

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Bernardo Deps Almeida**

**Caracterização e Teste de Sensores sCMOS para o Experimento CYGNO**

Juiz de Fora

2024

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Almeida, Bernado Deps.

Caracterização e Teste de Sensores sCMOS para o Experimento CYGNO  
/ Bernardo Deps Almeida. – 2024.

134 f. : il.

Orientador: Rafael Antunes Nóbrega

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade  
de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2024.

1. Sensores CMOS. 2. Sensores sCMOS. 3. Análise de Ruídos. 4.  
Processamento de imagem. I. Nóbrega, Rafael Antunes, adv. III

**Bernardo Deps Almeida**

# Caracterização e Teste de Sensores sCMOS para o Experimento CYGNO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Antunes Nóbrega

Juiz de Fora

2024

**Bernardo Deps Almeida**

**Análise e Teste de Sensores sCMOS para o Experimento CYGNO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 30 de setembro de 2024.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Rafael Antunes Nóbrega** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. André Massafferri Rodrigues**

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas

Juiz de Fora, 13/09/2024.



Documento assinado eletronicamente por **Rafael Antunes Nobrega, Professor(a)**, em 01/10/2024, às 14:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **André Massafferri Rodrigues, Usuário Externo**, em 07/10/2024, às 16:41, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Augusto Santiago Cerqueira, Professor(a)**, em 26/11/2024, às 10:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Uffj ([www2.uffj.br/SEI](http://www2.uffj.br/SEI)) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1983666** e o código CRC **B1EA0AEF**.

---

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por mais um dia.

Agradeço aos meus pais, que acima de tudo, nunca tentaram guiar as minhas escolhas e assim me ensinando uma das principais lições que tirei da vida: Que cada escolha trás em si um renúncia, e que escolhas fazem a nossa vida, e sempre que possível, devem ser planejadas.

Agradeço a minha esposa, Talita, pela família que juntos construímos, pelo companheirismo e pelos filhos lindos que juntos temos a desafiante/divertida tarefa de prepara-los para o mundo.

Agradeço, especialmente, ao meu orientador Rafael, que muito me ensinou e imensamente contribuiu para o meu crescimento intelectual. Seus célebres desaparecimentos estratégicos como o "Mestre dos Magos", após um pedido ou uma observação e seu entusiasmo e incentivos com "Confia no Pojeto", parafaseando V. Luxemburgo, foram marcantes.

## RESUMO

A utilização de sensores de sensores de imagem no ramo da ciência tem papel fundamental, especialmente no experimento CYGNO que visa a detecção da matéria escura. Nesta dissertação, é investigada a aplicação de sensores de imagem sCMOS como candidatos para o aprimoramento do detector LIME, utilizado no experimento CYGNO, que visa a detecção de eventos de baixa energia, como interações com partículas de matéria escura. Três modelos de sensores sCMOS foram avaliados quanto às suas características técnicas e à adequação para as condições específicas do experimento. A importância de sensores com alta sensibilidade, baixo ruído e capacidade de operar em ambientes de baixa luminosidade é destacada, uma vez que esses fatores são críticos para a captura de eventos raros e sutis. O trabalho também discute os desafios relacionados à detecção de eventos em experimentos de física de partículas e as considerações técnicas envolvidas na escolha do sensor mais apropriado para o detector do CYGNO. A partir de análises comparativas entre os sensores, são discutidos aspectos que influenciam o desempenho.

## **ABSTRACT**

The use of imaging sensors in science plays a fundamental role, especially in the CYGNO experiment, which aims to detect dark matter. This dissertation investigates the application of sCMOS imaging sensors as candidates for enhancing the LIME detector used in the CYGNO experiment, which aims to detect low-energy events such as interactions with dark matter particles. Three sCMOS sensor models were evaluated for their technical characteristics and suitability for the specific conditions of the experiment. The importance of sensors with high sensitivity, low noise and the ability to operate in low-light environments is highlighted, since these factors are critical for capturing rare and subtle events. The paper also discusses the challenges related to detecting events in particle physics experiments and the technical considerations involved in choosing the most appropriate sensor for the CYGNO detector. Comparative analyses of the sensors are used to discuss aspects that influence performance.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Acima temos a visão geral de um detector composto de 18 protótipos LIME, inferior à esquerda o protótipo LIME em funcionamento no LNF, e à direita o desenho do conceito do protótipo LIME. . . . .	5
Figura 2 – Primeira máquina fotográfica digital - Fonte: [13] . . . . .	11
Figura 3 – Fotomultiplicadora PMT - Fonte: [15] . . . . .	12
Figura 4 – Uso do CCD como memória [20]. . . . .	13
Figura 6 – Processo de leitura do CCD - Fonte: [24] . . . . .	15
Figura 7 – Processo Transferência de carga no CCD - Fonte: [25] . . . . .	15
Figura 8 – O primeiro Transistor. Fonte: [28] . . . . .	19
Figura 9 – John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley (sentado) posaram para a imprensa no laboratório onde construíram o primeiro transistor. [29] . . . . .	20
Figura 10 – Transistor de Junção Bipolar - BJT. Fonte: [30] . . . . .	21
Figura 11 – Diagrama de um Transistor de Efeito de Campo de porta de Junção - JFET. . . . .	21
Figura 12 – Os principais envolvidos na concepção do CMOS . . . . .	22
Figura 13 – Circuito MOS básico. . . . .	23
Figura 14 – NMOS (a) e PMOS (b) MOSFETs. Fonte:[33] . . . . .	24
Figura 15 – Estrutura do CMOS. Fonte: [34] . . . . .	24
Figura 16 – Hamilton Pulsar, o primeiro produto CMOS. . . . .	25
Figura 19 – Desenho tridimensional em corte de um pixel de sensor ativo CMOS. [48]	30
Figura 20 – Princípio de funcionamento do Sensor de imagem CMOS. [49] . . . . .	31
Figura 21 – . Fonte: [51] . . . . .	33
Figura 22 – Princípio de funcionamento do <i>Rolling Shutter</i> . Fonte: [51] . . . . .	33
Figura 23 – Princípio de funcionamento do <i>Global Shutter</i> . Fonte: [51] . . . . .	34
Figura 24 – Fator de preenchimento de um sensor de imagem CMOS. Fonte: [51] . . . . .	36
Figura 25 – Microlentes em um sensor de imagem CMOS. Fonte: [51] . . . . .	38
Figura 26 – Diminuição da MTF com o aumento da frequência espacial. Fonte: [51]	40
Figura 27 – Amostragem de uma entrada senoidal com pixels ideais na frequência de Nyquist. Fonte: [51] . . . . .	40
Figura 28 – Seção transversal das configurações FSI e BSI. Fonte: [51] . . . . .	43
Figura 29 – Principais fontes de ruído em um pixel 4T. Fonte: [59] . . . . .	46
Figura 30 – Histograma com RTN. Fonte: [61] . . . . .	53
Figura 31 – Sensor C15440 . . . . .	57
Figura 32 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C15440 . . . . .	58
Figura 33 – Sensor C15550 . . . . .	60
Figura 34 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C15550 . . . . .	60
Figura 35 – Sensor C11440 . . . . .	62

Figura 36 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C11440 . . . . .	63
Figura 37 – Divisão do sensor em regiões no padrão Cross (esquerda) e diagonal (direita). . . . .	67
Figura 38 – C15440: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos. . . . .	68
Figura 39 – C15440: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição. . . . .	69
Figura 40 – C15440: <i>STD Map</i> para os tempos de exposição de 10ms e 10.000ms. . . . .	71
Figura 41 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> . . . . .	72
Figura 42 – Quadrantes da Análise Diagonal. . . . .	75
Figura 43 – C15550: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos. . . . .	76
Figura 44 – C15550: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição . . . . .	77
Figura 45 – C15550: <i>STD Map</i> para os tempos de exposição de 10 ms e 10.000 ms. . . . .	78
Figura 46 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> . . . . .	80
Figura 47 – Quadrantes da Análise <i>Diagonal</i> . . . . .	82
Figura 48 – C11440: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos . . . . .	83
Figura 49 – C11440: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição. . . . .	84
Figura 50 – C11440: <i>STD Map</i> para os tempos de exposição de 10ms e 10.000ms. . . . .	86
Figura 51 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 10ms. . . . .	87
Figura 52 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 30ms. . . . .	87
Figura 53 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 100ms. . . . .	87
Figura 54 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 300ms. . . . .	87
Figura 55 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 1.000ms. . . . .	88
Figura 56 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 3.000ms. . . . .	88
Figura 57 – Quadrantes da Análise <i>Cross</i> : Tempo de Exposição 10.000ms. . . . .	88
Figura 58 – Quadrantes da Análise Diagonal:Tempo de Exposição 10ms. . . . .	89
Figura 59 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 30ms. . . . .	89
Figura 60 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 100ms. . . . .	89
Figura 61 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 300ms. . . . .	89
Figura 62 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 1.000ms. . . . .	90
Figura 63 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 3.000ms. . . . .	90
Figura 64 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 10.000ms. . . . .	90
Figura 65 – Média das distribuição de pedestal para os tempos de exposição testados. . . . .	92
Figura 66 – Desvio padrão das distribuição de pedestal para os tempos de exposição testados. . . . .	92

Figura 67 – Ruído RMS em <i>elétrons</i> versus tempo de exposição para os sensores avaliados. . . . .	93
Figura 68 – C15440: Ruído RMS em <i>elétrons</i> nas segmentações Diagonal e Cross. . .	94
Figura 69 – C15550: Ruído RMS em <i>elétrons</i> nas segmentações Diagonal e Cross. . .	94
Figura 70 – C11440: Ruído RMS em <i>elétrons</i> nas segmentações Diagonal e Cross. . .	95
Figura 71 – Imagem adquirida na presença de uma fonte radioativa $^{55}Fe$ . Os rastros alongados são provenientes da radiação ambiente, enquanto os eventos gerados pela fonte $^{55}Fe$ podem ser caracterizados como pequenos pontos circulares. . . . .	96
Figura 72 – Distribuições de energia obtidos com uma fonte radioativa de $^{55}Fe$ para os sensores Fusion BT e Quest. . . . .	97
Figura 73 – Ruído RMS em unidade de <i>eV</i> para os sensores Fusion BT e Quest. . . . .	98
Figura 74 – Faixa de energia dos fótons emitidos pela GEM (preto), transmitância do <i>Plexiglass</i> (rosa), e a Eficiência Quântica de cada sensor (vermelho, azul e verde) [71]. . . . .	102
Figura 75 – Exemplo da captura de <i>spots</i> de $^{55}Fe$ por raios cósmicos. À esquerda uma imagem de energia de 6 <i>keV</i> e à direita uma imagem de energia de 0.3 <i>keV</i> . . . . .	107
Figura 76 – Cumulativas das distribuições de energia para os diferentes valores de tensão GEM aplicados na aquisição de radiação natural, para os sensores Fusion BT à esquerda, e Quest à direita. . . . .	107
Figura 77 – Resultado da subtração de runs de Cósmicos dos runs de $^{55}Fe$ para diferentes energias. . . . .	108
Figura 78 – Resultado do processo de regressão aplicado as dados reais para os banco de dados com e sem fonte radioativa para eventos de 5,9 <i>keV</i> usando o sensor Quest. . . . .	110
Figura 79 – Cumulativa das distribuições de intensidade dos clusters de $^{55}Fe$ para os sensores Fusion BT e Quest, para dados reais. . . . .	110
Figura 80 – Imagem contendo apenas <i>spots</i> de $^{55}Fe$ simulados . . . . .	112
Figura 81 – Cumulativas da distribuições de intensidade dos clusters de $^{55}Fe$ para os sensores Fusion BT e Quest para dados simulados. . . . .	113

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sensor C15440 - Especificações Técnicas . . . . .	58
Tabela 2 – Sensor C15550 - Especificações Técnicas . . . . .	61
Tabela 3 – Sensor C11440 - Especificações Técnicas . . . . .	63
Tabela 4 – C15440: Valores de pedestal ( $\mu$ ) e ruído RMS ( $\sigma$ ) para diferentes tempos de exposição. . . . .	69
Tabela 5 – C15440: Evolução dos valores médios do pedestal(esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição. . . . .	77
Tabela 6 – C11440: Valores de $\mu$ e $\sigma$ os tempos de exposição. . . . .	84
Tabela 7 – Comparação entre os sensores em relação à diferença entre os valores mínimos e máximos medidos do pedestal. . . . .	92
Tabela 8 – Ruído RMS do sensores em <i>elétrons</i> para todos os tempos de exposição. . . . .	93
Tabela 9 – Comparação entre os sensores em relação à diferença entre os valores mínimos e máximos medidos de ruído RMS. . . . .	93
Tabela 10 – Ruído RMS do sensores em <i>elétrons-volts</i> para todos os tempos de exposição. . . . .	98
Tabela 11 – Ruído RMS dos sensores Fusion BT, Quest e Fusion em <i>elétrons</i> para diferentes tempos de exposição. . . . .	100
Tabela 12 – Ruído RMS dos sensores Fusion BT, Quest e Fusion em <i>elétron-volts</i> para diferentes tempos de exposição. . . . .	100
Tabela 13 – Comprimento lateral, distância do plano GEM e fração de fótons para cada um dos sensores testados. . . . .	101
Tabela 14 – Porcentagem de fótons emitidos em direção ao sensor que são convertidos em fotoelétrons, considerando apenas a eficiência quântica e a eficiência quântica em conjunto com o efeito do <i>Plexiglass</i> [71]. . . . .	102
Tabela 15 – Tensões aplicadas à GEM e as respectivas energias emuladas. . . . .	105
Tabela 16 – Correção de energia para o ferro simulado. . . . .	111
Tabela 17 – Probabilidade de eventos reconstruídos pelo processo de clusterização. . . . .	113
Tabela 18 – C15440: Valores de ruído RMS para análise <i>Diagonal</i> . . . . .	128
Tabela 19 – C15440: Valores de ruído RMS para análise <i>Cross</i> . . . . .	129
Tabela 20 – C15550: Valores de ruído RMS para análise <i>Diagonal</i> . . . . .	130
Tabela 21 – C15550: Valores de ruído RMS para análise <i>Cross</i> . . . . .	131
Tabela 22 – C11440: Valores de ruído RMS para análise <i>Diagonal</i> . . . . .	132
Tabela 23 – C11440: Valores de ruído RMS para análise <i>Cross</i> . . . . .	133

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVAÇÃO . . . . .	1
1.2	OBJETIVO DO TRABALHO . . . . .	1
1.3	PROJETO CYGNO . . . . .	2
1.4	PROTÓTIPO LIME . . . . .	4
<b>1.4.1</b>	<b>COMPONENTES DO DETECTOR LIME . . . . .</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>SENSORES DE IMAGEM . . . . .</b>	<b>9</b>
2.1	UMA BREVE HISTÓRIA DA LUZ . . . . .	9
2.2	A NECESSIDADE DE REGISTRO E A TECNOLOGIA . . . . .	10
2.3	SENSORES CCD - <i>CHARGED COUPLED DEVICE</i> . . . . .	13
<b>2.3.1</b>	<b>PROCESSO DE LEITURA DE CARGA CCD . . . . .</b>	<b>14</b>
2.4	<i>COMPLEMENTARY METAL-OXIDE SEMICONDUCTOR</i> . . . . .	17
<b>2.4.1</b>	<b>UM POUCO DE HISTÓRIA ANTES DO CMOS... . . . .</b>	<b>17</b>
2.5	SENSORES DE IMAGEM CMOS . . . . .	26
<b>2.5.1</b>	<b>SENSOR CMOS PASSIVO - PPS . . . . .</b>	<b>26</b>
<b>2.5.2</b>	<b>SENSOR CMOS ATIVO - APS . . . . .</b>	<b>28</b>
<b>2.5.3</b>	<b>PROCESSO DE LEITURA . . . . .</b>	<b>31</b>
<i>2.5.3.1</i>	<i>CORRELATED-DOUBLE SAMPLING (CDS) . . . . .</i>	<i>31</i>
<i>2.5.3.2</i>	<i>ELETRONIC SHUTTER . . . . .</i>	<i>32</i>
<b>2.5.4</b>	<b>MÉTRICAS DE UM SENSOR DE IMAGEM CMOS . . . . .</b>	<b>34</b>
<i>2.5.4.1</i>	<i>RESOLUÇÃO . . . . .</i>	<i>34</i>
<i>2.5.4.2</i>	<i>FRAME RATE - FR . . . . .</i>	<i>35</i>
<i>2.5.4.3</i>	<i>FILL FACTOR - FF . . . . .</i>	<i>36</i>
<i>2.5.4.4</i>	<i>QUANTUM EFFICIENCY - QE . . . . .</i>	<i>38</i>
<i>2.5.4.5</i>	<i>MODULATION TRANSFER FUNCTION - MTF . . . . .</i>	<i>39</i>
<i>2.5.4.6</i>	<i>FULL WELL CAPACITY - FWC . . . . .</i>	<i>41</i>
<i>2.5.4.7</i>	<i>FRONT/BACK SIDE ILLUMINATION - FSI/BSI . . . . .</i>	<i>42</i>
<i>2.5.4.8</i>	<i>DYNAMIC RANGE - DR . . . . .</i>	<i>43</i>
<i>2.5.4.9</i>	<i>SIGNAL TO NOISE RATIO - SNR . . . . .</i>	<i>44</i>
<i>2.5.4.10</i>	<i>CONVERSION GAIN - CG . . . . .</i>	<i>44</i>
<b>2.5.5</b>	<b>RUÍDO E NÃO-UNIFORMIDADES . . . . .</b>	<b>45</b>
<i>2.5.5.1</i>	<i>PHOTON SHOT NOISE . . . . .</i>	<i>47</i>
<i>2.5.5.2</i>	<i>THERMAL NOISE . . . . .</i>	<i>47</i>
<i>2.5.5.3</i>	<i>kTC ou RESET NOISE . . . . .</i>	<i>48</i>
<i>2.5.5.4</i>	<i>FLICKER ou 1/f NOISE . . . . .</i>	<i>49</i>
<i>2.5.5.5</i>	<i>DARK CURRENT . . . . .</i>	<i>50</i>
<i>2.5.5.6</i>	<i>FIXED PATTERN NOISE . . . . .</i>	<i>50</i>

2.5.5.7	PRNU e DSNU . . . . .	51
2.5.5.8	<i>RANDOM TELEGRAPH NOISE</i> (RTN) . . . . .	52
2.5.6	TECNOLOGIA sCMOS: UMA VISÃO GERAL . . . . .	53
<b>3</b>	<b>OS SENSORES DE IMAGEM UTILIZADOS . . . . .</b>	<b>55</b>
3.1	CARACTERÍSTICAS DOS SENSORES NO CONTEXTO DO PROJETO CYGNO . . . . .	55
3.2	SENSOR C15440-20UP: FUSION BT . . . . .	56
3.2.1	ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS . . . . .	57
3.3	SENSOR C15550-20UP: QUEST . . . . .	58
3.3.1	ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS . . . . .	60
3.4	SENSOR C11440-62U: THORIT . . . . .	61
3.4.1	ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS . . . . .	63
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DO PEDESTAL E RUÍDO DOS SENSORES . . . . .</b>	<b>65</b>
4.1	PROCEDIMEETO DA ANÁLISE . . . . .	65
4.1.1	ANÁLISE ESTATÍSTICA DO RUÍDO . . . . .	66
4.1.2	ANÁLISE ESPACIAL DO RUÍDO . . . . .	66
4.2	SENSOR C15440-20UP: FUSION BT . . . . .	68
4.2.1	ANÁLISE ESTATÍSTICA . . . . .	68
4.2.2	ANÁLISE ESPACIAL . . . . .	70
4.3	SENSOR C15550-20UP: QUEST . . . . .	75
4.3.1	ANÁLISE ESTATÍSTICA . . . . .	75
4.3.2	ANÁLISE ESPACIAL . . . . .	78
4.4	SENSOR C11440-62U: THORIT . . . . .	83
4.4.1	ANÁLISE ESTATÍSTICA . . . . .	83
4.4.2	ANÁLISE ESPACIAL . . . . .	85
4.5	COMPARAÇÃO ENTRE OS SENSORES . . . . .	91
4.5.1	PEDESTAL EM UNIDADES DE <i>ADC COUNTS</i> . . . . .	91
4.5.2	RUÍDO RMS EM UNIDADES DE <i>ELÉTRONS</i> . . . . .	92
4.5.3	RUÍDO RMS EM UNIDADES DE <i>ELÉTRON-VOLTS</i> . . . . .	95
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	98
4.6.1	COMPATIBILIDADE DAS MEDIDAS COM OS VALORES NOMINAIS ESPECIFICADOS PELO FABRICANTE . . . . .	98
4.6.2	COMPARAÇÃO COM O SENSOR USADO NO PROTÓTIPO LIME . . . . .	99
<b>5</b>	<b>IMPACTO DOS SENSORES NA EFICIÊNCIA DO EXPERIMENTO CYGNO SOB VARIAÇÃO DA LUMINOSIDADE DOS EVEN- TOS . . . . .</b>	<b>105</b>
5.1	GERAÇÃO DE EVENTOS DE BAIXA ENERGIA . . . . .	105
5.2	PRÉ-ANÁLISE DOS DADOS . . . . .	106
5.3	PROCEDIMENTO IMUNE À VARIAÇÃO DE GANHO . . . . .	108

5.4	ESTUDO DO PROCESSO DE CAPTURA DOS EVENTOS . . . . .	110
5.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	114
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>117</b>
6.1	CONCLUSÃO . . . . .	117
6.2	PRÓXIMOS PASSOS . . . . .	119
	<b>Bibliografia . . . . .</b>	<b>121</b>
<b>A</b>	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>127</b>
A.1	Apêndice: C15440 - Orca Fusion BT . . . . .	128
A.2	Apêndice: C15550 - Orca Quest . . . . .	130
A.3	Apêndice: C11440 - Thorit . . . . .	132

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A busca pela detecção direta de matéria escura representa um dos maiores desafios na física contemporânea. A matéria escura interage extremamente pouco com a matéria bariônica, o que dificulta sua observação por métodos tradicionais. Entre as principais hipóteses sobre a composição da matéria escura, as partículas massivas de interação fraca (WIMPs, *Weakly Interacting Massive Particles*) destacam-se como candidatas promissoras. Neste contexto, o experimento CYGNO surge como uma iniciativa pioneira, utilizando técnicas avançadas de detecção para identificar potenciais sinais dessas partículas.

O projeto CYGNO está inserido no desenvolvimento de câmaras de projeção temporal (TPCs - *Time Projection Chamber*), capazes de reconstruir tridimensionalmente as trilhas ionizantes geradas por partículas que interagem no detector. Essa reconstrução permite não apenas uma medição precisa da energia depositada, mas também a determinação da direção de chegada das partículas, um fator crucial para a identificação de eventos de matéria escura. A inovação tecnológica central do projeto reside na combinação de detectores GEM (*Gas Electron Multiplier*) com sensores de imagem de alta resolução, como os sensores sCMOS (*Scientific Complementary Metal-Oxide Semiconductor*), que capturam com precisão as trilhas geradas no detector. Os sensores sCMOS são conhecidos por sua alta sensibilidade à luz e capacidade de leitura rápida, características essenciais para a detecção de sinais fracos gerados pela interação de partículas com o gás no detector.

Neste contexto, o detector do Experimento CYGNO está sendo projetado para identificar partículas raras, com direcionalidade particular, que podem gerar muito pouca luz em seu sistema de detecção. Portanto, um dos componentes cruciais deste sistema é o sensor de imagem que deve capturar a luz produzida por estes eventos. Sem um sensor com resolução e sensibilidade suficiente, não será possível que o experimento tenha sucesso, na investigação de regiões de interesse para a busca de matéria escura que ainda não puderam ser completamente averiguadas experimentalmente. Durante a execução deste trabalho, o CYGNO se encontrava em fase de Pesquisa e Desenvolvimento, e o estudo e seleção de sensores de imagem era uma das tarefas cruciais previstas para esta fase.

## 1.2 OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo principal deste estudo é avaliar o desempenho de três sensores de última geração em condições experimentais controladas, através de medidas de ruído e testes com imagens geradas pelo detector do Experimento CYGNO com a utilização de uma fonte radioativa de  $^{55}\text{Fe}$ , e emulação de eventos de baixa energia produzidas através da variação do ganho do detector, onde se busca, através de uma análise detalhada dos dados gerados,

entender como cada sensor se comporta isoladamente e quando inserido no sistema de detecção do experimento, analisando o impacto dos mesmos no processo de identificação destes eventos de baixa energia.

A relevância deste estudo está, no âmbito geral, na sua contribuição para uma caracterização detalhada de sensores de imagem de alta resolução e alta sensibilidade, e para o desenvolvimento de um sistema novo de detecção de partículas raras de baixa energia; e de maneira mais específica, na comparação e caracterização de sensores de imagem de última geração quanto ao ruído e à resposta à eventos de baixa luminosidade gerados no âmbito do experimento CYGNO.

### 1.3 PROJETO CYGNO

A compreensão da natureza da matéria escura representa uma das maiores incógnitas da física moderna. Apesar de constituir aproximadamente 27% do conteúdo total do universo, essa forma misteriosa de matéria não emite, absorve ou reflete luz, tornando sua detecção extremamente desafiadora. Suas interações com a matéria bariônica (a matéria comum) ocorrem gravitacionalmente, o que tem alimentado diversas teorias e hipóteses sobre sua natureza. Entre essas hipóteses, as Partículas Massivas de Interação Fraca (WIMPs) se destacam como uma das principais candidatas a compor a matéria escura.

O projeto CYGNO [1] surge como uma iniciativa inovadora e altamente tecnológica na busca por detecção direta dessas partículas. Inserido no contexto das experiências de busca direcionada por matéria escura, o CYGNO combina avanços em detecção gasosa com a implementação de uma Câmara de Projeção Temporal (TPC) de última geração. Este detector, operando a baixa pressão, permite a captura e a análise detalhada das trilhas ionizantes deixadas por partículas que interagem com o gás presente no detector. A escolha pela tecnologia TPC é estratégica, dado que sua capacidade de reconstrução tridimensional das trilhas permite não apenas a determinação precisa da energia depositada, mas também da direção de chegada da partícula, um diferencial crítico na identificação de possíveis sinais de WIMPs.

O CYGNO é uma das vertentes do experimento CYGNUS, uma colaboração internacional proto-organizada, que tem como objetivo a construção de uma rede de observatórios subterrâneos dedicados à busca direcional por matéria escura [2]. Um dos principais avanços tecnológicos que o experimento CYGNO está desenvolvendo é a técnica de leitura óptica de uma estrutura multi-GEM. Esta técnica é projetada para ser utilizada em TPCs de grande volume, especificamente voltadas para o estudo de eventos raros, como interações de matéria escura de baixa massa ou neutrinos solares.

A combinação do uso de câmeras sCMOS de alta granularidade e sensores de luz rápidos permite a reconstrução da direção tridimensional das trilhas, oferecendo uma

boa resolução de energia e uma sensibilidade muito alta na faixa de energia de alguns quiloeltronvolts (keV). Além disso, essa abordagem facilita a identificação de partículas, sendo eficaz na distinção entre recuos nucleares e recuos eletrônicos, o que é crucial para reduzir falsos positivos na detecção de WIMPs, sabendo que, por serem neutras, é esperado que as WIMPs interajam por recuo nuclear. No entanto, a grande maioria de sinais de ruído de fundo no CYGNO serão provocados por recuo eletrônico.

