52].

3.2.1.5 – *Photon Shot Noise*

Este ruído, também designado muitas vezes na literatura como apenas *shot noise*, é o único ruído que não depende nem da arquitetura nem do processo de fabrico do pixel, tendo uma origem natural. Isto é, o *photon shot noise* é um ruído que está associado à incidência aleatória dos fótons no pixel que geram também de forma aleatória pares elétron-lacuna [5], [52].

Pelos diversos estudos realizados sobre este tipo de ruído é sabido que a probabilidade de N partículas (fótons), serem emitidas durante um determinado período de tempo, é dada pela distribuição de probabilidade de Poisson, como mostra a equação (3.19) [52], [62]:

$$P_N = \frac{(\bar{N})^N \cdot e^{-\bar{N}}}{N!} \quad (3.19)$$

em que N e \bar{N} são o número de partículas e a sua média respetivamente.

A distribuição de Poisson tem uma característica interessante que simplifica bastante a forma de dimensionar este ruído, sendo que a variância, σ_{ph}^2 , é igual ao valor médio, como mostra a equação (3.20):

$$\sigma_{ph}^2 = (N - \bar{N})^2 = \bar{N} \quad (3.20)$$

Finalmente, da equação (3.20), o desvio padrão é dado pela raiz quadrada do valor médio. Desta forma, tem-se que o valor do ruído é dado pela raiz quadrada do valor médio do número de elétrons gerados.

Tal como o ruído térmico, a densidade espectral de potência do *photon shot noise* é constante em todo o espectro de frequências. Por isso estes dois ruídos são denominados de *white noise* (ruído branco) [52], [63].

3.2.2 – *Spatial Noise*

Até aqui, o modelo de ruído descrito considera apenas um único pixel, no entanto, quando se considera um sensor de imagem com vários pixels, os valores da matriz de pixels variam de pixel para pixel, nas mesmas condições de iluminação. A esta variação espacial entre os valores dos pixels é dado o valor de *spatial noise*, ou *Fixed-Pattern Noise* (FPN) [48].

Na prática este ruído traduz a diferença entre as sensibilidades dos diferentes pixels, visto que para a mesma quantidade de luz incidente, o resultado do processo de captura de cargas varia de pixel para pixel [64].

Este tipo de ruído é subdividido em dois outros fenômenos. O primeiro está associado à variação do valor de pixel para pixel na mesma imagem, quando se está numa situação de ausência de luz. Este ruído é denominado de *dark signal non-uniformity* (DSNU). Para a situação em que o mesmo acontece, mas o pixel está iluminado por uma fonte de luz constante, tem-se então a *photo response non-uniformity* (PRNU) [48], [62].

3.2.2.1 – *Dark Signal Non-Uniformity*

A DSNU é caracterizada como sendo a variação do valor do *offset* do sinal, isto porque, como este ruído só acontece num ambiente de ausência de luz, o pixel deveria assumir o valor do *offset*, no entanto, isso não se verifica. Este tipo de ruído também é por vezes denominado na literatura como ruído de *offset* [44], [48].

Este ruído está relacionado com outras duas fontes de ruído, estando a primeira associada à existência de FPN a nível do pixel, *pixel-FPN*. Este ruído é causado por variações na *dark current*, sensibilidade do fotodíodo e desfasamento entre as capacidades dentro do pixel [52]. Para suprimir este ruído são apresentadas em [65] técnicas com a utilização do circuito anteriormente introduzido no ponto 2.2.4.

O desfasamento entre o SFT e o transistor de seleção de coluna, visto que no processo de fabrico dos mesmos as características não são exatamente as mesmas, introduz a segunda origem de ruído, neste caso o *column-FPN* [52].

3.2.2.2 – *Photo Response Non-Uniformity*

A PRNU acontece numa situação em que há uma luz uniforme a incidir sobre o sensor. Este ruído é caracterizado por uma variação da responsividade do pixel devido à flutuação do valor do ganho de pixel para pixel. Assim, este ruído é por vezes denominado na literatura como ruído de ganho [44], [48], [52].

Em [59] e [66] é indicado que determinar a origem da PRNU pode por vezes ser complicado, visto que vários fatores podem originar este ruído, tais como variações de pixel para pixel na captura de luz caso o sensor utilize uma lente, pois as não linearidades da lente devem ser tidas em consideração. As imperfeições do material fotodetector no

processo de fabrico influenciam as características do material nas junções pn e por sua vez, influenciam a região de depleção, fazendo com que existam diferenças entre as responsabilidades dos pixéis. Finalmente, pequenas diferenças entre os amplificadores dentro dos pixéis também originam pequenas diferenças entre os ganhos de cada pixel, fazendo com que ocorram sempre flutuações nestes valores.

Este tipo de ruído não pode ser suprimido pelo circuito de CDS [52]. No entanto, existe uma técnica de *software* para contornar este ruído, mas implica alguma complexidade visto que o sensor deve estar sobre uma luminosidade constante e o operador deve ir pixel a pixel para perceber o valor do ganho e preenchendo uma tabela de “*look-up*”. Posteriormente, através do *software* de processamento de imagem, o valor de cada pixel é utilizado para corrigir ou não o seu ganho [67].

Utilizando um exemplo simples, mostrado em [44], o valor de cada pixel é dado pela equação (3.21):

$$y = Offset + Gain \cdot n_p \quad (3.21)$$

e que tem como componentes o ganho (*gain*) multiplicado pelo valor da conversão n_p mais o *offset*. Pode-se verificar que numa condição de total ausência de luz, o valor do pixel é dado apenas pelo *offset*, pois $n_p = 0$. Na situação em que existe luz, as componentes de *offset* e do ganho influenciam o valor de y , porque $n_p \neq 0$. Assim, conclui-se que a componente PRNU é influenciada também pela DSNU, mas o contrário não se verifica.

Assim, quando se pretende medir com exatidão estas duas componentes de ruído, à PRNU deve ser subtraída a componente de DSNU.

3.2.3 – Dark Current

A *dark current* também está associada ao ruído FPN. Esta é caracterizada como uma corrente indesejável, gerada no fotodetector, quando há total ausência de luz, devido à geração aleatória de pares elétron-lacuna. A *dark current* está associada a vários fatores, mas o mais comum é a influência da temperatura [52].

Para além da temperatura, a *dark current* tem uma relação direta com o tempo de integração da luz, tal como mostra a equação (3.22) [52]:

$$N_{dark} = \frac{Q_{dark}}{q} = \frac{I_{dark} \cdot t_{INT}}{q} \quad (3.22)$$

em que N_{dark} é a *dark current*, Q_{dark} são as cargas geradas pela *dark current*, I_{dark} é a corrente no escuro e t_{INT} o tempo de integração. N_{dark} que é o número de eletrões gerados no escuro durante um determinado período de tempo. Refira-se no entanto, que na literatura esta quantidade é normalmente designada de *dark current*.

Daqui consegue-se perceber que a *dark current* influencia o DR do sensor quando se está em situações de pouca luminosidade pois, a quantidade de cargas Q_{dark} será gerada e irá encher o *full-well* [14].

Como já foi mencionado anteriormente, a *dark current* está associada a vários fatores físicos que estão inerentes à construção do pixel, como mostra a Figura 3-9.

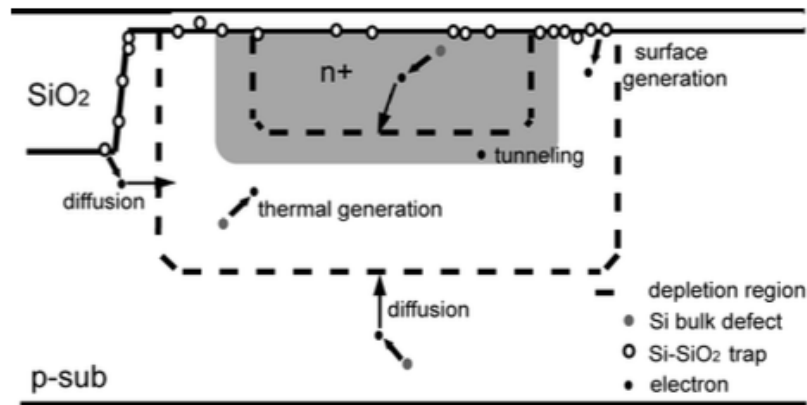


Figura 3-9 – Geração das diferentes componentes da *dark current* num pixel de junção p-n [66].

- **Geração de corrente na região de depleção:** na ausência de luz, devido à agitação térmica são gerados pares elétron-lacuna na região de depleção [52], [68].
- **Corrente de saturação:** corrente originada pelos portadores minoritários, existentes na vizinhança da região de depleção, que se propagam para a região de depleção [52], [68].
- **Corrente de efeito de túnel:** este efeito ocorre quando um número suficiente de elétrons na banda de valência do lado do tipo *p* conseguem atingir a banda de condução do tipo *n*, através de um “túnel” que transpassa a *band-gap* [68].
- **Corrente de fuga à superfície:** devido à interrupção da estrutura reticular, pode haver uma elevada densidade de cargas à superfície gerando recombinações [52], [68].
- **Corrente de Frankel-Polle:** esta corrente é originada pela emissão de um elétron aprisionado para a banda de condução [18], [68].
- **Corrente de ionização de impacto:** esta corrente flui quando há uma forte polarização inversa (intenso campo elétrico), que faz com que a aceleração entre as colisões possa ser suficientemente grande para que as portadoras consigam energia suficiente para partir as ligações covalentes e produzam mais pares elétron-lacuna [68].

3.3 – Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os parâmetros, que segundo o standard EMVA 1288, desenvolvido pela *European Machine Vision Association*, devem constatar da folha de especificações de um sensor de imagem, tais como a eficiência quântica, resposividade, ganho de conversão, *dynamic range*, relação sinal-ruído, capacidade do *full-well*, as curvas da PTC e PRC, e também os valores do ruído temporal e espacial.

Para que a medição desses parâmetros seja válida, o parâmetro $f_{\#}$ deve ser sempre respeitado e o sensor deve ser sempre caracterizado segundo um modelo matemático predefinido.

Capítulo 4 – Sensor de Imagem ORION

Nesta secção do trabalho será apresentado o sensor de imagem que foi utilizado para a realização do trabalho de caracterização. Ir-se-á mostrar também o *software* utilizado para comunicar com o sensor e de que forma este funciona.

4.1 – ORION 2K

Para a realização deste trabalho utilizou-se o sensor de imagem ORION 2K, fornecido pela empresa ams, e mostrado na Figura 4-1.

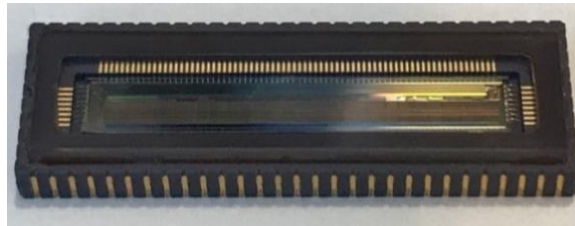


Figura 4-1 – Sensor de imagem ORION 2K.

Este sensor já não é produzido pela empresa, mas ainda se encontra disponível no mercado. Na altura da sua comercialização, a caracterização deste sensor foi feita, de forma não automática, para uma *line rate* de 20 kHz e com uma resolução de 13 bits para o ADC. Neste trabalho ir-se-á fazer a caracterização deste sensor para uma *line rate* de 80 kHz e com o ADC a 11 bits de resolução. Estes parâmetros foram indicados pela empresa, que pretendia caracterizar o sensor a uma *line rate* superior, e tornam a comparação com os parâmetros obtidos na caracterização anterior praticamente inútil.

O ORION 2K é um sensor de imagem composto por uma linha de 2128 pixéis de $10\ \mu\text{m} \times 10\ \mu\text{m}$, com capacidade expansão do tamanho do pixel através da utilização de uma linha adicional, em paralelo, de pixéis de $10\ \mu\text{m} \times 190\ \mu\text{m}$, originando assim um pixel “total” de $10\ \mu\text{m} \times 200\ \mu\text{m}$. Para além de ter esta dupla configuração, o sensor também dispõe de duas *full-well capacities*. Uma para o pixel pequeno, de cerca de $33\ \text{ke}^-$ e outra maior de cerca de $374\ \text{ke}^-$ [69].

Os 2128 pixéis que compõem a linha do sensor estão divididos em três secções, como mostra a Figura 4-2.

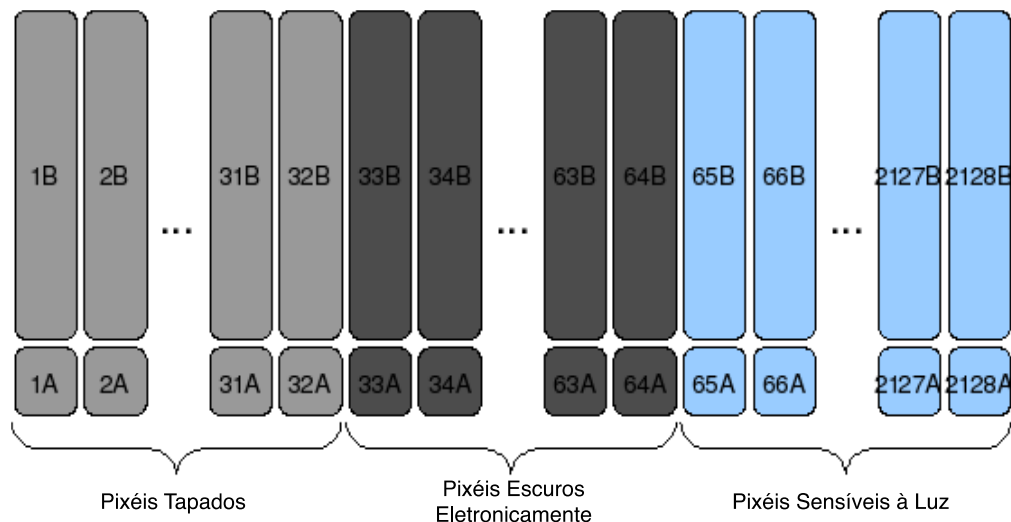


Figura 4-2 – Organização dos pixels do sensor [69].

Os primeiros 64 pixels estão constantemente a preto, no entanto, destes os primeiros 32 estão fisicamente tapados e os outros 32 estão eletronicamente a escuro, isto é, estão constantemente em *reset*. Apenas os restantes 2064 são pixels sensíveis à luz. Os pixels que estão tapados servem, respetivamente, como referência para a *dark current* e para a verificação do valor de *offset* em que o sensor se encontra [69].

Através de um microscópio digital é possível observar os pixels que estão tapados e os que estão eletronicamente a escuro, e que também estão tapados. Esses dois conjuntos estão salientados a vermelho, sendo também mostrada parte da linha de pixels, na Figura 4-3.

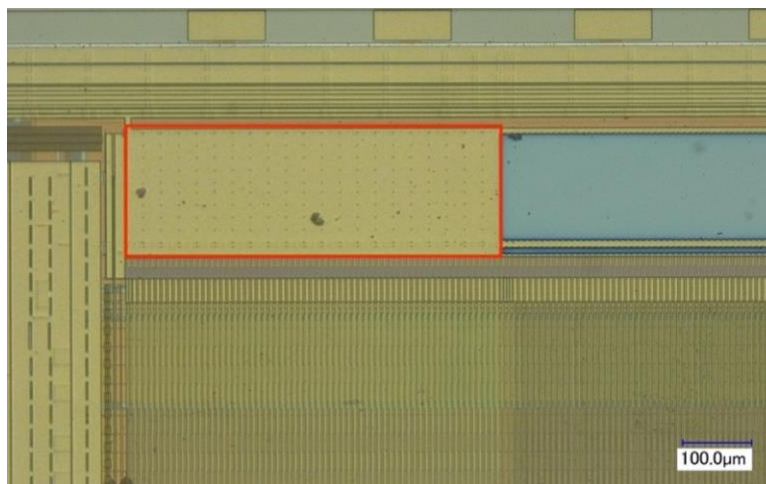


Figura 4-3 – Pixels tapados, imagem com zoom de 300x.

Relativamente aos pixels sensíveis à luz, é possível observar alguns desses pixels na Figura 4-4. Os pixels pequenos de $10\ \mu\text{m} \times 10\ \mu\text{m}$ situam-se na linha azul mais estreita na parte inferior da imagem, ao passo que na linha superior, mais larga, estão os pixels grandes de $10\ \mu\text{m} \times 190\ \mu\text{m}$. Através da alteração do valor de um registo é possível fazer a ligação física dos dois pixels, obtendo-se assim um pixel grande. É importante salientar que o pixel de $10\ \mu\text{m} \times 190\ \mu\text{m}$ nunca é usado de forma independente, ao contrário do que é possível com o pixel pequeno.

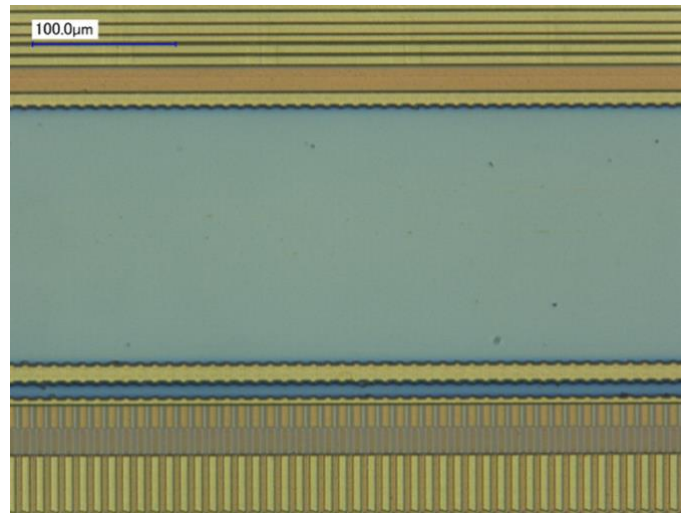


Figura 4-4 – Linhas de pixéis do sensor, imagem com zoom de 700x.

O facto do ORION 2K dispor tanto de um pixel pequeno como de um pixel grande é a principal característica deste sensor, mas este também se destaca por ter um *line rate* máximo de 80 kHz [69], o que o torna um sensor bastante rápido.

O sensor é dotado de um ADC em rampa até 13 bits com *conversion gain* e resolução programáveis, através das alterações dos respetivos valores dos registos, visto que é possível através do *software* do sensor fazer leitura e escrita nos registos [69].

Tanto o *line rate* como a resolução do ADC estão relacionados entre si pois, para aumentar o *line rate* é necessário reduzir a resolução da ADC. Para a frequência de 80 kHz, tanto o tempo de integração como o tempo de conversão não podem ser superior a 11 μs, pelo que a resolução do ADC deve passar para ¼ da resolução total. Para a frequência de 20 kHz este tempo aumenta para os 40 μs e já é possível utilizar toda a resolução do ADC. O diagrama temporal do sensor está presente na Figura 4-5.

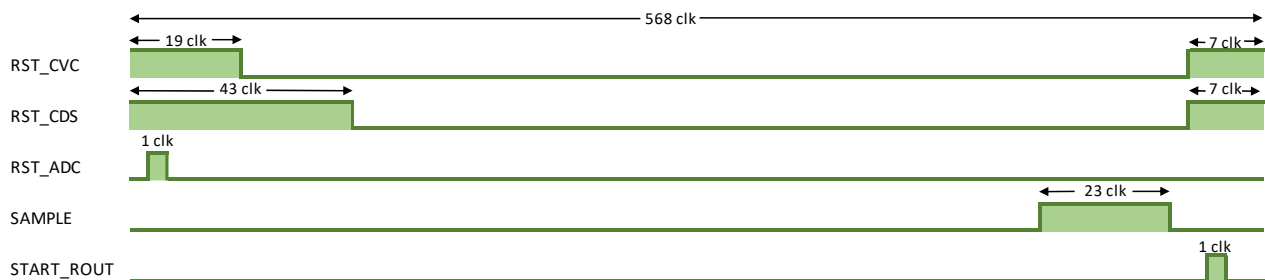


Figura 4-5 – Diagrama temporal do sensor de imagem ORION 2K.

Esta diagrama traduz o funcionamento do sensor. Inicialmente os blocos CVC e CDS estão em *reset*, no entanto, a integração da luz ainda não começou. É também feita a preparação do ADC para que este fique pronto para receber dados. No final do *reset* o CDS começa então a integração da luz. Neste momento tanto os blocos CVC como o CDS já estão em funcionamento. Quando o *sample* é ativado, é dito ao sensor que todo o sinal deve ser guardado no bloco S/H. O flanco descendente deste bloco coincide com o

final do tempo de integração. Finalmente, uma vez terminada a integração da luz, o sinal já está pronto a ser lido, pois, o ADC esteve sempre a funcionar.

Note-se que este sensor utiliza o método *global shutter* e também consegue realizar a operação de *readout* em paralelo com a operação de conversão, como é possível ver na Figura 4-6.

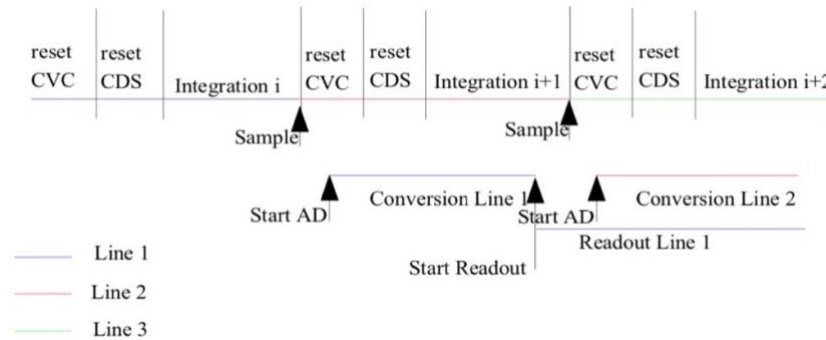


Figura 4-6 – Sequência de instruções gerais do ORION [69].

Desta forma, desde a integração da luz, até à operação de *readout* é esperada uma duração de sensivelmente 2 tempos de linha. Os tempos de linha são definidos pelos tempos necessários para o *reset* dos blocos CVC e CDS e também tem em conta o tempo de integração predefinido ou escolhido pelo utilizador.

Juntamente com o sensor, para que sejam realizados os testes, a caracterização e a avaliação da qualidade do mesmo, a empresa possui um kit de avaliação para esse processo. Esse kit é composto por um sistema de duas placas. A primeira consiste numa placa necessária ao auxílio do funcionamento do sensor, que trata da parte digital do mesmo e possui a memória SRAM. A segunda placa é uma FPGA Spartan-6 da Xilinx que trata do controlo, relógios e armazenamento ou configuração dos registos necessários. Estas placas são mostradas na Figura 4-7, (a) e (b) respetivamente.

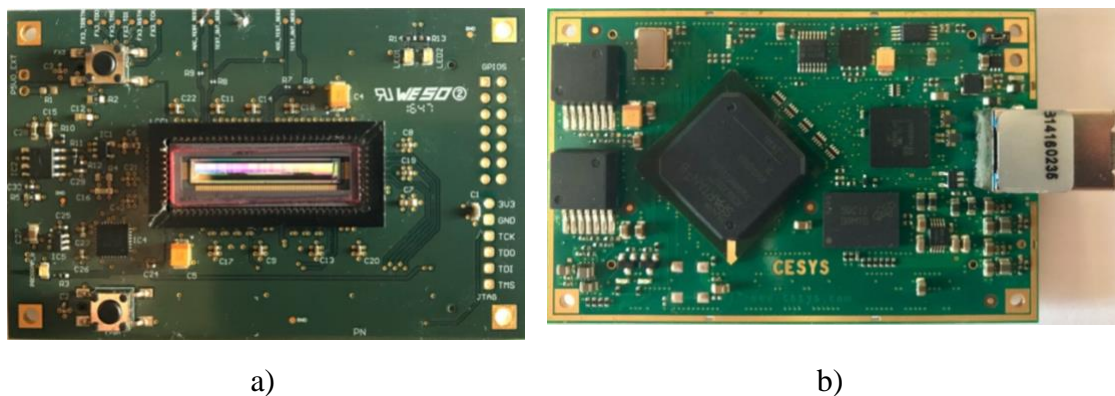


Figura 4-7 – Kit de avaliação com sensor de imagem: (a) necessária ao auxílio do funcionamento do sensor; (b) FPGA.

O kit possui também um *software* desenvolvido pela empresa, para a manipulação dos registos, alteração da *line rate* e do tempo de exposição, e aquisição de dados (tais como a visualização e captura de imagens). Estas configurações são feitas em tempo real, sem necessidade de recarregar novamente todos os registos, afetando assim o

comportamento do sensor e a imagem recebida no computador. É de salientar que o sensor apenas consegue ser operado e configurado através da utilização de uma interface de comunicação USB 3.0 ou superior.

A Figura 4-8 mostra o *software* utilizado para configurar e capturar imagens do sensor.

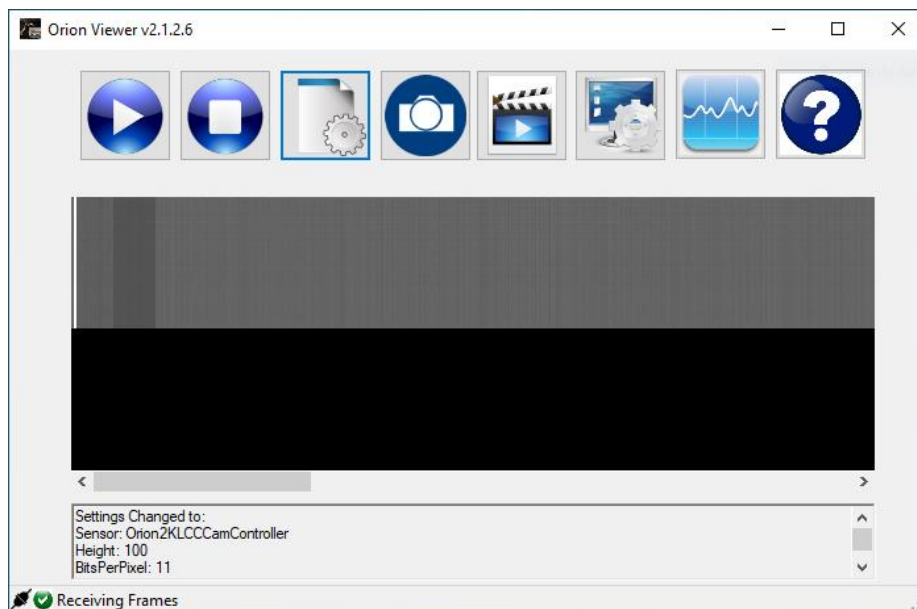


Figura 4-8 – *Software* utilizado para ver imagens do sensor em tempo real.

Na primeira página do *software* é possível fazer algumas operações com o sensor, tais como continuar ou parar a imagem que está a ser capturada em tempo real, aceder aos registos, capturar uma única imagem, capturar uma sequência de imagens (através de vídeo), reconfigurar o sensor com os registos predefinidos ou observar alguns dados estatísticos em tempo real, como por exemplo a média de cada coluna da imagem.

Abaixo dos botões, é mostrada parte de uma imagem capturada pelo sensor em tempo real. Como já referido anteriormente o sensor tem apenas uma linha de pixéis e na figura é mostrada uma imagem com a resolução de 2128x100, sendo que na realidade o sensor apenas consegue mostrar uma imagem com a resolução de 2128x1. Isto deve-se ao facto de que no *software* ser possível concatenar várias imagens e representá-las num único ficheiro de imagem.

Na Figura 4-9 está representada uma imagem capturada com o sensor com a resolução de 2128x100, que na realidade representa 100 imagens diferentes em sequência. Por defeito, as imagens capturadas pelo sensor estão em formato PGM.



Figura 4-9 – Exemplo de uma imagem capturada.

É importante referir que a imagem capturada pelo sensor não é uma imagem “real” por duas razões. A primeira é que, como foi explicado em 2.2.1, para se capturar uma

imagem com um sensor de linha é necessário que um objeto de mova a uma velocidade uniforme sobre o sensor, ou vice-versa, e por outro lado, este sensor não está dotado de uma lente.

Quanto aos registos, estes podem ser alterados de três formas distintas, como mostra a Figura 4-10.

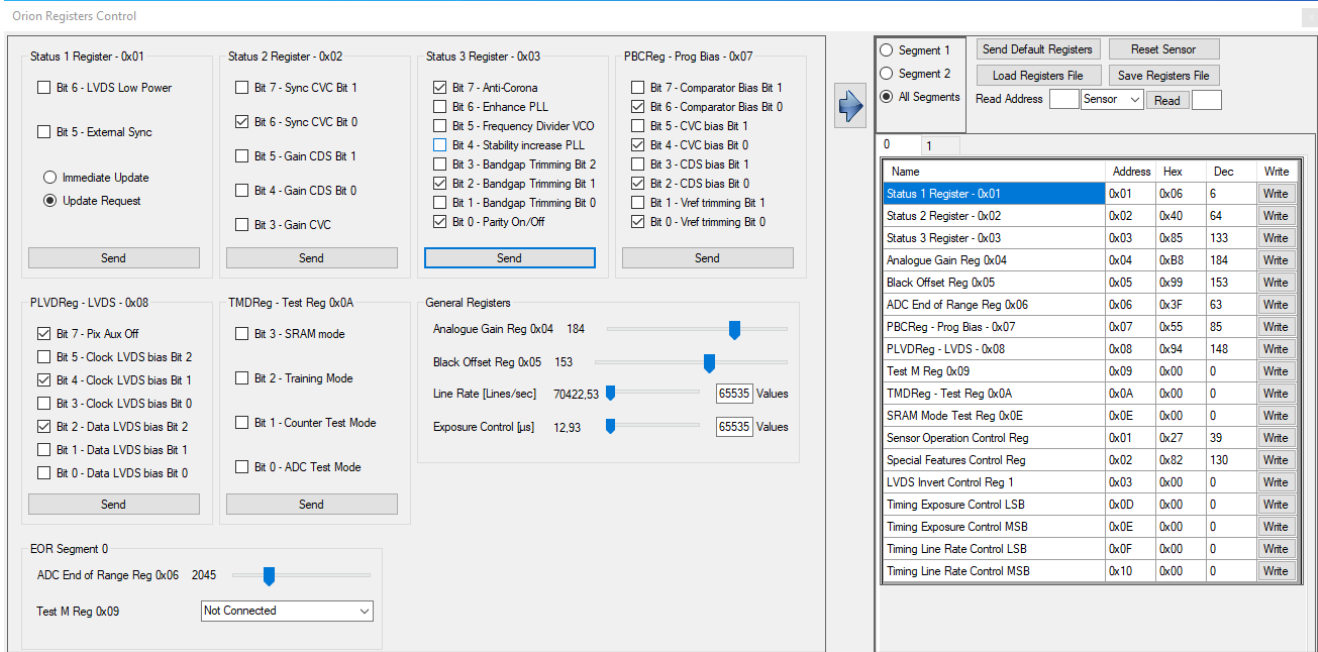


Figura 4-10 – Controlo dos registos do sensor.

Do lado esquerdo da imagem pode-se observar a primeira forma de alteração dos registos, que é feita através da manipulação do byte, bit a bit. É possível selecionar qual o bit ou bits que se quer ativar ou desativar, bastando depois carregar em *send* para o valor do registo ser imediatamente atualizado.

É possível também alterar o valor de registos como *analogue gain* ou *black offset* através de um *slider*. As alterações destes registos assumem o valor imediatamente, assim que se acaba de mover o *slider*.

Finalmente, do lado direito da figura temos listados todos os registos que podem ser alterados. Nesse caso a manipulação dos registos é feita através da alteração do seu valor em hexadecimal ou em decimal e tendo que ser depois carregado o botão *write*.

Uma outra característica deste sensor é que devido ao seu tamanho, a linha de píxeis está dividida em dois segmentos. Através de um registo especial é possível aceder a cada um dos segmentos do sensor e assim fazer a leitura do mesmo. Algumas operações na alteração de registos do sensor são feitas automaticamente nos dois segmentos, no entanto, é preciso garantir a sincronização do mesmo para que não haja incoerência na imagem obtida.

A Figura 4-11 mostra um exemplo de um caso da má configuração dos registos de acesso do sensor.



Figura 4-11 – Demonstração dos dois segmentos. (a) Luz ambiente; (b) Saturação do sensor.

Nesta situação foi alterado o registo *End Of Range* em cada um dos segmentos. Na Figura 4-11 (a), em condições de luz ambiente é possível verificar já alguma diferença entre os dois segmentos, indicando que já existe alguma incoerência. Quando se aplica uma fonte de luz diretamente ao sensor verifica-se que o primeiro segmento não consegue ficar da mesma “cor” que o segundo segmento, isto devido ao facto de se ter baixado o valor do registo apenas para o primeiro segmento. É por esse motivo que a saturação no primeiro segmento acontece mais cedo do que no segundo segmento do sensor.

Estes casos devem sempre ser evitados e é necessário garantir que sempre que se altera um registo, essa alteração é aplicada nos dois segmentos.

A utilização de dois segmentos permite que se consigam atingir maiores *frame rates*, pois está-se a reduzir o tempo necessário no ADC.

4.2 – Conclusões

Neste capítulo analisou-se a linha de pixéis do sensor, mostrando que existem alguns pixéis fisicamente tapados, outros que estão escuros eletronicamente e finalmente os restantes pixéis que são sensíveis à luz. Através de um microscópio eletrónico foi possível observar essa mesma linha.

Mostrou-se também o diagrama temporal do sensor. Assim foi mais fácil perceber quando é que os diferentes blocos atuam no funcionamento do sensor. Verificou-se ainda que apesar do sensor estar exposto à luz, este não está sempre a integrar a luz.

Foi ainda descrita a forma de comunicação com o sensor, feita através de uma FPGA que trata de toda a parte de controlo, sendo a imagem capturada enviada e representada num *software* proprietário da empresa ams. Mostrou-se também que esse *software* permite ao utilizador manipular os registos do sensor tendo uma atuação na imagem em tempo real.

Capítulo 5 – Parte Experimental

Neste capítulo ir-se-á descrever de que forma foi feita a caracterização do sensor de imagem ORION 2K. Para isso será também necessário caracterizar a fonte luminosa utilizada, descrevendo o *setup* montado e verificando a linearidade do ADC.

Finalmente ir-se-á também apresentar o código utilizado para realizar a caracterização do sensor e analisar os resultados.

5.1 – Caracterização da Fonte Luminosa

Como já foi mencionado anteriormente, para se iniciar a caracterização de um sensor de imagem, é importante conhecer bem a luz com que se está a trabalhar pois, é importante garantir que durante o processo de captura de imagens, a luz está o mais estável possível. Assim, a luz não irá originar falsos resultados quando se pretender analisar quando é que o sensor se encontra a metade da sua capacidade do *full-well* e quando é que o sensor entra em saturação.

A luz que se utilizou para os testes foi a luz proveniente da fonte *LS7 RGB NIR Light Source*, sendo que esta fonte tem uma forma circular e é composta por 6 canais diferentes (Azul – 468 nm, Verde – 521 nm, Vermelho – 631 nm, NIR1 – 770 nm, NIR2 – 853 nm e NIR3 – 946 nm), e que cada canal consiste em 20 LED SMD idênticos.

A luz é controlada por um módulo Arduino que através de um *software* proprietário da ams, permite escolher o canal com que se quer trabalhar, controlar a intensidade luminosa e também a *pulse width modulation* (PWM).

5.1.1 – Estabilidade Temporal e Térmica

Visto que a fonte luminosa é constituída por LED, estes têm como desvantagem a elevada dissipação de calor quando estão a emitir luz, o que por sua vez se traduz numa diminuição da potência ótica ao longo do tempo.

Desta forma, começou-se por medir tanto a estabilidade térmica como a estabilidade temporal da luz. Para a análise da estabilidade térmica da luz montou-se o *setup* necessário para a caracterização do sensor de imagem, como mostra a Figura 5-1.

Pela equação (3.3), garantiu-se que $f_{\#}$ assumia o valor 8 tendo em conta que a luz tinha um diâmetro de 7,5 cm, pelo que a distância deveria ser:

$$8 = \frac{d}{7,5 \text{ cm}} \Rightarrow d = 60 \text{ cm} \quad (5.1)$$

Assim, para todas as medições que se realizaram, o sensor e o medidor de potência ótica estavam a uma distância de 60 cm da fonte de luz.

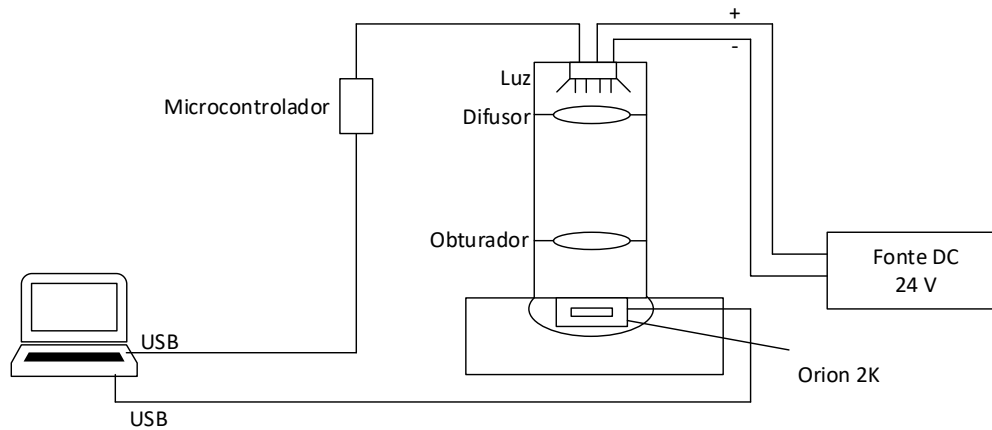


Figura 5-1 – *Setup* necessário para a caracterização do sensor de imagem.

Inicialmente substituiu-se o sensor de imagem por um medidor de potência ótica. O medidor de potência ótica que se utilizou foi o PM16-120 da Thorlabs, como mostra a Figura 5-2, e que é composto por um fotodíodo e uma ligação ao computador por USB. Este medidor consegue medir valores de potência entre os 50 nW e 50 mW, para comprimentos de onda de 400 a 1100 nm, com uma resolução inferior a 1 nW [70]. Visto que a fonte luminosa utilizada estava definida entre os 400 e 1000 nm, este medidor de potência correspondia perfeitamente às necessidades.



Figura 5-2 – Medidor de potência ótica utilizado para as medições [70].

Utilizou-se também um sensor de temperatura, da TEMPer, a fim de se medir a temperatura da fonte luminosa. Este conseguia medir temperaturas desde os -55 até aos 125°C com uma resolução de 0,06°C e precisão de $\pm 2^\circ\text{C}$.

Para a medição da temperatura, colocou-se o sensor de temperatura em contacto com a fonte luminosa LS7. Posteriormente, colocou-se o medidor de potência ótica no centro da base do *Setup*, a uma distância de 60 cm da fonte luz, fechou-se o mesmo e tapou-se com um pano para garantir que nenhuma luz parasita chegasse ao medidor de potência.

Tanto a medição da temperatura como a da luz foram feitas durante cerca de uma hora (3600 s) com *steps* de 1 segundo.

Com os dados obtidos contruíram-se os gráficos da Figura 5-3 e Figura 5-4.

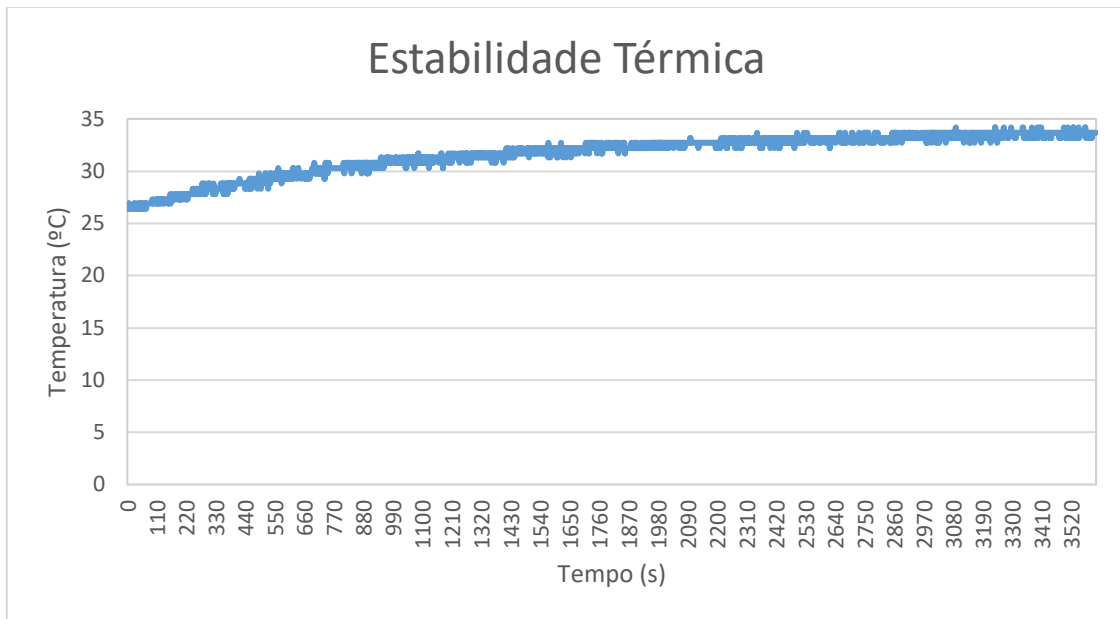


Figura 5-3 – Estabilidade térmica da fonte de luz ao longo de uma hora.

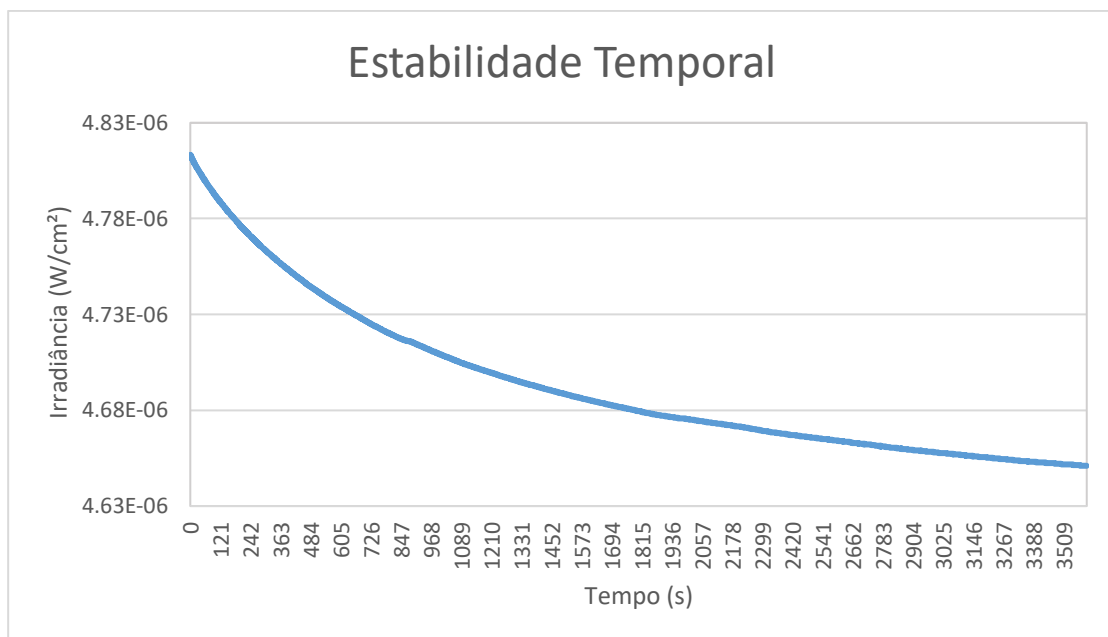


Figura 5-4 – Estabilidade da irradiância ao longo de uma hora.