O CYGNO está planejado em três fases distintas:

- Fase-0: Inclui a instalação subterrânea de um protótipo de 50 litros (protótipo LIME).
- Fase-1: Preconiza a construção de um demonstrador de 1 metro cúbico.
- Fase-2: Consiste na construção de um experimento em larga escala para a busca de eventos raros, com um volume total entre 30 a 100 metros cúbicos.

A Fase-0 foi precedida pela construção de três protótipos (Orange, Lemon e LIME), que foram fundamentais para o estudo e a otimização de suas performances. Esses protótipos serviram como base para o desenvolvimento das fases subsequentes, proporcionando dados valiosos sobre a viabilidade das tecnologias propostas.

A ideia central que orienta o projeto CYGNO é a capacidade de detecção de sinais de muito baixa energia e a identificação de componentes direcionais da partícula incidente.

A questão de direcionalidade se baseia na premissa de que, à medida que o Sistema Solar se desloca pela galáxia, ele atravessa uma nuvem de partículas de matéria escura, criando um "vento" de matéria escura que incide sobre a Terra. A capacidade de medir a direção das partículas detectadas permite que os pesquisadores identifiquem a direção desse vento, distinguindo potenciais sinais de WIMPs de sinais produzidos por outra natureza.

A detecção direcional, associada a capacidade de detecção de eventos de baixa energia é, portanto, uma ferramenta poderosa na busca por uma assinatura clara e inequívoca da presença de matéria escura.

Além disso, o CYGNO é parte integrante de uma infraestrutura de pesquisa avançada, localizada no Laboratório Nacional del Gran Sasso (LNGS) na Itália.

Este laboratório é um dos maiores centros de pesquisa subterrânea do mundo, situado a cerca de 1.400 metros abaixo das montanhas dos Apeninos.

Essa profundidade é crucial, pois proporciona uma barreira natural contra a radiação cósmica, reduzindo significativamente o ruído de fundo e criando um ambiente ideal para experimentos sensíveis como o CYGNO.

A localização subterrânea do LNGS protege os experimentos de partículas secundárias que poderiam ser confundidas com eventos de interesse, aumentando a precisão e a confiabilidade dos dados coletados.

O CYGNO também se destaca pela utilização de sensores ópticos de alta resolução, que são essenciais para capturar as trilhas ionizantes dentro da TPC. Estes sensores, juntamente com um sistema avançado de eletrônica de leitura, permitem uma reconstrução precisa das interações das partículas, possibilitando a discriminação eficiente entre eventos reais de matéria escura e ruídos de fundo. A eletrônica associada ao detector é projetada para minimizar a perda de informação e maximizar a resolução temporal e espacial das trilhas capturadas.

Outro aspecto inovador do CYGNO é sua capacidade de operar em diferentes condições de pressão e composição de gás, o que oferece flexibilidade na otimização dos parâmetros de detecção. Essa flexibilidade é crucial para maximizar a sensibilidade do detector a diferentes tipos de interações possíveis entre WIMPs e a matéria bariônica. A análise detalhada dos dados coletados pelo CYGNO envolve técnicas avançadas de processamento de sinal, incluindo algoritmos de aprendizado de máquina, que são empregados para distinguir eventos de interesse de ruídos de fundo com alta eficiência.

A busca por matéria escura é um campo de pesquisa altamente competitivo e de vanguarda, com potencial para revolucionar nossa compreensão do universo. Projetos como o CYGNO estão na linha de frente dessa busca, combinando inovação tecnológica com rigor científico para enfrentar um dos maiores desafios da física contemporânea.

#### 1.4 PROTÓTIPO LIME

O protótipo LIME (*Long Imaging Module Experiment*) [3], Figura 1, é o maior detector de TPC desenvolvido até o momento no contexto do projeto CYGNO, marcando a conclusão da fase 0 do projeto.

Ele foi projetado com características e dimensões equivalentes ao demonstrador final do CYGNO, incluindo o mesmo comprimento de deriva<sup>1</sup> e o mesmo esquema de leitura, proporcionando uma base sólida para testes em condições realistas. Construído no Laboratório Nacional de Frascati (LNF), o LIME possui um volume sensível de 50 litros e um comprimento de deriva de 50 cm.

<sup>1</sup> *drift length* ou comprimento de deriva, em tradução livre, refere-se à distância que as partículas carregadas, como elétrons, percorrem dentro de um detector até atingirem o sistema de leitura, como os GEMs no caso do CYGNO.

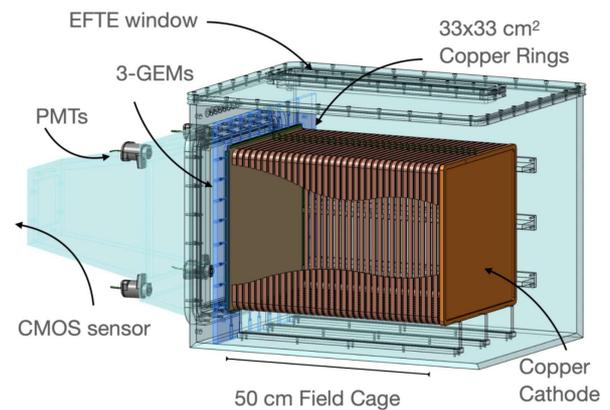
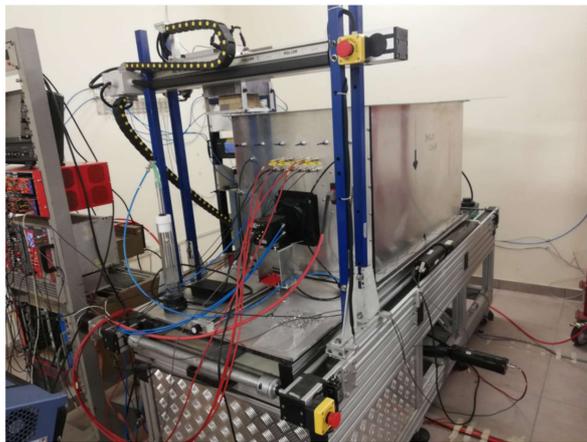
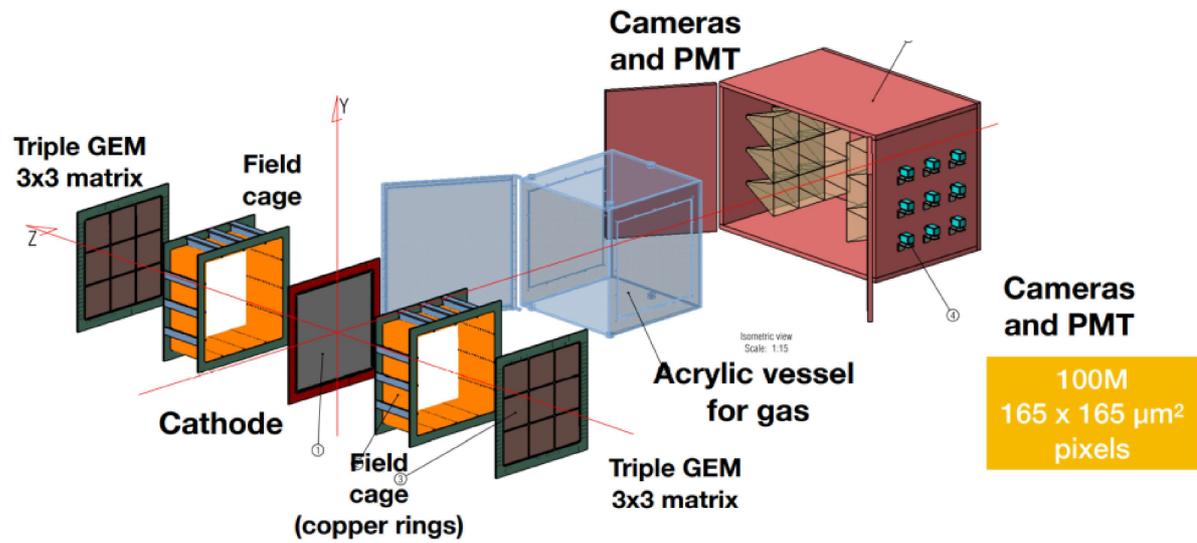


Figura 1 – Acima temos a visão geral de um detector composto de 18 protótipos LIME, inferior à esquerda o protótipo LIME em funcionamento no LNF, e à direita o desenho do conceito do protótipo LIME.

#### 1.4.1 COMPONENTES DO DETECTOR LIME

##### RECIPIENTE DE GÁS

O recipiente de gás do LIME é construído em *plexiglass*, ilustrado na Figura 1, contendo uma mistura de gases. Na parte superior, foi instalada uma janela de ETFE (*ethylene-tetrafluoroethylene*), com  $125\mu\text{m}$  de espessura e 5 cm de largura, ao longo do comprimento total da câmara de campo. Essa janela foi projetada especificamente para permitir testes com fontes radioativas de baixa energia, aproveitando as características mecânicas e térmicas do ETFE, que oferece maior resistência quando comparado ao PTFE (*polytetrafluoroethylene*) tradicional.

## SISTEMA *TRIPLE-GEM*

O sistema de leitura do LIME é composto por uma estrutura de três GEMs (Gas Electron Multipliers) com uma superfície de  $33 \times 33 \text{ cm}^2$ . Cada GEM opera a uma tensão nominal de 440 V, gerando um campo elétrico suficiente para induzir o processo de multiplicação eletrônica nas cavidades dos GEMs. Esse processo de avalanche amplifica o sinal produzido pelas interações das partículas com o gás, e a configuração de três GEMs garante alta eficiência e ganho de sinal. A estrutura Triple-GEM permite a detecção precisa dos sinais de ionização, sendo uma peça-chave na capacidade de captura de eventos de baixa energia do detector.

É nesta etapa que ocorre a geração de luz, no processo de multiplicação de elétrons, que será capturada pelo sensor de imagem e os tubos fotomultiplicadores do sistema de detecção, descritos a seguir.

## CÁTODO

No lado oposto ao sistema Triple-GEM, está o cátodo do detector, responsável pela coleta dos íons positivos gerados pela interação das moléculas de gás com as partículas incidentes. O cátodo é composto por uma camada de cobre com 3 mm de espessura e está operando em alta tensão, em torno de 50 kV, garantindo a eficiência na coleta de íons e na manutenção do campo elétrico uniforme.

## CÂMARA DE CAMPO

Dentro do recipiente de gás, encontra-se a câmara de campo (*field cage*), composta por anéis de cobre dispostos de forma a gerar um campo elétrico uniforme no volume sensível do detector. Esses anéis, com um espaçamento de 16 mm entre si, são conectados por resistores de  $100 \text{ M}\Omega$ , de modo a garantir uma distribuição de tensão controlada e homogênea. O campo elétrico gerado entre o cátodo e o GEM mais próximo, conhecido como campo de deriva, é responsável por guiar os elétrons liberados pelas interações no gás até o sistema de leitura.

## SENSOR sCMOS

O LIME utiliza um sensor de imagem sCMOS produzido pela Hamamatsu, modelo ORCA-Fusion **C14440**, cujas características podem ser encontrada aqui [4].

## LENTE DA CÂMERA

Para otimizar a captura de luz, o sensor sCMOS é equipado com lentes Schneider-Kreuznach, com uma abertura óptica de 0,95 e distância focal de 25,6 mm [5]. Essas

lentes garantem alta qualidade nas imagens capturadas, permitindo uma melhor resolução espacial dos eventos.

#### FOTOMULTIPLICADORES (PMTs)

Além da câmera sCMOS, o LIME utiliza quatro tubos fotomultiplicadores (PMTs), posicionados simetricamente em torno do sensor sCMOS, a uma distância de aproximadamente 25 cm da superfície dos GEMs. Os PMTs, modelo Hamamatsu R7378A [6], operam com uma tensão máxima de 1200 V e possuem um ganho de  $2,0 \times 10^6$ , sendo responsáveis pela detecção dos fótons gerados durante o processo de avalanche eletrônica nos GEMs. A combinação de PMTs e sCMOS permite a reconstrução tridimensional dos eventos detectados, fornecendo informações detalhadas sobre a extensão espacial e temporal dos sinais.

## 2 SENSORES DE IMAGEM

### 2.1 UMA BREVE HISTÓRIA DA LUZ

Em 1889, o físico alemão Heinrich Hertz, descreve em uma palestra intitulada "Sobre as relações entre luz e eletricidade" (*Über die Beziehungen zwischen Licht und Elektrizität*), que notou que a luz ultravioleta, de alguma forma, tirava os elétrons de certos átomos de suas órbitas normais [7]. Ele acreditava, erroneamente, que esse fenômeno estava relacionado apenas à luz ultravioleta [8]. Seu ex-assistente de laboratório, Philipp Lenard, em 1902, se debruçou sobre este fenômeno [9] e descobriu que ele também ocorria quando duas placas de metal eram colocadas em um ambiente a vácuo em um tubo de vidro. Conectando os fios de cada placa a uma bateria, descobriu-se que uma corrente fluía quando uma das placas era irradiada com luz ultravioleta. Este efeito, chamado então de fotoelétrico, foi explicado como a emissão de elétrons da superfície metálica iluminada. No entanto, durante sua pesquisa, Leonard encontrou fatos que contradiziam a física estabelecida à época, e mais tarde, em 1905, Albert Einstein, trabalhando em cima destes experimentos, publica sua teoria do quantum de luz, por meio da quantização da luz proposta por Planck em 1900 [10].

Em seus experimentos, Lenard, esperava que com o aumento da intensidade de um feixe de luz, tornando-o mais brilhante, produzisse o mesmo número de elétrons da superfície do metal, mas com cada um tendo mais energia, no entanto, descobriu exatamente o oposto: que um maior número de elétrons foi emitido sem alteração em sua energia individual. A solução quântica de Einstein propôs que: se a luz é composta de quanta, então aumentando-se a intensidade do feixe significa que ele agora é composto por um maior número de quanta. Quando um feixe mais intenso atinge a placa metálica, o aumento no número de quanta de luz leva a um aumento correspondente no número de elétrons emitidos. Como a energia de um quantum de luz é proporcional à frequência da luz, então quanto maior a frequência da luz emitida, maior a energia do quantum de luz.

Lenard, em seus estudos, também descobriu que, para qualquer metal em particular, havia uma frequência intrínseca ou um limiar, abaixo do qual nenhum elétron era emitido, não importando por quanto tempo ou com quanta intensidade o metal estivesse iluminado. Porém uma vez ultrapassado esse limiar, os elétrons eram emitidos, não importando quão fraco fosse o feixe de luz. Einstein, em sua teoria do quantum de luz, concebeu o efeito fotoelétrico como o resultado de um elétron adquirir energia suficiente de um quantum de luz para superar as forças que o mantêm dentro da superfície do metal e escapar, é a quantidade mínima de energia necessária para induzir a fotoemissão de elétrons de uma superfície metálica. A função trabalho, como Einstein a rotulou, era a energia mínima que um elétron precisava para escapar da superfície e variava de metal para metal. Se a frequência da luz for muito baixa, então os quanta de luz não possuirão energia suficiente

para permitir que um elétron quebre as ligações que o mantêm preso ao metal.

$$E = hv$$

Onde  $E$  é a energia dos fótons;  $h$  constante de Plank;  $v$  frequência da luz incidente.

Einstein codificou tudo isso numa equação simples: a energia cinética máxima de um elétron emitido por uma superfície metálica era igual à energia dos quanta de luz que ele absorveu menos a função trabalho. Usando esta equação, Einstein previu que um gráfico da energia cinética máxima dos elétrons versus a frequência da luz usada seria uma linha reta, começando na frequência limite do metal. O gradiente da linha, independentemente do metal utilizado, seria sempre exatamente igual à constante de Planck,  $h$ .

$$K = E - \phi$$

Onde  $K$  é a energia cinética dos elétrons,  $E$  a energia do fóton e  $\phi$  a função trabalho.

## 2.2 A NECESSIDADE DE REGISTRO E A TECNOLOGIA

A necessidade e vontade do registro em imagens para recordação e estudos remontam a épocas distantes. Os primatas registravam gravuras em pedra, os egípcios detalharam textos e gravuras nas pirâmides, reis e nobres de antigos reinados faziam quadros sobre suas figuras, família, paisagens exuberantes e banquetes. A necessidade destes registros aguçava os inventores que buscavam melhores métodos de assim fazê-lo.

Desde a criação do processo fotográfico, por volta de 1700, este caracterizado por uma câmara, uma chapa de Cobre prateada e polida, onde recebendo uma explosão de vapores de Iodo gravava-se assim através de reação química do Iodo com o cobre juntamente o feixe de luz, a humanidade tem aproveitado seus benefícios [11].

As câmeras fotográficas capturam imagens de momentos históricos, comunicam histórias de pessoas ao redor do globo e se tornam parte integrante da vida através das gerações. Por isso, a fotografia desempenha um papel significativo na sociedade humana.

Na busca constante por melhoramento de processo e assim com a evolução da tecnologia, principalmente no que tange a eletrônica, em dezembro de 1975 fora inventada primeira máquina fotográfica digital (ver Figura 2) pelo engenheiro Steven Sasson, pela empresa norte americana Eastman Kodak Company, cinco anos após a invenção do sensor eletrônico de imagens CCD [12].

Figura 2 – Primeira máquina fotográfica digital - Fonte: [13]



O efeito fotoelétrico, explicado por Albert Einstein, por meio da quantização da luz proposta por Planck, sustenta a forma como nossos dispositivos eletrônicos modernos percebem a luz. O conceito de fotossensibilização ou imagem em estado sólido é fazer com que a luz incida sobre uma matriz bidimensional de elementos fotossensíveis. Essa luz ejeta elétrons dos materiais da matriz, alterando-se suas propriedades elétricas, podendo então ser que essas sejam medidas para se obter informações indiretas sobre esta luz, podendo interpretar adequadamente esses dados, criamos então uma imagem.

Porém, antes mesmo da invenção da máquina fotográfica digital, um dos primeiros dispositivos que usava esses princípios era um dispositivo baseado em tubo de vácuo chamado tubo fotomultiplicador ou PMT, Figura 3, ao qual o funcionamento baseia-se em dois fenômenos físicos importantes: Fotoemissão e Emissão secundária. Um fotocátodo em uma extremidade do tubo emite elétrons quando exposto à luz, através do efeito fotoelétrico, e esses elétrons então viajam em direção a um ânodo do outro lado do tubo. Ao longo do caminho, eles são multiplicados consecutivamente usando-se de conjuntos de dínodos que multiplicam os elétrons através do processo de emissão secundária. Como resultado, pode-se transformar 1 fóton em 100.000 ou até 10.000.000 elétrons captados pelo anodo. Os fotomultiplicadores tem geralmente um ganho alto (na ordem dos  $10^6$ ), ruído muito baixo e uma resposta rápida [14], o qual é, frequentemente, o comportamento que se deseja para um fotodetector.

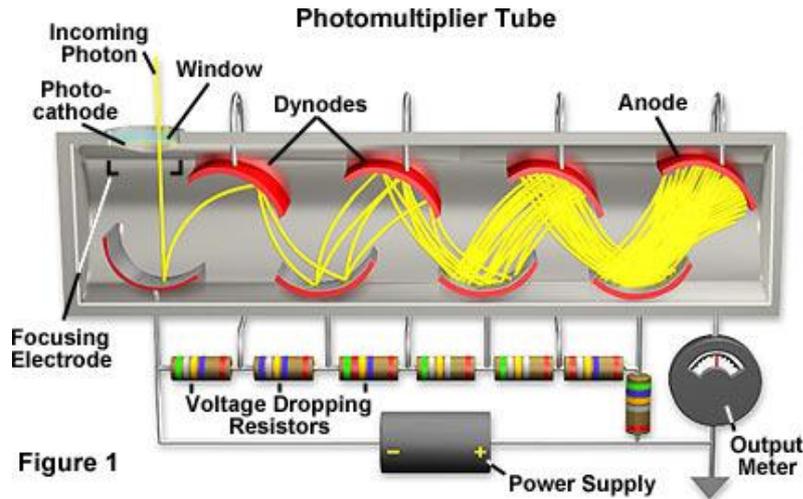


Figura 3 – Fotomultiplicadora PMT - Fonte: [15]

PMT's e outros dispositivos clássicos abrem caminho para seus descendentes baseados em silício no futuro. O silício é capaz de responder a uma ampla gama de luzes, portanto, pesquisadores buscavam desenvolver sensores de imagem de silício de estado sólido há algum tempo, mas somente na década de 1960 que surgiu um candidato viável.

A natureza fotossensível de certos materiais é conhecida há mais de cento e setenta anos [16] e fotocondutores semicondutores e fotodiodos têm sido estudados e usados continuamente há mais de cem anos [17].

Os sensores de imagem surgiram através da integração de fotodetectores em matrizes. O fotodetector integrador de junção  $pn$  foi introduzido pela primeira vez por Weckler na Fairchild em 1965 [18]. Ele observou que se uma junção  $pn$  em um circuito integrado fosse inicialmente polarizada reversamente e depois um terminal ficasse flutuando (por exemplo, a região  $p+$  de uma junção  $p+n$  difusa), a fotocorrente fazia com que a tensão do fotodiodo  $V$  se descarregasse de acordo com sua capacitância  $C$  e a fotocorrente  $I_{ph}$  fluindo para o nó flutuante. A taxa de descarga é dada por:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I_{ph}}{C(V)}$$

A fotocorrente depende do fluxo de fótons dependente do comprimento de onda  $\phi(\lambda)$  incidente no semicondutor e da eficiência quântica dependente do comprimento de onda  $\eta(\lambda)$  que é responsável pela reflexão óptica, absorção e coleta de portadores:

$$I_{ph} = q \int_{\lambda} \phi(\lambda) \cdot \eta(\lambda) d\lambda$$

Os fotodiodos integrativos (tradução livre de *Integrating photodiode*) foram a base para os primeiros sensores de pixel passivos MOS (*MOS Passive Pixel Sensor, PPS*).

### 2.3 SENSORES CCD - *CHARGED COUPLED DEVICE*

Os sensores CCD (Dispositivos de Carga Acoplada, em tradução livre) são componentes cruciais no campo da captura de imagens digitais, amplamente utilizados em câmeras fotográficas, câmeras de vídeo, scanners e telescópios. Estes sensores convertem a luz em sinais elétricos, permitindo a formação de imagens digitais com alta qualidade.

A invenção dos sensores CCD remonta a 1969, quando Willard Boyle e George E. Smith [19], trabalhando nos Laboratórios Bell pesquisando circuitos integrados, novos lasers e semicondutores envolvendo sistemas de micro e nano eletrônica, desenvolveram o conceito de um dispositivo semicondutor capaz de mover cargas elétricas através de um chip, que inicialmente seria empregado em uma memória do tipo *Magnetic Bubble Memory* [20], Figura 4. Em 1970, o uso dos CCDs para captura de imagens foi demonstrado pela primeira vez por Michael F. Tompsett, colaborador de Boyle e Smith [21].



Figura 4 – Uso do CCD como memória [20].

O CCD consiste em milhares, ou até milhões, de células sensíveis a luz, também chamado de pixels, que são capazes de produzir uma carga elétrica proporcional a quantidade de luz que estes recebem. Os pixels de um sensor CCD são arranjados de acordo com seu uso propriamente. Para a aplicação em Fax ou scanners, os pixels são arranjados em linha, *Linear Array CCDs*, enquanto dispositivos de captura de imagem usam pixels arranjados bi-dimensionalmente, *Area Array CCDs*. Um dos principais parâmetros de sensor de imagem CCD é a resolução. A resolução consiste na quantidade total de pixels que estão na região exposta a luz. Um dos primeiros chips comerciais produzidos pela Fairchild em 1974, sob a liderança do ex-pesquisador da Bell Labs Gil Amelio, o *Area Array CCD* possuía 100x100 pixels e o "*Linear Array CCD*" 500 pixels [22].

Os primeiros dispositivos CCD utilizavam uma estrutura de MOS (Metal-Oxide-Semiconductor) deplecionada, que enfrentava desafios significativos, como altos níveis de *dark current* devido às armadilhas na interface  $Si - SiO_2$ . Para mitigar esses problemas, a

estrutura de canal enterrado foi introduzida, o que melhorou significativamente a eficiência de transferência de carga e reduziu os níveis de *dark current*.

Cada pixel de um sensor CCD é essencialmente um capacitor MOS, podendo ser *Surface Channel* ou *Burried Channel*. Devido as vantagens oferecidas, o tipo *Burried Channel* é mais utilizado pelos fabricantes [22]. Um capacitor MOS *Burried Channel* é tipicamente construído em cima de um substrato de silício do tipo *p*, cerca de  $300\ \mu\text{m}$  de espessura, com uma camada do tipo *n*, aproximadamente  $1\ \mu\text{m}$  de espessura, formada na superfície. Posteriormente, uma fina camada de óxido de silício, com aproximadamente  $0,1\ \mu\text{m}$  de espessura, é depositada, seguida por um eletrodo de metal (ou *Gate*). A aplicação de uma voltagem positiva ao eletrodo polariza reversamente a junção *pn*, resultando na criação de um poço de potencial (*Potential well*) no silício do tipo *n*, diretamente abaixo do eletrodo.

A luz incidente gera pares elétron-buraco (*electron-hole*) na região de depleção, Figura 5b, e, devido à voltagem aplicada, os elétrons movem-se para a camada de silício tipo *n*, onde são aprisionados no poço de potencial, Figura 5a. Assim, o acúmulo de carga negativa é diretamente relacionado com a intensidade da luz incidente. Após o término do tempo de exposição, também denominado tempo de integração, a carga retida no poço de potencial é transferida para fora do CCD antes de ser convertida em um valor digital correspondente.

Metal Oxide Semiconductor (MOS) Capacitor

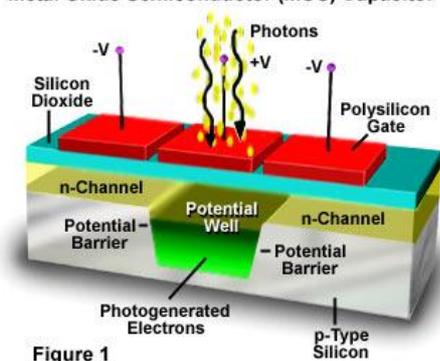
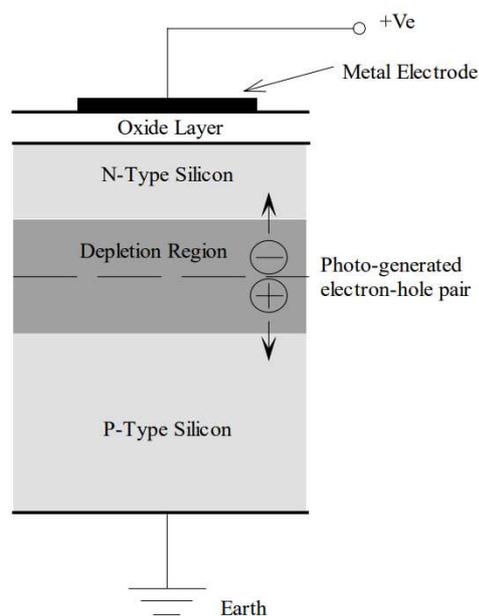


Figure 1

(a) MOS Capacitor *Burried Channel* [23].



(b) *Burried Channel* CCD Pixel [22].

### 2.3.1 PROCESSO DE LEITURA DE CARGA CCD

O processo de leitura da carga ocorre em duas etapas distintas. Primeiramente, há o movimento das cargas dos pixels por toda a superfície da matriz. Em seguida, as

cargas dos pixels são transferidas para um registro antes de serem finalmente digitalizadas, conforme pode ser visto na Figura 6.