Através da análise dos gráficos das figuras anteriores é possível perceber que a fonte luminosa demorou cerca de 2021 segundos, aproximadamente 34 minutos, a começar a estabilizar nos 33°C.

O mesmo se verifica em relação à estabilidade temporal, pois verificou-se que só a partir dos 2021 segundos é que começaram a ser necessários mais do que 9 minutos para que a irradiância decaia $0,01 \times 10^{-6}$ W/cm². Em função destes resultados, concluiu-se

que antes de se iniciar a captura de imagens com o sensor de imagem convém esperar pelo menos 34 minutos para que se garanta a estabilidade da fonte.

5.1.2 – Uniformidade

Após a análise da estabilidade, procedeu-se ao estudo da uniformidade espacial da luz. Este é um dado importante, pois permite analisar de uma forma visual e garantir em que posição na base do *Setup* o sensor deve ser colocado para receber o máximo de luz possível.

Para esta medição começou-se por forrar a base do *Setup* de medição com papel milimétrico. Depois, colocou-se novamente o medidor de potência ótica e mediu-se a potência ótica na área de interesse, com de 36 cm² em passos de 0,5 cm.

Com os dados recolhidos da medição construiu-se o gráfico 3D, da Figura 5-5, no *software* MATLAB, para melhor interpretação dos resultados. Optou-se por utilizar normalizar o eixo vertical do gráfico como forma de simplificar a análise.

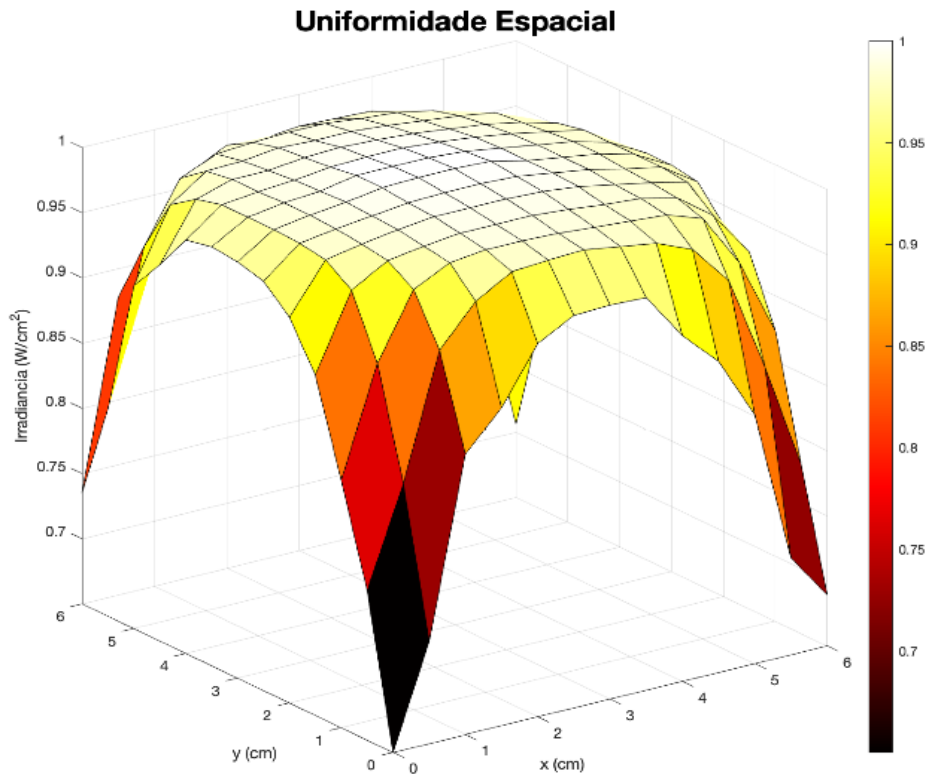


Figura 5-5 – Uniformidade espacial da fonte luminosa.

Pela análise do gráfico da Figura 5-5 é possível perceber que se mediram valores com maior irradiância na zona central do plano, pois como é possível observar, é a zona onde os valores tomam o valor 1, cor branca. À medida que se foi afastando o detetor da zona central, os valores começaram a decair, começando a aparecer uma cor amarelada no gráfico.

Destes resultados foi possível concluir que para a caracterização do sensor de imagem, o mesmo deverá estar o mais centrado possível em relação à abertura da base do Setup, como é mostrado na Figura 5-6.

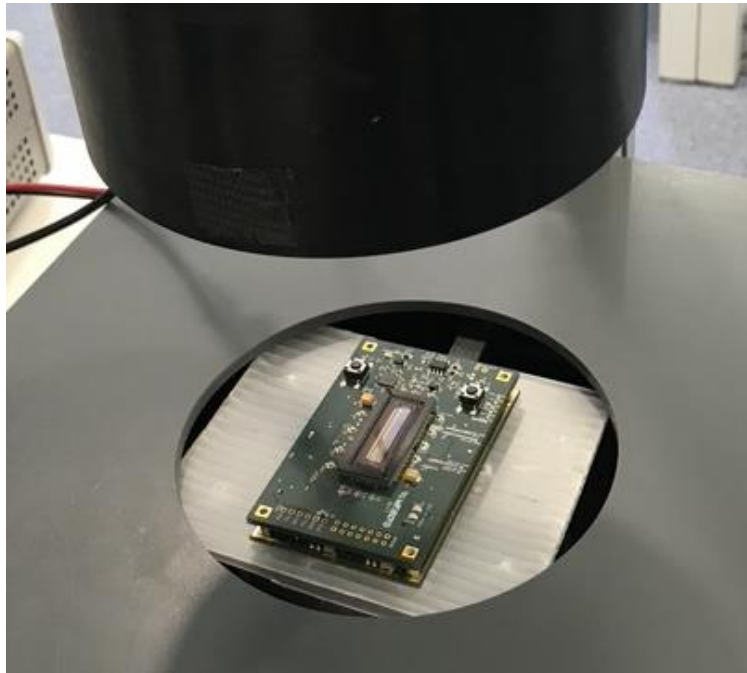


Figura 5-6 – Alinhamento correto do sensor para a sua caracterização.

5.2 – Caracterização do ADC

Como já referido anteriormente, é necessário verificar-se até que ponto o ADC pode, por si só, influenciar os valores das medições.

Para a caracterização do ADC é necessário aplicar uma tensão ao ADC e verificar a que valor esta tensão corresponde em DN. Para tal, começou-se por soldar 2 fios ao sensor e em seguida ligou-se cada um dos fios ao terminal positivo e negativo de uma fonte de tensão.

Posteriormente ligou-se o sensor ao computador através da ligação USB e configurou-se o mesmo com os valores *default* dos registos. Finalmente, ativou-se o bit 0 do registo TMDreg, mostrado na Figura 4-10, que é um registo dedicado a testes do *hardware* do sensor. A Figura 5-7 mostra o esquemático da montagem que se realizou para a caracterização do ADC.

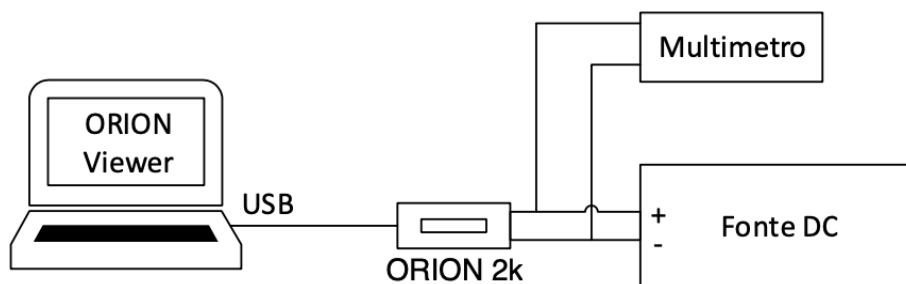


Figura 5-7 – Setup necessário para a caraterização do ADC.

Utilizou-se também um multímetro em função de voltímetro, para uma melhor percepção dos valores de tensão aplicados no sensor e também para garantir que não se danificava o equipamento.

Uma vez realizadas todas as configurações necessárias no sensor e após se verificar a montagem representada na Figura 5-7, começou-se por averiguar qual a variação de tensão que o sensor admitia. Para tal aplicou-se uma tensão baixa, e depois foi-se aumentando a tensão para verificar a que valores de tensão o sensor reagia. Assim concluiu-se que o sensor reagia a tensões aplicadas entre os 0,93 e os 2,15 V.

De seguida passou-se então ao registo dos valores em DN que correspondiam a tensões entre os 0,93 e 2,15 V, com um passo de 10 mV. Com os dados recolhidos, construiu-se o gráfico da Figura 5-8.

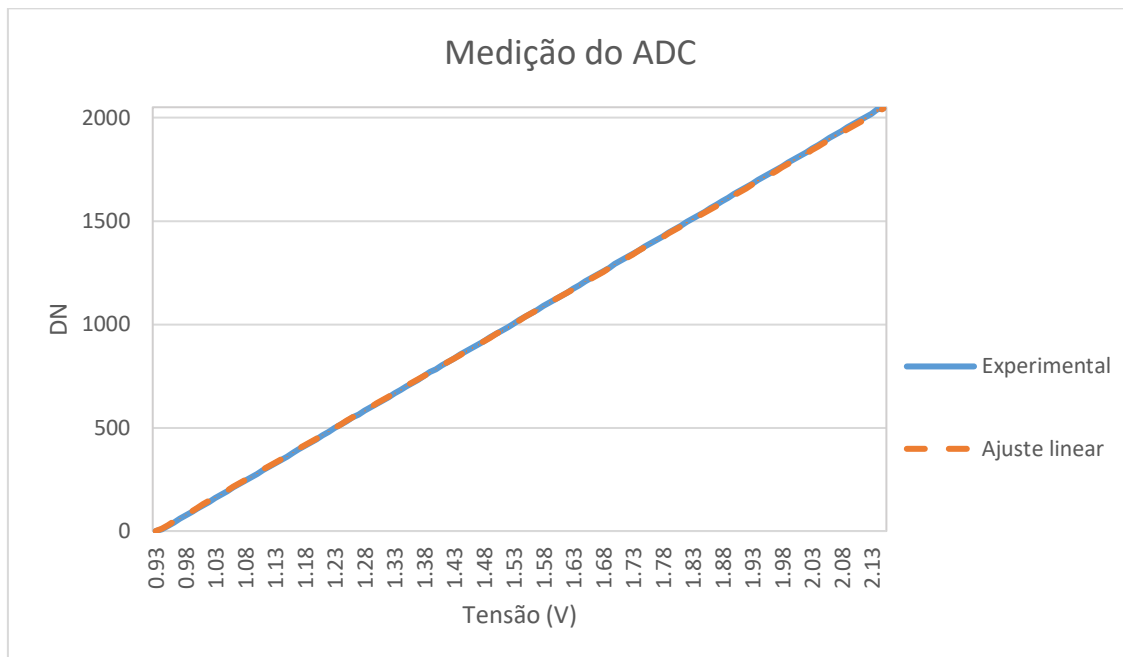


Figura 5-8 – Medição dos valores do ADC e respetivo ajuste linear.

No gráfico da figura anterior, os valores da linha azul representam os valores da medição. Já a reta tracejada de cor laranja representa o ajuste linear gerado partir dos valores da medição.

Para melhor se perceber a diferença entre os valores das duas linhas, subtraíram-se os valores que se utilizaram para a construção da linha dos valores experimentais e os valores obtidos através da equação da reta de ajuste voltou-se a representar os dados num gráfico, como mostra a Figura 5-9. Também se retiraram os valores da INL e da DNL.

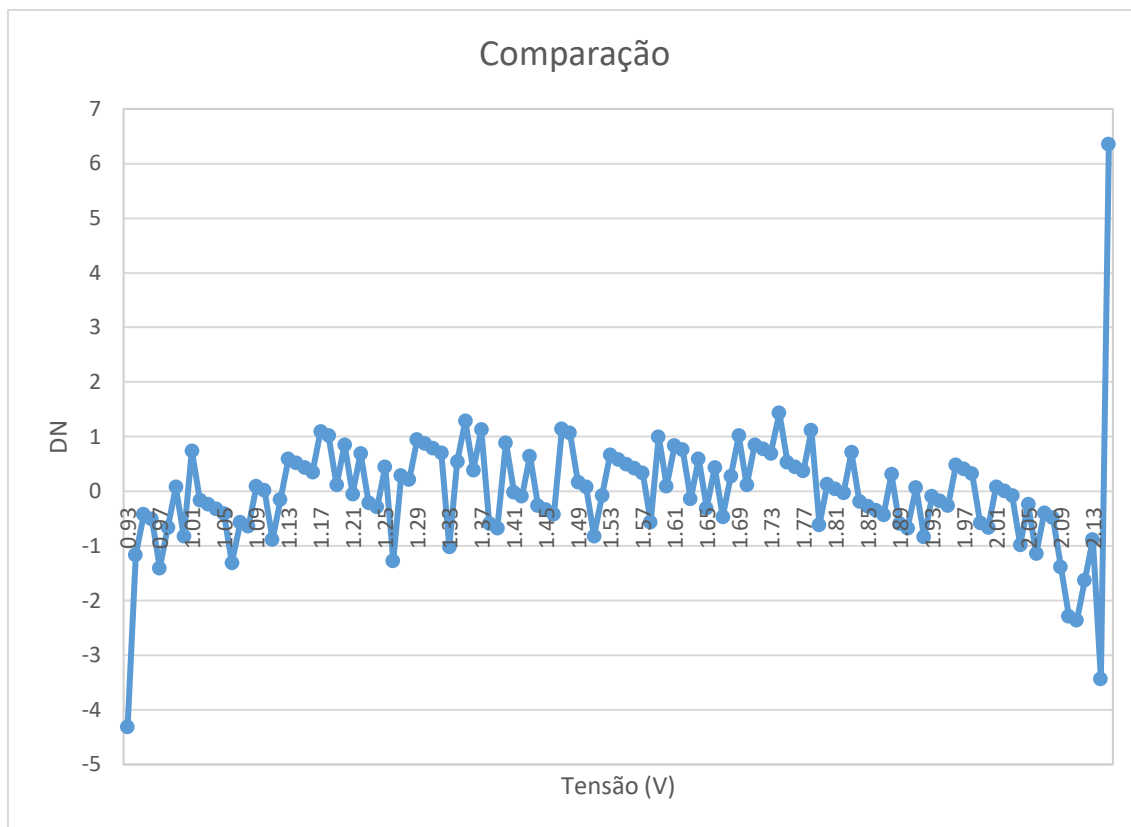


Figura 5-9 – Diferença entre os valores experimentais e o respetivo ajuste.

Como já foi mencionado anteriormente, a DNL (*Differential Non-Linearity*) é descrita como a variação na largura dos degraus da ADC. Assim a DNL será então caracterizada como a maior diferença de valores entre os passos.

Para esta medição observou-se que um passo de 10 mV correspondia a um aumento de cerca de 16 DN no valor obtido, e que a maior diferença de valores entre o valor medido e o teórico correspondia a 26 DN. Daqui concluiu-se que se tinha uma DNL de 10 DN e tendo em conta que neste ADC 1 DN corresponde a 1 LSB, tem-se então uma DNL máxima de 10 LSB.

Para o valor da INL (*Integral Non-Linearity*), verificou-se qual o valor mais afastado de 0, isto é, em módulo, qual o maior valor assumido no gráfico. Assim, verificou-se que o ADC tinha uma INL de 6 DN.

Apesar do valor parecer bastante elevado é necessário ter em conta que se estava a trabalhar com um ADC de 11 bits, portanto com 2048 valores possível, pelo que se concluiu a INL máxima era de aproximadamente 0,30%.

É importante referir que quando se tem uma DNL superior a 1 LSB surgem os chamados *missing codes*, ou seja, existem alguns DN que não irão aparecer devido a essa não linearidade. Por exemplo, o sensor irá mostrar um valor de 800 DN para uma determinada quantidade de luz e depois 804 DN para a outra quantidade de luz, nunca apresentando os valores contidos entre estes dois números.

5.3 – Caracterização do Sensor ORION 2K

Finalizada a caracterização tanto da fonte de luz como do ADC, passou-se finalmente para o ponto principal deste trabalho.

Para se realizar a caracterização de um sensor de imagem é necessário desenvolver um programa que “leia” as imagens, retire os valores necessários e finalmente apresente os resultados e gráficos necessários para a compreensão dos resultados. É de salientar que os resultados obtidos no processo de caracterização servem não só para avaliar a performance do sensor, verificando se corresponde às características pretendidas para a aplicação para a qual o sensor foi projetado ou que são exigidas pelo cliente, mas também para serem colocados no *datasheet* do produto.

5.3.1 – Programa Desenvolvido para a Caracterização

Para o desenvolvimento do código que se criou para automatizar o processo de caracterização optou-se pela linguagem *Python*, mais concretamente pela versão 2.7, e desenvolveu-se o mesmo utilizando a ferramenta de *software SPYDER-IDE*.

A Figura 5-10 mostra o fluxograma do funcionamento do código geral. De seguida será discutido esse funcionamento e descritas as funções mais importantes.

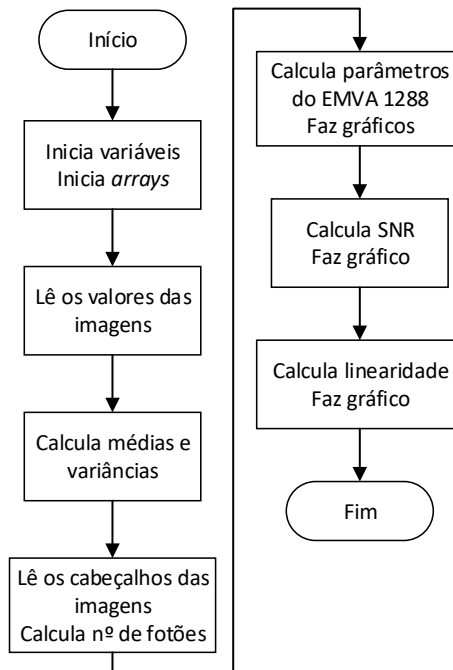


Figura 5-10 – Fluxograma do geral do funcionamento do código.

O código que se implementou começa pela inicialização das variáveis a zero ou com valores pré-definidos, como o tamanho do pixel ou o comprimento de onda. Também são inicializados os *arrays* necessários para guardar os valores das imagens.

Depois, implementou-se uma outra função que lê os valores das várias imagens, para cada nível de intensidade luminosa e guarda esses valores nos respectivos *arrays*.

A função seguinte recebe os valores das imagens e calcula as médias e variâncias para cada valor de intensidade luminosa.

Em seguida, são lidos os cabeçalhos de uma imagem de cada nível de luminosidade que contem o valor da irradiância. Faz-se também o cálculo do número de fótons para cada nível.

Depois, são calculados os parâmetros necessários para a caracterização tendo em conta as fórmulas do *standard* EMVA 1288, como o PRNU, DSNU, QE, responsividade, entre outros parâmetros. Também são representados os gráficos correspondentes à PTC e à PRC.

As duas últimas funções que se implementaram dizem respeito à SNR e à linearidade.

De seguida irão explicar-se as funções com maior relevância que se implementaram, começando por mostrar os fluxogramas das mesmas. A Figura 5-11 mostra o fluxograma da função que faz a leitura dos valores das imagens.

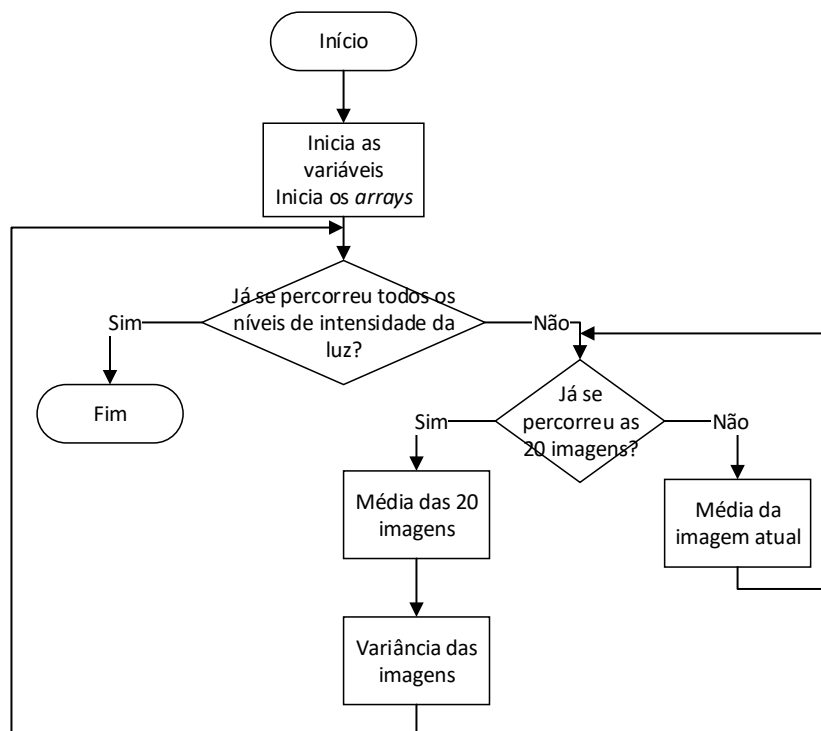


Figura 5-11 – Fluxograma da função que faz a leitura dos valores das imagens.

A função começa com a inicialização de variáveis e dos *arrays*. Depois, é necessário verificar se já foram percorridos todos níveis de intensidade de luz. Caso já tenham sido percorridos, a função acaba e passa para a função seguinte da Figura 5-10, caso contrário, percorrem-se as 20 imagens de cada intensidade de luz fazendo a média das colunas de cada uma delas. No final das 20 imagens, é feita a média total e calculada a variância das imagens, neste caso, a médias das variâncias.

A Figura 5-12 representa o fluxograma da função que determina a média atual.

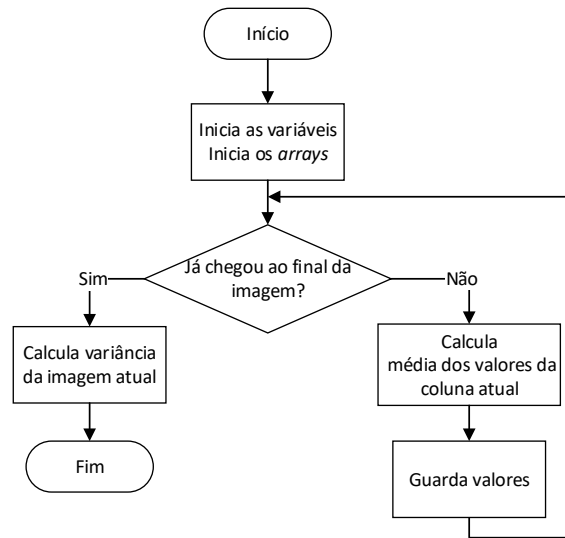


Figura 5-12 – Fluxograma da função que calcula a média das colunas da imagem.

Note-se que na realidade, o programa não faz a média de toda a imagem, mas sim vai coluna a coluna e faz a média dessa coluna, sendo esses valores guardados. Quando o programa já percorreu todas as colunas das imagens, faz então o cálculo da variância da imagem e guarda o valor.

Após o cálculo da média da imagem atual, o programa pega nas médias das colunas das 20 imagens e faz a médias destas, como mostra o fluxograma da Figura 5-13.

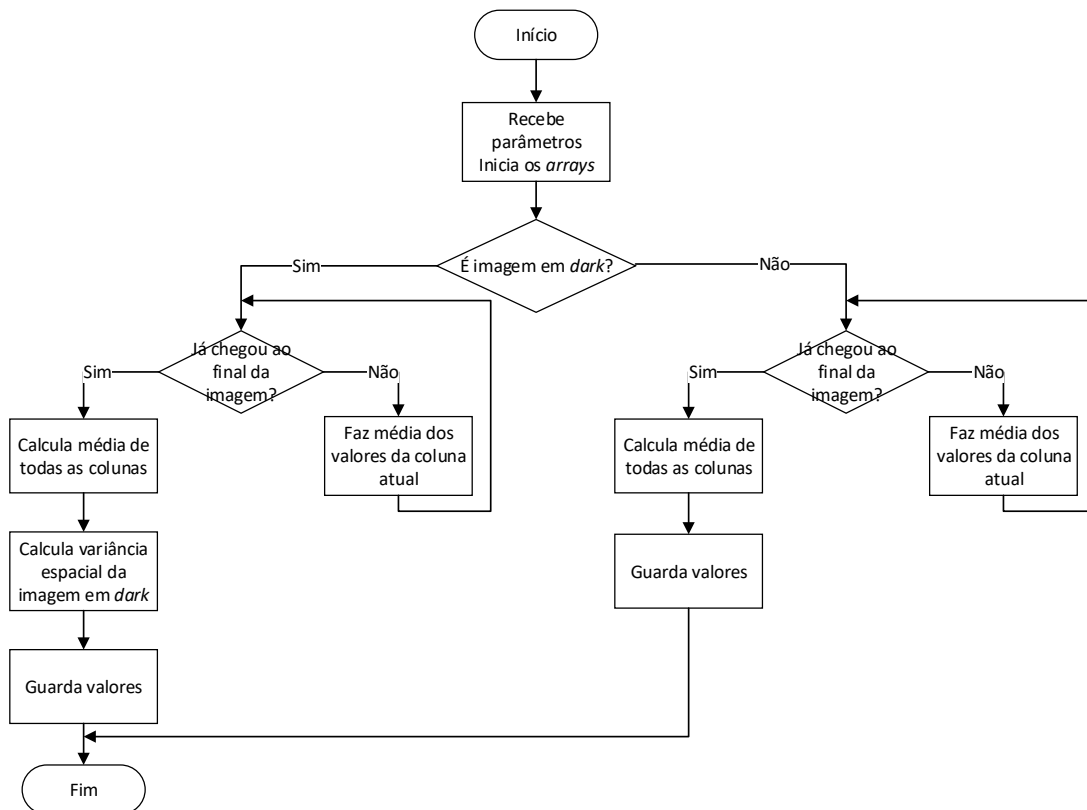


Figura 5-13 – Fluxograma da função que faz a média das 20 imagens.

Esta função em parte é semelhante à função anterior. Primeiro o programa verifica se está a tratar de numa imagem em *dark*.

Caso seja verdade, é calculada a média de cada uma das colunas do *array*, pois, cada coluna tem 20 elementos, o que corresponde à média do pixel nas 20 imagens diferentes. Depois do programa percorrer todas as colunas da “imagem”, calcula a média total de todas as colunas e é assim obtido um único valor. Como se trata de uma imagem em *dark*, é calculada a variância espacial, para se utilizar na DSNU. Finalmente o valor final da média da imagem e a variância são guardados.

Caso não seja uma imagem em *dark*, o funcionamento é semelhante ao descrito anteriormente, com a diferença que já não é necessário calcular a variância espacial.

A Figura 5-14 mostra o fluxograma da função que calcula a variância usada na Figura 5-12.

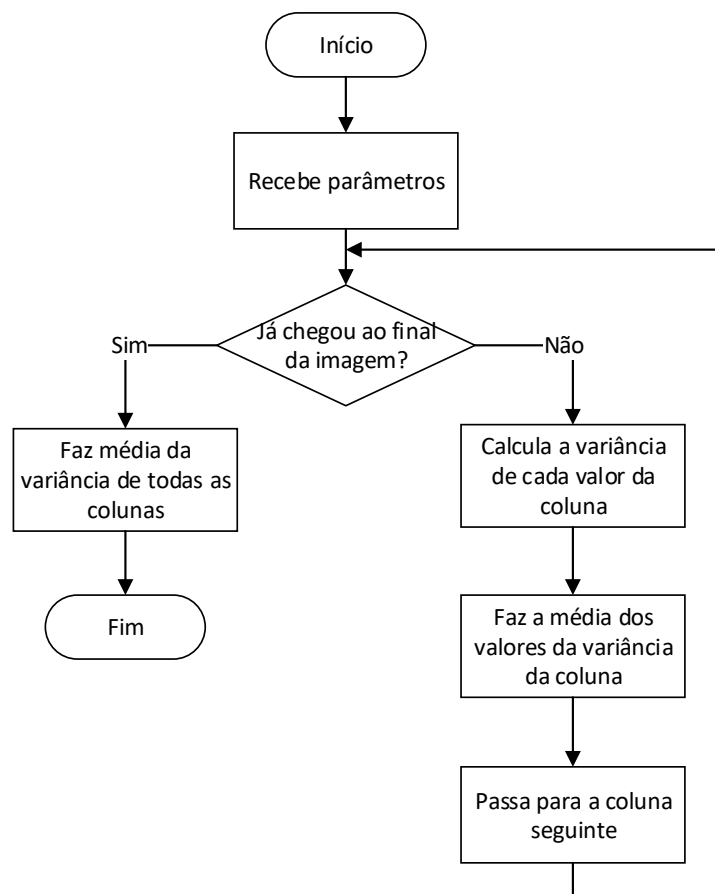


Figura 5-14 – Fluxograma da função que calcula a variância.

Primeiro o programa verifica se já chegou ao final da imagem, caso ainda não, é calculada a variância de cada pixel da coluna. Ao chegar à última linha o programa faz a média das variâncias dessa coluna. Esta operação repete-se até à última coluna, sendo que no final é feita a média das variâncias de todas as colunas, obtendo-se assim o valor final da variância da imagem.

Refira-se que abrindo um ficheiro do tipo .pgm com um editor de texto, o cabeçalho do ficheiro contem alguma informação. Neste caso, o *software* do sensor ORION 2K coloca nesse cabeçalho o valor da irradiância medida pelo medidor de potência ótica.

A Figura 5-15 mostra o fluxograma da função que lê esse cabeçalho e procede ao cálculo do número de fotões.

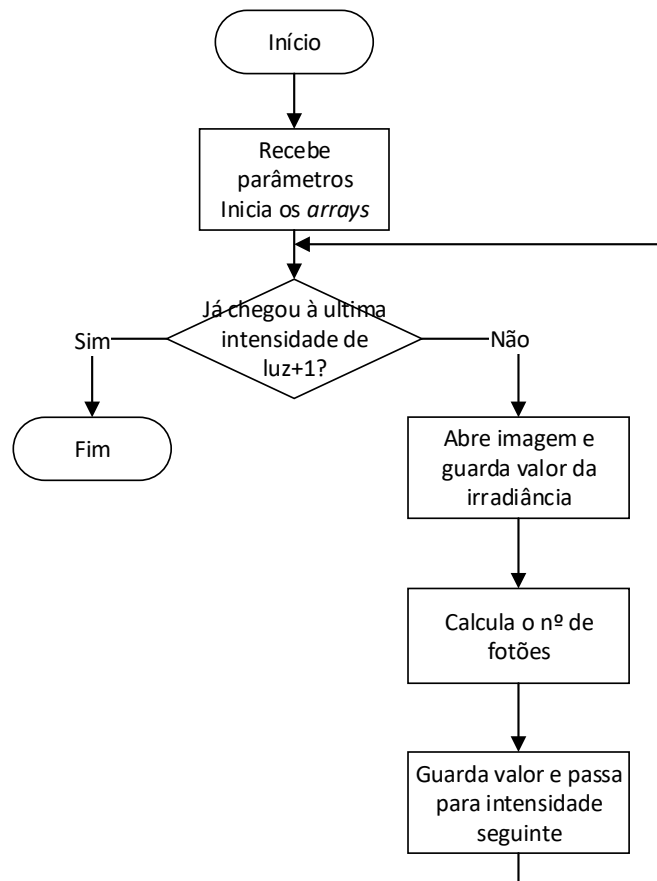


Figura 5-15 – Fluxograma da função que calcula o número de fotões.

Com esta função, o programa abre o ficheiro da imagem atual e procura o prefixo que indica onde estará o valor da irradiância medido pelo medidor de potência ótica. De seguido o programa guarda esse valor numa variável e depois é calculado o correspondente número de fotões. O valor calculado é guardado e o programa passa para a imagem (ou seja a intensidade) seguinte. Ao terminar a análise da última intensidade o programa acaba a função.

Como já dito anteriormente, a SNR é um parâmetro importante para a caracterização de um sensor de imagem, pelo que se implementou uma função para o cálculo da mesma, tendo em conta os diferentes níveis de intensidade luminosa, como é possível verificar na Figura 5-16.

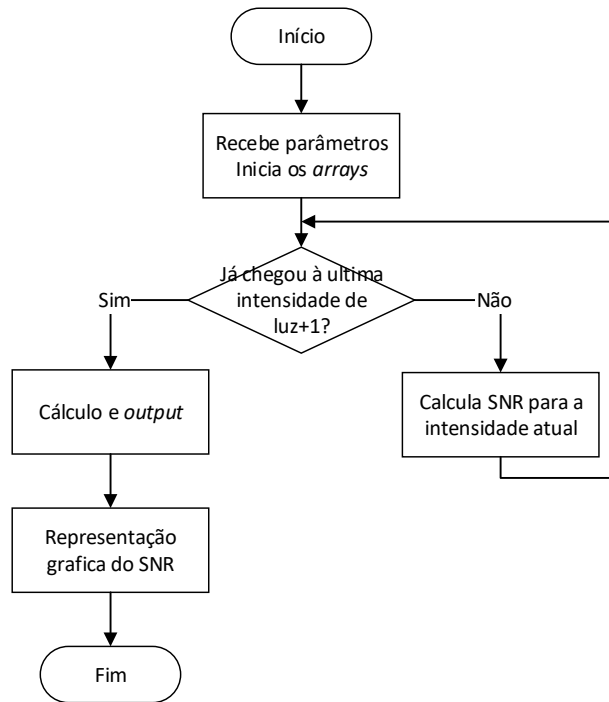


Figura 5-16 – Fluxograma da função que calcula a SNR.

Implementou-se esta função da seguinte forma: como já se tem o valor da média de cada imagem a respetiva variância, o programa percorre os *arrays* e para cada posição calcula-se a SNR. No final é calculada a SNR ideal e o programa faz o gráfico.

Para o cálculo da linearidade, implementou-se uma função cujo fluxograma é mostrado na Figura 5-17.

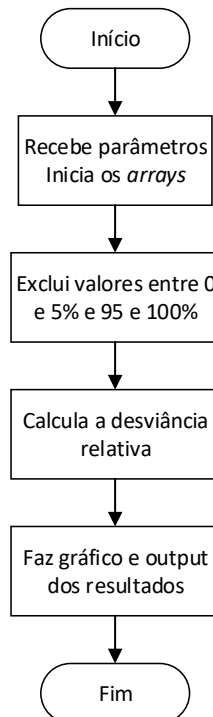


Figura 5-17 – Fluxograma da função que calcula a linearidade.

Esta função considera apenas os valores das medidas das imagens e do número de fótons que estão compreendidos entre os 5 e 95% de saturação. Estes dois tipos de valores são usados juntamente com os valores da equação de regressão linear da curva da PRC, para o cálculo da desviância relativa, que serão os pontos do gráfico da linearidade.

Finalmente é representado o gráfico dos valores calculados e retirado o valor máximo do erro de linearidade.

Uma vez que a análise da *dark current* é feita de uma forma um pouco diferente da restante caracterização, desenvolveu-se um outro programa à parte para o cálculo da mesma. A Figura 5-18 mostra o fluxograma desse programa.

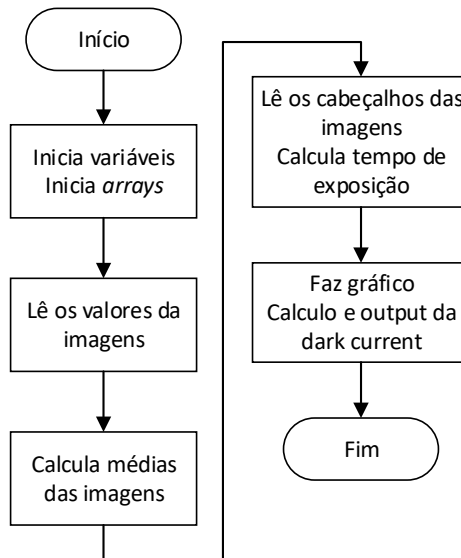


Figura 5-18 – Fluxograma do programa para o cálculo da *dark current*.

O funcionamento deste programa é em parte semelhante ao funcionamento do programa geral da Figura 5-10. Primeiro são iniciadas as variáveis e os *arrays*. Depois, é feita a leitura das imagens e o respetivo cálculo das médias, sendo que já não é necessário calcular as variâncias.

Novamente, é lido o cabeçalho das imagens agora para o programa poder calcular o tempo de exposição.

Por fim, é feito o gráfico que corresponde ao comportamento do valor médio das imagens para diferentes tempos de exposição. Do declive da reta de regressão linear é retirado o valor da *dark current*.

5.3.2 – Procedimentos e Resultados

Finalizada a implementação do código, passou-se à captura das imagens e no final correu-se o programa desenvolvido para processar as imagens capturadas. Nesta secção ir-se-á explicar em detalhe como se realizou o processo de medição e os diferentes resultados obtidos.

Refira-se que se realizaram-se estas medições tanto para o pixel pequeno como para o pixel grande, e utilizando o ADC na configuração de 11 bits.

O *setup* utilizado para se efetuar a captura das imagens está representado na Figura 5-19.

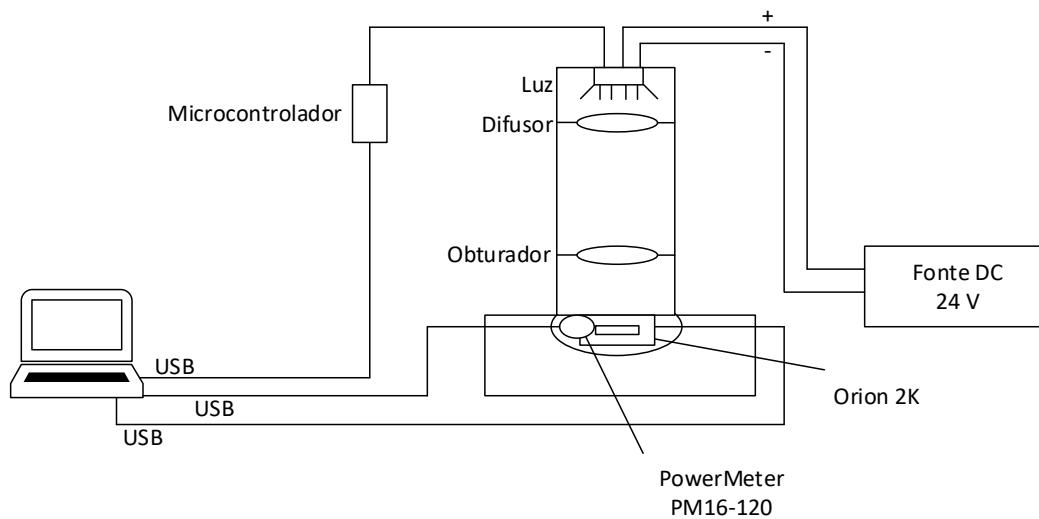


Figura 5-19 – Esquemático do *setup* para a captura das imagens.

Como já referido anteriormente, para além das imagens capturadas com o sensor, é necessário também efetuar a medição da luz ao mesmo tempo que se captura a imagem. Por esse motivo colocou-se o medidor de potência ótica ao lado do sensor.

Tendo todo o *setup* pronto, passou-se para a configuração tanto do sensor, como do *software* de captura de imagens.

Iniciou-se o sensor de imagem com os registos predefinidos pelo *ORION Viewer*, como mostrado anteriormente na Figura 4-10. Nesse *software* apenas se alteraram três registos. O primeiro foi o registo do ganho, pois para fazer a caracterização devem-se efetuar as medições com um ganho unitário, para que não haja influência deste ganho em resultados como a *QE*, *conversion gain*, *PTC* e *PRC*.

Verificou-se o valor desse registo quando se fez a caracterização do *ADC*, pois o sensor apresenta ganho unitário quando vai dos 0 até 2044 DN com um *swing* de 1 V. Considerando esses resultados, utilizou-se o valor de 129 para o registo *Analog Gain*.

Já o segundo registo que se alterou foi o registo *Back Offset*, pois pretendeu-se ter um valor em *dark* de cerca de 150 DN. Com esse valor já é possível ter-se a influência de não linearidades como a *DSNU* e por outro lado, tinha-se ainda uma gama considerável para os valores correspondentes à luz, dos 150 aos 2044 DN.

Alterados estes dois registos, verificou-se se o sensor atingia a saturação para o nível máximo de intensidade luminosa. Note-se que é fundamental conseguir saturar o sensor para se fazer a caracterização com sucesso. Como não se conseguia saturar o sensor, alterou-se o registo relativo ao tempo de exposição até se conseguir obter a saturação nos níveis de intensidade luminosa mais elevados. Para tal utilizou-se um tempo de exposição de 1,072 ms.

Finalizada a configuração do sensor, passou-se para um segundo *software*, o *Scan Engine*. Este *software* é proprietário e foi desenvolvido pela própria empresa para automatizar o processo de captura de imagens. É importante salientar a importância deste *software* para a caracterização pois, a automatização permite poupar bastante tempo ao processo de captura de imagens que é bastante demorado e complexo, dependendo do tipo de *scan* que se pretende fazer.

No processo de automatização de captura de imagens, o *Scan Engine* permite percorrer todos os comprimentos de onda, definidos pela fonte de luz e para cada um deles capturar quantas imagens se pretenda. Também é possível fazer, por exemplo, a alteração automática de registos do sensor de imagem, caso se pretenda perceber a influência de um ou mais registos nos resultados da caracterização. As imagens capturadas ficam por sua vez guardadas em pastas ou subpastas, dependendo da preferência do operador.

Para este trabalho utilizaram-se 128 diferentes intensidades de luz, num único comprimento de onda e para cada intensidade capturaram-se 20 imagens, o que dá um total de 2560 imagens capturadas pelo *software*. No entanto, como já foi mencionado anteriormente, as imagens tinham uma resolução de 2128x100 pois na realidade representavam 100 imagens diferentes em sequência, o que se traduz um total de 2000 imagens por intensidade de luz e 256000 imagens no total para as 128 diferentes intensidades de luz.

5.3.2.1 – Eficiência Quântica

A medição da QE, segundo o *standard* EMVA 1288, é obtida pela razão entre a responsividade e o ganho de conversão. Nesta secção ir-se-á explicar como chegar a esses parâmetros, que por sua vez serão utilizados para a obtenção e dedução de outros parâmetros.

Como já foi mostrado anteriormente, no fluxograma da Figura 5-10, começou-se por calcular as médias das imagens (μ_y) tendo em conta a equação (5.2) [48].

$$\mu_y = \frac{1}{2NM} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (y^A[m][n] + y^B[m][n]) \quad (5.2)$$

em que N e M é o tamanho da imagem, m e n são os índices das colunas e da linha respetivamente, e y^A e y^B correspondem à imagem A e B (daí o fator de 2 na divisão inicial). Se forem utilizadas mais imagens, mais fatores serão adicionados ao somatório e por sua vez o valor de 2 terá de ser alterado.

Da mesma forma calcularam-se os valores de $\mu_{y.dark}$ e $\mu_{y.50}$ que correspondem às médias das imagens em *dark* e a 50% de saturação.

Também se calculou o valor da variância temporal das imagens (σ_y^2) através da equação (5.3) [48]:

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2NM} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (y^A[m][n] - y^B[m][n])^2 \quad (5.3)$$

Da mesma forma calculou-se o valor de $\sigma_{y.dark}^2$ que corresponde à variância das imagens em *dark*.

Com os valores das variâncias e das médias das imagens, construiu-se o gráfico da PTC, como mostrado na Figura 5-20.