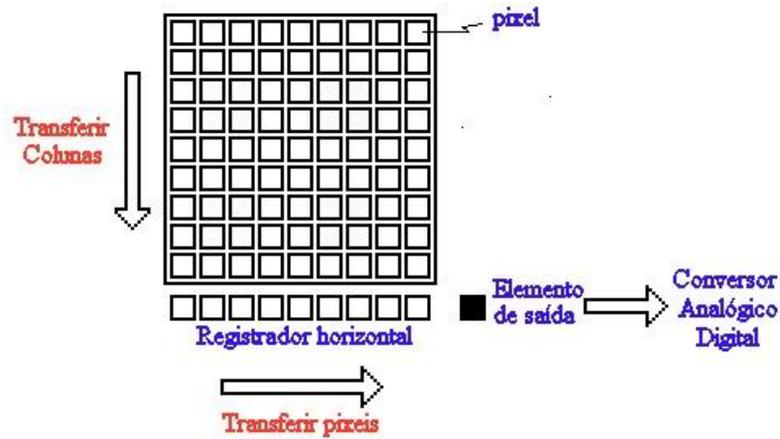


Figura 6 – Processo de leitura do CCD - Fonte: [24]

A carga elétrica acumulada nos capacitores é transferida para o capacitor vizinho, atuando como um registrador de deslocamento controlado pelo circuito de controle. A transferência de pacotes de carga é feita de acordo com a tensão aplicada aos terminais da porta. Por fim, na matriz, a carga elétrica do último capacitor é transferida para o amplificador de carga no qual a carga elétrica é convertida em tensão, Figura 7. Assim, a partir da operação contínua dessas tarefas, cargas inteiras do conjunto de capacitores do semicondutor são convertidas em uma sequência de tensões.

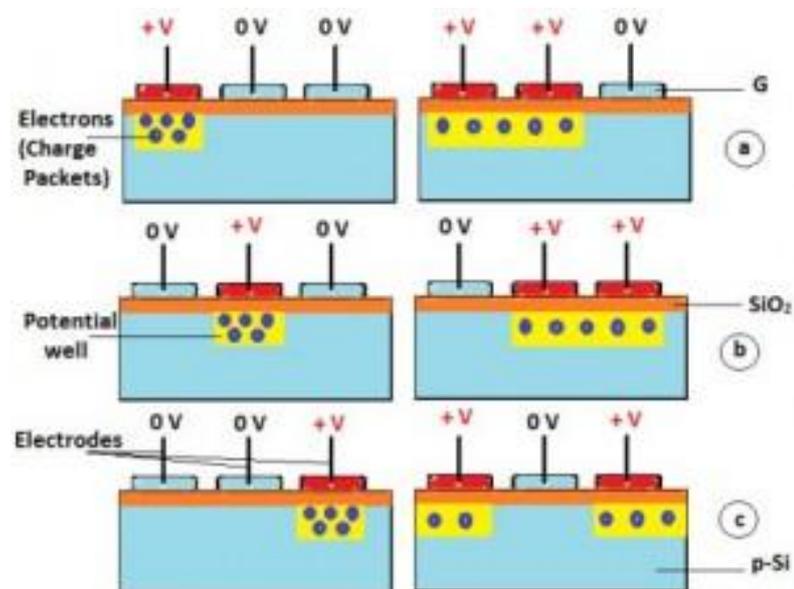


Figura 7 – Processo Transferência de carga no CCD - Fonte: [25]

Os conteúdos de carga podem ser transferidos de um ponto a outro utilizando diferentes métodos, como o método de transporte contínuo (*Bucket Brigade*). Há diversas

abordagens disponíveis, como duas fases, três fases, quatro fases, dentre outras. Cada célula é composta por  $n$  condutores que atravessam o processo em um esquema de  $n$  fases. A altura dos *potential well* é controlada usando cada fio conectado ao *clock* de transferência. Pacotes de carga podem ser empurrados e puxados ao longo da linha do CCD variando a altura do *potential well*.

Vejamos como exemplo o processo trifásico. Durante o período de integração, as fases 1 e 2 operam no modo de retenção de carga, enquanto a fase 3 está no modo de bloqueio de carga. Ao término do período de integração e no momento de transferir a imagem capturada para fora da matriz, o processo ocorre da seguinte forma:

- a fase 1 é colocada no modo de bloqueio de carga, transferindo assim a carga total das fases 1 e 2 exclusivamente para a fase 2
- em seguida, a fase 3 assume o modo de retenção de carga, permitindo que a carga da fase 2 seja distribuída uniformemente entre as fases 2 e 3
- Posteriormente, a fase 2 é ajustada para o modo de bloqueio de carga, transferindo a carga para a fase 3
- Este ciclo se repete até que a carga do pixel dois tenha sido transferida para o pixel um.

Considerando que a carga  $q_0(x,t)$ , numa posição  $x$  e tempo  $t$ ; sendo que  $x$  e  $t$  somente assumem inteiros, temos que o movimento perfeito de uma dada carga pode ser dada como:

$$q_0(x,t) = q_0(x-1,t-1)$$

Assumindo que dispositivos eletrônicos possuem algumas perdas nos processos, temos que uma porção  $\alpha$  de uma carga foi transferida com sucesso para o pixel sucessor, porém uma porção  $\epsilon$  falhou e continua no anterior, então temos que:

$$q_0(x,t) = \alpha q_0(x-1,t-1) + \epsilon q_0(x,t-1)$$

Como as cargas são movimentadas de um pixel para o outro, até que o processo de digitalização seja completado, entendemos que uma carga atual, na verdade é uma porção da carga movimentada  $\alpha$ , menos uma perda de transferência  $\epsilon$ , somada a perda de transferência de uma carga que anteriormente ocupava aquele pixel, portanto teremos:

$$q_0(x,t) = \alpha q_0(x-1,t-1) - \epsilon q_0(x-1,t-1) + \epsilon q_1(x,t-1)$$

Portanto, podemos concluir assim que os pixels da borda mais extrema de um sensor CCD, que de acordo com a lógica do processo de readout cada linha é sucessivamente transferida a linha a frente até a digitalização, serão os mais afetado pelo ruído inserido pelo processo de transferência, e sucessivamente as linhas seguintes serão menos afetadas.

## 2.4 COMPLEMENTARY METAL-OXIDE SEMICONDUCTOR

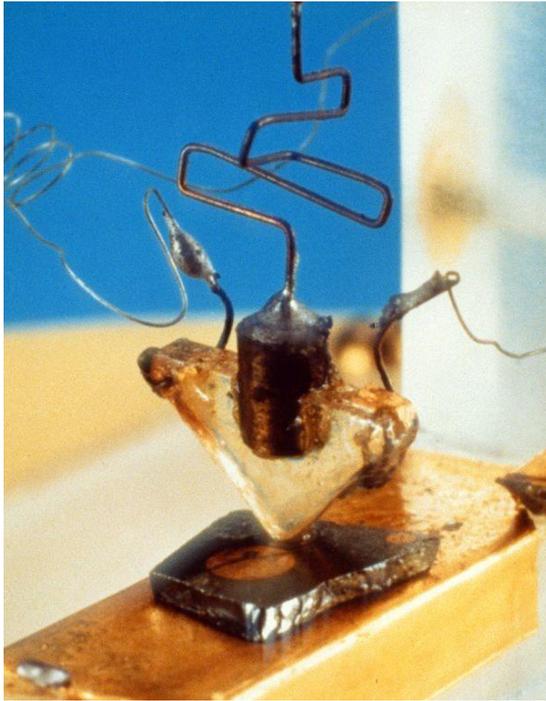
### 2.4.1 UM POUCO DE HISTÓRIA ANTES DO CMOS...

Semicondutor de óxido metálico complementar (CMOS), é um tipo de processo de fabricação de transistor de efeito de campo semicondutor de óxido metálico (MOSFET) que usa pares complementares e simétricos de MOSFETs tipo  $p$  e tipo  $n$  para funções lógicas. A tecnologia CMOS é usada para construir chips de circuitos integrados (IC), como microprocessadores, microcontroladores, chips de memória e outros circuitos lógicos digitais. A tecnologia CMOS também é usada para circuitos analógicos, como sensores de imagem, conversores de dados, circuitos de RF e transceptores altamente integrados para muitos tipos de comunicação. Mas passamos antes por alguns tópicos temporais importantes que, em conjunção, culminaram na invenção dos CMOS [26, 27]:

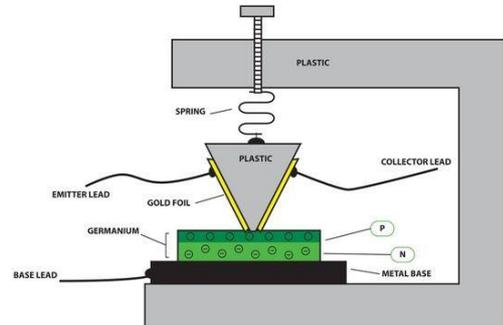
- Em 1782, o termo "semicondutor" foi utilizado pela primeira vez por Alessandro Volta.
- Em 1833, a primeira observação documentada de um efeito semicondutor é a de Michael Faraday que notou que a resistência do sulfureto de prata diminuía com a temperatura, o que era diferente da dependência observada nos metais.
- Em 1851, uma extensa análise quantitativa da dependência da temperatura da condutividade eléctrica do  $Ag_2S$  e do  $Cu_2S$  foi publicada por Johann Hittorf. Durante alguns anos, a história dos semicondutores centrou-se em torno de duas propriedades importantes, ou seja, a retificação da junção metal-semicondutor e a sensibilidade dos semicondutores à luz.
- Em 1879, os semicondutores foram descobertos, quando Edwin Herbert Hall, trabalhando em sua tese de doutorado em Física, demonstrou a deflexão de portadores de carga fluindo por um campo magnético aplicado, o chamado "*Hall effect*".
- Em 1897, a descoberta do elétron por J.J. Thomson suscitou teorias de condução baseada em elétrons em sólidos.
- Em 1899, é publicada a teoria de Eduard Riecke, tornando-se bastante apreciada, porque ele assumiu a presença de portadores de carga negativa e positiva com diferentes concentrações e mobilidades.
- Em 1906, o assistente de Guglielmo Marconi, Henry Joseph Round observou a eletroluminescência (emissão de luz quando a corrente eléctrica passava através de cristais de carboneto de silício), o princípio por trás dos diodos emissores de luz (LEDs) de hoje.

- Em 1908, Karl Baedeker teorizou que o iodeto de cobre tinha portadores de carga positivos, observando um efeito Hall com sinal inverso ao dos metais. Ele também mediu o efeito Hall no iodeto de cobre, que indicou portadores com carga positiva.
- Em 1914, Johan Koenigsberger dividiu os materiais de estado sólido em três grupos com relação à sua condutividade: metais, isolantes e “condutores variáveis”.
- Desenvolvidos na década de 1920, os retificadores de potência, utilizando óxido de cobre e selênio, tornaram-se comercialmente importantes como uma alternativa aos retificadores de tubo de vácuo.
- Em 1928, Ferdinand Bloch desenvolveu a teoria dos elétrons em redes e Felix Bloch publicou uma teoria do movimento dos elétrons através de redes atômicas.
- Em 1930, Bernhard von Gudden relatou que as propriedades observadas dos semicondutores se deviam exclusivamente à presença de impurezas e que não existiam semicondutores quimicamente puros.
- Em 1931, a “teoria de bandas” de condução foi estabelecida por Alan Herries Wilson e o conceito de band gaps foi desenvolvido. No mesmo ano, Heisenberg desenvolveu o conceito de buraco (que estava implícito nos trabalhos de Rudolf Peierls)
- Em 1938, Walter H. Schottky e Nevill Francis Mott desenvolveram modelos da barreira potencial e das características de uma junção metal-semicondutor. Um ano mais tarde Schottky melhora seu modelo incluindo a presença de cargas espaciais. No mesmo ano, Boris Davydov desenvolveu uma teoria do retificador de óxido de cobre, identificando o efeito da junção  $p - n$  e a importância dos portadores minoritários e dos estados de superfície.

O próximo grande avanço tecnológico ocorreu "dentro do computador". Quando em 1945, o sistema telefônico em rápida expansão nos EUA dependia inteiramente de sistemas de comutação eletromecânicos. Isso levou os executivos da *AT&T Bell Telephone Laboratories*, que já estavam bastante inteirados sobre o trabalho realizado por Howard Aiken e pela IBM, a iniciar um novo projeto interno de *P&D - Production & Development*. O objetivo era encontrar dispositivos de comutação de estado sólido mais baratos e econômicos, possivelmente utilizando semicondutores, para substituir diodos e triodos valvulados da era do rádio.



(a) Primeiro Transistor.



(b) MOS: Estrutura e Funcionamento.

Figura 8 – O primeiro Transistor. Fonte: [28]

O resultado desse projeto foi o **Transistor**, um dispositivo eletrônico de estado sólido. Este dispositivo baseava-se em semicondutores, uma classe de materiais recentemente descoberta, e no chamado efeito "semicondutor", ou seja, a alteração da condutividade de um material através de um campo elétrico externo. Este efeito tinha sido descoberto anteriormente por William Shockley. O projeto dos Laboratórios Bell estagnou no início, quando as primeiras experiências não deram em nada. John Bardeen encontrou (e publicou) a explicação. Tinha a ver com efeitos de superfície da mecânica quântica. Essa percepção levou ao dispositivo chamado "transistor de contato pontual". O primeiro transistor, Figura 8a, usando germânio, foi projetado e demonstrado por John Bardeen, William Shockley e Walter Brattain no Bell Labs, Figura 9.

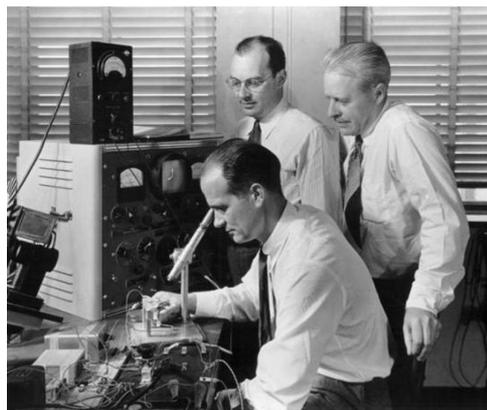


Figura 9 – John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley (sentado) posaram para a imprensa no laboratório onde construíram o primeiro transistor. [29]

O problema, para a AT&T, de patentear o transistor foi complicado pelo fato de as primeiras patentes genéricas para um tríodo de estado sólido, como tal, terem sido registadas por Julius Edgar Lilienfeld no Canadá e nos EUA, em 1925 e 1926. Em 1934, Oskar Heil havia patenteado um dispositivo deste gênero na Alemanha. Mas nem Lilienfeld nem Heil publicaram artigos de investigação ou demonstraram protótipos reais. No entanto, os advogados dos Laboratórios Bell decidiram patentear "à volta" das patentes de Lilienfeld. Em 1948, submeteram quatro pedidos de patentes restritos, todos baseados na utilização do germânio como elemento ativo. Por acaso, o nome de William Shockley não fora mencionado e essa omissão enfureceu Shockley e também separou o grupo, porém, partilharam o Prêmio Nobel da Física de 1956 pelo seu trabalho conjunto. Vários dos novos transistores de contato pontual, utilizando germânio, foram demonstrados em dezembro de 1947 nos *Bell Telephone Laboratories* em Murray Hill, New Jersey, e anunciados publicamente em junho de 1948. Mas devido à sua posição de quase monopólio no setor das telecomunicações, foi necessário que a AT&T assinasse um "acordo de consentimento" com a Divisão Anti-Trust do Departamento de Justiça dos EUA. Esse acordo estipulava que o pacote fundamental de patentes de transistores tinha de ser licenciado pela AT&T a todos os interessados, por uma taxa muito modesta de 50.000 dólares.

Em 1951, William Shockley, trabalhando sozinho, mas ainda no *Bell Labs*, inventou independentemente um dispositivo mais avançado, o transistor de junção bipolar ou BJT, também à base de germânio. Este projeto foi a base da maioria dos dispositivos semicondutores posteriores. A publicidade do seu anúncio enfureceu Bardeen e Brattain, por sua vez. Bardeen deixou então a *Bell Labs* e mudou-se para a Universidade de Illinois em 1951 para trabalhar na teoria da supercondutividade, a qual recebeu um segundo Prêmio Nobel da Física em 1972. Em 1956, Shockley mudou-se para a Califórnia para dirigir o *Shockley Semiconductor Lab*, uma divisão recém-criada da *Beckman Instruments Corporation*.

O próximo grande passo na tecnologia dos semicondutores foi o transistor de efeito

de campo de óxido metálico, *Metal-Oxide Field-Effect Transistor*, MOSFET. O princípio básico do transistor de efeito de campo (*Field-Effect Transistor*, FET) foi proposto pela primeira vez pelo físico austro-húngaro Julius Edgar Lilienfeld em 1926, quando registou a primeira patente para um transistor de efeito de campo de porta isolada. Na altura, não existia nenhum FET prático, a ciência dos materiais e a tecnologia de fabricação exigiriam décadas de avanços antes que os FETs pudessem de fato ser fabricados e nenhuma destas primeiras propostas de FET envolvia silício oxidado termicamente.

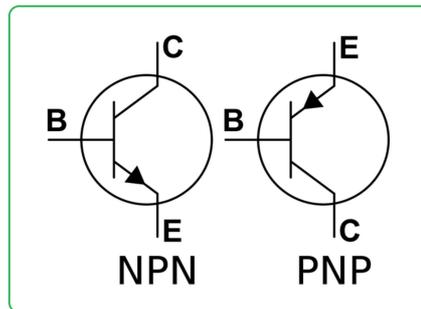


Figura 10 – Transistor de Junção Bipolar - BJT. Fonte: [30]

As empresas de semicondutores inicialmente se concentraram nos transistores de junção bipolar (*Bipolar Junction Transistors* - BJT), conforme Figura 10, nos primeiros anos da indústria de semicondutores. No entanto, o transistor de junção era um dispositivo relativamente volumoso e difícil de ser fabricado em massa, o que o limitava a uma série de aplicações especializadas. Os FETs foram teorizados como possíveis alternativas aos transistores de junção, mas os pesquisadores não conseguiram construir FETs práticos, em grande parte devido à problemática barreira de estado de superfície que impedia que o campo elétrico externo penetrasse no material. Na década de 1950, os pesquisadores haviam desistido em grande parte do conceito de FET e, em vez disso, concentraram-se na tecnologia BJT.

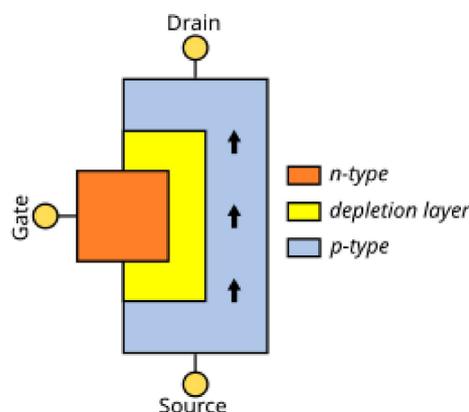


Figura 11 – Diagrama de um Transistor de Efeito de Campo de porta de Junção - JFET.

O princípio do transistor de efeito de campo de junção (*Junction Field-Effect*

*Transistor* - JFET), Figura 11, foi descoberto por William Shockley em 1952 e concretizado como um dispositivo prático por George C. Dacey e Ian M. Ross em 1953. Alguns anos antes, em 1950, os japoneses Jun-ichi Nishizawa e Y. Watanabe haviam solicitado uma patente para um dispositivo semelhante, que eles chamaram de Transistor de Indução Eletrostática, *Electrostatic Induction Transistor* - SIT. A viabilidade desse dispositivo, no entanto, só pôde ser demonstrada em 1970 por Jun-ichi Nishizawa, Takeshi Terasaki e Jiro Shibata. A ideia fundamental do SIT em 1950 era controlar uma resistência por meio da injeção de portadores em uma camada de alta resistividade usando indução eletrostática. Posteriormente, o termo "efeito de campo" foi introduzido para o mesmo fenômeno e tornou-se amplamente aceito, o que levou a uma certa confusão na terminologia.



(a) Calvin Fuller, Carl Frosch e Lincoln Derick com um dos primeiros fornos de difusão. Fonte: [31]

(b) Mohamed Martin Atalla e Dawon Kahng. Fonte: [29]

Figura 12 – Os principais envolvidos na concepção do CMOS

Em 1955, Carl Frosch e Lincoln Derrick, Figura 12a, cobriram acidentalmente a superfície da pastilha de silício com uma camada de dióxido de silício. Eles mostraram que essa camada de óxido impedia a entrada de determinados dopantes na pastilha de silício, mas permitia a entrada de outros. Essa propriedade é chamada de "passivação" e é fundamental para a tecnologia de semicondutores de silício atualmente. Outros trabalhos de Frosch e Derrick demonstraram como gravar pequenas aberturas na camada de óxido para difundir dopantes em áreas selecionadas da pastilha de silício. Em 1957, eles publicaram um artigo de pesquisa e patentearam a técnica que resumia seu trabalho. A técnica que desenvolveram é conhecida como "máscara de difusão de óxido". Essa é a técnica usada atualmente na fabricação de dispositivos MOSFET.

No *Bell Labs*, a importância da técnica de Frosch e Derrick foi percebida imediatamente, porque os óxidos de silício ( $SiO_2$ ) são muito mais estáveis do que os óxidos de

germânio ( $GeO_2$ ), têm melhores propriedades dielétricas e podem ser usados simultaneamente para mascaramento de difusão. Os resultados de seu trabalho circularam pelo *Bell Labs* na forma de memorandos BTL antes de serem publicados em 1957. Mohamed M. Atalla, também da *Bell Labs*, usando a técnica de Frosch e Derrick, conseguiu passivar a superfície de um wafer de silício por meio de uma camada muito fina de  $SiO_2$  de alta qualidade cultivado termicamente. Isso permitiu que ele fizesse um transistor de efeito de campo (FET) prático e funcional. Ele escreveu suas descobertas em seus memorandos BTL em 1957, antes de apresentar seu trabalho em uma reunião da *Electrochemical Society* em 1958. Os colegas de trabalho de Atalla, J.R. Ligenza e W.G. Spitzer, que estudaram o mecanismo de óxidos cultivados termicamente, conseguiram fabricar uma pilha de  $Si/SiO_2$  de alta qualidade, com Atalla e Kahng fazendo uso de suas descobertas.

A partir desse ponto, Mohamed Atalla e Dawon Kahng, Figura 12b, fabricaram com sucesso o primeiro dispositivo MOSFET funcional em novembro de 1959. A tensão da porta coberta determina a condutividade elétrica do dispositivo, de modo que ele pode ser usado para amplificar ou alternar sinais eletrônicos. Em um MOSFET de modo de aprimoramento, a tensão aplicada ao terminal da porta pode aumentar a condutividade a partir do estado "normalmente desligado". Em um MOSFET de modo de depleção, a tensão aplicada à porta pode reduzir a condutividade do estado "normalmente ligado". O MOSFET é coberto por duas patentes, cada uma registrada separadamente por Atalla e Kahng em março de 1960. Eles publicaram seus resultados em junho de 1960, na *Solid-State Device Conference*, realizada na Universidade Carnegie Mellon. No mesmo ano, Atalla propôs o uso de MOSFETs para construir chips de circuitos integrados MOS (MOS IC), observando a facilidade de fabricação do MOSFET. O nome *Metal-Oxide Semiconductor* - MOS, Figura 13a, normalmente se refere a uma porta de metal, isolamento de óxido e semicondutor (antes germânio, agora normalmente silício). Entretanto, o "metal" no nome MOSFET às vezes é um termo errôneo, pois o material da porta também pode ser uma camada de polissilício (silício policristalino), Figura 13b. Junto com o óxido, diferentes materiais dielétricos também podem ser usados com o objetivo de obter canais fortes com tensões aplicadas menores. O capacitor MOS também faz parte da estrutura do MOSFET.

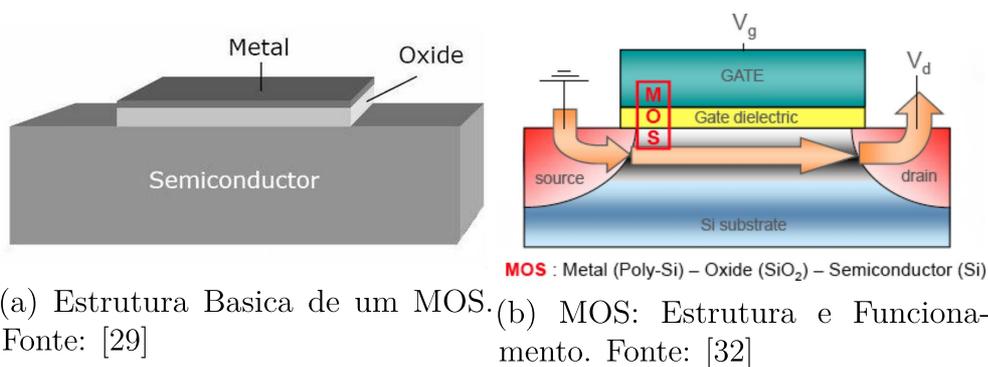


Figura 13 – Circuito MOS basico.

Havia originalmente dois tipos de processos de fabricação de MOSFET: NMOS, MOS tipo n, Figura 14(a) e PMOS, MOS tipo p, Figura 14(b). Ambos os tipos foram desenvolvidos por Atalla e Kahng quando eles inventaram originalmente o MOSFET, fabricando dispositivos PMOS e NMOS com comprimentos de porta de  $20\mu\text{m}$  e  $10\mu\text{m}$  em 1960.

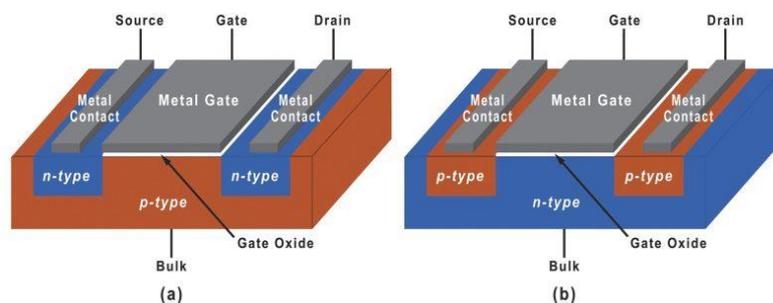


Figura 14 – NMOS (a) e PMOS (b) MOSFETs. Fonte:[33]

Embora o MOSFET tenha sido inicialmente negligenciado e ignorado pela *Bell Labs* em favor dos transistores bipolares, a invenção do MOSFET gerou um interesse significativo na *Fairchild Semiconductor*. Com base no trabalho de Atalla, Chih-Tang Sah introduziu a tecnologia MOS para Fairchild com seu tetrodo de efeito de campo controlado por MOS (*MOS-controlled field-effect tetrode*) fabricado no final de 1960.