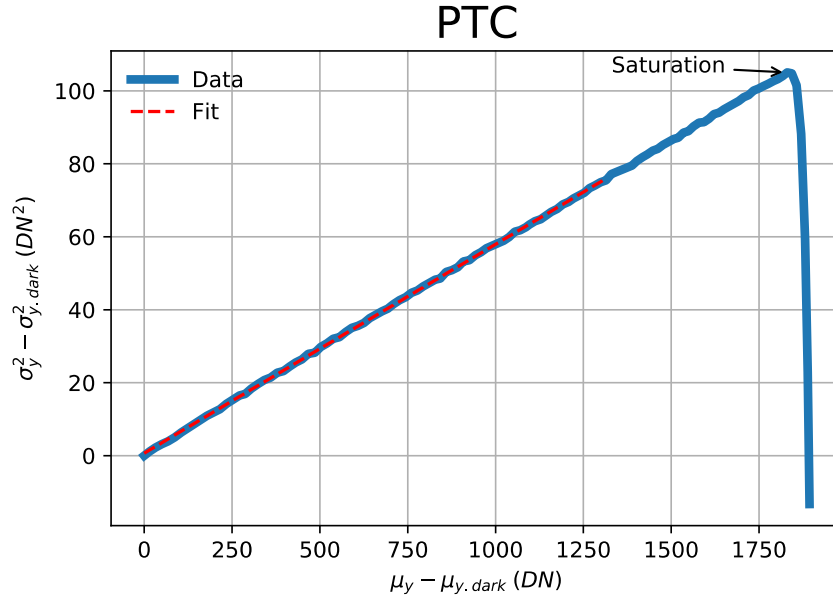


Figura 5-20 – Photon Transfer Curve.

A azul representaram-se os dados retirados das imagens e a tracejado vermelho a reta que representa a regressão linear dos valores entre 0 e 70%, pois essa é a região onde existe maior linearidade dos valores (como já foi referido na secção 3.1.1.7). Já a subtração dos valores em *dark*, serve para se ter um *offset* no gráfico e também para excluir a componente de *read noise* do gráfico.

O valor máximo do gráfico, o “joelho”, corresponde ao valor a partir do qual o sensor entra em saturação.

Do declive da reta retirou-se o valor do ganho de conversão. Desta forma obteve-se para o ganho de conversão um valor de $K = 0,0573 \text{ DN}/e^-$.

Estimou-se o valor da responsividade através da construção do gráfico da *Photon Response Curve*. Para a construção da mesma são necessários dois parâmetros, as médias das imagens para diferentes intensidades de luz e também o número médio de fótons que incidem no pixel do sensor correspondente a essa intensidade.

Com esse propósito calculou-se o número médio de fótons, com base na equação (5.4) [48]:

$$\mu_p = 5,034 \cdot 10^{24} \cdot A[m^2] \cdot t_{exp}[s] \cdot \lambda[m] \cdot E \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (5.4)$$

em que A corresponde à área do pixel, t_{exp} é o tempo de exposição que se utilizou para a captura de imagens, λ é o comprimento de onda e E é o valor da intensidade luminosa, medido pelo medidor de potência ótica.

Utilizou-se para a área o valor da área do pixel pequeno e um tempo de exposição fixo de 1,072 ms. É importante referir que nesta fase do processo de caracterização utilizou-se luz branca. Por definição a luz branca corresponde à soma de todas as cores do espectro da luz visível, o que significa que não tem um comprimento de onda definido. No entanto, a empresa costuma utilizar os 550 nm como referência para a luz branca.

Com os valores das médias das imagens e do número de fótons, construiu-se o gráfico da PRC mostrado na Figura 5-21.

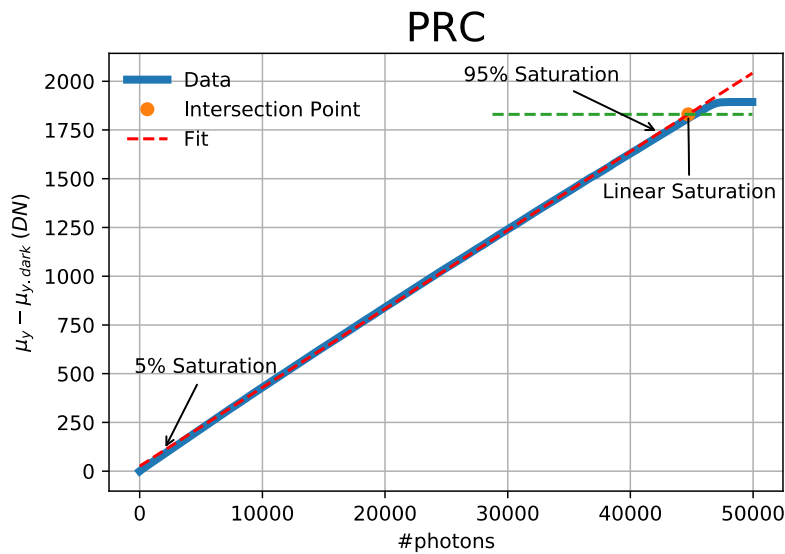


Figura 5-21 – Photon Response Curve.

A azul representaram-se os dados retirados das imagens e a tracejado vermelho a reta que representa a regressão linear dos valores entre 5 e 95% de saturação, pois tal como na PTC, essa é a região onde existe maior linearidade dos valores. Os valores considerados de 0 a 100% de saturação são todos os valores até à *linear saturation*, que corresponde ao valor máximo da PTC da Figura 5-20.

Do declive da reta de regressão linear retirou-se o valor da responsividade. Desta forma obteve-se $R = 0,0403 \text{ DN/photon}$.

Finalmente, calculou-se a eficiência quântica, segundo a equação (5.5) e obteve-se:

$$\eta = \frac{R}{K} = 0,7033 = 70,33 \% \quad (5.5)$$

Para além destes parâmetros, ainda se conseguem retirar outros parâmetros destes dois gráficos. Do valor máximo da curva da PTC dividido pelo valor do ganho de conversão é possível retirar-se o valor da FWC. Obteve-se para este parâmetro um valor de $FWC = 33 \text{ ke}^-$.

Desta mesma curva, calculou-se o *Absolute Sensitive Threshold* ($\mu_{p.min}$). Este valor é definido como sendo a irradiância mínima detetável ou também como a quantidade mínima de sinal igual ao ruído. Obteve-se este valor através das razões entre o *dark noise*, que se irá calcular no ponto seguinte, o ganho de conversão e a QE como mostra a equação (5.6) [48]:

$$\mu_{p.min} = \frac{\sigma_{y.dark}}{K\eta} \quad (5.6)$$

O Valor obtido foi de $\mu_{p.min} = 90 \text{ photons}$.

Também se conseguiu retirar o valor do parâmetro *Full Scale Deviation* (FSD), que corresponde ao valor máximo, em DN ou dB, que se consegue obter com este sensor. Obteve-se um $FSD = 1894 \text{ DN}$ ou $65,55 \text{ dB}$. Apesar de não ser um valor obrigatório pelo EMVA, este normalmente é apresentado nos *datasheet* dos sensores.

A partir do ponto da “*linear saturation*” do gráfico da Figura 5-21, retirou-se o valor da *saturation capacity*. Obteve-se este valor através da multiplicação do valor em fótons pela QE, resultando num valor de $\mu_{e.sat} = 31,8 \text{ ke}^-$. Como já era de esperar, o valor de $\mu_{e.sat}$ inferior à da FWC, pelas razões apresentadas no ponto 3.1.1.6.

Finalmente, calculou-se através da equação (3.6) o valor do *Dynamic Range* do sensor. Segundo o EMVA, obtém-se o valor do sinal de saturação do sensor através da multiplicação da *saturation capacity* pelo inverso da QE. Tendo todos os parâmetros necessários, obteve-se $DR = 57,06 \text{ dB}$.

5.3.2.2 – Ruído e Não Linearidades

Um dos parâmetros obrigatórios para a caracterização de um sensor de imagem, segundo o *standard* EMVA, é o *temporal dark noise*. Este ruído é caracterizado como a variação do valor da imagem em quando há ausência de luz. O valor é calculado através da raiz de variância temporal em *dark*, equação (5.7) [48]:

$$\sigma_{y.dark} = \sqrt{\sigma_{y.dark}^2} \quad (5.7)$$

O valor também pode ser expresso em eletrões, através da divisão do valor em DN pelo ganho de conversão. Assim tem-se que para este sensor $\sigma_{y.dark} = 4 \text{ DN} = 64 \text{ e}^-$.

Obtido o valor do ruído temporal em *dark*, passou-se para a medição do *spatial noise*, ou mais propriamente à medição do ruído que está associado à variação do valor de pixel para pixel na mesma imagem quando se está numa situação de ausência de luz ou sobre uma iluminação constante, isto é, a determinação da DSNU e da PRNU respetivamente.

Calculou-se a DSNU e a PRNU com base nas equações (5.8) e (5.9) respetivamente [48]:

$$DSNU_{1288} = \frac{S_{y.dark}}{K} \quad (5.8)$$

$$PRNU_{1288} = \frac{\sqrt{s_{y.50}^2 - s_{y.dark}^2}}{\mu_{y.50} - \mu_{y.dark}} \quad (5.9)$$

em que $s_{y.50}^2$ e $s_{y.dark}^2$ correspondem à variância espacial a 50% de saturação e em *dark*, respetivamente, e são calculados através da equação (5.10) [48]:

$$s_{y.dark}^2 = \frac{1}{NM - 1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\langle y_{dark} \rangle[m][n] - \mu_{y.dark})^2 \quad (5.10)$$

em que N e M é o tamanho da imagem, m e n são os índices das colunas e da linha respetivamente, $\langle y_{dark} \rangle$ é o *array* com a respetiva média de cada coluna em *dark* e $\mu_{y.dark}$ é o valor final da média das imagens em *dark*. No caso da variância espacial a 50% de saturação, bastou utilizarem-se as imagens e a média a 50% de saturação.

É habitual apresentar-se o resultado da DSNU tanto em DN como em eletrões. O resultado obtido foi, em DN, $DSNU_{1288} = 3 \text{ DN}$, e em eletrões, $DSNU_{1288} = 55 e^-$. Isto significa que a DSNU contribui em 3 DN para a variação do valor do *offset* do sinal.

Posteriormente calculou-se o valor da PRNU, que deve ser expresso em percentagem. Obteve-se uma $PRNU_{1288} = 0,77\%$, o que significa que se tem uma variação da responsividade do pixel devido à flutuação do valor do ganho, de pixel para pixel, de 0,77%.

5.3.2.3 – Relação Sinal-Ruído

Para a representação gráfica da SNR, o *standard* EMVA sugere uma equação semelhante à equação (3.11) que se apresentou anteriormente, em que N_{sig} corresponde ao sinal de entrada, isto é, às médias das imagens $\mu_y - \mu_{y.dark}$ e n o valor do ruído, neste caso o ruído temporal σ_y .

Os valores da SNR são representados graficamente desde o valor em que se tem uma SNR unitária (ou o mais próxima de 1 possível) até ao valor da SNR correspondente à *linear saturation*, tal como é mostrado na Figura 5-22. Note-se que se representou a curva em função do número de fotões.

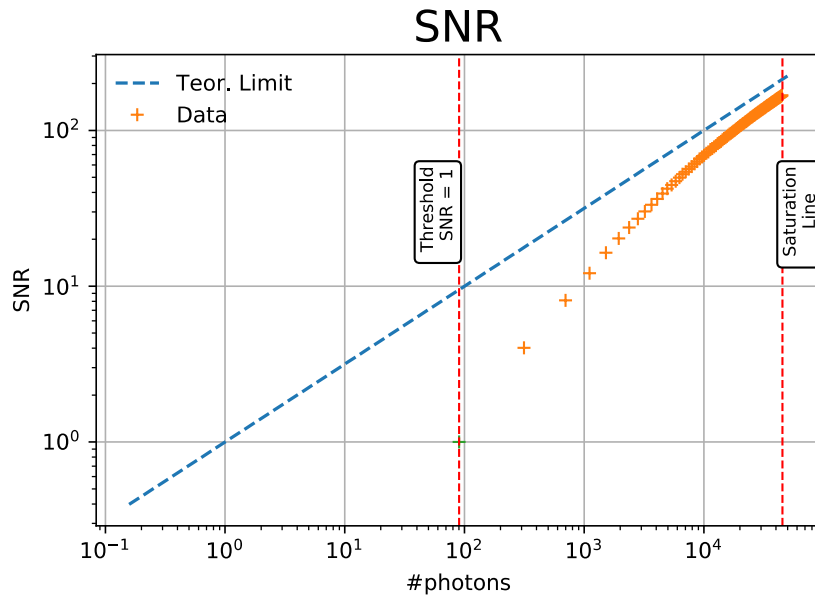


Figura 5-22 – Curva da relação sinal-ruído.

A laranja representaram-se os pontos que correspondem à SNR para cada nível de luminosidade, que por sua vez corresponde a um número de fótons anteriormente calculado.

Para a representação da reta azul utilizou-se a equação (3.12), que corresponde ao limite teórico que a SNR poderia apresentar caso se tivesse um sensor ideal, ou seja com uma QE = 100 % e sem qualquer tipo de ruído, temporal, espacial ou *dark current*.

Finalmente obteve-se o SNR máximo no ponto da *linear saturation*, que neste caso tinha o valor de $SNR_{max} = 44,52 \text{ dB}$.

5.3.2.4 – Linearidade

Um outro parâmetro necessário à caracterização é a avaliação da linearidade. Este parâmetro traduz o quão distante o sensor está de uma conversão direta dos fótons em DN, isto é, este parâmetro avalia o quão distante a curva real medida está, comparativamente com a curva ideal, visto que este parâmetro é calculado com base na PRC. A linearidade é afetada tanto pelas não linearidades como por todos os ruídos inerentes à eletrónica.

Para o cálculo da desviância relativa, utilizou-se a equação (5.11) [48]:

$$\delta_y[i][\%] = \frac{y[i] - (a_0 + a_1 H[i])}{(a_0 + a_1 H[i])} \quad (5.11)$$

em que $y[i]$ e $H[i]$ são os valores das médias das imagens e do número de fótons, respetivamente, e a_0 e a_1 são os valores do declive e da ordenada na origem da equação da reta teórica da Figura 5-21.

Para a avaliação da linearidade a nível gráfico, apenas interessam os valores entre 5 e 95% da *linear saturation*, como mostrado na Figura 5-23.

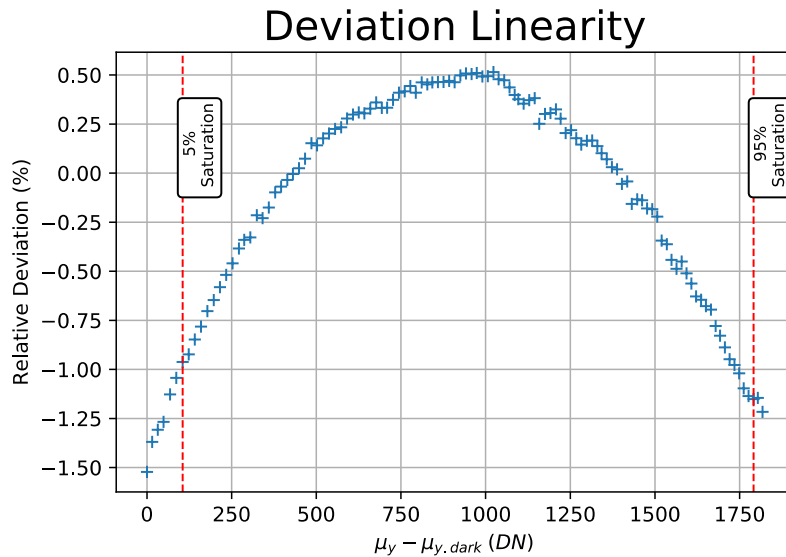


Figura 5-23 – Linearidade.

O erro de linearidade do sensor é dado pela equação (5.12):

$$LE[\%] = \frac{(|\delta_{max}| + |\delta_{min}|)}{2} \quad (5.12)$$

em que δ_{max} e δ_{min} são os valores do desvio máximo e mínimo do gráfico anterior.

Considerando os resultados obtidos, para este sensor de imagem, é expectável um erro de linearidade de 0,82%.

Em suma, a Tabela 5-1 mostra os valores obtidos para a caracterização do sensor de imagem, com o pixel e pequeno e com o ADC configurado a 11 bits.

<i>Parâmetros EMVA</i>	<i>Resultados</i>
<i>K</i>	0,0573 DN/e ⁻
<i>R</i>	0,0403 DN/photon
<i>η</i>	70 %
<i>FWC</i>	33047 e ⁻
<i>μ_{p.min}/AST</i>	90 photons
<i>FSD</i>	1894 DN ou 65,55 dB
<i>μ_{e.sat}</i>	31847 e ⁻
<i>DR</i>	57,06 dB
<i>σ_{y.dark}</i>	4 DN ou 63 e ⁻
<i>DSNU</i>	3 DN ou 55 e ⁻
<i>PRNU</i>	0,77 %
<i>SNR</i>	44,52 dB
<i>LE</i>	0,8252 %

Tabela 5-1 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel pequeno.

5.3.2.5 – Dark Current

A *dark current*, como já foi mencionado anteriormente, é um parâmetro de grande importância na caracterização de um sensor de imagem, visto que é uma corrente indesejável, gerada no fotodetector mesmo quando há total ausência de luz.

Para a medição deste parâmetro, não se necessitou uma fonte luminosa de forma direta. Calculou-se a *dark current* com base na equação (5.13), sendo esta tipicamente expressa em e^-/s ou DN/s [48]:

$$N_d = \frac{\mu_{y.dark}}{KT_{exp}} \quad (5.13)$$

em que $\mu_{y.dark}$ é o valor final da média das imagens em *dark*, K o ganho de conversão e T_{exp} o tempo de exposição.

Refira-se que o *conversion gain* que se utilizou para esta medição teve que ser novamente calculado, visto que registos como o *black offset* e o *exposure controle* foram alterados. Por esse motivo, utilizou-se para esta medição novamente o valor de ganho unitário, aumentou-se o *black offset* para 153 e reduziu-se o tempo de exposição para 995,95 μs . Repetiu-se todo o processo anterior e obteve-se um ganho de conversão $K = 0,0589 DN/e^-$.

Depois, passou-se novamente para o *software* Scan Engine e capturou-se novamente 20 imagens para 21 tempos de exposição diferentes. O tempo de exposição, em milissegundos, para este sensor é dado pela equação (5.14):

$$T_{exp} = 12,925 + LSB \times 0,025 + MSB \times 6,4 \quad (5.14)$$

em que LSB e MSB são respetivamente o bit menos e mais significativo do registo correspondente ao tempo de exposição do sensor.

Capturaram-se as imagens com o sensor à temperatura ambiente (24 °C), calcularam-se as médias das imagens e os respetivos tempos de exposição e construiu-se o gráfico da Figura 5-24.

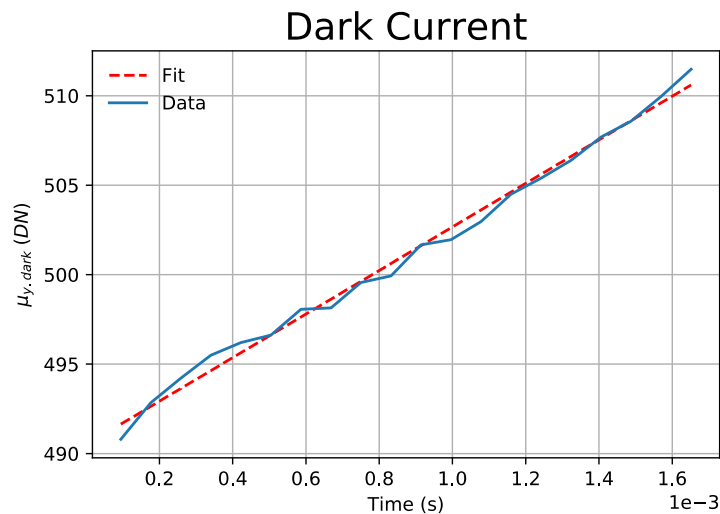


Figura 5-24 – Comportamento das médias das imagens em *dark* com o aumento do tempo de exposição.

A linha a azul corresponde aos valores das médias das imagens em *dark*. É possível verificar que com o aumento do tempo de exposição, os valores das médias aumentam. Isto deve-se precisamente à *dark current* que vai aumentar os valores das médias em quase 20 DN ao longo do tempo estudado. Caso o sensor fosse ideal e numa situação de ausência de luz, este gráfico deveria ser uma reta horizontal perfeitamente estável.

Para o cálculo da *dark current*, bastou retirar o valor do declive da reta da regressão linear, reta a tracejado vermelho, e dividir esse valor pelo *conversion gain* anteriormente calculado. Desta forma, obteve-se $N_{dark} = 206889 e^-/s$.

Obtido o valor para a *dark current*, passou-se para a determinação de um segundo parâmetro inerente à mesma. Este é denominado de *doubling temperature* (k_d) e representa a temperatura para a qual o valor da *dark current* duplica o seu valor. Este parâmetro é dado pela equação (5.15) [48]:

$$\log_2 N_d = \frac{T - T_{ref}}{k_d} + \log_2 N_{d_ref} \quad (5.15)$$

em que T é a temperatura em graus Celsius que dá origem à *dark current* N_d , T_{ref} e N_{d_ref} são a temperatura e a respetiva *dark current* de referência e k_d a *doubling temperature* em graus Celsius.

Relativamente ao procedimento prático, utilizou-se a mesma configuração de registos já mencionada anteriormente e colocou-se o sensor dentro de um forno com temperatura controlada, para que fosse possível aquecer o sensor para as temperaturas de interesse. Para se garantir que todo o sistema estaria em equilíbrio térmico, aumentou-se a temperatura e esperou-se cerca de 10 minutos entre cada medição.

O gráfico da Figura 5-25 mostra a variação das médias das imagens em *dark* para diferentes temperaturas.