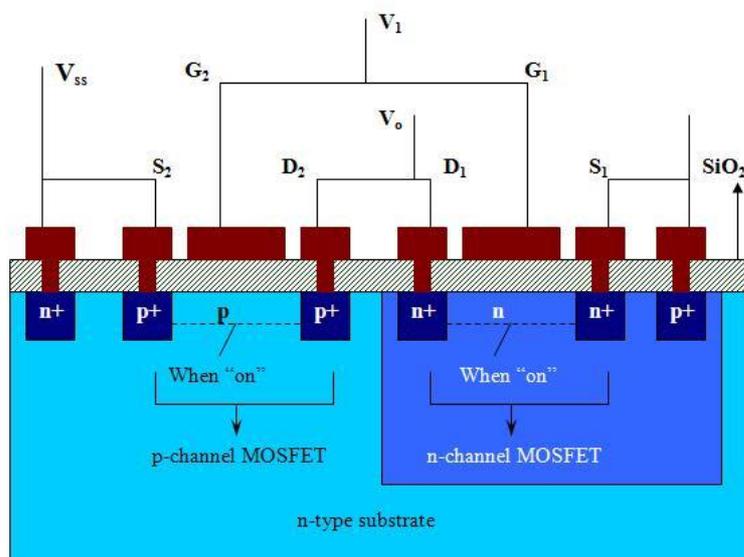
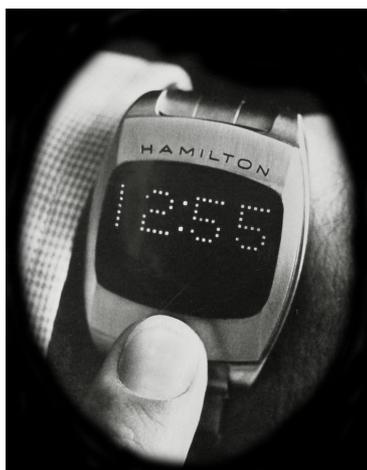


Figura 15 – Estrutura do CMOS. Fonte: [34]

Um novo tipo de lógica MOSFET combinando os processos PMOS e NMOS foi desenvolvido, denominado MOS complementar, *Complementary Metal-Oxide Semiconductor* - CMOS, Figura 15, por Chih-Tang Sah e Frank Wanlass da Fairchild. Em fevereiro de 1963, eles publicaram a invenção em um artigo de pesquisa. Tanto no trabalho de

pesquisa quanto na patente depositada por Wanlass, a fabricação de dispositivos CMOS foi delineada, com base na oxidação térmica de um substrato de silício para produzir uma camada de dióxido de silício localizada entre o contato do dreno e o contato da fonte. O CMOS foi comercializado pela RCA no final dos anos 1960. A RCA adotou o CMOS para o projeto de circuitos integrados (ICs), desenvolvendo circuitos CMOS para um computador da Força Aérea em 1965 e, em seguida, um chip de memória CMOS SRAM de 288 bits em 1968. A RCA também usou CMOS para seus circuitos integrados da série 4000 em 1968, começando com um processo de fabricação de semicondutores de  $20\mu m$  antes de escalar gradualmente para um processo de  $10\mu m$  nos anos seguintes.

A tecnologia CMOS foi inicialmente ignorada pela indústria americana de semicondutores em favor do NMOS, que era mais poderoso na época. No entanto, o CMOS foi rapidamente adotado e avançado pelos fabricantes japoneses de semicondutores devido ao seu baixo consumo de energia, levando ao surgimento da indústria japonesa de semicondutores. A Toshiba desenvolveu o  $C^2MOS$  (Clocked CMOS), uma tecnologia de circuito com menor consumo de energia e velocidade operacional mais rápida do que o CMOS comum, em 1969. A Toshiba usou sua tecnologia  $C^2MOS$  para desenvolver um chip de integração em larga escala (*Large-Scale Integration* - LSI) para a calculadora de bolso Elsi Mini LED da Sharp, desenvolvido em 1971 e lançado em 1972. Suwa Seikosha (agora Seiko Epson) começou a desenvolver um chip CMOS IC para um relógio de quartzo Seiko em 1969 e iniciou a produção em massa com o lançamento do relógio Seiko Analog Quartz 38SQW em 1971.



(a) Primeiro protótipo. Fonte: [35]



(b) Módulo Eletrônico.



(c) Um computador nos pulsos. Fonte: [37]

Figura 16 – Hamilton Pulsar, o primeiro produto CMOS.

O primeiro produto eletrônico de consumo CMOS produzido em massa foi o relógio digital Hamilton Pulsar "Wrist Computer", lançado em 1970 [36], Figura 16. Devido ao baixo consumo de energia, a lógica CMOS tem sido amplamente utilizada em calculadoras

e relógios desde a década de 1970.

## 2.5 SENSORES DE IMAGEM CMOS

Os sensores do tipo MOS são antecessores aos sensores CCD, na década de 1960 havia numerosos grupos trabalhando em sensores de imagem de estado sólido com vários graus de sucesso usando NMOS, PMOS e processos bipolares. Em 1963, S. Roy Morrison relatou uma estrutura, que permitia determinar a posição de um ponto de luz usando o efeito de fotocondutividade [38]. Em 1966, Richard C. Joy e John G. Linvill da Westinghouse, relataram um conjunto monolítico de fototransistores de 50 x 50 elementos [39]. Todos esses sensores possuíam sinal de saída proporcional à intensidade da luz incidente local instantânea e não realizaram nenhuma integração intencional do sinal óptico. Como consequência, a sensibilidade destes dispositivos era baixa e necessitavam de ganho dentro do pixel para melhorar o seu desempenho, então em 1967, Weckler da Fairchild sugeriu operar junções pn em um modo de integração de fluxo de fótons [18]. A fotocorrente da junção é integrada em uma capacitância de junção *pn* com polarização reversa. Foi sugerida a leitura da carga integrada usando o switch PMOS. A carga do sinal, aparecendo como um pulso de corrente, pode ser convertida em um pulso de tensão usando um resistor em série. Também em 1967, a RCA relatou um sensor de imagem de estado sólido com transistor de película fina (TFT) usando TFTs CdS/CdSe e fotocondutores [40].

Os sensores do tipo CMOS inicialmente produzidos utilizavam-se da tecnologia PPS, *Passive Pixel Sensor*, porém este era muito ruidoso o que inviabilizava o seu desenvolvimento [41], principalmente comparando com os sensores CCD, mas após grandes avanços tecnológicos na produção de circuitos integrados e com o uso de elementos empregados no desenvolvimento dos sensores de imagem CCD, a tecnologia APS, *Active Pixel Sensor*, pode contornar alguns dos gargalos da tecnologia PPS, o que trouxe um novo esforço para o desenvolvimento dos sensores de imagem CMOS [42].

### 2.5.1 SENSOR CMOS PASSIVO - PPS

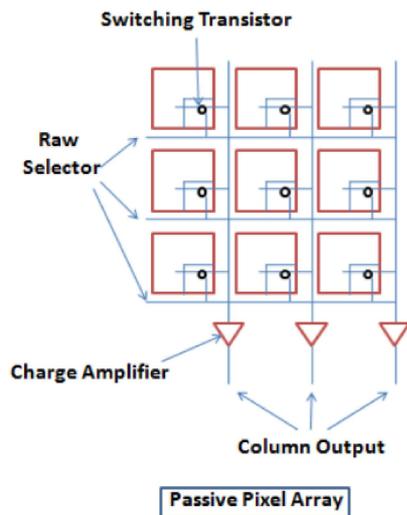
Os pixels passivos, também conhecidos como pixels "1T", operam sem amplificação pixel-a-pixel, ao contrário dos pixels ativos. Esta arquitetura simplificada consiste em um fotodiodo e um único transistor MOSFET, que atua como chave de seleção para conectar o fotodiodo à linha de coluna. A simplificação do design resulta em um custo indireto reduzido e uma eficiência de coleta óptica elevada, com um *fill factor* (fator de preenchimento) que varia entre 50% e 80% [43]. Um fator de preenchimento elevado é crucial para maximizar a coleta de sinal e minimizar o custo de fabricação, permitindo a eliminação das microlentes, que são comuns em sensores CCD e CMOS APS para concentrar a luz na região fotossensível.

Microlentes são dispositivos ópticos projetados para aumentar a quantidade de luz que chega à região fotossensível de cada pixel. Em sensores com baixo fator de preenchimento, a luz incidente pode ser dispersa ou perdida, resultando em uma degradação da qualidade da imagem ou na criação de artefatos devido à geração de correntes elétricas não desejadas nos circuitos ativos. A ausência de microlentes nos pixels passivos reduz a complexidade e o custo do sistema, mas exige que o fator de preenchimento seja suficientemente alto para manter a eficiência e a qualidade da imagem.

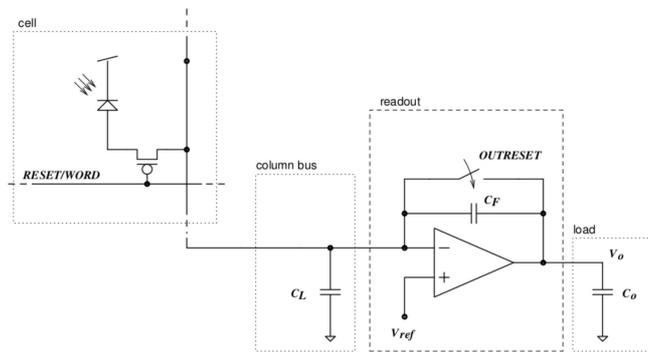
Nos dispositivos de pixel passivo, amplificadores de carga são localizados na parte inferior de cada coluna de pixels. Cada pixel é composto por um fotodiodo, um capacitor e um único transistor MOSFET. Este transistor funciona como um comutador de carga, transferindo o conteúdo do capacitor de cada coluna para o amplificador, como mostrado na Figura 17b. Essa configuração permite a conversão da carga acumulada em um sinal elétrico. Contudo, o desempenho de leitura é suscetível a problemas de ruído, que podem afetar a qualidade da imagem.

O pixel passivo básico compreende um fotodiodo e um transistor de acesso. A carga gerada pela luz incidente é transferida passivamente para circuitos subsequentes, e a eficiência dessa transferência é crucial. A precisão da leitura depende da capacidade do sistema de minimizar o ruído e a não uniformidade. Além disso, a alta capacitância dos barramentos comuns e a necessidade de sincronização precisa entre os pixels são desafios adicionais que impactam a qualidade dos dados obtidos.

Cada coluna de pixels geralmente compartilha um barramento comum para a leitura do sinal, conforme ilustrado na Figura 17a. A supressão de ruído temporal e a uniformidade de deslocamento são frequentemente geridas por um *buffer* associado a cada barramento. Esse *buffer* é projetado para lidar com o ruído e a não uniformidade, garantindo a integridade dos dados de imagem. Técnicas avançadas, como o uso de *feedback* capacitivo e amplificadores de transimpedância, têm sido investigadas para melhorar a sensibilidade e reduzir o ruído. No entanto, a alta capacitância dos barramentos e as limitações tecnológicas da época frequentemente dificultavam a implementação prática dessas soluções em chips de sensores de imagem MOS.



(a) Esquema básico de um sensor CMOS PPS. Fonte: [44]



(b) Arquitetura simplificada de um circuito CMOS passivo. Fonte: [41]

Alternativas compatíveis com a tecnologia NMOS foram exploradas, incluindo o uso de circuitos de controle *anti-blooming* para evitar a saturação dos pixels e técnicas de redução de ruído fixo para melhorar a qualidade da imagem. Apesar desses avanços, os sensores de pixel passivo continuavam a apresentar desempenho inferior em comparação com os CCDs devido à imaturidade dos processos MOS. Esforços subsequentes para aprimorar os sensores de imagem de pixel passivo focaram no desenvolvimento de *buffers* de coluna mais eficientes, utilizando amplificadores inversores de aprimoramento/depleção que oferecem uma amplificação significativa em um espaço reduzido. No entanto, a sensibilidade alcançada de 40 lux ainda era aproximadamente uma ordem de magnitude inferior à dos sensores concorrentes baseados em CCD [43]. Esse gap de desempenho reflete as limitações tecnológicas dos primeiros sensores de pixel passivo e destaca a necessidade contínua de inovação para alcançar paridade com as tecnologias concorrentes. A evolução na tecnologia de pixel passivo continua a se concentrar em melhorar a capacidade de coleta de sinal e reduzir o ruído, com avanços recentes em técnicas de processamento de imagem e fabricação de sensores.

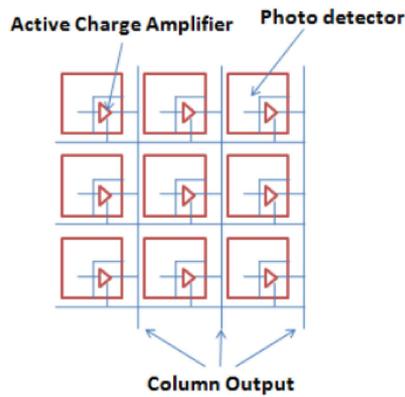
### 2.5.2 SENSOR CMOS ATIVO - APS

O aprimoramento gradual da tecnologia MOS e os desafios apresentados pelos sensores de Carga Acoplada (CCD) sustentaram o desenvolvimento de sensores de imagem com pixels ativos, destinados a competir com a tecnologia CCD dominante. Um passo fundamental nesse processo foi a redução do ruído associado à capacitância do barramento, o que levou ao conceito de amplificação diretamente no pixel. A Figura 18a ilustra essa abordagem, que foi inicialmente proposta por Weckler e posteriormente refinada por Tanaka et al. O *Base-Stored Image Sensor* (BASIS) [45, 46] desenvolvido por Tanaka et al [47],

utilizava um transistor bipolar em configuração de seguidor de emissor, combinado com um amostrador duplo correlacionado a jusante para reduzir o ruído aleatório e temporal. Armazenando o sinal fotogerado na base do fototransistor, o BASIS conseguiu reduzir a iluminação mínima da cena para  $10^{-3}$  lx em uma matriz de sensores lineares. No entanto, para sensores bidimensionais com 310.000 pixels, a iluminação mínima da cena foi maior,  $= 0.01$  lx, devido à alta não uniformidade da foto-resposta, que era de  $\leq 2\%$ [45]. Esses sensores MOS demonstraram sensibilidade adequada, mas o *pitch* de pixel de cerca de  $13 \mu m$  foi um desafio. Portanto, um passo crucial foi a redução do *pitch* de pixel para melhorar a uniformidade da foto-resposta.

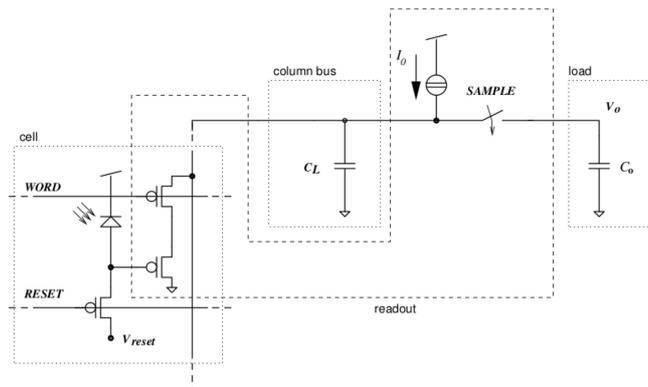
Como a integração de fototransistores bipolares não era compatível com os processos CMOS tradicionais, a solução mais comum foi a segregação da foto-detecção e da amplificação de sinal. Alguns pesquisadores desenvolveram sensores de pixel ativo baseados em um design de três transistores com fotodiodo, conforme mostrado na Figura 18b. No entanto, muitos desses designs apresentavam desempenho insatisfatório. M. Uno, por exemplo, patenteou uma configuração que aprimorou a base de seguidor de fonte de Wyles [40] ao incluir um *buffer* de coluna para cancelar o ruído de padrão fixo, mas a adição de um quarto transistor criou um nó flutuante suscetível a deslocamentos aleatórios e redistribuição de carga. Wyles propôs um método de injeção de carga para reduzir erros de deslocamento. Além disso, essas abordagens que utilizavam três transistores e um fotodiodo frequentemente requeriam processamento de sinal externo ao chip para melhorar a relação sinal-ruído (S/N), uma vez que não abordavam adequadamente o ruído temporal dominante. Para mitigar o ruído de reinicialização (kT/C) gerado pela reinicialização da capacitância do detector, um elemento de memória dedicado, interno ou externo ao chip, era necessário para armazenar a tensão de reinicialização e aplicar amostragem dupla correlacionada para subtrair o ruído [43].

Entre 1960 e 1990, diversas abordagens tentaram melhorar os sensores CMOS para competir com os CCDs dominantes, mas muitas falharam. A NASA, enfrentando problemas com câmeras CCD em espaçonaves interplanetárias, observou que essas câmeras, expostas à radiação espacial, sofriam danos microscópicos em seus chips de imagem, resultando em degradação de desempenho. Além disso, o alto consumo de energia dos CCDs, devido ao sistema de conversão analógico-digital e circuitos de pós-processamento, agravava a situação, especialmente em ambientes espaciais onde a alimentação é limitada a baterias ou geradores solares e termoelétricos de radioisótopos.



Active Pixel Array

(a) Esquema básico de um sensor CMOS APS. Fonte: [44]



(b) Arquitetura simplificada de um circuito CMOS ativo. Fonte: [41]

Sensores de pixel ativo (APS) representaram um avanço significativo ao incorporar transistores em cada pixel para converter diretamente a carga foto-gerada em tensão, amplificar o sinal e reduzir o ruído. Cada pixel é equipado com um transistor de reinicialização para controlar o tempo de integração ou acumulação de fótons e um transistor de seleção de linha que conecta a saída do pixel ao barramento de coluna para leitura. Todos os pixels em uma coluna específica são conectados a um amplificador de detecção. A adição desses componentes reduz o fator de preenchimento (*Fill Factor*) do APS, que em processos de  $0,6\mu\text{m}$  é de cerca de 20 a 30%. Para maximizar o fator de preenchimento efetivo, os APS frequentemente utilizam microlentes que capturam luz que, de outra forma, atingiria a área insensível do pixel. Essas microlentes podem dobrar ou triplicar o fator de preenchimento efetivo do sensor. A Figura 19 ilustra a vista em corte transversal de um sensor de imagem CMOS APS com microlentes.

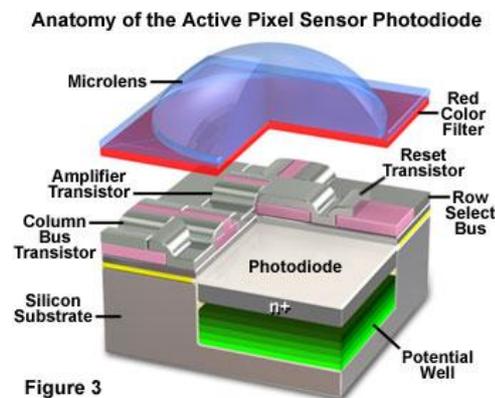


Figure 3

Figura 19 – Desenho tridimensional em corte de um pixel de sensor ativo CMOS. [48]

### 2.5.3 PROCESSO DE LEITURA

Um sensor de imagem CMOS possui uma matriz de pixels. Cada um desses pixels, por sua vez, possui um fotodiodo e transistores de controle. Quando o sistema precisa receber e interpretar a imagem, será feito então o acesso ou leitura do pixel ou linha de pixels como se fosse uma memória. Mudar a forma como fizemos isso está no cerne da tecnologia de sensor de imagem CMOS de segunda geração.

Com a tecnologia de pixel passivo, CMOS de primeira geração, há apenas um transistor dentro do pixel, a chave do transistor de controle que é acionada quando queremos fazer a leitura. Depois que o transistor de controle é ligado, a carga do fotodiodo flui para um "fio" em direção a um amplificador. Este amplificador na extremidade do fio converte a carga em uma tensão para processamento de imagem fora do chip, conforme pode ser visualizado na Figura 20. A abordagem de pixel passivo oferece pixels menores e mais simples com apenas 1 transistor cada, mas como os pixels são tão simples, não temos como amplificar a carga antes que ela flua para o fio. A carga tende a ser muito pequena, e uma pequena carga em um fio grande, passando pelo circuito, resulta em ruídos. Quanto mais pixels colocamos na matriz ou quanto mais rápido tentamos ler esses pixels, mais ruído obteremos.

Logo após a invenção do pixel passivo, foi visto que uma solução para o problema de ruído seria adicionando um *buffer* ou amplificador ao pixel para aumentar a carga antes que esta fosse processado, e este é o CMOS de segunda geração. Esta é uma das principais diferenças entre o APS e PPS, no APS o pixel agrega mais funcionalidades, e parte do trabalho é feito ainda dentro do próprio pixel.

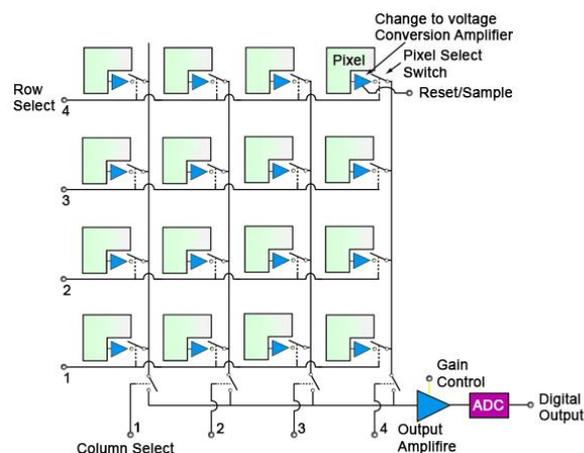


Figura 20 – Princípio de funcionamento do Sensor de imagem CMOS. [49]

#### 2.5.3.1 CORRELATED-DOUBLE SAMPLING (CDS)

O *Correlated-Double Sampling* é uma técnica de redução de ruído. Essa técnica consiste em realizar duas amostras do sinal analógico do sensor em momentos diferentes e

subtrair uma da outra.

Inicialmente, o sinal é amostrado enquanto o sensor contém tanto o sinal de interesse, como a carga gerada pela incidência de luz, quanto o ruído presente no sistema. Após essa primeira amostra, o sensor é resetado, removendo a carga gerada pela luz. Em seguida, uma segunda amostra é realizada, que predominantemente contém o ruído, uma vez que a carga útil foi eliminada pelo *reset*.

Na etapa final, a segunda amostra, que representa o ruído, é subtraída da primeira. Como o sinal de interesse, isto é, a carga gerada pela luz, permanece constante entre as duas amostras, ele é preservado após a subtração. Em contrapartida, o ruído, que é de natureza aleatória, tende a se cancelar, resultando em um sinal final mais limpo.

O principal objetivo do CDS é a eliminação do ruído de padrão fixo (FPN)<sup>1</sup>, que surge devido a variações aleatórias na tensão limite dos transistores de *reset* e dos amplificadores de pixel.

### 2.5.3.2 ELETRONIC SHUTTER

A operação de pixels 4T nos sensores CMOS permite que cada linha de pixels seja redefinida de forma independente, viabilizando a implementação de um obturador puramente eletrônico. Esse recurso elimina a necessidade de um obturador mecânico tradicional, trazendo várias vantagens significativas. A obturação eletrônica possibilita tempos de exposição extremamente curtos, captura de sequências em alta velocidade e controle contínuo do ângulo de obturação, uma vez que não há partes mecânicas envolvidas, como obturadores rotativos físicos. Isso não apenas aprimora a flexibilidade e a performance da câmera, mas também permite a criação de sistemas de câmera completamente em estado sólido, que podem ser miniaturizados para aplicações em dispositivos compactos, como telefones celulares [50].

No entanto, nas variantes mais simples de sensores de imagem CMOS, como nos dispositivos PPS ou APS, a matriz de pixels não inclui elementos de memória integrados. Como resultado, os sinais de pixel precisam ser lidos diretamente da matriz e amostrados em sua periferia. Essa leitura é realizada através dos fios da coluna, geralmente um para cada coluna, e para evitar contenção, a operação deve ocorrer sequencialmente, linha por linha, um processo conhecido como obturação de rolamento, *rolling shutter* - RS (Figura 22). Embora essa abordagem tenha sido a padrão na maioria dos sensores de imagem CMOS comerciais até recentemente, ela apresenta uma limitação significativa: a variação temporal no tempo de integração de cada linha dentro de um quadro.

Essa variação, embora aceitável para fotografia de cenas quase estáticas, pode resultar em artefatos de movimento, como o efeito "gelatina" e a inclinação de movimento,

<sup>1</sup> *Fixed Pattern Noise* explicado em detalhes na seção 2.5.5.6

ao capturar cenas em rápida mudança ou objetos em movimento acelerado, conforme pode ser visualizado na Figura 21. Esses artefatos podem comprometer a qualidade da imagem em situações onde a precisão é essencial, como em aplicações de alta velocidade.

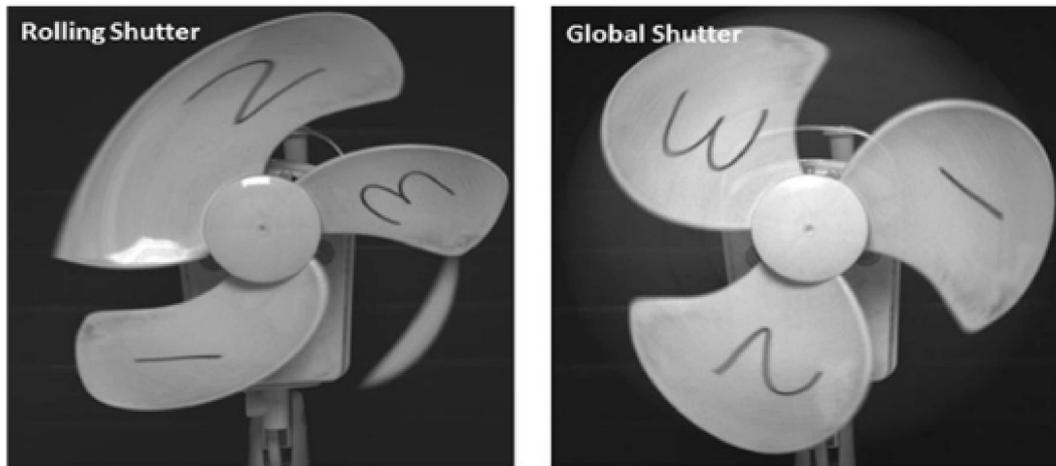


Figura 21 – . Fonte: [51]

Para eliminar esses artefatos indesejados, é necessário utilizar um obturador global eletrônico, *global shutter* - GS (Figura 23), também conhecido como obturador "instantâneo". O obturador global permite a integração síncrona de todo o conjunto de pixels, eliminando completamente os artefatos de movimento associados ao *rolling shutter*. Nos sensores CCD, o obturador global é uma característica intrínseca ao seu modo de operação. No entanto, em sensores de imagem CMOS, que utilizam uma arquitetura de leitura sequencial por colunas e linhas, o *rolling shutter* é o único método viável em uma leitura de passagem única ao utilizar um pixel 4T.

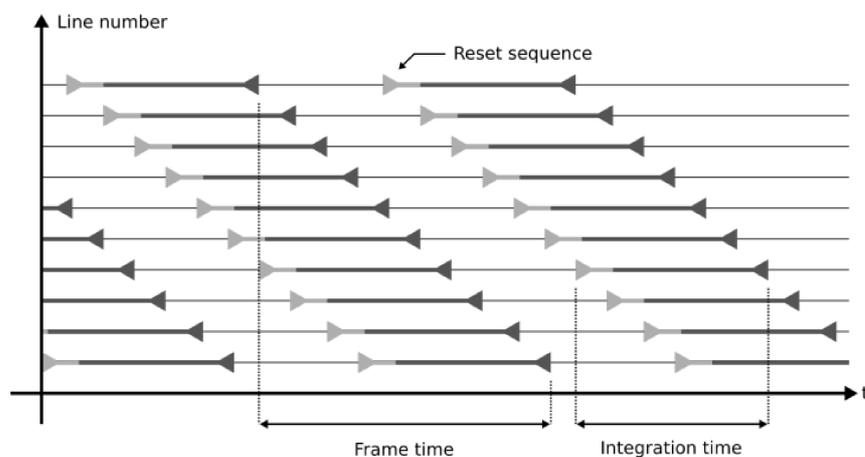


Figura 22 – Princípio de funcionamento do *Rolling Shutter*. Fonte: [51]

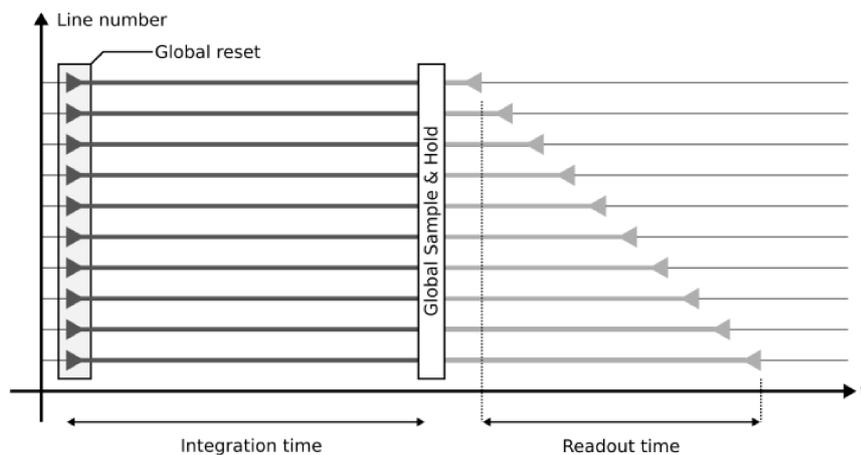


Figura 23 – Princípio de funcionamento do *Global Shutter*. Fonte: [51]

Apesar disso, a versatilidade do processo CMOS permite a integração de alguma forma de memória diretamente no pixel, possibilitando a implementação de um obturador global, embora à custa de uma redução no fator de preenchimento do pixel. A primeira implementação de um pixel com capacidade de obturador global, utilizando um capacitor de amostragem e retenção no pixel como memória analógica, foi proposta por Yadid-Pecht et al. em 1991 [52]. Esta inovação abriu caminho para a aplicação do obturador global em sensores CMOS, tornando-os adequados para a eliminação de artefatos de movimento.

## 2.5.4 MÉTRICAS DE UM SENSOR DE IMAGEM CMOS

### 2.5.4.1 RESOLUÇÃO

A resolução espacial de uma imagem digital é quantificada pela contagem de pixels, representando os elementos individuais que compõem a imagem. Essa medida, expressa como um par ordenado (largura x altura), define a granularidade da imagem e, conseqüentemente, o nível de detalhe que pode ser capturado. A unidade megapixel (MP) é comumente utilizada para indicar a resolução total de um sensor de imagem, correspondendo a um milhão de pixels.

Historicamente, a contagem de pixels foi frequentemente utilizada como um indicador de qualidade de imagem, impulsionando uma corrida pela maior quantidade de megapixels em câmeras digitais. No entanto, a qualidade de uma imagem é um conceito multifacetado, dependendo de uma série de fatores inter-relacionados. Além da contagem de pixels, o tamanho físico do sensor de imagem, a qualidade das lentes, o desempenho do processador de imagem, as condições de iluminação e as técnicas de processamento de imagem pós-captura exercem uma influência significativa na qualidade visual resultante.

É importante destacar que a resolução espacial é apenas uma das dimensões da qualidade de imagem. Outros aspectos, como a faixa dinâmica, o ruído, a nitidez e a

fidelidade de cores, também contribuem para a percepção global da qualidade visual. Portanto, ao avaliar a qualidade de uma imagem, é fundamental considerar o conjunto completo de fatores que influenciam sua aparência final.

#### 2.5.4.2 *FRAME RATE* - FR

A taxa de quadros, ou *Frame Rate* - FR, é uma métrica fundamental na caracterização de geradores de imagens digitais, sendo definida como o número máximo de quadros de resolução total que o dispositivo pode produzir por segundo. Essa métrica é comumente expressa em quadros por segundo (FPS) e é muitas vezes referida como a velocidade de um sensor de imagem. Contudo, a taxa de quadros não é um valor absoluto e pode ser influenciada por diversos fatores relacionados ao modo de operação e à topologia dos pixels.

Para compreender a complexidade da taxa de quadros, é importante considerar que, em determinados modos de operação, múltiplas passagens pelo quadro podem ser necessárias para a formação de um único quadro completo. A passagem refere-se ao processo de leitura da matriz de pixels e subsequente saída dos dados coletados. Uma amostra refere-se a estabelecer um sinal no fio da coluna e amostrá-lo, no chip, em um capacitor.

Por exemplo, em um sensor de imagem com pixel de quatro transistores (4T), podem ser utilizados vários modos operacionais, cada um com diferentes implicações para a taxa de quadros:

- **Uma passagem e uma amostra:** Este modo, conhecido como *Rolling Shutter* (RS) sem *Correlated Double Sampling* (CDS), consiste na leitura contínua do sinal depositado na coluna.
- **Uma passagem e duas amostras:** Neste caso, o RS com CDS no chip envolve a deposição do sinal de *reset* na coluna, seguido da amostragem e leitura do sinal após a transferência do fotodiodo, com execução do CDS para reduzir o ruído.
- **Duas passagens e uma amostra por passagem:** Este modo permite tanto RS quanto *Global Shutter* (GS) com CDS fora do chip, onde o sinal de *reset* e o sinal estabilizado são lidos em passagens separadas, com o CDS sendo realizado externamente.

Esses modos demonstram que a taxa de quadros resultante depende não apenas da velocidade intrínseca do sensor, mas também do tipo de pixel utilizado, do emprego ou não do CDS, e do tipo de obturador (*shutter*) em uso. Além da taxa de quadros para a resolução total, muitas vezes são oferecidas especificações para taxas de quadros mais altas em resoluções reduzidas. Este recurso é possível graças à capacidade dos sensores

CMOS de realizar a leitura de pixels de forma seletiva, conhecida como leitura por Região de Interesse (ROI).

A razão pela qual é possível alcançar taxas de quadros mais altas com resoluções menores está no fato de que o principal gargalo de velocidade em geradores de imagens geralmente não reside na produção ou amostragem dos dados de imagem no chip, mas sim na transferência desses dados para fora do chip e/ou na conversão para uma saída digital. Assim, ao reduzir o número de pixels capturados, o volume de dados a ser transferido é diminuído, permitindo um aumento na taxa de quadros sem alterar a taxa de dados.

#### 2.5.4.3 FILL FACTOR - FF

O fator de preenchimento, *Fill Factor* - FF, é um parâmetro crítico na avaliação de sensores de imagem, definido como a razão entre a área fotossensível do pixel e a área total do pixel. Esse fator é particularmente relevante em sensores CMOS, onde, em versões iluminadas na parte frontal, *Front-Side Illuminated* - FSI<sup>2</sup>, o FF é sempre menor. Isso ocorre porque uma parte significativa da área total do pixel é ocupada por componentes eletrônicos, como transistores e interconexões metálicas, que interferem na área disponível para a detecção da luz.

Por outro lado, os sensores CMOS iluminados na parte traseira, *Back-Side Illuminated* - BSI, conseguem atingir um fator de preenchimento muito próximo de 100%. Essa melhoria ocorre porque, nos sensores BSI, a estrutura eletrônica é posicionada na parte posterior do sensor, liberando a parte frontal exclusivamente para a captura de luz. Esse design maximiza a área fotossensível e, conseqüentemente, melhora a eficiência na coleta de luz, conforme pode ser visualizado na Figura 24.

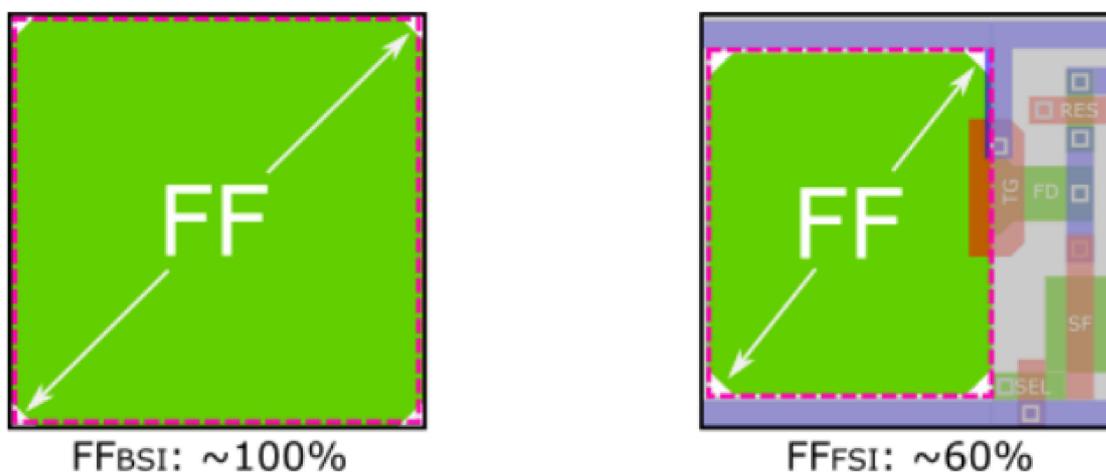


Figura 24 – Fator de preenchimento de um sensor de imagem CMOS. Fonte: [51]

<sup>2</sup> FSI e BSI explicados em detalhe na seção 2.5.4.7

Uma solução amplamente adotada para mitigar o impacto do fator de preenchimento reduzido em sensores FSI é o uso de microlentes. As microlentes são estruturas ópticas colocadas sobre cada pixel, projetadas para redirecionar e concentrar a luz incidente na área fotossensível do pixel, efetivamente aumentando o FF. Essa técnica permite uma utilização mais eficiente da luz disponível, compensando a perda de área fotossensível devido à presença de elementos eletrônicos.

Embora intuitivamente possa parecer que as microlentes seriam desnecessárias em sensores BSI, onde o fator de preenchimento já é quase unitário, na prática, elas são amplamente utilizadas. Isso ocorre porque as microlentes também oferecem benefícios adicionais, como a compensação de *Vignetting*<sup>3</sup>. Em sensores de imagem, um efeito similar pode ocorrer devido à menor absorção de fótons na periferia do plano de imagem, resultante do grande ângulo de incidência da luz. As microlentes ajudam a mitigar esse efeito, melhorando a uniformidade da imagem.

As microlentes ajudam na redução da *interpixel optical crosstalk*, interferência óptica entre pixels em tradução livre, um fenômeno em que a luz incidente em um pixel afeta indevidamente os pixels adjacentes. Esse efeito é particularmente problemático em comprimentos de onda mais longos, como o da luz vermelha, que possui uma maior profundidade de penetração no silício. A interferência óptica entre pixels pode resultar em artefatos cromáticos, especialmente nas bordas da matriz de pixels, onde o ângulo de incidência da luz é mais pronunciado. As microlentes, ao concentrar a luz diretamente sobre a área fotossensível, ajudam a minimizar esses efeitos, melhorando a qualidade da imagem.

---

<sup>3</sup> ***Vignetting***: é um termo originalmente derivado da fotografia cinematográfica, refere-se à redução do brilho nas bordas de uma imagem, um efeito que pode surgir devido às limitações ópticas das lentes.

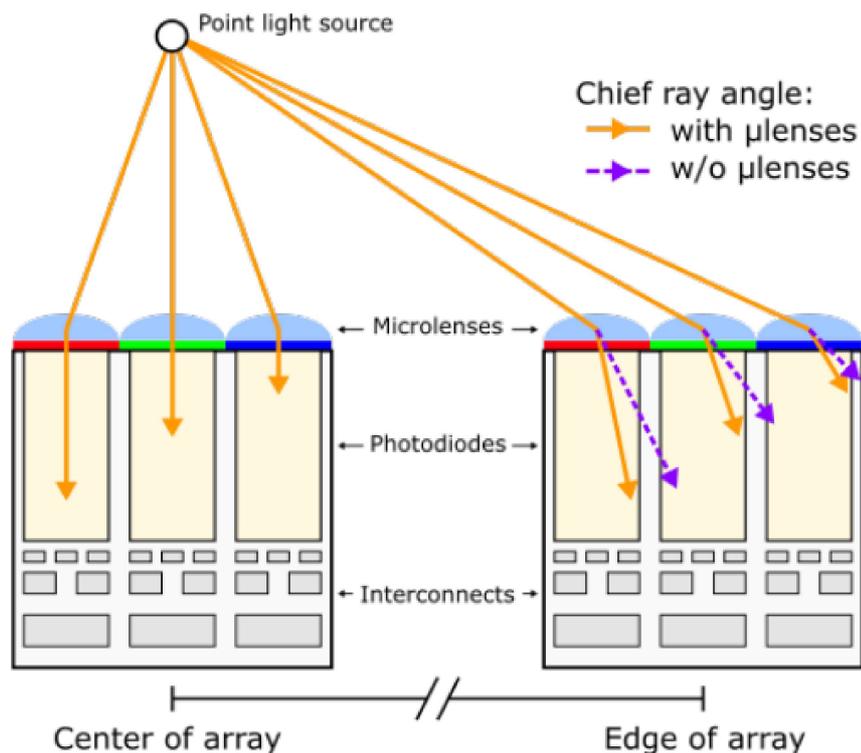


Figura 25 – Microlentes em um sensor de imagem CMOS. Fonte: [51]

#### 2.5.4.4 QUANTUM EFFICIENCY - QE

A eficiência quântica, *Quantum Efficiency* - QE, se refere à eficácia com que os fótons incidentes são convertidos em sinais elétricos detectáveis. Esse processo envolve a foto-geração de pares elétron-buraco, onde a energia do fóton é absorvida pelo material semiconductor, criando um elétron livre e uma vacância eletrônica, conhecida como buraco. Para que esses pares contribuam para o sinal elétrico final, é necessário que eles sejam separados e extraídos com sucesso antes de se recombinarem.

O processo de foto-deteção é altamente dependente da energia dos fótons incidentes. Se a energia do fóton for insuficiente, ele pode atravessar o material sem ser absorvido, resultando em perda do fóton e, conseqüentemente, em uma menor contribuição para o sinal elétrico. Por outro lado, mesmo que a absorção ocorra e um par elétron-buraco seja gerado, ainda há o risco de recombinação antes que os portadores de carga possam ser separados e coletados. A recombinação resulta na anulação do sinal, uma vez que os elétrons e buracos se neutralizam mutuamente, e o fotodetector não consegue registrar a presença do fóton incidente.

A eficiência quântica é, portanto, uma medida quantitativa da eficácia do processo de conversão de fótons em sinais elétricos. Ela é definida como o produto de duas probabilidades principais: a probabilidade de um fóton incidente gerar um par elétron-buraco e a probabilidade de que esse par seja separado sem recombinação e contribua

para o sinal de saída. Em termos mais simples, a QE pode ser expressa como a relação entre o número de elétrons que efetivamente participam na formação do sinal de saída e o número total de fótons que incidem sobre o pixel.

A QE é influenciada por diversos fatores, incluindo a composição do material semicondutor, a estrutura do dispositivo, e a eficiência do processo de extração dos portadores de carga. Em sensores de imagem de alta qualidade, é desejável maximizar a QE para garantir que a maior parte dos fótons incidentes contribua para a formação da imagem, resultando em uma maior sensibilidade e melhor desempenho em condições de baixa luminosidade. No entanto, alcançar uma alta eficiência quântica requer um delicado balanceamento entre a absorção eficiente dos fótons e a minimização dos processos de recombinação.

A QE não é um valor fixo e pode variar com o comprimento de onda da luz incidente. Diferentes comprimentos de onda possuem diferentes probabilidades de serem absorvidos e convertidos em sinal elétrico, o que faz com que a QE seja uma função espectral, dependendo da faixa de comprimentos de onda aos quais o sensor é exposto. Essa variação espectral da QE define diretrizes na engenharia dos sensores de imagem, especialmente na otimização para aplicações específicas, como fotografia, astronomia, ou vigilância, onde diferentes faixas de luz podem ser predominantes.

#### 2.5.4.5 MODULATION TRANSFER FUNCTION - MTF

A função de transferência de modulação, *Modulation Transfer Function* - MTF, é um parâmetro relacionado à capacidade dos sensores em capturar detalhes finos em uma cena. Diferentemente de apenas medir variações na intensidade da luz ao longo do tempo, os sensores de imagem também amostram variações no domínio espacial, o que é crucial para a formação de imagens nítidas e detalhadas.

A resolução espacial de um sensor, ou seja, a sua capacidade de distinguir entre detalhes próximos, é fortemente influenciada pelo número de pixels disponíveis e pelo tamanho físico do gerador de imagens. A MTF fornece uma medida quantitativa dessa resolução ao avaliar a frequência espacial mais alta que pode ser registrada pelo sensor em um determinado nível de contraste. Frequência espacial, neste contexto, refere-se à quantidade de variações de intensidade por unidade de distância, tipicamente expressa em pares de linhas por milímetro ( $\frac{lp}{mm}$ ). Esses pares de linhas representam ciclos de variação de contraste entre áreas claras e escuras, e a capacidade do sensor de distinguir esses ciclos define sua resolução espacial efetiva [53, 54].

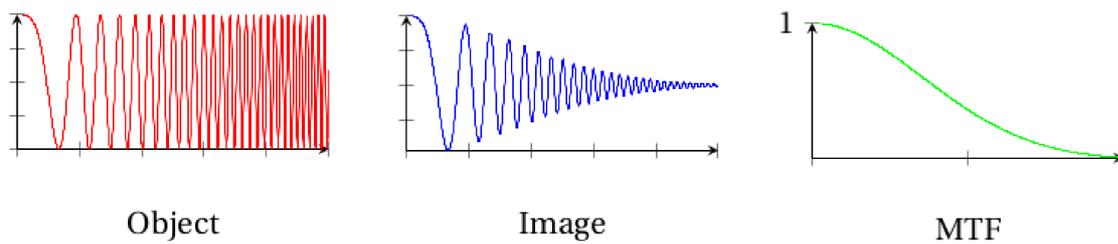


Figura 26 – Diminuição da MTF com o aumento da frequência espacial. Fonte: [51]

A MTF é fundamentalmente uma função que descreve como o contraste de um padrão de entrada, como uma onda senoidal, é preservado ou degradado à medida que é processado pelo sistema de imagem [53, 54], conforme pode ser visualizado na Figura 27. No cenário ideal, a MTF na frequência de Nyquist, que representa a máxima frequência espacial que pode ser amostrada sem introduzir artefatos como o *aliasing*, atinge cerca de 63%. Esse valor é derivado da relação entre o sinal de entrada senoidal e a resposta de um pixel ideal, que tem formato quadrado [51]. Especificamente, a MTF ideal nesse ponto é dada por  $(A_{bright} - A_{dark}) / (A_{bright} + A_{dark}) = 2/\pi$ , onde  $A_{bright}$  e  $A_{dark}$  representam as áreas de maior e menor intensidade dentro de um ciclo de variação de contraste.

Essa limitação teórica de 63% reflete o fato de que, mesmo em condições ideais, alguma degradação do contraste ocorre devido à discretização da imagem nos pixels do sensor. O formato quadrado dos pixels e a natureza digital da amostragem introduzem uma perda de resolução que impede a captação perfeita de detalhes na frequência espacial de Nyquist.

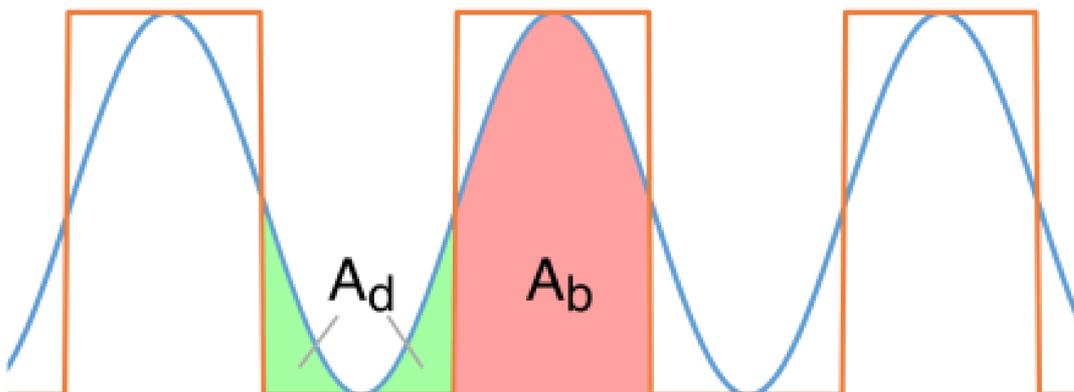


Figura 27 – Amostragem de uma entrada senoidal com pixels ideais na frequência de Nyquist. Fonte: [51]

Além disso, a MTF é uma função que pode variar ao longo do campo de visão do sensor. Em muitos sistemas, o desempenho óptico e a capacidade de resolução podem degradar-se nas bordas do campo de visão, onde artefatos ópticos e outros fatores podem reduzir ainda mais a MTF. A MTF também pode ser afetada por fatores como a qualidade

da ótica, a presença de microlentes sobre os pixels, e o tipo de filtro de cor utilizado. Esses elementos podem contribuir para uma variação espacial da MTF, resultando em imagens que são mais nítidas no centro do campo de visão do que nas bordas.

A MTF fornece uma avaliação abrangente da capacidade de um sensor de imagem em reproduzir detalhes finos em uma cena, considerando não apenas a resolução nominal baseada na contagem de pixels, mas também a forma como a informação espacial é preservada através do sistema de captura de imagem. É uma métrica essencial para entender as limitações e capacidades de sistemas de imagem, sendo amplamente utilizada no desenvolvimento e comparação de sensores [55].

#### 2.5.4.6 FULL WELL CAPACITY - FWC

A capacidade total do poço, *Full Well Capacity* - FWC, em um fotodiodo se refere à quantidade máxima de elétrons que o poço de potencial do dispositivo pode acumular e está diretamente relacionado ao intervalo dinâmico que o sensor pode oferecer. O intervalo dinâmico de um gerador de imagens é definido pela relação entre o maior e o menor sinal que pode ser detectado com precisão. Neste contexto, a capacidade total do poço define o limite superior do intervalo dinâmico, enquanto o limite inferior é determinado pelo piso de ruído do sistema.

Quando um fotodiodo é exposto à luz, ele gera pares de elétron-buraco, e os elétrons são coletados no poço de potencial. À medida que mais fótons são absorvidos, mais elétrons são acumulados até que o poço atinja sua capacidade máxima, momento em que o sensor satura. A saturação marca o ponto onde o sensor não pode registrar sinais adicionais, limitando assim o intervalo dinâmico na extremidade superior.

O piso de ruído, por outro lado, representa o menor nível de sinal que pode ser distinguido do ruído intrínseco do sistema. Portanto, a diferença entre a capacidade total do poço e o piso de ruído determina a faixa utilizável do intervalo dinâmico do sensor. Valores típicos de capacidade total do poço (FWC) para sensores de imagem variam significativamente, normalmente na faixa de 10.000 elétrons ( $10ke^-$ ) a 1.000.000 de elétrons ( $1Me^-$ ), dependendo do design do sensor e das suas aplicações [56].

A capacidade total do poço não só influencia o intervalo dinâmico, mas também impacta outros aspectos do desempenho do sensor, como a sensibilidade à luz e a linearidade da resposta ao sinal. Em aplicações onde é necessário um alto intervalo dinâmico, como em astrofotografia ou em condições de iluminação altamente variáveis, é essencial que o FWC seja suficientemente elevado para evitar saturação prematura e perda de informações valiosas [57].

#### 2.5.4.7 FRONT/BACK SIDE ILLUMINATION - FSI/BSI

O processo de fabricação de sensores de imagem CMOS envolve a construção sequencial de dispositivos semicondutores em um *wafers* de silício. Inicialmente, esse processo resulta em uma camada espessa de silício, que serve principalmente como suporte mecânico, seguida por uma camada mais fina onde os dispositivos ativos, como transistores e fotodiodos, são localizados. Sobre essa estrutura, é depositada uma camada de polissilício, seguida pelas camadas de interconexão metálica. Tradicionalmente, os sensores de imagem CMOS eram operados na mesma orientação em que eram fabricados, com a luz incidente na parte superior da estrutura, passando pelas camadas de interconexão metálica antes de ser detectada pelos fotodiodos. Esta configuração é conhecida como iluminação frontal, *Frontside Illumination* [51].

Embora seja possível adotar diversas técnicas de otimização para melhorar o desempenho dos sensores FSI, como o layout cuidadoso das camadas metálicas para formar uma estrutura em forma de funil que direciona a luz para os fotodiodos, a fabricação de "tubos de luz" para minimizar a dispersão e a absorção da luz, e o afinamento da parte frontal do *wafers*, essa abordagem ainda apresenta limitações significativas. Uma quantidade considerável de fótons que atinge a superfície do sensor é perdida devido à dispersão e à absorção nas interconexões metálicas, resultando em uma eficiência limitada na captação da luz. Além disso, a presença dessas camadas metálicas, que possuem aberturas com proporções elevadas, contribui para uma resposta angular deficiente, o que pode intensificar o efeito de vinheta nas imagens capturadas [57].

Para superar essas limitações, uma técnica superior denominada iluminação traseira, *Backside Illumination* - BSI, foi desenvolvida. Na BSI, o sensor de imagem é fabricado de maneira semelhante ao FSI, porém com a luz incidindo na parte traseira do dispositivo. Antes que a luz possa atingir os fotodiodos, a camada espessa de silício, que inicialmente tem várias centenas de microns de espessura, deve ser reduzida a apenas alguns microns. Esse processo, conhecido como afinamento traseiro (*backside thinning*), é crucial para a implementação bem-sucedida da BSI. Embora o conceito de BSI não seja novo, foi apenas recentemente que se desenvolveram métodos eficazes para realizar esse afinamento de maneira uniforme e confiável em larga escala, permitindo sua adoção em dispositivos de consumo.

A principal vantagem da tecnologia BSI é a obtenção de um fator de preenchimento próximo à unidade, já que as interconexões metálicas estão agora localizadas abaixo dos fotodiodos, eliminando a obstrução que causava perda de fótons na configuração FSI, como mostrado na Figura 28. Além disso, a BSI proporciona maior eficiência quântica, especialmente nas faixas espectrais azul e ultravioleta (UV), e uma resposta angular significativamente melhorada, devido à proximidade dos fotodiodos com a superfície do sensor. No entanto, a técnica BSI também apresenta desvantagens, como o aumento

da sensibilidade parasitária à luz (Parasitic Light Sensitivity, PLS), uma vez que os dispositivos ativos não estão mais protegidos pelas camadas de metalização, e o aumento dos custos de produção, que ainda representam um desafio significativo para a ampla adoção dessa tecnologia em diversas aplicações [58].