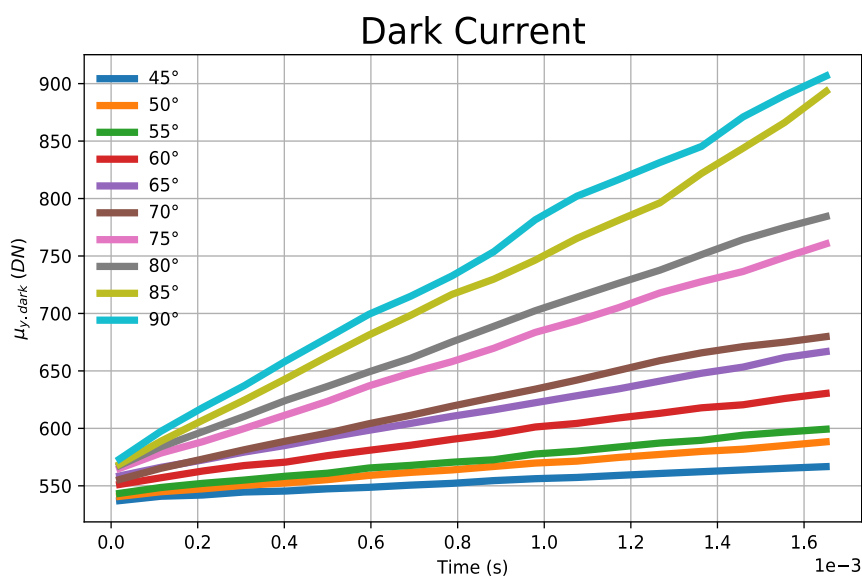


Figura 5-25 – Comportamento das médias das imagens em *dark* com o aumento do tempo de exposição e da temperatura.

Como é possível verificar pelo gráfico, o aumento da temperatura do sensor tem uma influência direta e drástica no aumento das médias das imagens, o que por sua vez, irá aumentar diretamente o valor da *dark current* para cada temperatura.

Tendo em conta a equação (5.15), para cada temperatura ϑ , calculou-se a sua *dark current* tendo em conta a variação do tempo de exposição, como já referido anteriormente. Com base nestes valores, aplicou-se o logaritmo de base 2 a cada um dos resultados e construiu-se o gráfico da Figura 5-26.

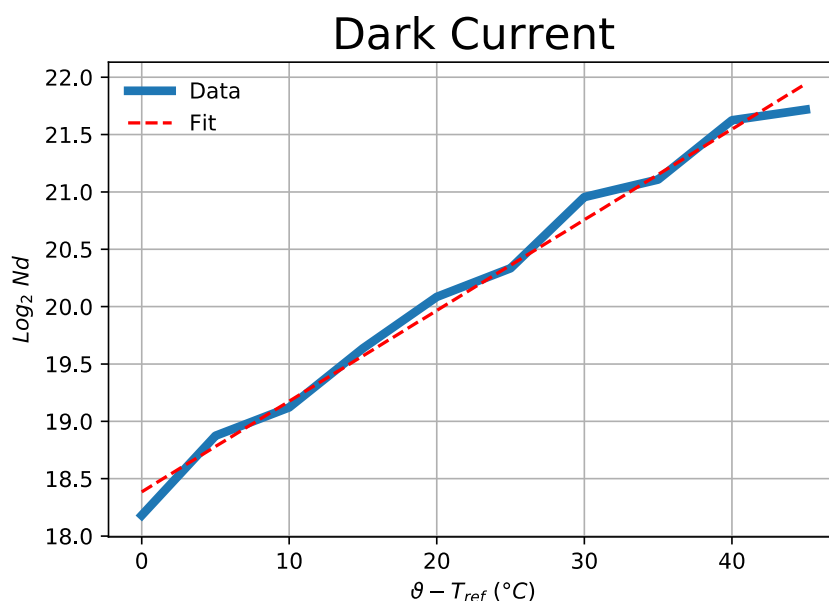


Figura 5-26 – Comportamento da *dark current* para diferentes temperaturas.

É possível verificar através do gráfico anterior que ocorreu um aumento claro da *dark current* medida para o sensor. No entanto, estava-se a caracterizar um sensor de linha e este género de sensor tipicamente apresenta valores elevados para a *dark current*, pois a sua principal característica é a rapidez na captura de imagens. Por outro lado, este já é um sensor com tecnologia de pixel antiga, sem qualquer tipo de compensação de *dark current*, o que também condiciona este parâmetro.

Finalmente, retirou-se o valor da *doubling temperature* aplicando o inverso do declive da reta da regressão linear. Desta forma, obteve-se $k_d = 12,65 ^{\circ}C$. Isto significa que a cada aumento de temperatura de $12,65 ^{\circ}C$, a *dark current* duplica o seu valor.

5.3.2.6 – Pixel Grande

Como já foi referido anteriormente, o pixel grande consiste numa associação entre o pixel pequeno, de $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$, com um segundo pixel, de $10 \mu\text{m} \times 190 \mu\text{m}$, originando assim o pixel grande $10 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$. Ao contrário do pixel pequeno, o pixel de $10 \mu\text{m} \times 190 \mu\text{m}$ nunca é utilizado individualmente, apenas podendo ser ativado para originar o pixel grande. A estrutura e configuração do pixel podem ser vistos nas Figura 4-2 e Figura 4-4.

Para proceder à caracterização do pixel grande do sensor de imagem ORION 2K começou por reconfigurar os registos do sensor. O primeiro registo que se alterou foi o registo *PLVD Reg* (registo 0x08) que passou do valor 148 para 20 (em decimal), isto é, desativou-se o bit 7, ativando assim o pixel grande.

O segundo registo que se alterou foi o registo *Status 2 Reg* (registo 0x02) que passou do valor 64 para o valor 72, isto é, ativou-se o bit 3, aumentando assim a capacidade do *full-well* do sensor. A ativação deste último registo, corresponde à ativação dos *switches* da capacidade C2 da Figura 2-22, ficando as duas capacidades em paralelo.

Após esta configuração inicial, passou-se para a reconfiguração dos restantes registos. Novamente, utilizou-se o sensor com ganho unitário, isto é, o valor do *Analog Gain Reg* manteve-se com o valor 129, mas alterou-se o valor do registo *Black Offset Reg* para 122 e finalmente utilizou-se um *Exposure Control* de 524,925 μs . Comparando estes valores com os valores do pixel pequeno, é possível perceber que os valores dos registos *Black Offset Reg* e *Exposure Control* diminuíram. Isto deve-se ao facto do pixel grande ter uma maior sensibilidade à luz visto que tem uma área maior.

Uma vez configurado o dispositivo, passou-se para a captura das imagens. O processo de captura das imagens foi idêntico ao anteriormente explicado e as equações para calcular os diversos parâmetros do *standard EMVA* foram também as mesmas. Só na equação (5.4) é que se teve o cuidado de alterar o valor da área do pixel e o tempo de exposição.

Utilizando o programa desenvolvido, processaram-se as imagens capturadas com o sensor reconfigurado com o pixel grande e obtiveram-se resultados para a PTC, como mostra o gráfico da Figura 5-27 e para a PRC, como mostra o gráfico da Figura 5-28.

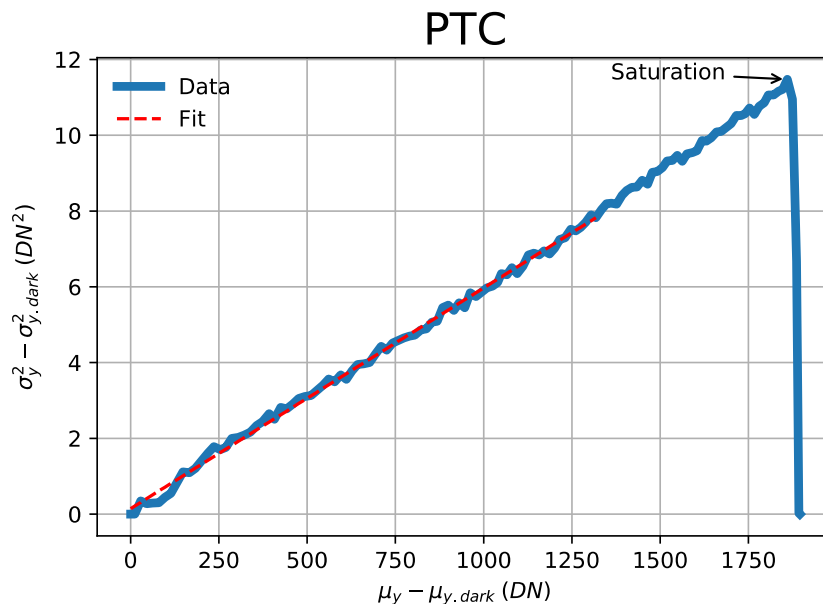


Figura 5-27 – *Photon Transfer Curve* para o pixel grande.

Numa breve análise à PTC e comparando com a PTC da Figura 5-20 (pixel pequeno), pode-se admitir que o resultado do ganho de conversão será inferior.

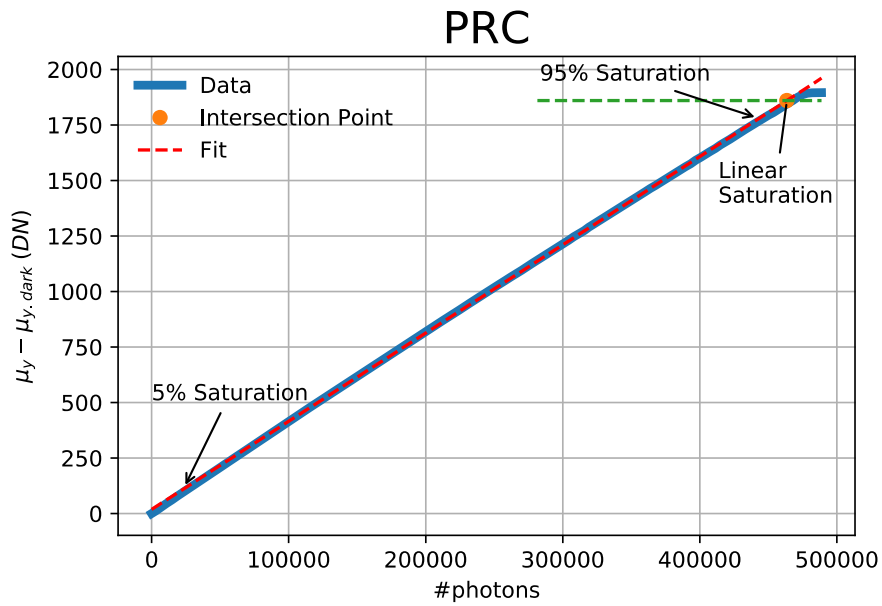


Figura 5-28 – *Photon Response Curve* para o pixel grande.

Por outro lado, pela análise da curva da PRC, percebe-se perfeitamente que se estava a trabalhar com um *full-well* muito maior, pois comparando com o gráfico da Figura 5-21, são precisos quase 10 vezes mais fótons para saturar o sensor. Tendo em conta esta análise poder-se-á também esperar um valor inferior para a responsividade.

Também é possível realizar uma análise rápida ao gráfico do SNR para o pixel grande, como mostra a Figura 5-29.

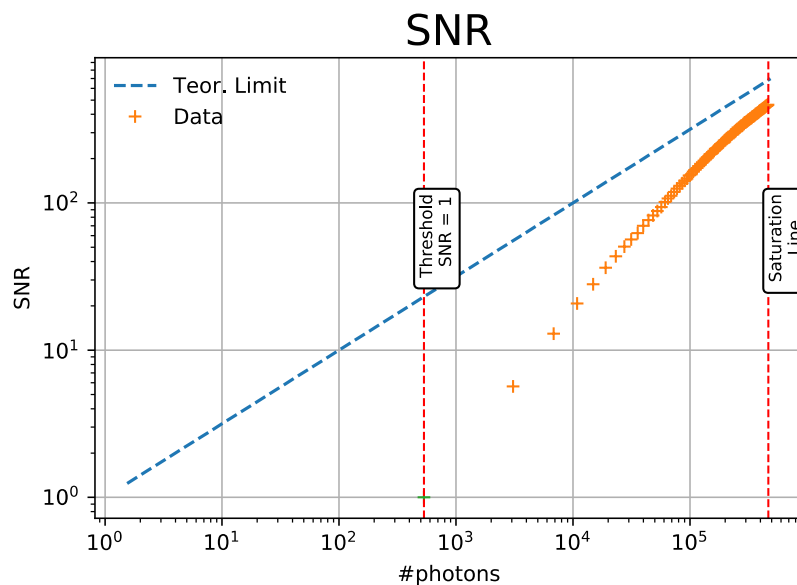


Figura 5-29 – Curva da relação sinal-ruído.

Comparando o gráfico anterior com o gráfico da Figura 5-22 é possível observar que houve um pequeno afastamento entre a curva da SNR e o limite teórico, no entanto

grande parte dos valores de SNR estão acima do valor de 10^2 , podendo esperar-se uma melhoria neste parâmetro.

Para concluir esta primeira análise gráfica, falta apenas verificar o gráfico da curva da linearidade do sensor com o pixel grande, que está representado na Figura 5-30.

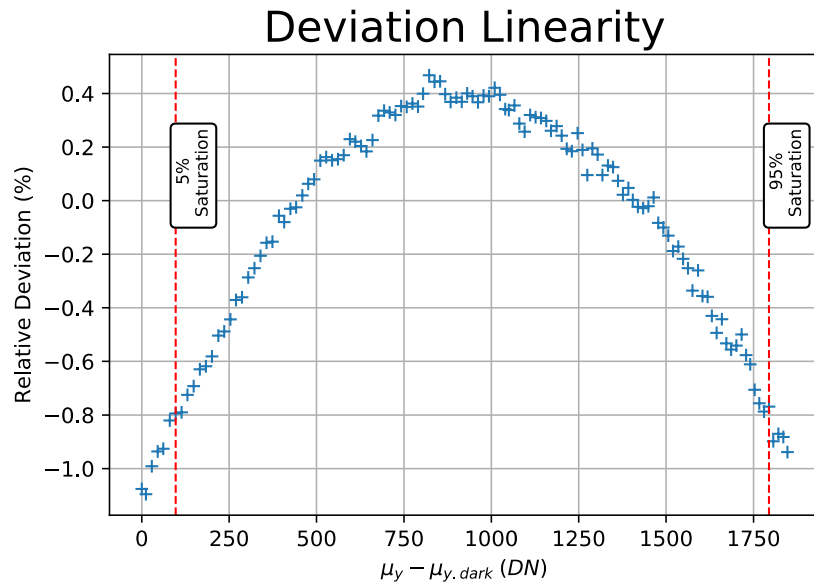


Figura 5-30 – Linearidade.

Através da análise do gráfico, e comparativamente ao gráfico da Figura 5-23, é possível estimar uma redução do valor do erro de linearidade, visto que a janela da *relative deviation* para o pixel grande é mais estreita.

Finalmente, os restantes parâmetros EMVA relativamente aos gráficos anteriores estão presentes na Tabela 5-2.

<i>Parâmetros EMVA</i>	<i>Resultados</i>
<i>K</i>	0,0058 DN/e ⁻
<i>R</i>	0,0040 DN/photon
<i>η</i>	68,97 %
<i>FWC</i>	326798 e ⁻
<i>μ_{p.min}/AST</i>	533 photons
<i>FSD</i>	1895 DN or 65,55 dB
<i>μ_{e.sat}</i>	322615 e ⁻
<i>DR</i>	62,09 dB
<i>σ_{y.dark}</i>	2 DN ou 367 e ⁻
<i>DSNU</i>	2 DN ou 293 e ⁻
<i>PRNU</i>	0,56 %
<i>SNR</i>	53,34 dB
<i>LE</i>	0,6311 %

Tabela 5-2 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel grande.

Como é possível observar nos resultados da tabela anterior, as variações coincidem com as tendências indicadas anteriormente.

Tanto o valor do ganho de conversão como o valor da responsividade diminuíram visto que, primeiro, o valor das variâncias das imagens na PTC diminuiu drasticamente, e segundo, o número de fótons necessários para saturar o sensor também aumentou. Já a eficiência quântica teve um pequeno decréscimo o que também era expectável, visto que com um pixel grande e um *full-well* maior, o fóton necessita de mais energia para o atravessar, podendo possivelmente nem ser recombinado. Estas diferenças serão abordadas em maior detalhe na secção seguinte.

Como é possível verificar, comprova-se que o valor da *full-well capacity* aumentou de 33 ke^- para aproximadamente 327 ke^- .

A diminuição do ruído era também expectável, visto que um pixel grande é mais imune ao ruído comparativamente com um pixel pequeno uma vez que captura uma maior quantidade de luz. Isto comprova-se também com o aumento do valor da relação sinal ruído.

Para terminar, passou-se para a análise da *dark current*. Novamente, procedeu-se da mesma forma que com o pixel pequeno, mantendo-se o registo do ganho com o valor do ganho unitário e alterou-se apenas o valor do registo do *Black Offset Reg* para 153 e utilizou-se um *Exposure Control* de $504,45 \mu\text{s}$. Repetiu-se todo o processo anterior e obteve-se um ganho de conversão $K = 0,0061 \text{ DN}/e^-$.

O processo de captura de imagens em *dark* também foi semelhante ao anteriormente descrito. Assim, capturaram-se as imagens com o sensor à temperatura ambiente ($24 \text{ }^\circ\text{C}$), calcularam-se as médias das imagens e os respetivos tempos de exposição e construiu-se o gráfico da Figura 5-31.

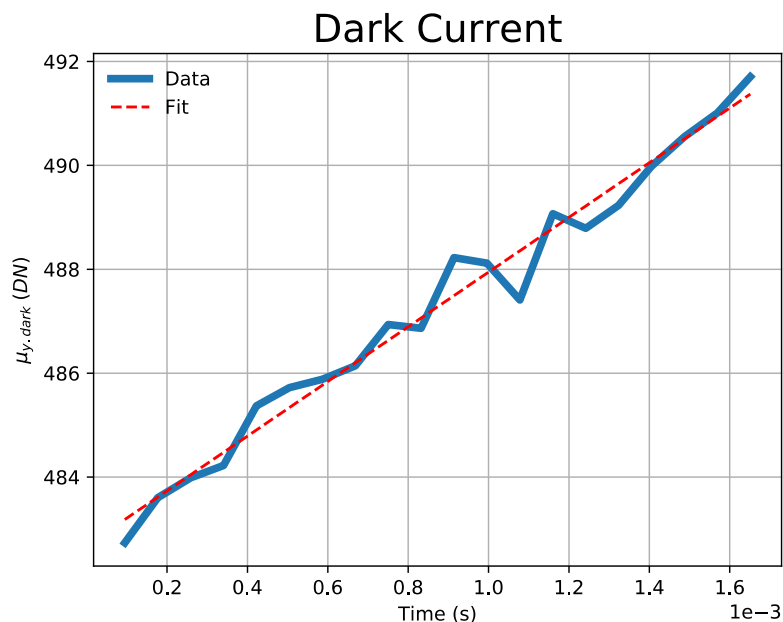


Figura 5-31 – Comportamento das médias das imagens em *dark* com o aumento do tempo de exposição.

Para o cálculo da *dark current*, bastou determinar o valor do declive da reta de regressão linear, reta a tracejado vermelho, e dividiu-se esse valor pelo *conversion gain* anteriormente calculado. Desta forma, obteve-se $N_{dark} = 859144 e^-/s$.

Tanto o valor da *dark current* do pixel pequeno como do grande são valores extremamente elevados para este parâmetro. Isto deve-se não só aos tamanhos dos pixéis e à tecnologia de pixéis utilizada, que já é muito antiga, mas também, ao tempo de exposição que era longo. Apesar de por norma um sensor de linha ter uma *dark current* grande, comparando o valor obtido com o de um sensor de linha mais recente e também feito pela ams, como por exemplo o DRAGSTER, com um pixel de $7 \mu m \times 7 \mu m$, esse sensor apresenta um valor máximo de $N_{dark} = 50000 e^-/s$.

Obtido o valor para a *dark current*, passou-se para um segundo parâmetro, a *doubling temperature*. Novamente, o processo realizado foi em tudo semelhante ao anteriormente apresentado. Desta forma, o gráfico da Figura 5-32 mostra a variação das médias das imagens em *dark* para diferentes temperaturas.

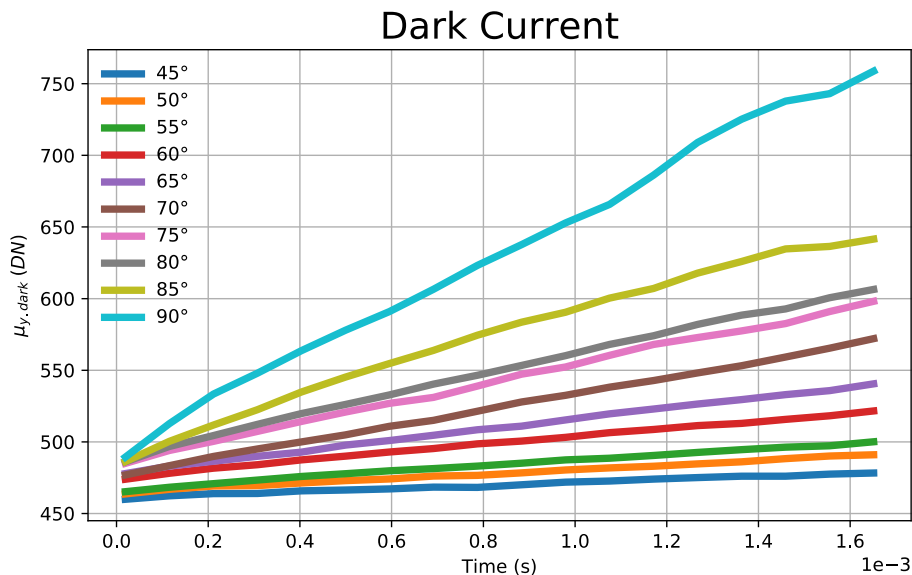


Figura 5-32 – Comportamento das médias das imagens em *dark* com o aumento do tempo de exposição e da temperatura.

Como é possível verificar pelo gráfico, o aumento da temperatura do sensor tem uma influência direta e drástica no aumento das médias das imagens, o que por sua vez, irá aumentar diretamente o valor da *dark current* para cada temperatura.

Posteriormente, elaborou-se o gráfico da Figura 5-33 que mostra o aumento da *dark current* tendo em conta o aumento da temperatura.

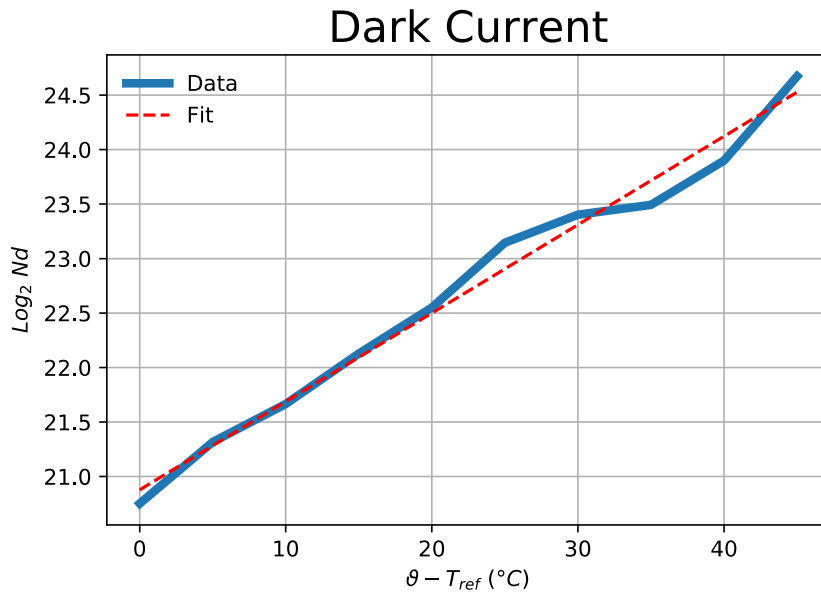


Figura 5-33 - Comportamento da *dark current* para diferentes temperaturas.

Visto que se estava a trabalhar com um pixel bastante grande, o aumento da temperatura fará com que ocorra maior agitação térmica no pixel, fazendo com que ocorram mais colisões, sendo assim gerados mais pares elétron-lacuna na região de depleção, sendo este um dos fatores que mais influência a *dark current*.

Finalmente, retirou-se o valor da *doubling temperature* aplicando o inverso do declive da reta de regressão linear. Desta forma, obteve-se $k_d = 12,33 \text{ }^\circ\text{C}$. Isto significa, tal como anteriormente mencionado, que a cada aumento de temperatura de $12,33 \text{ }^\circ\text{C}$, a *dark current* duplica o seu valor.

5.3.2.7 – QE - Pixel Pequeno VS Pixel Grande

Finalizada toda a caracterização do sensor de imagem, passou-se para a análise da eficiência quântica e da resposta espectral em todo o espectro da luz visível.

Para essa análise utilizou-se a fonte de luz RS7 da Gamma Scientific. Esta é uma fonte de luz com 32 canais diferentes, cobrindo toda a gama de comprimentos de onda da luz visível até à gama dos infravermelhos próximos NIR (*Near-Infrared*). Esta fonte luz tem uma maior estabilidade que a fonte de luz anteriormente utilizada pois tem um sistema próprio de ventilação. A Figura 5-34 mostra a fonte de luz que se utilizou.



Figura 5-34 – Fonte de luz utilizada para a análise das diferentes QE.

Para a realização desta medição, colocou-se o sensor a uma distância de aproximadamente 65 cm da fonte luz, para garantir $f_{\#} = 8$, mas desta vez, com o sensor apoiado por um suporte, visto que tinha que estar na vertical. Realizou-se a medição com a fonte de luz a emitir uma potência de 10% do seu máximo.

Ao contrário das medições anteriores, nesta, a potência luminosa era fixa, o que implicou que foi necessário alterar o tempo de exposição, em vez da intensidade luminosa da fonte. Esta é uma forma alternativa se obter a PTC segundo o *standard* EMVA.

Foi naturalmente necessário alterar tanto o valor do registo de *analog gain* como o de *black offset* para se garantir que o sensor saturava para o comprimento de onda da luz azul para o menor tempo de exposição possível pelo sensor.

O processo de captura das imagens e cálculo da eficiência quântica foi semelhante aos processos já anteriormente explicados neste documento. Fez-se a medição da eficiência quântica tanto para o pixel pequeno tal como para o pixel grande. O gráfico da Figura 5-35 mostra os diferentes valores da eficiência quântica obtidos para os diferentes comprimentos de onda.

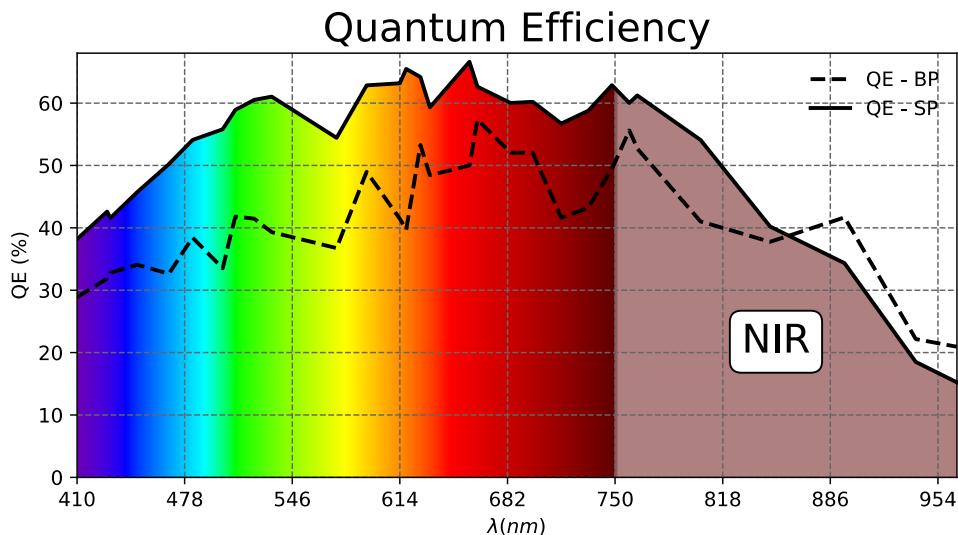


Figura 5-35 – Eficiência quântica para os diferentes comprimentos de onda, para o pixel grande (BP) e pequeno (SP).

Como é possível observar pelos resultados do gráfico anterior, o pixel pequeno (linha contínua) apresenta maior eficiência em quase todo o espectro analisado. A eficiência quântica é uma quantidade relativa e estocástica que depende de como o silício ou as camadas usadas no pixel são capazes de transformar a energia de fótons em elétrons. Este processo depende da tecnologia ou processo de fabrico utilizado e da forma física dos pixéis.

Existem dois aspetos a ter em consideração. O primeiro está relacionado com a tecnologia utilizada no fabrico do pixel. Neste caso, o ORION utiliza a tecnologia XC018 (180 nm) e *pinned photodiode*, o que permite uma maior absorção de fótons e consequente aumento da QE. Já o segundo prende-se com a distribuição física do fotodíodo na *wafers* de silício, isto é, a forma física e as ligações ao pixel afetam a forma com se dá a absorção e captura de elétrons.

Sendo assim, o primeiro aspeto é igual em ambos os pixéis, já o segundo não. Tendo em conta apenas o primeiro aspeto, poder-se-ia admitir que os dois teriam a mesma QE, mas devido ao segundo aspeto vão existir sempre diferenças na forma como os fótons são recebidos pelo fotodíodo e como os elétrons são capturados para a eletrónica de leitura.

Relativamente aos valores, entre os 400 e os 600 nm, como os comprimentos de onda são menores, a energia dos fótons nessa região é maior e a conversão dá-se mais à superfície, ou seja, visto que o fotodíodo grande é longo, um elétron gerado na extremidade oposta à eletrónica, tem que atravessar uma distância certa de 20 vezes superior do que seria necessário no pixel pequeno, tendo assim maior probabilidade de se reconverter e juntar a um ião. Por outro lado, existe um transístor entre os dois pixéis e todas as cargas geradas acima deste, têm que passar pelo transístor para aceder à eletrónica de leitura. Como é sabido, não existem dois transístores exatamente iguais, e as diferenças entre eles poderão reduzir a mobilidade das cargas para a eletrónica de leitura e por consequência a QE.

Para comprimentos de onda superiores, a energia dos fótons é menor e a conversão dá-se normalmente mais abaixo no fotodíodo. Por esse motivo, a mobilidade dos eletrões é maior, fazendo com que haja uma maior conversão e manutenção dos eletrões gerados e conseqüentemente um aumento da QE.

Para o cálculo da resposta espectral dos dois diferentes pixéis, utilizou-se a equação (3.5). A Figura 5-36 mostra a curva da resposta espectral tanto para o pixel grande como para o pixel pequeno.

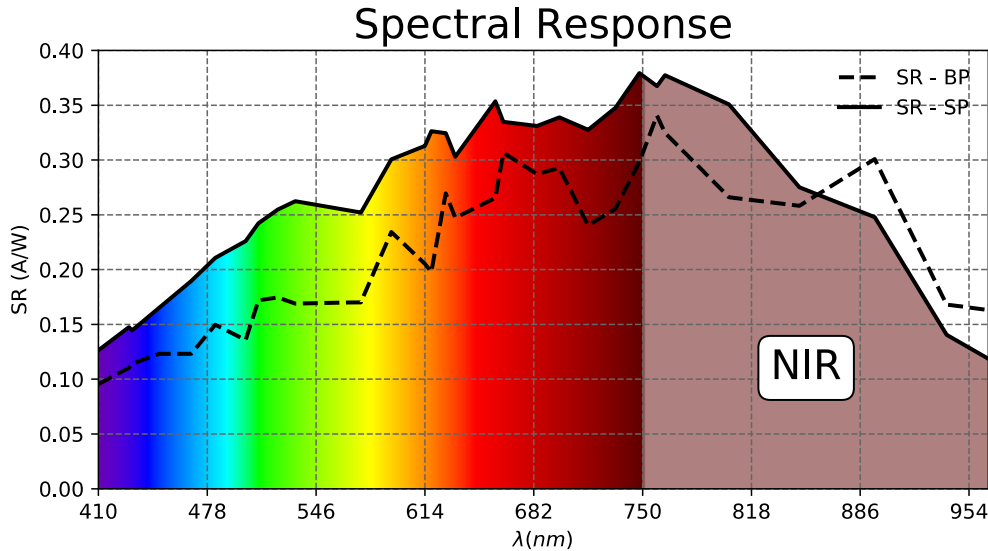


Figura 5-36 – Resposta espectral para os diferentes comprimentos de onda, para o pixel grande (BP) e pequeno (SP).

Tendo em conta as justificações anteriormente mencionadas, é perfeitamente visível pelo gráfico que a resposta espectral é muito maior para comprimentos acima dos 700 nm do que entre os 400 e 600 nm. Este fenómeno é explicado novamente pelo facto que para maiores comprimentos de onda, a energia do fóton é menor, fazendo com que a sua conversão seja feita mais à superfície do fotodíodo, aumentando assim a conversão e por conseqüente a fotocorrente.

5.3.3 – Técnicas de *Multi-Sampling*

Para terminar todo o processo de caracterização do sensor de imagem, aplicaram-se duas técnicas de *multi-sampling* a fim de se perceber se estas trariam alguma espécie de melhoria nos parâmetros EMVA anteriormente obtidos.

A primeira técnica que se utilizou foi uma técnica de *dual-sampling* com *reset* dos blocos de CVC e CDS a meio do *timing* do sensor. Ao longo do tempo de integração duas amostras do sinal eram feitas e guardadas no bloco *Sample/Hold*. A Figura 5-37 mostra o diagrama temporal da técnica que se utilizou.

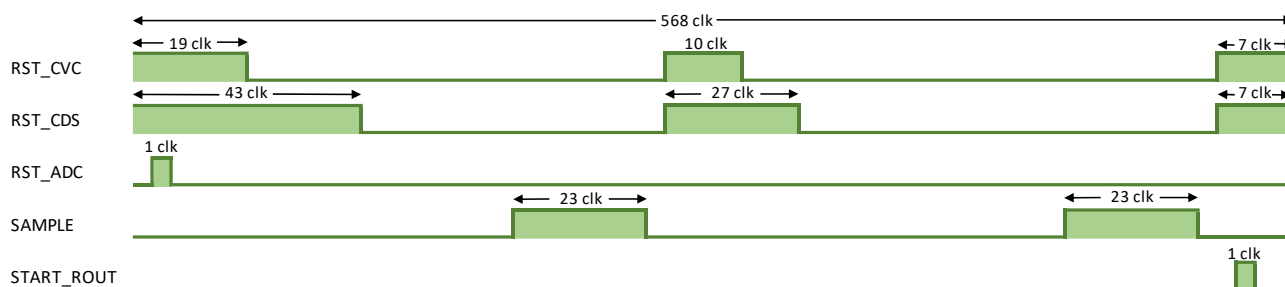


Figura 5-37 – Diagrama temporal para a técnica de *dual-sampling* no ORION 2K.

A segunda técnica que se utilizou foi uma técnica *standard* de *multi-sampling* que consiste em aplicar vários impulsos, várias amostras, ao sinal de *SAMPLE*, como mostra a Figura 5-38.

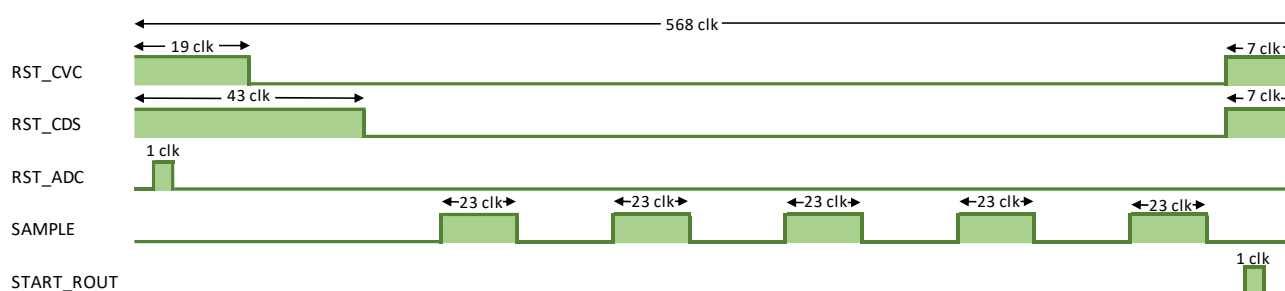


Figura 5-38 – Diagrama temporal para a técnica de *multi-sampling* no ORION 2K.

Com esta técnica eram guardadas várias amostras do sinal no bloco S/H ao longo do tempo de integração, ao contrário do *timing* original em que a amostra apenas era feita no final do tempo de exposição.

Como já foi mencionado anteriormente, estas técnicas têm o propósito de reduzir o ruído do sensor e também aumentar o *dynamic range*.

Para se efetuar este procedimento foi fornecido pela empresa o ficheiro .vhd original do *timing* do ORION. Após estudo e análise, alterou-se o ficheiro e criaram-se dois ficheiros .vhd que correspondiam aos *timings* anteriormente apresentados na Figura 5-37 e Figura 5-38. Em seguida programou-se a FPGA com esses novos ficheiros, um de cada vez, e efetuou-se uma nova captura de imagens para se obter novamente os parâmetros EMVA.

Relativamente aos valores dos registos, tanto para o pixel pequeno como para o pixel grande utilizou-se novamente o valor de ganho unitário, e apenas se alteraram os valores dos registos do *black offset* e *exposure controle*. Para o pixel pequeno utilizou-se um *black offset* de 109 e um *exposure controle* de 1,127 ms. Para o pixel grande utilizou-se um *black offset* de 120 e um *exposure controle* de 569,7 μ s.

Realizou-se a captura das imagens tanto para o pixel pequeno como para o grande com os dois métodos de *multi-sampling* anteriormente mencionados. Posteriormente aplicou-se o mesmo processamento às imagens que já foi descrito anteriormente. As Tabela 5-3 e Tabela 5-4 mostram respetivamente os resultados obtidos tanto para o pixel

pequeno como para o grande, para as duas técnicas utilizadas, e em comparação com os resultados obtidos originalmente. É importante salientar que alguns valores estão aproximados por excesso e outros por defeito, visto que não existem 5,75 DN ou 146,35 e⁻.

Nestas tabelas apenas se representaram os valores relativos ao ruído, visto serem esses os parâmetros fundamentais para estas técnicas, além do ganho de conversão, responsividade e eficiência quântica.

<i>Parâmetros EMVA</i>	<i>Timing original</i>	<i>Dual-Sampling</i>	<i>Multi-Sampling</i>
<i>K</i>	0,0573 DN/e ⁻	0,0702 DN/e ⁻	0,0714 DN/e ⁻
<i>R</i>	0,04 DN/photon	0,037 DN/photon	0,037 DN/photon
η	70,33 %	52,28 %	51,4 %
$\mu_{p.min}/AST$	90 photons	154 photons	157 photons
<i>DR</i>	57,06 dB	55,34 dB	55,41 dB
$\sigma_{y.dark}$	4 DN ou 63.5 e ⁻	5 DN ou 81 e ⁻	6 DN ou 86 e ⁻
<i>DSNU</i>	3 DN ou 55 e ⁻	11 DN ou 151 e ⁻	11 DN ou 146 e ⁻
<i>PRNU</i>	0,77 %	0,86 %	0,92 %
<i>SNR</i>	44,52 dB	42,86 dB	42,85 dB
<i>N_d</i>	206889 e ⁻ /s	116069 e ⁻ /s	107968 e ⁻ /s

Tabela 5-3 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel pequeno com técnicas de *multi-sampling*.

<i>Parâmetros EMVA</i>	<i>Timing original</i>	<i>Dual-Sampling</i>	<i>Multi-Sampling</i>
<i>K</i>	0,0058 DN/e ⁻	0,0070 DN/e ⁻	0,0072 DN/e ⁻
<i>R</i>	0,004 DN/photon	0,0035 DN/photon	0,0035 DN/photon
η	68,97 %	50 %	48,61 %
$\mu_{p.min}/AST$	533 photons	770 photons	735 photons
<i>DR</i>	62,09 dB	62,35 dB	63 dB
$\sigma_{y.dark}$	2 DN ou 367 e ⁻	3 DN ou 384 e ⁻	3DN ou 357 e ⁻
<i>DSNU</i>	2 DN ou 293 e ⁻	3 DN ou 350 e ⁻	3 DN ou 356 e ⁻
<i>PRNU</i>	0,56 %	0,56 %	0,55 %
<i>SNR</i>	53,34 dB	52,12 dB	52,08 dB
<i>N_d</i>	859144 e ⁻ /s	764708 e ⁻ /s	941426 e ⁻ /s

Tabela 5-4 – Resultados dos parâmetros EMVA para o pixel grande com técnicas de *multi-sampling*.

Tendo em conta os resultados obtidos, e comparativamente ao *timing* original do sensor, é possível observar que nenhuma das duas técnicas de *multi-sampling* trouxe os resultados desejados.

No caso do pixel pequeno, Tabela 5-3, observou-se um decaimento drástico do valor da QE, sendo que tanto o ruído espacial como o temporal aumentam, estando esse aumento refletido na relação sinal ruído que se degrada. No entanto, existe uma melhoria em quase 50% no valor da *dark current*.

O mesmo já não se aplica totalmente ao pixel grande, pois nesse caso o *dynamic range* mantém-se mais estável, havendo até uma pequena melhoria. Por outro lado, deixam de se verificar melhorias na *dark current*, chegando a piorar quando foi utilizada a técnica de *multi-sampling*.

Uma possível explicação para o aumento do ruído e não melhoria de resultados, ao contrário do que era esperado com a aplicação destas técnicas, prende-se com a arquitetura do sensor ORION. Tendo em conta que o ORION tem a mesma arquitetura que a mostrada na Figura 2-16, sempre que há um *sample*, o valor analógico do pixel é guardado no bloco S/H (4). No entanto, como é possível observar pelos diagramas temporais, a ADC (5) já está a ler o valor que está no S/H para o converter em digital, não sendo guardados os valores das várias *samples*, mas sendo esses valores constantemente lidos.

No caso do *multi-sampling*, os valores conseguem ser piores pois não há um *reset* intermédio dos blocos de CVC e de CDS, que poderia ser visto quase como um *reset* aos valores de *offset*.

Quando ao valor da *dark current*, acredita-se que as melhorias se devem exclusivamente às técnicas de *multi-sampling* mas não é possível terem-se garantias, visto que no caso do pixel grande tal já não acontece. Nesse caso aponta-se para alguma influência da ligação física dos dois pixéis e também para o tamanho do pixel.

Tendo em conta esta análise, assume-se que se o sensor ORION tivesse dois *switches* no bloco de S/H os resultados poderiam ser mais claros, visto que fisicamente, o valor analógico seria guardado e só no final da integração da luz este seria lido pela ADC.

5.4 – Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados e descritos todos os procedimentos e técnicas necessários à caracterização do sensor de imagem ORION 2K, segundo o standard EMVA 1288.

Para facilitar o processo de caracterização desenvolveu-se um programa, em Python, que lê as imagens capturadas e consegue calcular todos parâmetros exigidos pelo *standard* EMVA. Para além disso, o programa também efetua as representações gráficas da PTC, da PRC, da SNR, da linearidade e da *dark current*, tanto para o pixel grande como para o pequeno.

Para além de se ter conseguido a caracterização completa do sensor, analisou-se ainda de que forma as técnicas de *multi-sampling* poderia trazer vantagens, ou não, para a caracterização de um sensor de imagem. No caso do ORION, e tendo em conta a sua arquitetura, a aplicação destas técnicas foi inconclusiva.

Capítulo 6 – Conclusões

Neste capítulo serão apresentadas as principais conclusões retiradas da elaboração deste trabalho e são também lançadas algumas propostas para futuros trabalhos dentro da área dos sensores de imagem.