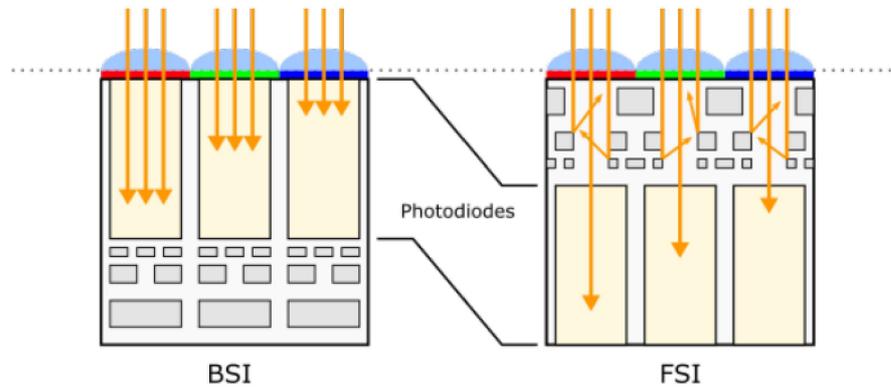


Figura 28 – Seção transversal das configurações FSI e BSI. Fonte: [51]

#### 2.5.4.8 DYNAMIC RANGE - DR

O alcance dinâmico, *Dynamic Range* - DR, de um sistema de captura de imagem é uma métrica fundamental que descreve a relação entre o objeto mais brilhante e o mais escuro que o sistema pode detectar com precisão. Matematicamente, o alcance dinâmico é expresso como:

$$DR = 20 \log_{10} \frac{N_{sat}}{N_n} [dB]$$

Nessa expressão,  $N_{sat}$  representa o número máximo de portadores de carga que podem ser medidos, um valor limitado pela capacidade total do poço, FWC, do sensor. Por outro lado,  $N_n$  refere-se ao número mínimo de portadores de carga detectáveis, que é limitado pelo piso de ruído do sistema. A fórmula mostra que a relação entre o sinal máximo detectável e o mínimo é expressa em decibéis ( $dB$ ), refletindo a proporção entre esses dois extremos de intensidade luminosa. Como a potência do sinal é diretamente proporcional ao fluxo de fótons incidente, a expressão é adequada para descrever a performance de sistemas ópticos como sensores de imagem CMOS.

O objetivo é capturar imagens de cenas que apresentam uma ampla faixa de iluminação, muitas vezes abrangendo várias ordens de magnitude. Em termos quantitativos, um alcance dinâmico da ordem de 100 dB é frequentemente desejável para muitas aplicações. Para referência, o olho humano, que possui uma capacidade de adaptação excepcional, pode operar em uma faixa dinâmica de aproximadamente 90 dB. Em contraste, os sensores de imagem CMOS baseados na tecnologia APS conseguem fornecer um alcance dinâmico que varia tipicamente entre 40 a 80 dB em uma única exposição [51].

#### 2.5.4.9 SIGNAL TO NOISE RATIO - SNR

A relação sinal ruído, *Signal to Noise Ratio* - SNR, é definida como a razão entre o sinal desejado e o ruído presente no mesmo nível de entrada. Matematicamente, a SNR pode ser expressa como:

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{N_{sig}}{N_n} [dB]$$

Neste contexto,  $N_{sig}$  representa o número de portadores de carga associados ao sinal desejado, enquanto  $N_n$  denota o número de portadores de carga associados ao ruído. A SNR é, portanto, uma medida da pureza do sinal em relação ao ruído, expressa em decibéis ( $dB$ ), e é fundamental para determinar a qualidade da imagem capturada [51].

A degradação da SNR em sensores de imagem é influenciada por dois tipos principais de ruído: o ruído de disparo de fótons (shot noise) e o ruído de leitura eletrônica (read noise). O ruído de disparo de fótons, que surge devido à natureza estatística da chegada dos fótons no sensor, é diretamente proporcional à raiz quadrada do número de fótons capturados, refletindo a variação aleatória intrínseca na geração do sinal de luz. Por outro lado, o ruído de leitura eletrônica é causado por flutuações durante o processo de leitura do sinal no sensor, sendo este tipo de ruído independente da quantidade de luz incidente [50].

Em condições de baixa iluminação, onde o número de fótons que alcança cada pixel é reduzido, o ruído de disparo de fótons é geralmente inferior ao ruído de leitura eletrônica. Nesse regime, a SNR é predominantemente limitada pelo ruído eletrônico do dispositivo, uma vez que este se torna o componente dominante. Conforme a iluminação aumenta, o número de fótons capturados também cresce, resultando em um aumento proporcional do ruído de disparo de fótons. Como o ruído eletrônico permanece constante independentemente do nível de iluminação, em altos níveis de iluminação, a SNR passa a ser limitada pelo ruído de disparo de fótons.

#### 2.5.4.10 CONVERSION GAIN - CG

O ganho de conversão, *Conversion Gain* - CG, em um pixel CMOS é um parâmetro que descreve a eficiência com que o dispositivo converte um sinal óptico, representado pelo fluxo de fótons incidentes, em um sinal elétrico, tipicamente na forma de tensão. Idealmente, essa conversão deve ser linear, ou seja, o aumento no número de fótons incidentes deve resultar em um aumento proporcional na tensão gerada. O ganho de conversão é definido como o coeficiente que relaciona o número de portadores de carga fotogerados (elétrons) ao sinal de saída, sendo geralmente expresso em unidades de  $\frac{\mu V}{e}$ .

No contexto dos sensores de imagem CMOS o termo ganho de conversão é frequentemente utilizado de forma intercambiável com o fator de carga para tensão, *Capacitance to Voltage Factor* - CVF, uma vez que ambos descrevem a relação entre a carga acumulada

no fotodiodo e a tensão resultante na saída do pixel. Para maximizar o desempenho de um sensor de imagem, é de interesse primordial do projetista aumentar o ganho de conversão, o que se traduz em uma resposta mais robusta do pixel à luz incidente, especialmente em condições de baixa iluminação onde a sensibilidade é crítica.

Em um pixel CMOS típico de quatro transistores (4T), o ganho de conversão é determinado principalmente pela capacitância da difusão flutuante, que é a capacitância associada ao nó onde a carga é armazenada temporariamente antes de ser lida. Além disso, todas as capacitâncias parasitas associadas a esse nó, como a capacitância de entrada do seguidor de fonte (source follower), influenciam o ganho de conversão. Essas capacitâncias parasitas, que incluem elementos como capacitância de gate e capacitâncias de interconexão, atuam para reduzir o ganho de conversão, já que uma maior capacitância total resulta em uma menor variação de tensão para uma dada quantidade de carga [51].

### 2.5.5 RUÍDO E NÃO-UNIFORMIDADES

Os sensores de imagem CMOS, assim como qualquer circuito integrado, apresentam muitos desvios diferentes de sua operação teórica projetada devido a uma infinidade de mecanismos. No jargão do gerador de imagens, essas não idealidades são todas categorizadas como ruído, independentemente de se encaixarem estritamente na definição. Alguns contribuintes de ruído são fundamentais, inerentes à natureza quântica da luz e não podem ser superados. Alguns podem ser suprimidos pela otimização do projeto ou calibrados, e outros dependem quase que exclusivamente da qualidade e das tolerâncias do processo de fabricação do CMOS. O que impacta diretamente na qualidade do sinal elétrico gerado a partir da conversão de informações luminosas.

O processo de conversão de luz em sinal elétrico em sensores CMOS é afetado por ruídos que podem ser dividido em duas grandes categorias: Ruído Temporal e Ruído Espacial (padrão fixo). Esses ruídos são, essencialmente, flutuações no valor do sinal elétrico, que podem ser modeladas como processos aleatórios. Matematicamente, a potência do ruído pode ser estimada calculando-se a variação do sinal, assim, o cálculo da variação da flutuação do sinal fornece o sinal médio e, portanto, o número médio de elétrons.

A análise do ruído em sensores de imagem CMOS deve considerar não apenas sua classificação em ruído temporal e espacial, mas também os mecanismos subjacentes que os geram. O ruído temporal está relacionado a processos dinâmicos que variam com o tempo, como a excitação térmica e o ruído  $1/f$ , bem como interferências eletromagnéticas (EMI), que causam flutuações no sinal de saída do pixel. Em contraste, o ruído espacial, ou de padrão fixo, origina-se de imperfeições na fabricação, que resultam em variações consistentes e invariáveis ao longo do tempo entre diferentes pixels ou colunas do sensor. Essas variações podem estar relacionadas à correspondência de ADC e a outras discrepâncias de fabricação.

Antes de proceder com o estudo e avaliação do ruído em um sensor de imagem,

é essencial compreender a origem específica de cada tipo de ruído dentro do sensor. A Figura 29 ilustra o esquema de um sensor de imagem CMOS que utiliza uma arquitetura de pixel 4T padrão e descreve detalhadamente as diferentes fontes de ruído associadas a cada parte específica do pixel.

Entre as principais fontes de ruído identificadas estão o ruído de reinicialização (*Reset Noise*), a corrente escura (*Dark Current*), o ruído de cintilação (*Flicker* ou *1/f Noise*), a não uniformidade de resposta fotográfica (PRNU) e a não uniformidade de sinal escuro (DSNU).

Adicionalmente, vale destacar que, além dessas fontes principais exibidas na imagem, existem outros componentes que também contribuem para o ruído total do sistema, enfatizando a complexidade da análise e do controle do ruído em sensores de imagem CMOS.

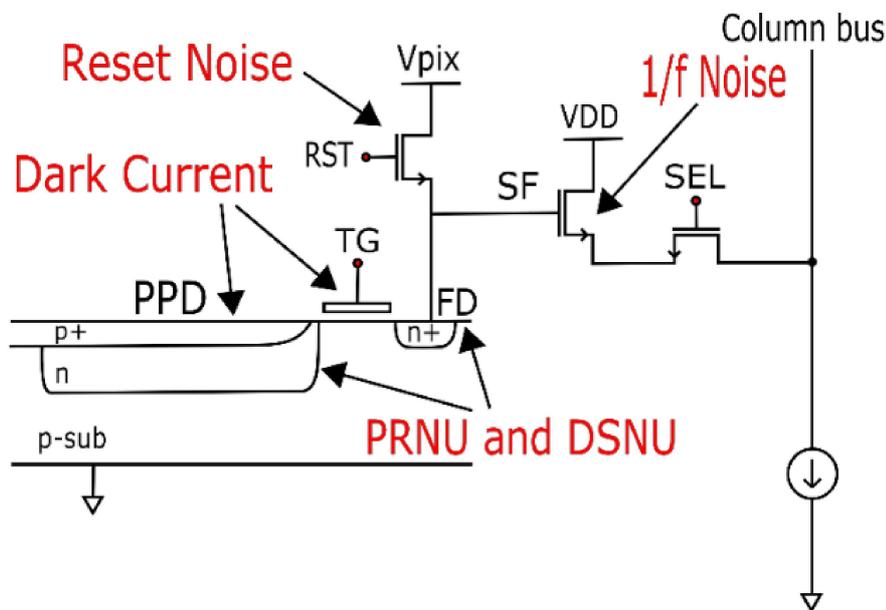


Figura 29 – Principais fontes de ruído em um pixel 4T. Fonte: [59]

Portanto, o ruído de saída total presente em um pixel pode ser expresso como uma soma de todas as fontes de ruído não correlacionadas presentes:

$$\overline{v_{pix}^2} = \overline{v_{PSN}^2} + \overline{v_{kTC}^2} + \overline{v_{thermal}^2} + \overline{v_{1/f}^2} + \overline{v_{DSCN}^2}$$

Onde  $v_{PSN}$  é o ruído de disparo de fótons,  $v_{kTC}$  é o ruído kTC ou de reinicialização,  $v_{thermal}$  e  $v_{1/f}$  são os ruídos térmico e  $1/f$  do MOSFET, respectivamente, e  $v_{DSCN}$  é o ruído de disparo de corrente escura. Ao dividir o ruído de tensão do pixel com o CVF, podemos obter um ruído equivalente em termos de elétrons no fotodiodo. Assim como o ruído de referência de entrada em amplificadores, isso permite a comparação do desempenho do ruído em diferentes pixels de arquiteturas e ganhos variados.

A seguir, as principais componentes de ruído de um sensor de imagem CMOS serão descritas.

#### 2.5.5.1 PHOTON SHOT NOISE

O ruído de disparo de fótons é intrinsecamente ligado à natureza quântica da luz, tornando-se um fator inevitável e estabelecendo o limite fundamental mais baixo de ruído que um sistema de imagem ideal pode alcançar. Esse tipo de ruído é decorrente dos processos estocásticos associados ao número de fótons que chegam ao detector, ao tempo de incidência desses fótons e à quantidade de pares de elétrons e buracos gerados. Tais processos aleatórios podem ser descritos por uma distribuição de Poisson, onde o ruído de disparo de fótons pode ser matematicamente expresso como:

$$Q_{noise} = \sqrt{Q_{sig}}$$

Onde  $Q_{sig}$  representa o sinal em termos de elétrons ( $e^-$ ). Assim, o ruído de disparo de fótons  $Q_{noise}$  é diretamente relacionado à raiz quadrada do sinal. Em um cenário ideal, onde não há outras fontes de ruído presentes, o desempenho do sistema de imagem seria limitado apenas pelo ruído de disparo de fótons, resultando em uma relação sinal-ruído que depende exclusivamente do sinal de entrada:

$$SNR_{PSN} = \frac{Q_{sig}}{Q_{noise}} = \sqrt{Q_{sig}}$$

Essa relação implica que, mesmo em um gerador de imagens ideal, o aumento da SNR requer a captura de um maior número de fótons, os quais devem ser convertidos em pares elétron-buraco. Essa limitação fundamental não pode ser superada, o que impõe duas considerações importantes para o projetista de sensores de imagem CMOS. Primeiramente, para reduzir o ruído de disparo de fótons, é necessário maximizar o fator de preenchimento (FF) do pixel e a eficiência quântica (QE) do sensor, ambos parâmetros que influenciam diretamente a capacidade do sensor de captar e converter fótons. Em segundo lugar, dada uma especificação de SNR desejada, a capacidade mínima de preenchimento total do pixel (FWC) pode ser inferida antecipadamente com base nessa especificação, orientando o design do sensor para alcançar o desempenho desejado.

#### 2.5.5.2 THERMAL NOISE

O ruído térmico, também conhecido como ruído Johnson-Nyquist, é um fenômeno universalmente presente em todos os resistores e dispositivos que possuem características resistivas, incluindo o canal resistivo entre o dreno e a fonte de um MOSFET. Esse tipo de ruído é gerado pela agitação térmica dos portadores de carga dentro do condutor, um processo intrínseco que ocorre devido à temperatura do material. A densidade espectral de potência do ruído térmico é aproximadamente constante em uma ampla faixa de

frequências, permanecendo assim até frequências extremamente altas, o que caracteriza sua natureza de banda larga.

Esse ruído pode ser modelado de duas maneiras distintas, dependendo do contexto: como uma fonte de tensão em série ou como uma fonte de corrente em paralelo. No caso de um resistor, o ruído térmico pode ser representado pela equação:

$$v_n = \sqrt{4kTRB}$$

ou, alternativamente, como uma fonte de corrente:

$$i_n = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}$$

Nessas expressões,  $k$  representa a constante de Boltzmann,  $T$  é a temperatura absoluta em Kelvin,  $R$  é a resistência do componente, e  $B$  denota a largura de banda do sistema.

No caso específico de um MOSFET operando na região de saturação, o ruído térmico pode ser modelado como uma fonte de corrente, descrita pela equação:

$$i_n = \sqrt{4kT \frac{2}{3} g_m B}$$

Onde  $g_m$  representa a transcondutância do MOSFET, um parâmetro que reflete a eficiência com que o dispositivo amplifica a corrente de entrada em resposta a uma variação de tensão na porta.

### 2.5.5.3 $kTC$ ou *RESET NOISE*

O ruído  $kTC$ , também conhecido como ruído de *reset*, representa a incerteza associada à carga armazenada em um capacitor devido à excitação térmica dos portadores de carga. Esse ruído não se origina diretamente do capacitor, mas sim do ruído térmico que é "congelado" em um valor aleatório quando o capacitor é desconectado do circuito, ou seja, quando está em circuito aberto. Esse fenômeno ocorre porque, ao amostrar repetidamente a tensão em um capacitor, pode-se observar uma variação na tensão amostrada, resultado da incerteza na quantidade de carga armazenada.

A tensão de ruído quadrático médio ( $v_n$ ) e a incerteza da carga no capacitor ( $Q_n$ ) em tal situação podem ser descritas pelas seguintes equações:

$$v_n = \sqrt{\frac{kT}{C}}, \quad Q_n = \sqrt{kTC}$$

Onde  $k$  é a constante de Boltzmann,  $T$  é a temperatura absoluta em Kelvin, e  $C$  é a capacitância do capacitor.

No contexto dos sensores de imagem, esse tipo de ruído é particularmente relevante, pois o ruído de *reset* do pixel é uma consequência direta desse efeito. Quando a capacitância

de difusão flutuante (FD) de um pixel é conectada e desconectada de uma tensão contínua (CC), ocorre uma incerteza na tensão de redefinição devido ao ruído kTC. Essa incerteza na tensão de redefinição pode degradar a qualidade da imagem capturada, aumentando o ruído percebido.

No entanto, o ruído de reinicialização do pixel pode ser significativamente reduzido através de várias técnicas. A mais comum delas é a amostragem dupla correlacionada (CDS), que ajuda a atenuar o ruído ao comparar duas amostras de tensão em momentos diferentes, subtraindo-as para cancelar o ruído. Além disso, existem outras técnicas que podem ser empregadas durante o processo de reinicialização do pixel para mitigar esse problema, contribuindo para a melhoria da qualidade da imagem final e a redução dos efeitos indesejados do ruído kTC.

#### 2.5.5.4 *FLICKER* ou *1/f NOISE*

O ruído de cintilação, *Flicker*, também conhecido como ruído 1/f, é caracterizado por uma densidade espectral de potência que é inversamente proporcional à frequência. Esse tipo de ruído é particularmente relevante em dispositivos como MOSFETs, onde sua origem foi objeto de controvérsia no passado. Atualmente, a causa desse ruído é atribuída às ligações pendentes na interface de óxido do transistor, que geram estados de energia adicionais. Esses estados de energia capturam e liberam portadores de carga de maneira aleatória ao longo do tempo, o que resulta em flutuações na corrente de drenagem, manifestando-se como ruído na operação do dispositivo.

O ruído de cintilação é frequentemente modelado como uma fonte de tensão em série com a porta do MOSFET, sendo a expressão para a tensão de ruído quadrático médio dada por:

$$\overline{v_n} = \sqrt{\frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}}$$

Nesta equação,  $K$  é uma constante que depende do processo de fabricação do dispositivo,  $C_{ox}$  é a capacitância de óxido da porta,  $W$  e  $L$  representam, respectivamente, a largura e o comprimento do transistor, e  $f$  é a frequência na qual o ruído está sendo avaliado.

Como o nome sugere, a magnitude do ruído 1/f diminui à medida que a frequência aumenta, o que o torna um fator predominante em baixas frequências. Esse comportamento faz com que o ruído 1/f seja particularmente perceptível em sistemas sensíveis, como aqueles associados à visão humana, onde a sensibilidade a flutuações em baixas frequências pode ser maior.

Apesar de sua predominância em baixas frequências, o ruído de cintilação pode ser significativamente atenuado utilizando técnicas como a amostragem dupla correlacionada (CDS). A CDS atua de maneira semelhante a um filtro passa-altas, reduzindo a influência do ruído 1/f e melhorando a qualidade do sinal em aplicações onde a precisão é essencial.

Essa técnica é especialmente eficaz em minimizar o impacto do ruído de cintilação em sensores de imagem e outros dispositivos que operam em ambientes suscetíveis a esse tipo de interferência.

#### 2.5.5.5 DARK CURRENT

A corrente de escuro, *dark current*, é um fenômeno que se refere à corrente de fuga parasita gerada pelo fotodiodo em condições de ausência de iluminação. Esse efeito é principalmente causado pela presença de centros de geração com energias próximas ao *band gap* do silício, resultantes de impurezas na estrutura cristalina, tais como contaminantes, defeitos de deslocamento e vacâncias. Esses defeitos criam estados de energia intermediários que facilitam a geração de pares elétron-buraco, mesmo na ausência de luz, contribuindo para a corrente de escuro.

A corrente de escuro pode ser quantificada em termos de corrente total, expressa em elétrons por segundo [ $e^-/s$ ], ou como corrente por unidade de área, tipicamente medida em pico amperes por centímetro quadrado [ $pA/cm^2$ ] ou elétrons por metro quadrado por segundo [ $e^-/m^2/s$ ]. Em teoria, a calibração dessa corrente é um processo relativamente simples, realizado por meio da medição de um "quadro escuro", onde o sensor é mantido em completa escuridão para registrar a corrente de escuro.

No entanto, na prática, a calibração se torna mais complexa devido à não uniformidade espacial da corrente de escuro, conhecida como não uniformidade de sinal escuro (*Dark Signal Non-Uniformity* - DSNU), e às variações temporais, como o ruído de disparo da corrente escura (*Dark Current Shot Noise* - DCSN) e o sinal telegráfico aleatório da corrente de escuro (DC RTS)<sup>4</sup>. Essas variações espaciais e temporais introduzem desafios adicionais no processo de calibração, exigindo técnicas avançadas para garantir a precisão e a consistência dos resultados.

#### 2.5.5.6 FIXED PATTERN NOISE

O ruído de padrão fixo, *Fixed Pattern Noise* (FPN), é um termo utilizado para descrever as não-uniformidades que permanecem constantes ao longo do tempo na imagem gerada por sensores. Apesar de, tecnicamente, o FPN não se qualificar como ruído no sentido estrito da palavra, ele é classificado dessa forma devido ao impacto semelhante que provoca na qualidade da imagem. Esses artefatos persistentes aparecem de forma consistente em todos os níveis de iluminação e de quadro a quadro, sendo uma característica indesejável na imagem produzida.

Uma das principais causas do FPN é a variação da tensão de limiar ( $V_{th}$ ) entre os transistores seguidores de fonte em diferentes pixels. Essa variação provoca inconsistências

<sup>4</sup> *Random Telegraph Noise*(RTN) explicado em detalhe na seção 2.5.5.8

na resposta dos pixels, resultando em artefatos visíveis na imagem. Outra fonte significativa de FPN é a incompatibilidade entre as colunas do sensor de imagem, que se deve às variações nos circuitos das colunas. Essa discrepância pode gerar variações sistemáticas ao longo de colunas inteiras da imagem, fenômeno conhecido como FPN de coluna. Além disso, o ruído de linha estacionário, originado do driver de linha do sensor, também pode contribuir para o FPN.

A incompatibilidade dos conversores analógico-digital (ADC), dependendo da arquitetura de leitura adotada, é outra possível origem do FPN. Nos casos em que os ADCs são paralelos às colunas, isso pode resultar em FPN de coluna; já em arquiteturas com multiplexação de saída, podem surgir artefatos mais complexos.

O FPN a nível de pixel é, em geral, eficazmente suprimido pela amostragem dupla correlacionada (CDS). No entanto, a capacidade da CDS de reduzir o FPN em nível de coluna depende do ponto em que a operação de CDS é aplicada ao longo da cadeia de sinal. Mesmo assim, a calibração digital fora do chip é uma abordagem muito eficiente para mitigar o FPN, já que essa técnica não depende das variações temporais, tornando o processo de calibração relativamente simples e eficaz.

#### 2.5.5.7 PRNU e DSNU

A não uniformidade da resposta fotográfica (*Photographic Response Non-Uniformity* - PRNU) descreve a variação na resposta dos pixels de um sensor de imagem quando expostos a uma iluminação uniforme. Essa variação ocorre devido a diferenças intrínsecas na sensibilidade de cada pixel, o que resulta em inconsistências na imagem capturada. A calibração da PRNU pode ser realizada fora do chip, utilizando um mapa de ganho. Esse mapa aplica correções específicas para cada pixel, ajustando a resposta do sensor e garantindo maior uniformidade na imagem final.

De maneira semelhante, a não uniformidade do sinal escuro (DSNU) refere-se ao deslocamento no nível de sinal dos pixels na ausência de luz. Esse deslocamento é resultado de variações nos níveis de corrente de escuro entre os pixels, mesmo quando não há iluminação. A calibração da DSNU é tipicamente realizada através da captura de um "quadro escuro", onde o sensor é mantido em escuridão total para registrar os níveis de sinal escuro dos pixels. No entanto, a calibração pode ser complicada pela alta dependência da corrente de escuro em relação à temperatura, o que pode introduzir variações adicionais que precisam ser consideradas durante o processo de calibração.

Para facilitar a calibração dos efeitos de PRNU e DSNU, os sensores de imagem geralmente incluem pixels de referência, conhecidos como "pixels pretos", localizados na periferia da matriz de pixels funcionais. Esses pixels são projetados para produzir um sinal escuro consistente, mesmo quando o sensor é exposto à luz, e servem como referência para as correções de calibração. Existem duas abordagens para criar pixels pretos: a criação de

pixels pretos elétricos e a criação de pixels pretos ópticos.

No caso dos pixels pretos elétricos, o design do pixel é modificado de forma que o fotodiodo esteja permanentemente em um estado de reinicialização, tornando-o insensível à luz. Por outro lado, os pixels pretos ópticos são implementados através da aplicação de uma camada de metal sobre o pixel, bloqueando fisicamente a luz de atingir o fotodiodo. Embora essa abordagem seja eficaz para impedir a entrada de luz, uma ressalva é que a blindagem de metal pode afetar a corrente de escuro do pixel. Isso pode comprometer a eficácia do pixel preto óptico como referência para calibração, uma vez que a corrente de escuro alterada pode introduzir novas inconsistências no processo de calibração.

#### 2.5.5.8 *RANDOM TELEGRAPH NOISE (RTN)*

O Ruído de Telegráfo Aleatório (RTN) ocorre devido à presença de defeitos no material semiconductor, os quais podem ser visualizados como pequenas "ilhas" capazes de capturar elétrons. Quando um elétron é capturado por um desses defeitos, ocorre uma alteração na condutividade local do material semiconductor, provocando uma pequena mudança no fluxo de corrente. Posteriormente, quando o elétron é liberado, a condutividade do material retorna ao seu estado anterior. Essas mudanças abruptas na condutividade resultam em variações discretas e repentinas no sinal elétrico, que se manifestam como pulsos, caracterizando o ruído RTN. Esse fenômeno pode impactar a qualidade do sinal em dispositivos CMOS afetando a estabilidade do sinal.

O RTN normalmente mostra uma distribuição não gaussiana altamente distorcida com uma ampla faixa de constantes de tempo. Em sensores CMOS, essas flutuações podem ocorrer devido à captura e liberação aleatória de elétrons em defeitos cristalinos presentes no material semiconductor. Geralmente as fontes do RTN são as armadilhas de carga relacionadas aos defeitos dentro do óxido da porta e na interface óxido-silício, atribuído à comutação aleatória de uma única armadilha de elétrons em um SF NMOS entre dois níveis discretos, correspondendo ao estado ocupado e vazio [60].

Para compreender completamente o RTN, é necessário caracterizar a distribuição estatística do ruído, Figura 30, as constantes de tempo de captura ( $\tau_c$ ) e de tempo de emissão ( $\tau_e$ ), as energias de ativação, os espectros de densidade de potência, as fontes físicas, localizações e as relações com detalhes do processo de fabricação. Chao et al. chegaram na seguinte fórmula, onde esta foi especificamente adaptada para sensores de imagem CMOS:

$$n_{RTN}(t) = \frac{\sqrt{2\tau_e\tau_c}}{\tau_e + \tau_c} (\Delta V) \sqrt{1 - e^{-t/\tau_s}}$$

Onde  $\tau_s$  é a constante de tempo característica do sistema. A fórmula acima descreve o RTN em função da diferença de tempo entre a primeira e a segunda amostragem da amostragem dupla.

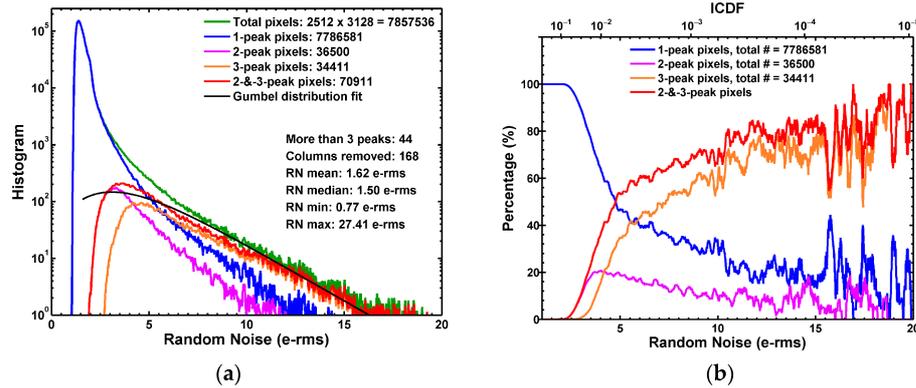


Figura 30 – Histograma com RTN. Fonte: [61]

### 2.5.6 TECNOLOGIA sCMOS: UMA VISÃO GERAL

A tecnologia *Scientific Complementary Metal-Oxide Semiconductor* (sCMOS) desenvolvida especificamente para aplicações científicas que requerem alta precisão, sensibilidade e baixa quantidade de ruído. Essa tecnologia é derivada da tecnologia CMOS tradicional, mas foi otimizada para superar várias limitações presentes nos sensores CMOS convencionais, tem sido amplamente adotada na última década devido às suas notáveis vantagens sobre as tecnologias anteriores de detecção de imagem, como CCD e EMCCD (*Electron Multiplying CCD*). A sCMOS combina alta sensibilidade, resolução espacial e velocidade de leitura rápida, tornando-se uma escolha viável para aplicações científicas que exigem imagens de alta precisão e baixos níveis de ruído.

Um dos principais benefícios a se destacar dos sensores sCMOS está na sua capacidade de operar com uma relação sinal-ruído excepcional, mesmo em condições de baixa luminosidade. Essa característica se deve ao seu baixo ruído de leitura, o que é fundamental em experimentos onde a captura de detalhes finos, como em microscopia e detecção de partículas, é essencial. O baixo ruído de leitura da sCMOS oferece uma melhor performance em comparação com sensores CCD tradicionais, especialmente quando se trata de eventos de baixa intensidade de luz [62].

Além disso, as câmeras sCMOS se destacam pela sua ampla faixa dinâmica, permitindo a captura de sinais com diferentes intensidades de luz em uma única imagem, sem saturação. Isso as torna excelentes opções para aplicações que envolvem a detecção de fenômenos com variações significativas de brilho, como ocorre na astronomia e em experimentos de física de partículas [63, 62].

Outra vantagem importante da sCMOS é a sua velocidade de leitura, muito superior à dos sensores CMOS e CCD convencionais. Isso permite a captura de eventos rápidos com alta precisão temporal, tornando a sCMOS a escolha ideal para experimentos de alta taxa de quadros, como em sistemas de microscopia de fluorescência dinâmica ou em experimentos que envolvem fenômenos transitórios, como a detecção de partículas em

experimentos de física de altas energias [64, 65].

Em comparação com os sensores CCD, a sCMOS oferece uma maior eficiência quântica e uma maior flexibilidade operacional. As câmeras CCD, apesar de serem amplamente utilizadas durante décadas, possuem desvantagens consideráveis, como a velocidade de leitura mais lenta e a presença de artefatos de imagem em condições de iluminação variável. As câmeras EMCCD, que surgiram como uma evolução do CCD, oferecem vantagens em termos de sensibilidade, mas ainda apresentam custos mais elevados e são mais suscetíveis ao ruído de leitura em aplicações de alta velocidade [66].

A sCMOS, por outro lado, combina a sensibilidade necessária com alta resolução e a capacidade de realizar aquisições rápidas, com tempos de resposta muito menores, eliminando grande parte dos problemas de pós-processamento causados pelo ruído térmico e pelo *dark current*. Essa combinação faz com que a sCMOS se destaque em uma variedade de campos científicos, desde a biologia celular até a astronomia e a física de partículas [67, 68].

No campo da biologia, a sCMOS tem sido amplamente utilizada em sistemas de microscopia de fluorescência e imagem de células vivas, onde a alta sensibilidade e a resolução temporal são essenciais para capturar processos biológicos dinâmicos. A capacidade de operar em altas taxas de quadros e de capturar detalhes precisos em condições de baixa luminosidade faz da sCMOS uma excelente opção para esse tipo de aplicação [62].

Na física de partículas e astronomia, a sCMOS é amplamente utilizada devido à sua capacidade de capturar eventos de alta energia e baixa luminosidade com grande precisão. Experimentos que envolvem a detecção de partículas raras, como o estudo de matéria escura, requerem sensores com baixa taxa de ruído e alta eficiência de detecção, características nas quais a sCMOS se destaca. A capacidade de operar em condições extremas e de fornecer dados confiáveis faz dela uma escolha preferida para uma variedade de aplicações científicas avançadas [65].

### 3 OS SENSORES DE IMAGEM UTILIZADOS

#### 3.1 CARACTERÍSTICAS DOS SENSORES NO CONTEXTO DO PROJETO CYGNO

No projeto CYGNO, um dos principais desafios é a detecção de eventos de ionização causados pela interação de partículas com o gás dentro do detector. Para registrar esses eventos com a precisão necessária, o detector LIME depende de sensores de alta tecnologia, capazes de capturar imagens com elevado nível de detalhe e sensibilidade. Os sensores sCMOS combinam vantagens tecnológicas que os tornam altamente adequados para o tipo de detecção exigido pelo CYGNO. Abaixo, apresentamos as principais características que um sensor sCMOS deve possuir para operar de forma eficiente nesse experimento:

- **Alta resolução espacial:** No contexto do detector LIME, é desejável que o sensor sCMOS tenha uma alta resolução espacial. Essa característica permite capturar com precisão os rastros das partículas ionizantes que atravessam o gás no interior da câmara de detecção. Um sensor capaz de distinguir detalhes em uma escala fina é fundamental para que se possam identificar traços individuais e analisar suas propriedades, como direção e comprimento, com alta fidelidade.
- **Sensibilidade à baixa luminosidade ou Eficiência Quântica:** No ambiente do detector, os eventos de ionização geralmente resultam em emissão de luz muito fraca, especialmente em interações de baixa energia. Por isso, é desejável que o sensor sCMOS seja sensível à luz em condições de baixa luminosidade, capturando até os sinais mais fracos. Esse nível de sensibilidade é garantido pela alta eficiência quântica do sensor, que deve ser maior na faixa de comprimento de onda relevante para o experimento.
- **Baixo ruído de leitura:** Uma das principais exigências para qualquer sensor utilizado no CYGNO é a minimização do ruído de leitura. O ruído eletrônico pode mascarar ou distorcer os sinais fracos gerados pelos eventos de ionização, o que comprometeria a precisão dos dados. Sensores sCMOS de última geração apresentam ruído de leitura extremamente baixos, garantindo uma excelente relação sinal-ruído.
- **Alta faixa dinâmica:** A capacidade de lidar com uma ampla gama de intensidades de luz é outra característica essencial. Os sensores sCMOS devem apresentar uma faixa dinâmica suficiente para capturar, sem saturação, tanto os eventos mais fracos quanto os mais intensos. A faixa dinâmica ideal para o detector LIME é de 16 bits ou mais, permitindo que o sensor registre diferenças sutis de intensidade em um único quadro, preservando informações relevantes dos eventos de ionização.
- **Alta taxa de quadros e velocidade de leitura:** A taxa de quadros elevada é outro requisito técnico importante para um sensor sCMOS no CYGNO. O sensor deve ser

capaz de capturar eventos que ocorrem rapidamente, registrando variações temporais com precisão. Além disso, a velocidade de leitura deve ser alta o suficiente para garantir que os dados sejam processados e armazenados sem perda de informações entre os quadros, o que é especialmente relevante em um ambiente com taxas de eventos variáveis.

Essas características técnicas garantem que os sensores sCMOS se ajustem às demandas rigorosas do experimento CYGNO, proporcionando uma detecção de alta precisão e qualidade. A escolha de um sensor adequado para o LIME deve, portanto, considerar a combinação destas características técnicas, sendo estas elementos fundamentais para a obtenção de dados confiáveis e detalhados na busca por sinais de matéria escura e outros fenômenos raros. Nesta seção, serão apresentados os modelos específicos de sensores sCMOS que estão sendo avaliados e suas características técnicas.

### 3.2 SENSOR C15440-20UP: FUSION BT

O sensor ORCA-Fusion BT, modelo C15440 (Figura 31), é uma câmera científica CMOS de última geração projetada para aplicações que requerem extrema sensibilidade à luz, baixo ruído de leitura e alta uniformidade de captura. Este sensor foi desenvolvido para oferecer desempenho superior em condições de baixa luminosidade, sendo especialmente adequado para áreas como microscopia de fluorescência, imagem de células vivas, e outras aplicações científicas que exigem alta precisão e confiabilidade nos dados.

Com uma resolução de 5,3 megapixels, composta por uma matriz de 2304 x 2304 pixels, o sensor ORCA-Fusion BT possui pixels de  $6,5 \mu m \times 6,5 \mu m$ , o que permite a captura de imagens de alta definição com excelente fidelidade de detalhes. A tecnologia de retro-iluminação de terceira geração (Gen III) aplicada ao sensor resulta em uma eficiência quântica (QE) excepcional, Figura 32, atingindo até 95% em  $550 \text{ nm}$ . Essa alta eficiência é fundamental para maximizar a coleta de fótons, garantindo imagens de alta qualidade mesmo em condições de iluminação muito baixa.

O ORCA-Fusion BT se destaca por seu ruído de leitura extremamente baixo, que pode ser tão baixo quanto 0,7 elétrons RMS no modo de varredura ultra silenciosa (*Ultra Quiet Scan*). Este nível de ruído é um dos mais baixos disponíveis em sensores CMOS, permitindo a detecção precisa de sinais muito fracos, o que é crucial para a precisão nas medições científicas. A câmera também oferece uma excelente uniformidade de ruído de leitura, minimizando as variações entre os pixels e garantindo que as imagens capturadas sejam homogêneas e livres de artefatos que possam comprometer a análise quantitativa.

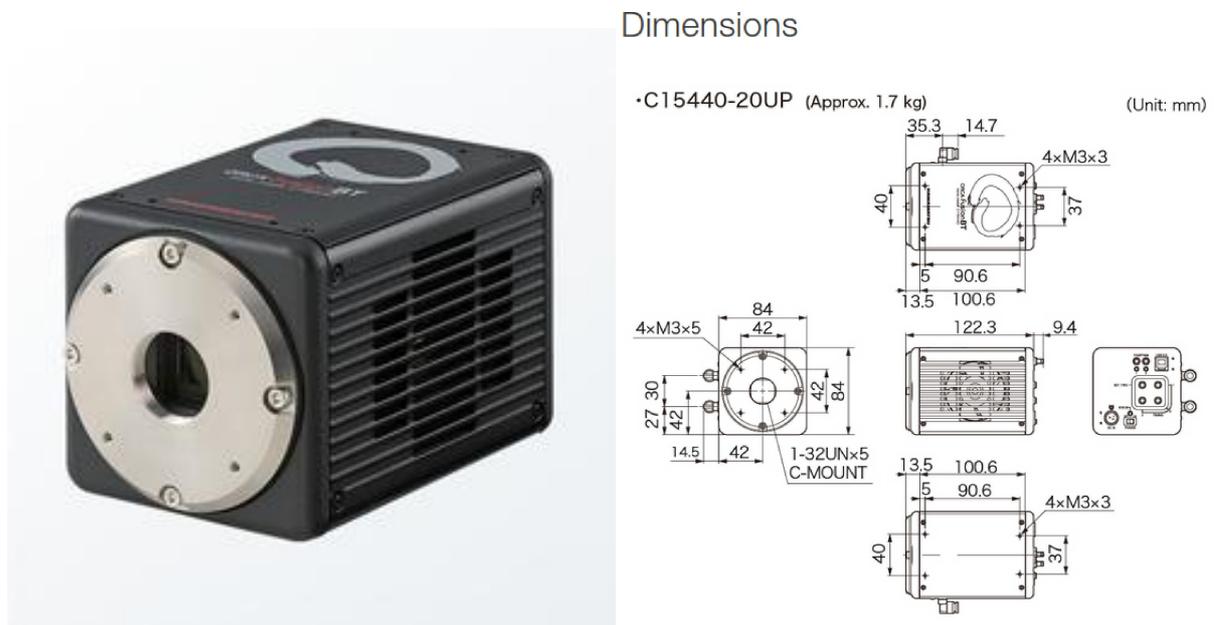
Além do baixo ruído, o sensor ORCA-Fusion BT é capaz de operar a uma taxa de quadros de até 89,1 FPS em resolução total, o que o torna ideal para a captura de eventos dinâmicos e rápidos, sem sacrificar a resolução ou a qualidade da imagem. Essa

combinação de alta velocidade e baixa emissão de ruído é especialmente útil em aplicações de imagem ao vivo e em experimentos que envolvem amostras biológicas sensíveis à luz.

Outro ponto importante é a capacidade de *binning* digital do sensor, que permite combinar os sinais de vários pixels para aumentar a sensibilidade e melhorar a relação sinal-ruído (SNR). Mesmo com o *binning*, o sensor mantém um nível de ruído de leitura muito baixo, o que o torna uma opção versátil tanto para configurações que exigem alta resolução quanto para aquelas que necessitam de maior sensibilidade em condições de baixa luminosidade.

O sistema de resfriamento do ORCA-Fusion BT foi projetado para manter a temperatura do sensor em níveis ideais durante a operação, minimizando o ruído térmico e garantindo a estabilidade das medições ao longo de longos períodos de exposição. Este sistema de resfriamento eficiente é essencial para manter o sensor operando dentro de seus parâmetros ideais, especialmente em aplicações que exigem capturas de imagens prolongadas.

O ORCA-Fusion BT oferece múltiplas opções de interface, incluindo USB 3.0 e CoaXPress, que permitem uma rápida transferência de dados e facilitam a integração com uma variedade de sistemas de captura e análise.



(a) Sensor C15440

(b) Sensor C15440 - Dimensions

Figura 31 – Sensor C15440

### 3.2.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

A Tabela 1 a seguir fornece as principais especificações técnicas para o sensor **C15440** que será analisado.

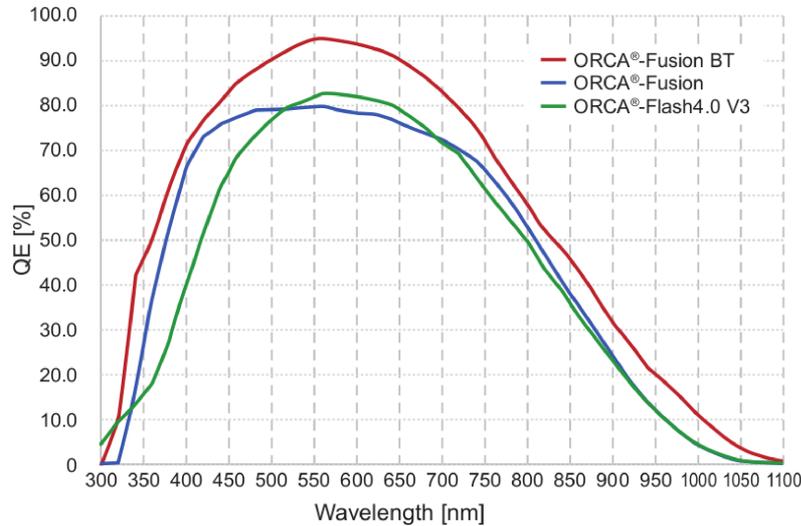


Figura 32 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C15440

Type number	C15440-20UP
Imaging device	Scientific CMOS image sensor
Effective number of pixels	2304 (H) × 2304 (V)
Pixel size	6.5 $\mu\text{m}$ (H) × 6.5 $\mu\text{m}$ (V)
Effective area	14.976 mm (H) × 14.976 mm (V)
Full well capacity	15000 electrons
Dynamic range	21 400 : 1
Frame rate (Full resolution)	89.1 frames/s (CoaXPress), 31.6 frames/s (USB)
Readout noise	1.6 electrons rms
Conversion Factor	0.24 $e^-$ /ADC
Dark offset	100 counts
Digital output	16 bit / 12 bit / 8 bit
Exposure time	17 $\mu\text{s}$ to 10 s
External trigger input mode	Edge, Global reset edge, Level, Global reset level, Sync readout, Start
Trigger output	Global exposure timing output, Trigger ready output, 3 programmable timing outputs, High output, Low output
Binning	2×2, 4×4
Sub-array	Yes
Interface	USB 3.1 Gen 1, CoaXPress (Quad CXP-6)
Lens mount	C-mount
Power supply	AC100 V to AC240 V, 50 Hz/60 Hz
Power consumption	Approx. 155 VA
Ambient operating temperature	0°C to +40°C
Ambient operating humidity	30 % to 80 % (With no condensation)
Ambient storage temperature	-10°C to +50°C
Ambient storage humidity	90 % Max. (With no condensation)

Tabela 1 – Sensor C15440 - Especificações Técnicas

### 3.3 SENSOR C15550-20UP: QUEST

O sensor C15550 (Figura 33), da linha ORCA-Quest, é uma câmera CMOS científica de alta performance projetada para atender às demandas mais exigentes de aplicações científicas que requerem precisão extrema na captura e análise de dados. Este sensor foi desenvolvido com uma série de características técnicas que o tornam ideal para ambientes

de baixa luminosidade e para experimentos que exigem alta sensibilidade e precisão na detecção de fótons.

Com uma resolução de 9,4 megapixels, distribuída em uma matriz de 4096 x 2304 pixels, o C15550 oferece uma alta densidade de pixels, cada um medindo  $4,6 \mu m \times 4,6 \mu m$ . Essa configuração permite capturar imagens com alta definição e detalhes precisos, o que é essencial para aplicações como microscopia de super-resolução e análise de materiais. A estrutura retroiluminada do sensor contribui para uma eficiência quântica (QE) excepcional, Figura 34, atingindo até 85% em  $460 \text{ nm}$ , o que garante uma excelente sensibilidade à luz em uma ampla gama de comprimentos de onda, incluindo a região do infravermelho próximo.

Uma das principais características do C15550 é seu ruído de leitura extremamente baixo, medido em apenas 0,27 elétrons RMS no modo de varredura ultra silenciosa (*Ultra Quiet Scan*). Este nível de ruído é um dos mais baixos disponíveis para sensores CMOS, o que permite a detecção precisa de sinais fracos sem comprometer a integridade dos dados. O sensor também é projetado para manter uma corrente escura muito baixa, de apenas 0,016 elétrons por pixel por segundo a uma temperatura de  $-20^\circ\text{C}$ , o que minimiza a interferência térmica em exposições prolongadas e melhora a qualidade da imagem final.

O C15550-20UP é equipado com uma função avançada de correção de pixels em tempo real, garantindo uma uniformidade excepcional em toda a matriz de pixels. Este recurso é essencial para aplicações que exigem alta precisão e consistência nos dados, pois elimina variações indesejadas entre os pixels, resultando em imagens mais uniformes e dados mais confiáveis.

Outro aspecto técnico relevante é a capacidade do sensor de resolver o número de fotoelétrons gerados em cada pixel, conhecida como resolução de número de fótons (PNR). Graças ao baixo ruído de leitura e à alta uniformidade, o C15550 pode contar com precisão o número de fotoelétrons, o que é fundamental para aplicações em que a quantificação de luz é crítica, como em espectroscopia e imageamento quântico.

Em termos de desempenho, o C15550 suporta taxas de quadros de até 30 FPS em resolução total, permitindo a captura de imagens em alta velocidade sem sacrificar a resolução ou a qualidade dos dados. Além disso, o sensor é capaz de operar em modos de leitura que priorizam a precisão ou a velocidade, dependendo das necessidades específicas da aplicação. No modo de varredura ultra silenciosa, por exemplo, a taxa de quadros é reduzida para minimizar o ruído, enquanto no modo padrão, a taxa de quadros é maximizada para capturar eventos rápidos.

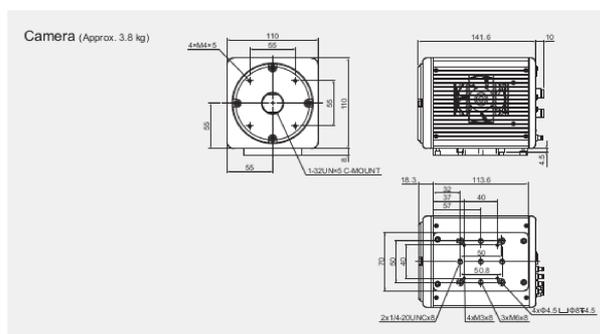
O sensor é compatível com interfaces USB 3.1 Gen 1 e CoaXPress, que oferecem flexibilidade e alta velocidade na transferência de dados. Essa compatibilidade permite que o sensor seja facilmente integrado em uma variedade de sistemas de captura e análise de dados, facilitando sua implementação em laboratórios e em *setups* experimentais complexos.

Além de suas especificações técnicas, o C15550 foi projetado para operar em uma ampla gama de temperaturas, com um sistema de resfriamento eficiente que garante a estabilidade térmica necessária para manter o desempenho ideal mesmo em condições adversas. Esse sistema de resfriamento é essencial para manter o sensor operando dentro de seus parâmetros de ruído de leitura e corrente escura, garantindo a precisão das medições ao longo de longos períodos de uso.



(a) Sensor Orca Quest C15550

Dimensional Outlines (Unit: mm)



(b) Sensor C15550 - Dimensions

Figura 33 – Sensor C15550

### 3.3.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

A Tabela 2 a seguir fornece as principais especificações técnicas para o sensor **C15550** que será analisado.

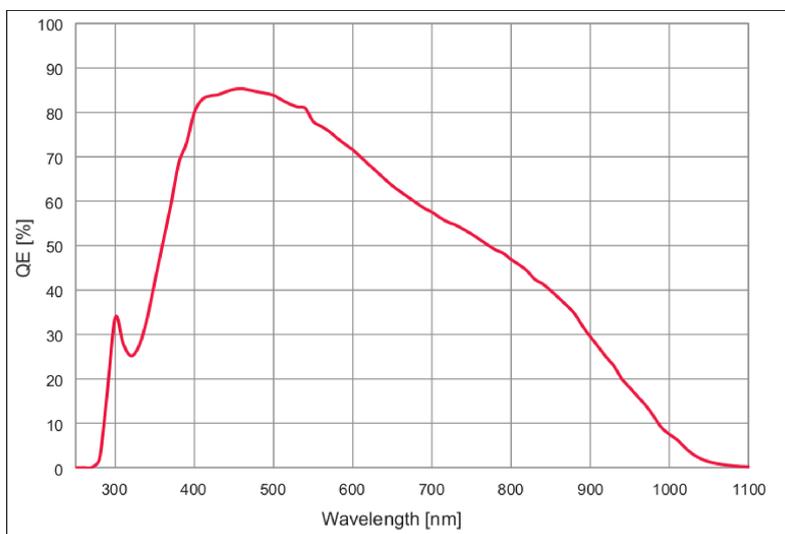


Figura 34 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C15550

Type number	C15550-20UP
Imaging device	Quantitative qCMOS® image sensor
Effective number of pixels	4096 (H) × 2304 (V)
Pixel size	4.6 $\mu\text{m}$ (H) × 4.6 $\mu\text{m}$ (V)
Effective area	18.841 mm (H) × 10.598 mm (V)
Full well capacity	7000 electrons
Dynamic range	26 000 : 1
Frame rate(Full resolution)	120 frames/s (CoaXPress), 17.6 frames/s (USB)
Readout noise	0.43 electrons rms
Conversion Factor	0.107 $e^-$ /ADC
Dark offset	200 counts
Digital output	16 bit / 12 bit / 8 bit
Exposure time	7.2 $\mu\text{s}$ to 1800 s
External trigger input mode	Edge, Global reset edge, Level, Global reset level, Sync readout, Start
Trigger output	Global exposure timing output, Any-row exposure timing output, Trigger ready output, 3 programmable timing outputs, High output, Low output
Binning	2×2, 4×4
Sub-array	Yes
Interface	USB 3.1 Gen 1, CoaXPress (Quad CXP-6)
Lens mount	C-mount
Power supply	AC100 V to AC240 V, 50 Hz/60 Hz
Power consumption	Approx. 155 VA
Ambient operating temperature	0°C to +40°C
Ambient operating humidity	30 % to 80 % (With no condensation)
Ambient storage temperature	-10°C to +50°C
Ambient storage humidity	90 % Max. (With no condensation)

Tabela 2 – Sensor C15550 - Especificações Técnicas

### 3.4 SENSOR C11440-62U: THORIT

O sensor C11440 (Figura 35) é um modelo de câmera CMOS científica desenvolvido para aplicações que exigem alta sensibilidade, estabilidade térmica e baixo ruído de leitura. Projetado para atender às demandas de precisão e qualidade de imagem em ambientes de pesquisa avançada, este sensor se destaca por suas especificações técnicas que suportam uma ampla gama de experimentos em áreas como microscopia super-resolução, imagem de células vivas e outras aplicações que necessitam de alta resolução e taxas de quadros rápidas.

Este sensor possui uma resolução de 4 megapixels, com um tamanho de pixel de  $6,5 \mu\text{m} \times 6,5 \mu\text{m}$ , o que resulta em uma área efetiva de  $13,312 \text{ mm} \times 13,312 \text{ mm}$ . Essa configuração permite capturar imagens detalhadas com alta precisão. O C11440 é equipado com uma capacidade de poço completo de 30.000 elétrons, o que, combinado com seu baixo ruído de leitura típico de 2,1 elétrons RMS, permite a detecção de sinais fracos, essencial para aplicações de imagem em baixa luminosidade.

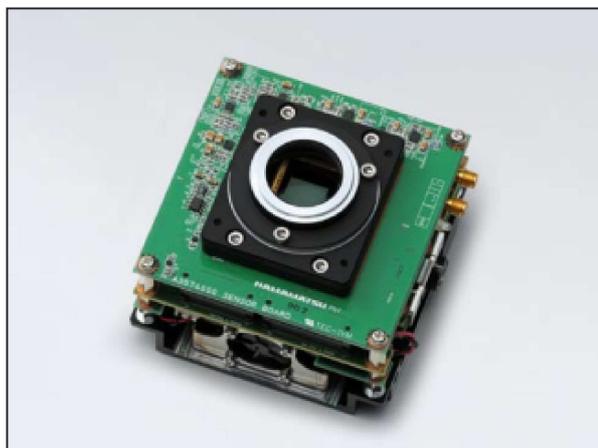
A eficiência quântica do sensor, Figura 36, é outra característica destacada, alcançando mais de 70% em comprimentos de onda de 600  $\text{nm}$ . Isso garante uma alta sensibilidade à luz, crucial para capturar imagens nítidas e de alta qualidade, especialmente em condições de iluminação desafiadoras. A câmera também opera com uma taxa de quadros de 30 FPS em resolução total (2048 x 2048 pixels), podendo chegar a até 25.655

FPS em modos de leitura reduzida, como 512 x 8 ROI, oferecendo flexibilidade para uma variedade de cenários experimentais.