6.1 – Conclusões Gerais

Um sensor de imagem é essencialmente um conversor de luz num sinal elétrico. Esse sinal será posteriormente convertido num sinal digital, interpretado e representado como um código ou número. A junção das representações de todos os pixéis que formam o sensor num ficheiro, resulta na criação da imagem digital.

Existem 2 tipos de tecnologias de sensores de imagem, a primeira e mais antiga é a tecnologia CCD - *charged-coupled device* e a segunda e a CMOS - *Complementary Metal-Oxide Semiconductor*. Esta última é a mais utilizada hoje em dia, devido ao seu baixo custo de produção, baixo consumo de energia e também devido à redução da eletrónica adjacente.

Um outro aspeto importante na diferença entre estas duas tecnologias são as diferenças profundas a nível de arquitetura. Nos sensores CCD os pixéis capturam a luz e depois a informação relativamente à luz capturada é acedida coluna a coluna, podendo originar fenómenos como o *booming* e *smeating*. Já os sensores CMOS têm a vantagem de se conseguir aceder de forma independente a cada pixel, ou seja, é possível fazer a leitura da informação de cada pixel sem influência dos pixéis adjacentes. Infelizmente os sensores CMOS são bastantes afetados pelo ruído.

Para tentar reduzir esse ruído existem vários tipos de arquiteturas de pixel, sendo a mais utilizada hoje em dia a 4T-APS com *pinned photodiode*. O sensor que foi caracterizado neste trabalho é exatamente desse tipo de arquitetura.

Por outro lado, é importante referir que existem duas configurações diferentes de sensores de imagem. A primeira são os sensores de área e a segunda os sensores de linha, tal como o utilizado neste trabalho.

Todos os sensores de imagem têm estes 6 blocos essenciais: o fotodetector para captura da luz e geração numa carga, o CVD - *charge to voltage converter* para a conversão da carga numa tensão, o CDS - *correlated double sampling* que remove algum ruído, o circuito de *Sample and Hold* que amostra e guarda o sinal de tensão, o ADC que efetua a conversão do sinal de tensão num sinal digital, e finalmente este sinal digital é guardado numa memória SRAM para posterior *readout*.

Existem também duas formas de fazer a exposição de uma imagem. A primeira é através do método de *rolling shutter* em que cada linha do sensor é exposta e é feito o respetivo *readout* antes de se expor a linha seguinte, o que origina o “*jell-o effect*”. A segunda é o *global shutter* em que a exposição de todas as linhas é feita ao mesmo tempo, sendo depois feito o *readout*, linha após linha. Este método evita o efeito de “*jell-o*”, no entanto requer mais eletrónica de controlo, o que o torna o sensor mais complexo.

Os sensores de imagem utilizam geralmente ADC em rampa para a conversão do valor analógico em digital. Para além do ruído de quantização, estão associadas a esses ADC duas não linearidades, a *integral non-linearity* e também a *differential non-linearity*.

Por sua vez, o ruído gerado num sensor pode ser devido em duas categorias. A primeira é o ruído temporal que corresponde à variação do valor médio do pixel, de duas amostras consecutivas. Esse ruído é composto pelos *kTC noise* ou *reset noise*, *1/f noise*, *thermal noise*, *quantization noise*, *read noise* e *photon shot noise*. A segunda categoria é o ruído espacial ou FPN que traduz o desfazamento entre as sensibilidades dos diferentes pixéis, sendo composto pela *dark signal non-uniformity* e pela *photo response non-uniformity*.

Um ruído extremamente importante a conta num sensor de imagem é a *dark current*, que está associada ao ruído FPN. Esta é a corrente criada num fotodíodo quando há total ausência de luz.

Em 2003 foi criada uma associação europeia, EMVA - *European Machine Vision Association*, composta por várias empresas desta área de negócio, e da qual a ams faz parte. Dessa associação surgiu o *standard* EMVA 1288 que visa a padronizar o processo de caracterização e a especificação dos parâmetros devem ser apresentados aos clientes.

Os parâmetros mais importantes definidos nesse *standard* para um sensor são a eficiência quântica, que traduz a capacidade que o pixel tem em converter os fótons em eletrões, a resposta espectral, que é o rácio entre a fotocorrente gerada pelo pixel e a potência ótica, o *dynamic range*, que traduz a relação entre o sinal de saturação do sensor e o valor mínimo de irradiação que o pixel consegue detetar, a relação sinal-ruído, a capacidade do *full-well*, o ganho de conversão, a PTC e a PRC.

O sensor utilizado para este trabalho foi o sensor de linha ORION 2K que foi fornecido pela empresa ams, e que é composto por 2 tipos de pixéis, um pequeno e um grande, que resulta da ligação do pequeno com um outro pixel. Este sensor é bastante rápido visto ter a capacidade de atingir uma *line rate* máxima de 80 kHz. Também tem a capacidade de escolher entre uma ADC de 11 ou de 13 bits. A sua resolução é de 2128x1, isto é, 2128 colunas por 1 linha.

É possível aceder aos registos de configuração do sensor através do *software* criado pela empresa, o que permite alterar parâmetros como o tempo de exposição, ganho, *black offset*, *End Of Range* entre outros. Cada alteração afeta o sensor instantaneamente.

De acordo com o *standard* EMVA 1288, para qualquer caracterização de um sensor de imagem deve-se garantir que o parâmetro $f_{\#} = 8$ é respeitado, e qualquer medição deve ser feita com uma luz previamente estudada ou conhecida. Pretende-se assim garantir tanto a sua estabilidade térmica e temporal, como a uniformidade da luz, para que a captura de imagens seja o menos afetada. Neste trabalho verificou-se que a luz que se utilizou demorava algum tempo até estar estável a nível térmico. No entanto, após esse período de aquecimento, apresenta uma uniformidade bastante aceitável.

Os parâmetros de INL e DNL do ADC foram determinados, para se perceber que impacto estes poderiam ter nos valores das imagens. Apesar dos valores obtidos não serem maus, é importante referir que atualmente a tecnologia já conhece praticamente suprimir o efeito destas não linearidades.

Todas as configurações a nível de registos foram apresentadas, como consta das recomendações do *standard* EMVA 1288.

Para a caracterização deste, e de outros sensores, desenvolveu-se um programa, em *Python*, que lê as imagens capturadas e consegue calcular todos parâmetros do *standard* EMVA e também as representações gráficas da PTC, PRC, SNR e linearidade.

Relativamente ao sensor ORION 2K, obteve-se uma eficiência quântica para o pixel pequeno de cerca de 70% e para o grande de cerca de 69%, isto para um *scan* com luz branca. Também se conseguiram obter os valores do ganho de conversão e da responsividade, e os respetivos gráficos da PTC e PRC.

Verificou-se, de uma forma geral, que o ruído do sensor pequeno é superior ao do pixel grande, o que era expectável visto que sensores maiores são mais imunes ao ruído, traduzindo-se num aumento claro do valor da relação sinal-ruído.

No entanto, verificou-se que a nível de *dark current*, o valor disparou comparativamente no pixel grande em relação ao pixel pequeno. Pensa-se que tal está relacionado com os tamanhos dos pixéis, pois tanto um pixel de 10 x 10 μm como um de 10 x 200 μm são atualmente pixéis extremamente grandes quando comparados com pixéis mais pequenos e com tecnologias mais recentes. Refira-se que é perfeitamente notável a melhoria neste parâmetro.

Posteriormente verificou-se que o pixel pequeno, de uma forma geral, apresenta melhor eficiência quântica que o pixel grande, sendo o seu maior pico cerca dos 650 nm. Estas diferenças devem-se essencialmente ao tamanho do pixel, que vai influenciar o tamanho da região de depleção, a energia dos fotões incidentes e à diferença entre os transístores de ligação dos dois pixéis que não são todos exatamente iguais.

Finalmente verificou-se que as técnicas de *multi-sampling* não trouxeram qualquer melhoria a nível dos parâmetros EMVA, pensa-se que devido à arquitetura deste sensor.

6.2 – Trabalhos Futuros

De seguida sugerem-se alguns trabalhos que poderão vir a ser realizados no futuro, nesta área de trabalho. Sugere-se, por exemplo a caracterização de um sensor de imagem, com uma arquitetura de pixel 5T-APS, para a verificação da melhoria dos parâmetros necessários do sensor. Outra possibilidade é a implementação de um bloco de *delta double sampling* para análise de eventuais melhorias a nível de ruído.

Por outro lado, a alteração da arquitetura do bloco de *Sample/Hold* e a utilização de mecanismos de *multi-sampling* são outras evoluções que justificam uma análise de outros tipos de sensores de imagem.

Referências

- [1] “Vision Online - What Is An Image Sensor?”, 26-Julho-2016. [Online]. Available: <https://www.visiononline.org/blog-article.cfm/What-Is-An-Image-Sensor/32>.
- [2] “LASER World of PHOTONICS”, [Online]. Available: <https://world-of-photonics.com/en/newsroom/photronics-industry-portal/photronics-compact/question-of-the-month/line-cameras/>.
- [3] “Direct Industry”, [Online]. Available: <https://www.directindustry.com/pt/prod/ams/product-102577-2257993.html>.
- [4] “LUCID - Vision Labs”, [Online]. Available: <https://thinklucid.com/tech-briefs/understanding-digital-image-sensors/>.
- [5] T. Kuroda, "Essential Principles of Image Sensores", CRC Press, 2006, pp. 51, 121-123.
- [6] T. Wallis, “Testing and Characterisation of Image Sensors at RAL”, Master in Physics and Nuclear Astrophysics Dissertation, University Of Surrey, 2008.
- [7] O. Hill e A. Cadby, "Using a non-destructive readout camera to image in low light conditions", University of Sheffield, 2017.
- [8] T. Avignon, B. Perrin, J. Augereau, J. Moreau e L. Jacobowicz, "CMOS image sensor characterization experimental setup", *Education and Training in Optics and Photonics*, 2015, p. 2.
- [9] D. Durini, Ed., "High Performance Silicon Imaging - Fundamentals and Applications of CMOS and CCD Sensors", Woodhead Publishing, 2014, pp. 81, 141-144, 144-145.
- [10] “INFAIMON”, 9-Junho-2016. [Online]. Available: <https://blog.infaimon.com/pt/ccd-ou-cmos-e-possivel-sensores-cmos-substituam-ccd/>.
- [11] K. Schurman, “CMOS Image Sensor”, 21-Maio-2019. [Online]. Available: <https://www.lifewire.com/cmos-image-sensor-493271>.
- [12] S. Meroli, “Stefalo Meroli”, [Online]. Available: https://meroli.web.cern.ch/lecture_cmos_vs_ccd_pixel_sensor.html.
- [13] G. Weckler, “Operation of p-n Junction Photodetectors in a Photon Flux Integrating Mode”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 2, p. 65–73, Setembro 1967.
- [14] A. E. Gamal e H. Eltoukhy, “CMOS Image Sensores”, *IEEE Circuits & Devices Magazine*, pp. 6-20, Maio/Junho 2005.
- [15] B. M, C. Enric, F. Josep e S. Joaquim, “Review of CMOS image sensors” *Microelectronics Journal* 37, p. 437, Julho 2005.

- [16] Y. Bulayev, “Advances in CMOS Image Sensors Open Doors to Many Applications”, Setembro 2015. [Online]. Available: https://www.photonics.com/Articles/Advances_in_CMOS_Image_Sensors_Open_Doors_to_Many/a57683.
- [17] R. H. Nixon, S. E. Kemeny, C. O. Staller e E. R. Fossum, “128x128 element CMOS active pixel image sensor (APS) with on-chip timing, control, and signal chain electronics”, *IS&T/SPIE's Symposium on Electronic Imaging: Science and Technology*, Abril-1995.
- [18] J. Ohta, "Smart CMOS Image Sensors and Applications", CRC Press, 2007, pp. 60-64, 99.
- [19] L. A. Gomes, "Dispositivos Eletrônicos - Díodos", Universidade da Madeira, 2010.
- [20] Henry, “The engineering knowledge”, [Online]. Available: <https://www.theengineeringknowledge.com/introduction-to-photodiode/>.
- [21] U. A. Arefin, M. M. H. Razib, M. S. Shojib e B. Billah, “Characterization & Analysis of III-V Multi-Junction PV Solar-Cells”, Northern University Bangladesh, Janeiro-2016.
- [22] G. Köklü, “Design and Implementation of CMOS Image Sensors for Biomedical Applications”, Philosophiæ Doctor in Microelectronics Systems Dissertation, Federal Institute of Technology in Lausanne, 2014.
- [23] E. R. Fossum e D. B. Hondongwa, “A Review of the Pinned Photodiode for CCD and CMOS Image Sensors”, *IEEE Journal Of The Eletron Devices Society*, vol. 2, pp. 33-44, Maio-2014.
- [24] K. D. Stefanov, A. S. Clarke, J. Ivory e A. D. Holland, “Design and Performance of a Pinned Photodiode CMOS Image Sensor Using Reverse Substrate Bias” *Sensors — Open Access Journal*, pp. 1-14, Janeiro-2018.
- [25] A. J. Theuwissen, M. F. Snoeij, X. Wang, P. R. Rao e E. Bodegom, “CMOS Image Sensors for Ambient Intelligence”, em *AmIware Hardware Technology Drivers of Ambient Intelligence*, vol. 5, Springer, 2006.
- [26] A. Theuwissen, “CMOS image sensors: State-of-the-art”, *Solid-State Electronics*, Delft University of Technology, vol. 52, pp. 1401-1406, Setembro-2008.
- [27] S. Mendis, S. Kemeny, R. Gee, B. Pain, C. Staller, Q. Kim e E. Fossum, “CMOS active pixel image sensors for highly integrated imaging systems”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 187-197, Fevereiro-1997.
- [28] I. Inoue, H. Nozaki, H. Yamashita, T. Yamaguchi, H. Ishiwata, H. Ihara, R. Miyagawa, H. Miura, N. Nakamura, Y. Egawa e Y. Matsunaga, “New LV-BPD (Low Voltage Buried Photo-Diode) for CMOS Imager”, em *International Electron Devices Meeting 1999. Technical Digest*, Washington, DC, USA, 1999.

- [29] S. Miyatake, M. Kusuda, T. Iwamoto, T. Katagiri, K. Kamon, K. Sato e Y. Serita, “Linear-logarithmic image sensor with low noise and no flickers”, em *Electronic Imaging 2007*, San Jose, 2007.
- [30] “FRAMOS”, [Online]. Available: <https://www.framos.com/en/sensors/line-sensors/>.
- [31] “Toshiba”, [Online]. Available: <https://toshiba.semicon-storage.com/us/product/sensor/linear-sensor.html>.
- [32] M. Waeny, “High-Speed Line-Scan Sensors Improve Spectroscopy”, [Online]. Available: https://www.photonics.com/Articles/high-speed_line-scan_sensors_improve_spectoscopy/a56993.
- [33] “Vision Doctor - Solutions for Industrial Machine Vision”, [Online]. Available: <https://www.vision-doctor.com/en/line-scan-cameras/line-scan-camera-basics.html>.
- [34] Andor, “OXFORD ANDOR”, [Online]. Available: <https://andor.oxinst.com/learning/view/article/rolling-and-global-shutter>.
- [35] “1st vision”, [Online]. Available: <https://www.1stvision.com/machine-vision-solutions/2018/01/what-are-global-shutters-and-rolling-shutters-in-machine-vision-cameras.html>.
- [36] R. LaBelle, “Photonics”, Dezembro-2014. [Online]. Available: https://www.photonics.com/Articles/Global-Shutter_vs_Rolling-Shutter_Readouts/a57010.
- [37] M. M. Dehnavi, “Differential integrator pixel architecture for dark current compensation in CMOS image sensors” Master's in Electronics Dissertation, Polytechnic School of Montreal, 2015.
- [38] P. M. Beaudoin, Y. Audet e V. H. Ponce-Ponce, “Dark current compensation in CMOS image sensors using a differential pixel architecture”, em *2009 Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference*, Toulouse, 2009.
- [39] A. Moini, "Vision Chips", The Centre for High Performance Integrated Technologies and Systems in Department of Electrical & Electronics Engineering, University of Adelaide, vol. 3, 1997.
- [40] M. H. White, D. R. Lampe, F. C. Blaha e I. A. Mack, “Characterization of surface channel CCD image arrays at low light levels”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 9, pp. 1-13, Fevereiro-1974.
- [41] W. Klein, “EDN”, 18 Maio 2008. [Online]. Available: <https://www.edn.com/signal-chain-basics-part-14-analog-digital-converter-static-parameters/>.

- [42] W. Kester e D. Sheingold, “Testing ADCs”, em *Testing Data Converters*, pp. 5.2-5.5.
- [43] K. Lundberg, “Analog-to-Digital Converter Testing”, MIT - Massachusetts Institute of Technology, 2002.
- [44] F. Dierks and Basler AG, “Sensitivity and Image Quality of Digital Cameras”, Vision Technologies, Ver. 1.1, 27-Outubro-2004.
- [45] “EMVA - Who we are”, [Online]. Available: <https://www.emva.org/about-emva/who-we-are/>.
- [46] “EMVA - Members”, [Online]. Available: <https://www.emva.org/our-members/members/>.
- [47] B. Marr, “Forbes”, 11-Outubro-2019, [Online]. Available: <https://www.forbes.com/sites/bernardmarr/2019/10/11/what-is-machine-vision-and-how-is-it-used-in-business-today/#3e8b2bae6939>.
- [48] European Machine Vision Association - EMVA 1288, “Standard for Characterization of Image Sensors and Cameras, Release 3.1”, Dezembro-2016.
- [49] T. Pulli, T. Dönsberg, T. Poikonen, F. Manoocheri, P. Kärhä e E. Ikonen, “Advantages of white LED lamps and new detector technology in photometry” *Light: Science & Applications*, vol. 4, p. 1, 9-Setembro-2015.
- [50] J. J. Hancock, “A Light Source for Testing CMOS Imagers”, Department of Electrical and Computer Engineering, Utah State University.
- [51] Z. Wang, W. Ma, S. Huang, Z. Yao, M. Liu, J. L. Baoping He, J. Sheng e Y. Xue, “Characterization of total ionizing dose damage in COTS pinned photodiode CMOS image sensors”, *AIP Advances*, vol. 6, 1-Março-2016.
- [52] J. Nakamura, "Image sensors and signal processing for digital still cameras", CRC Press, 2006, p. 96.
- [53] “BRILLNICS”, [Online]. Available: <https://www.brillnics.com/technology/high-dynamic-range-image-sensors>.
- [54] “Ultra-Wide Dynamic Range”, [Online]. Available: <https://watchguardvideo.com/video-gallery/ultra-wide-dynamic-range-comparison>.
- [55] T. Yamada, S. Kasuga, T. Murata e Y. Kato, “A 140dB-Dynamic-Range MOS Image Sensor with In-Pixel Multiple-Exposure Synthesis”, *2008 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*, pp. 50-594, 2008.
- [56] S. G. Chamberlain e J. P. Lee, “A Novel Wide Dynamic Range Silicon Photodetector and Linear Imaging Array”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, pp. 175-182, 1984.

- [57] J. R. Janesick, K. P. Klaasen e S. T. Elliott, “Charge-coupled-device charge-collection efficiency and the photon-transfer technique”, *Optical engineering*, vol. 26, pp. 972-980, Outubro-1987.
- [58] L. Li, M. Li, Z. Zhang e Z.-L. Huang, “Assessing low-light cameras with photon transfer curve method”, *Journal of Innovative Optical Health Sciences*, vol. 9, 26-Abril-2016.
- [59] U. Jain, “Characterization of CMOS Image Sensor”, Master of Science in Microelectronics Dissertation, Delft University of Technology, 2016.
- [60] H. Tian, “Noise Analysis In CMOS Image Sensor”, Philosophiæ Doctor in Physics Dissertation, Stanford University, 2000.
- [61] R. J. Baker, H. W. Li e D. E. Boyce, "CMOS. Circuit design layout and simulation", IEEE Press - John Wiley & Sons, Third Edition, 2010, p. 303.
- [62] U. Teubner e H. J. Brückner, “Optical Imaging And Photography - Introduction To Science & Technology Of Optics, Sensors and Systems”, De Gruyter, 2019, p. 250.
- [63] J. R. Janesick, “Scientific Charge-Coupled Devices”, Vol. 83, SPIE Press, 2001, pp. 554, 555.
- [64] J. R. Janesick, “Photon Transfer $DN \rightarrow \lambda$ ”, Spie Press, Washington , 2007.
- [65] X.-f. JIA e B.-t. Zhao, “Noise analysis and column FPN suppression technology”, *International Journal of Computer Science Issues*, vol. 10, pp. 208-211, Janeiro-2013.
- [66] X. Wang, “Noise in Sub-Micron CMOS Image Sensors”, Philosophiæ Doctor in Electronics Dissertation, University of Southampton, 2008.
- [67] “Basler”, [Online]. Available: <https://www.baslerweb.com/en/sales-support/knowledge-base/frequently-asked-questions/what-is-prnu/14988/>.
- [68] A. H. Titus, M. C.-K. Cheung e V. P. Chodavarapu, “4 CMOS photodetectors”, Department of Electrical Engineering - University at Buffalo, Electrical and Computer Engineering - McGill University, 2012, pp. 71,72.
- [69] ams Sensors, “ORION - Line Scan Sensor Specs”.
- [70] “Thorlabs”, [Online]. Available: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=9005.
- [71] A. Pelamatti, V. Goiffon, A. Chabane, P. Magnan, C. Virmontois, O. Saint-Pé e M. B. d. Boisanger, “Charge Transfer Inefficiency in Pinned Photodiode CMOS image sensors: Simple Montecarlo modeling and experimental measurement based on a pulsed storage-gate method,” *Solid-State Electronics*, vol. 125, pp. 227-233, 2016.

[72] Y. Xu, "Charge Domain Interlacing CMOS Image Sensor Design", Master in Microelectronics & Computer Dissertation, 2009.