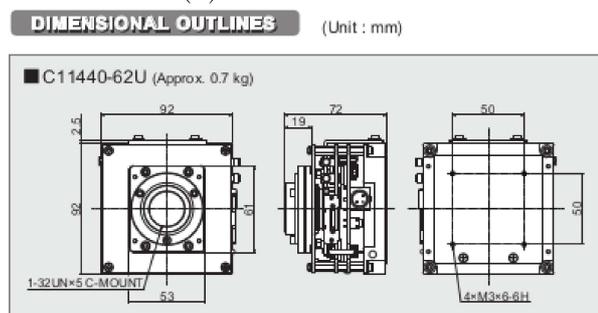
Além disso, o C11440 é projetado com um sistema de estabilização térmica que mantém a temperatura do sensor em níveis ideais durante a operação, reduzindo o impacto do ruído térmico nas imagens. Essa característica é particularmente importante em experimentos que requerem longos períodos de exposição ou em ambientes onde as condições térmicas variam.

Em termos de conectividade, o sensor utiliza uma interface USB 3.0, que permite uma transferência de dados rápida e confiável para o sistema de aquisição, garantindo que as imagens capturadas sejam transmitidas sem perda de qualidade. A câmera também suporta modos de leitura *sub-array* e *binning* digital 2x2/4x4, proporcionando flexibilidade adicional na configuração das imagens para atender às necessidades específicas de cada aplicação.

O C11440, com seu design compacto e leve, é ideal para integração em uma ampla gama de sistemas de medição e análise, oferecendo desempenho confiável em um formato que facilita sua incorporação em *setups* experimentais complexos. As especificações técnicas deste sensor o tornam uma escolha robusta para aplicações científicas que exigem alta precisão, sensibilidade à luz e flexibilidade operacional.



(a) Sensor C11440



(b) Sensor C11440 - Dimensions

Figura 35 – Sensor C11440

### 3.4.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

A Tabela 3 a seguir fornece as principais especificações técnicas para o sensor **C11440** que será analisado.

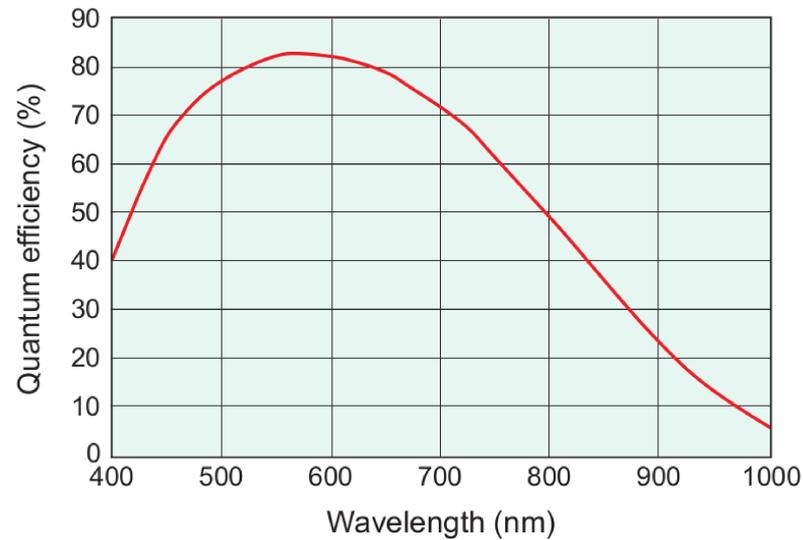


Figura 36 – Curva de Eficiência Quântica do sensor C11440

Type number	C11440-62U
Imaging device	Scientific CMOS image sensor
Effective number of pixels	2048 (H) × 2048 (V)
Pixel size	6.5 $\mu\text{m}$ (H) × 6.5 $\mu\text{m}$ (V)
Effective area	13.312 mm (H) × 13.312 mm (V)
Full well capacity	30 000 electrons
Dynamic range	20 000 : 1
Frame rate (Full resolution)	30 frames/s
Readout noise	2.1 electrons (rms)
Conversion Factor	0.46 $e^-$ /ADC
Dark offset	100 counts
Digital output	16 bit
Exposure time	1 ms to 30 s (Internal trigger mode at full resolution)
External trigger input mode	Edge trigger, Level trigger, Synchronous readout trigger, Start trigger, Global reset edge trigger, Global reset level trigger
Trigger output	Programmable timing outputs, Low output, High output, Trigger ready output, Global exposure timing output
Binning	2×2, 4×4
Sub-array	Yes
Interface	USB 3.0
Lens mount	C-mount
Power supply	DC +12 V
Power consumption	Approx.15 W
Ambient operating temperature	0°C to +40°C
Ambient operating humidity	30 % to 80 % (with condensation)
Ambient storage temperature	-10°C to +50°C
Ambient storage humidity	90 % max. (with no condensation)

Tabela 3 – Sensor C11440 - Especificações Técnicas

## 4 ANÁLISE DO PEDESTAL E RUÍDO DOS SENSORES

### 4.1 PROCEDIMENTO DA ANÁLISE

A presente seção foi conduzida com o objetivo de analisar o comportamento do ruído de fundo dos sensores **C15440-20UP: Orca Fusion Bt**, **C15550-20UP: Orca Quest** e **C11440-62U: Thorit**. Para garantir a eliminação de interferências luminosas externas, as partes frontais dos sensores foram cuidadosamente cobertas, assegurando que nenhuma luz incidente alcançasse as áreas ativas durante o processo de aquisição das imagens.

O ruído e sua relação com o tempo de exposição em sensores de imagem desempenham um papel crucial no que tange a qualidade das imagens adquiridas, ajustando-se às condições de luminosidade do ambiente ou às características dos eventos de interesse. Em ambientes de baixa luminosidade (ou de baixa taxa de eventos), tempos de exposição mais longos são frequentemente utilizados para permitir que uma quantidade maior de luz (ou uma quantidade maior de eventos) seja coletada pelo sensor, aumentando a quantidade de fotoelétrons capturados. No entanto, esse aumento no tempo de exposição também pode resultar em uma elevação no nível de ruído, particularmente devido à variação térmica intrínseca do sensor durante períodos prolongados de coleta de dados.

Com o objetivo de investigar de forma detalhada a relação entre ruído e tempo de exposição nos sensores em estudo, foi realizado um experimento no qual imagens foram adquiridas utilizando sete tempos de exposição distintos: 10, 30, 100, 300, 1.000, 3.000 e 10.000 *ms*. Essa variação nos tempos de exposição permite analisar como o ruído de fundo se comporta à medida que o sensor é exposto a diferentes durações de captura de luz. Para cada tempo de exposição considerado, foram geradas 400 imagens para cada sensor em análise, resultando em um total de 8.400 imagens. Este volume substancial de dados proporciona que uma análise estatística seja realizada, permitindo uma compreensão aprofundada do ruído presente nas imagens capturadas pelos sensores e do impacto do tempo de exposição no mesmo.

A análise de ruído foi organizada em duas vertentes principais, cada uma abordando aspectos distintos, mas complementares, do comportamento dos sensores, entendidas como Análise Estatística e Análise Espacial. Essas duas vertentes visam fornecer um entendimento geral e espacial das características do ruído de fundo nos sensores estudados. O conhecimento obtido a partir dessas análises servirá de base para a seleção dos sensores e de suporte para eventuais otimizações dos parâmetros operacionais relacionados à qualidade das imagens adquiridas no âmbito do Experimento CYGNO.

Nesse capítulo, as análises estatística e espacial dos sensores Fusion BT, Quest e Thorit serão apresentadas nas seções 4.2, 4.3 e 4.4, respectivamente. A seção 4.5 irá

apresentar uma comparação sucinta entre os resultados obtidos nas seções anteriores. A seção 4.6 irá apresentar as considerações finais do capítulo.

Antes de entrar nessas seções, as subseções 4.1.1 e 4.1.2 descreverão as mencionadas Análise Estatística e Análise Espacial, que serão aplicadas aos sensores em avaliação.

#### 4.1.1 ANÁLISE ESTATÍSTICA DO RUÍDO

Caracterizado por uma análise estatística do pedestal e do desvio padrão do ruído em relação aos tempos de exposição aplicados durante a aquisição das imagens, considerando uma medida conjunta de todos os pixels do sensor.

A compreensão dessa relação é crucial, especialmente em cenários onde longos tempos de exposição são necessários, e a manutenção de um baixo nível de ruído é imperativa para a qualidade dos dados. Vale notar também que alguns valores médios estimados nesta análise global podem ser usados para comparação com as especificações encontradas nos manuais dos sensores fornecidos pelos fabricantes, servindo portanto como meio para a validação das medidas.

#### 4.1.2 ANÁLISE ESPACIAL DO RUÍDO

Esta análise se concentrará nas variações espaciais do comportamento do ruído ao longo da área ativa dos sensores. Esta abordagem é essencial para identificar e compreender possíveis heterogeneidades na resposta dos sensores, que podem comprometer a uniformidade e a precisão das medições. Através dessa análise, pretende-se mapear o ruído em diferentes regiões dos sensores, proporcionando uma visão detalhada das possíveis irregularidades e seus impactos nos resultados experimentais.

Nesta seção, uma análise comparativa será realizada entre diferentes regiões do sensor para quantificar possíveis distorções espaciais no comportamento do ruído. Para alcançar esse objetivo, dois métodos distintos foram empregados:

- **Mapeamento de Média e Desvio Padrão:** A partir das imagens adquiridas em sequência, calcula-se a média e o desvio padrão de cada pixel, resultando em duas novas imagens que contêm essas informações, chamadas de *Mean Map* e *STD Map*. Esses mapas permitem uma visualização precisa das variações de ruído em toda a área ativa do sensor.
- **Divisão em Quadrantes e Regiões:** Com base nos mapas gerados, a área ativa do sensor é dividida em quadrantes, e cada quadrante é subdividido em pequenas regiões de 72x72 pixels, partindo do centro e indo até as quatro bordas opostas, como ilustrado na Figura 37. Essa divisão possibilita a construção de curvas para cada quadrante, mostrando a evolução da média e do desvio padrão do ruído à medida que se move do centro para as extremidades do sensor.

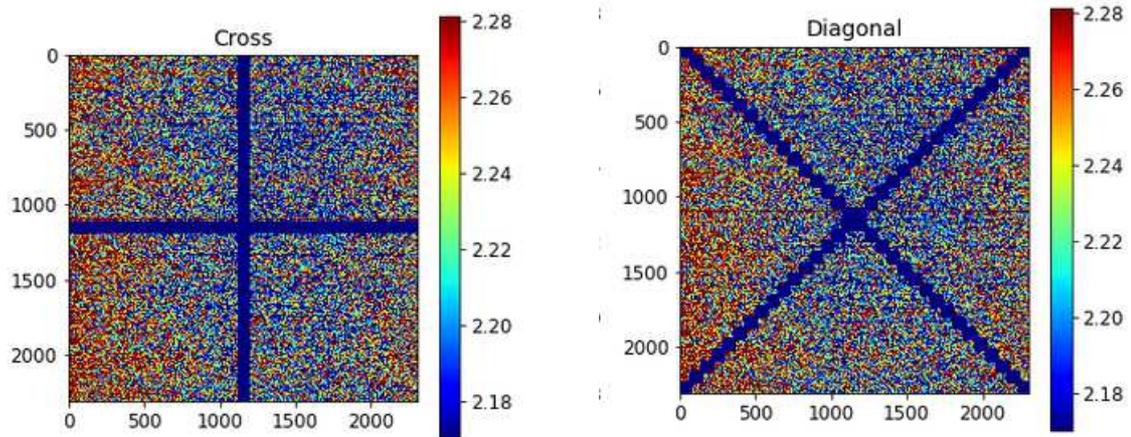


Figura 37 – Divisão do sensor em regiões no padrão Cross (esquerda) e diagonal (direita).

Dois tipos de divisões regionais foram considerados nessa análise, denominados *Cross* e *Diagonal*, para avaliar como diferentes padrões de segmentação espacial podem influenciar a percepção das variações de ruído. A aplicação desses métodos permite uma caracterização detalhada das distorções espaciais no comportamento do ruído, destacando as áreas que apresentam maior variação e, conseqüentemente, potencialmente maior impacto na qualidade dos dados coletados.

- ***Divisão Cross***, parti-se do centro, percorrendo o sensor até as bordas em ângulos de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$ , conforme Figura 37 à esquerda.
- ***Divisão Diagonal***, parti-se do centro, percorrendo o sensor até as bordas em ângulos de  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  e  $315^\circ$ , conforme Figura 37 à direita.

## 4.2 SENSOR C15440-20UP: FUSION BT

### 4.2.1 ANÁLISE ESTATÍSTICA

A Figura 38 mostra as distribuições normalizadas (EPDF do inglês, *Empirical Probability Density Function*) das medidas de pedestal e ruído RMS do sensor **C15440** e suas respectivas IECDF (do inglês, *Inverse Empirical Cumulative Distribution Function*) para diferentes tempos de exposição, e a Figura 39 mostra a evolução das respectivas médias de pedestal ( $\mu$ ) e ruído RMS ( $\sigma$ ) conforme o tempo de exposição aumenta. A Tabela 4 resume os valores encontrados.

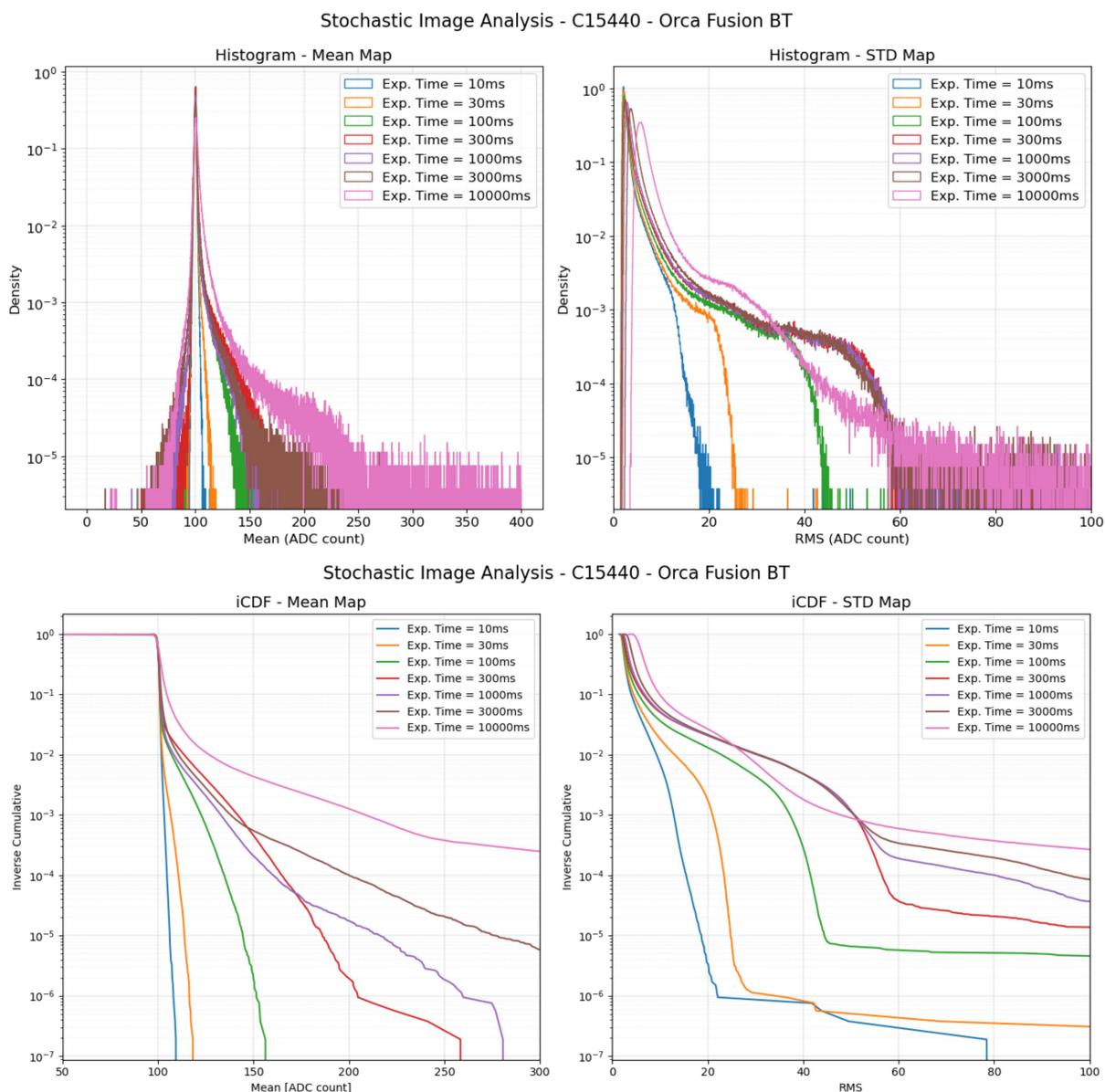


Figura 38 – C15440: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos.

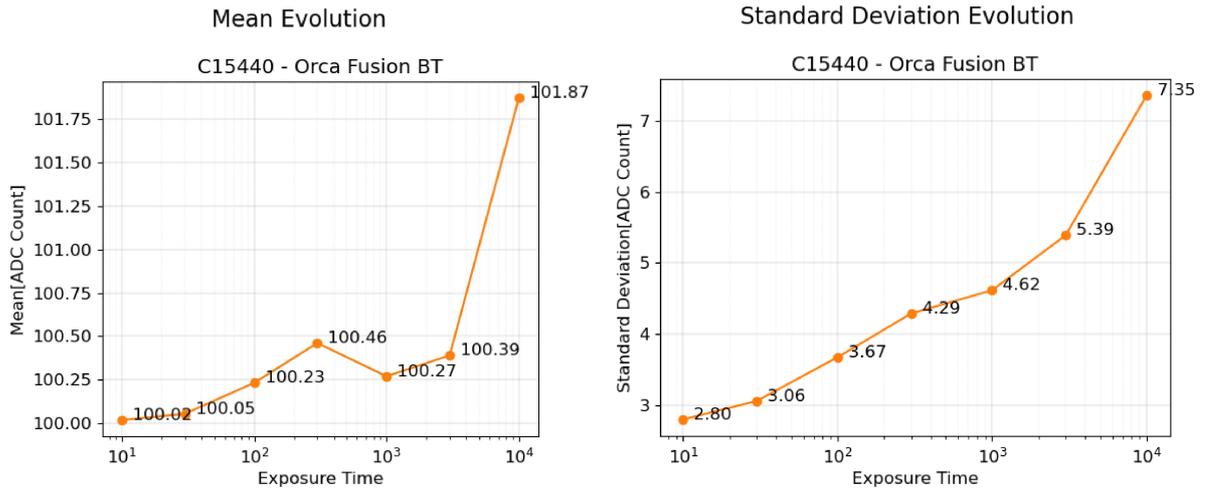


Figura 39 – C15440: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição.

C15440		
Tempo de Exposição	$\mu$ (ADC counts)	$\sigma$ (ADC counts)
10 ms	100.02	2.80
30 ms	100.05	3.06
100 ms	100.23	3.67
300 ms	100.46	4.29
1.000 ms	100.27	4.62
3.000 ms	100.39	5.39
10.000 ms	101.87	7.35

Tabela 4 – C15440: Valores de pedestal ( $\mu$ ) e ruído RMS ( $\sigma$ ) para diferentes tempos de exposição.

## PEDESTAL

À esquerda da Figura 38 pode-se notar a presença de cauda nas distribuições mostradas. Esse efeito de cauda aumenta gradualmente com o aumento do tempo de exposição, dando um salto considerável já nos tempos mais curtos, na transição entre 30 ms e 100 ms. Somente para o maior tempo de exposição que uma porcentagem maior de pixels é impactada mais severamente ( $> 10\%$ , valor aproximado usando o joelho da curva como referência), justificando o grande salto de valores entre os tempos de 3000 ms e 10000 ms.

De acordo com a Figura 39 e a Tabela 4, a diferença na média do pedestal entre os tempos de exposição de 10 ms e 10.000 ms foi de  $\mu_{10ms} - \mu_{10.000ms} = 1.85$  ADC counts, correspondendo a uma variação de 1.85%. Esta pequena variação sugere que o pedestal deste sensor é pouco suscetível à variação do tempo de exposição.

Por fim, vale ressaltar que o parâmetro de pedestal não é o mais relevante, do ponto de vista operacional, dado que este pode sempre ser corrigido por uma operação simples de subtração. No entanto, essa análise é ainda importante no que se refere ao entendimento geral das características do sensor e na identificação de pixels com componente de ruído impulsivo, por exemplo.

## RUÍDO RMS

Observando os gráficos à direita da Figura 38, para cada curva, pode-se notar dois efeitos de cauda: um iniciando, aproximadamente, entre 5% e 10% dos pixels, e outro muito abaixo, entre 0.0001% e 0.1%. Avaliando tal efeito de cauda, é possível notar que, de modo geral, uma parcela pequena dos pixels tem seu valor de ruído aumentado significativamente em relação ao tempo de exposição mais curto. Por exemplo para 10, 30 e 100 *ms*, 0,1% (1%) dos pixels têm ruído RMS maior que 15, 22 e 40 (10, 15 e 23) *ADC counts*. A grande maioria dos pixels tem um aumento de ruído mais moderado, fazendo com que na média global, o valor do ruído RMS também seja moderado. No gráfico superior à direita da Figura 38 pode-se também notar um deslocamento global das distribuições, que aumenta gradualmente conforme o tempo de exposição cresce. Este deslocamento é o principal responsável pelo aumento da média do ruído RMS.

De acordo com a Figura 39 e a Tabela 4, a média do ruído RMS do sensor **C15440** mais do que dobrou entre os tempos de 10 *ms* e 10.000 *ms*, indo de  $\sigma_{10ms} = 2.80$  para  $\sigma_{10.000ms} = 7.35$  *ADC counts*, representando um aumento de 162%.

### 4.2.2 ANÁLISE ESPACIAL

A Figura 40 apresenta as medidas de ruído RMS para cada pixel, produzidas a partir do que foi chamado de *STD Map* para tempos de exposição de 10 *ms* a 10.000 *ms*, respectivamente. Nessas imagens, observa-se que os valores de ruído apresentam uma variação mais acentuada nas bordas do sensor quando comparados às regiões mais centrais. Essa variação é especialmente evidente na borda direita do sensor, onde os valores de ruído são consistentemente mais elevados. Esse fenômeno é comumente referido como efeito de borda, caracterizado por um maior nível de ruído nas regiões periféricas do sensor.

O efeito de borda é um aspecto crítico a ser considerado, pois pode indicar uma suscetibilidade maior a ruídos e variações em áreas próximas às extremidades do sensor, o que pode impactar a precisão das medições nessas regiões e a área ativa útil para o experimento. Portanto, a identificação e a avaliação desse efeito são essenciais para compreender as limitações do sensor **C15440**.

Finalmente, relacionando a Figura 40 com a seção anterior, fica evidente que as caudas observadas nos gráficos à direita da Figura 38 são formadas principalmente por pixels localizados na extremidade direita do sensor.

## Stochastic Image Analysis - Orca Fusion BT 15440

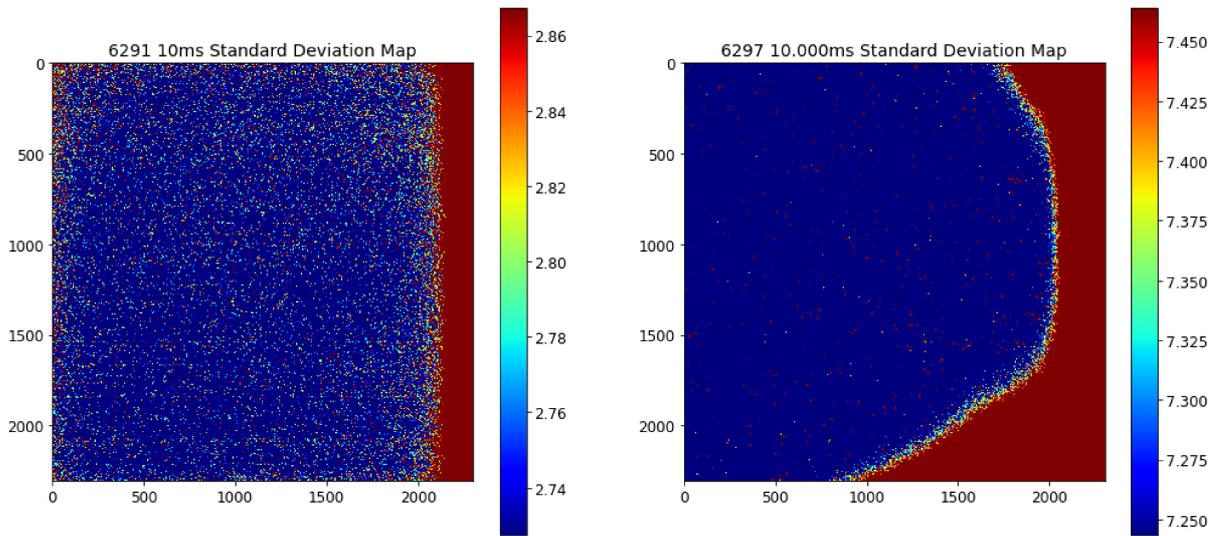
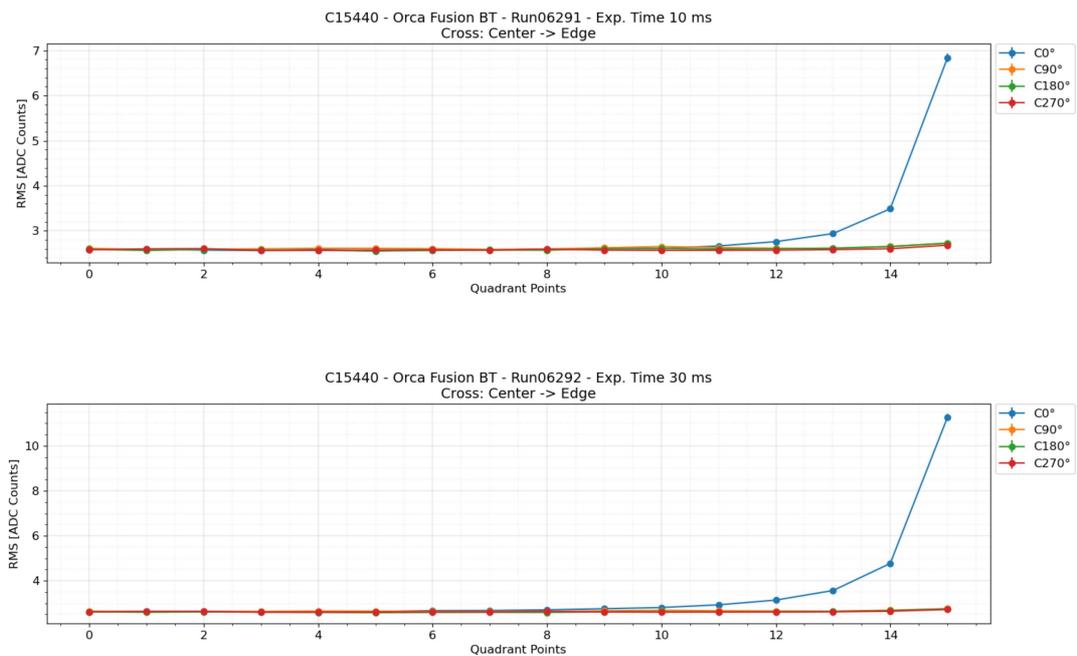


Figura 40 – C15440: *STD Map* para os tempos de exposição de 10ms e 10.000ms.

Como ilustrado na Figura 37, a imagem *STD Map* foi dividida em regiões seguindo dois padrões: *Cross* e *Diagonal*. A análise dessas segmentações será apresentada a seguir.

ANÁLISE *CROSS*

A variação do ruído RMS de acordo com as regiões da segmentação *Cross* para diferentes tempos de exposição pode ser visto na Figura 41.



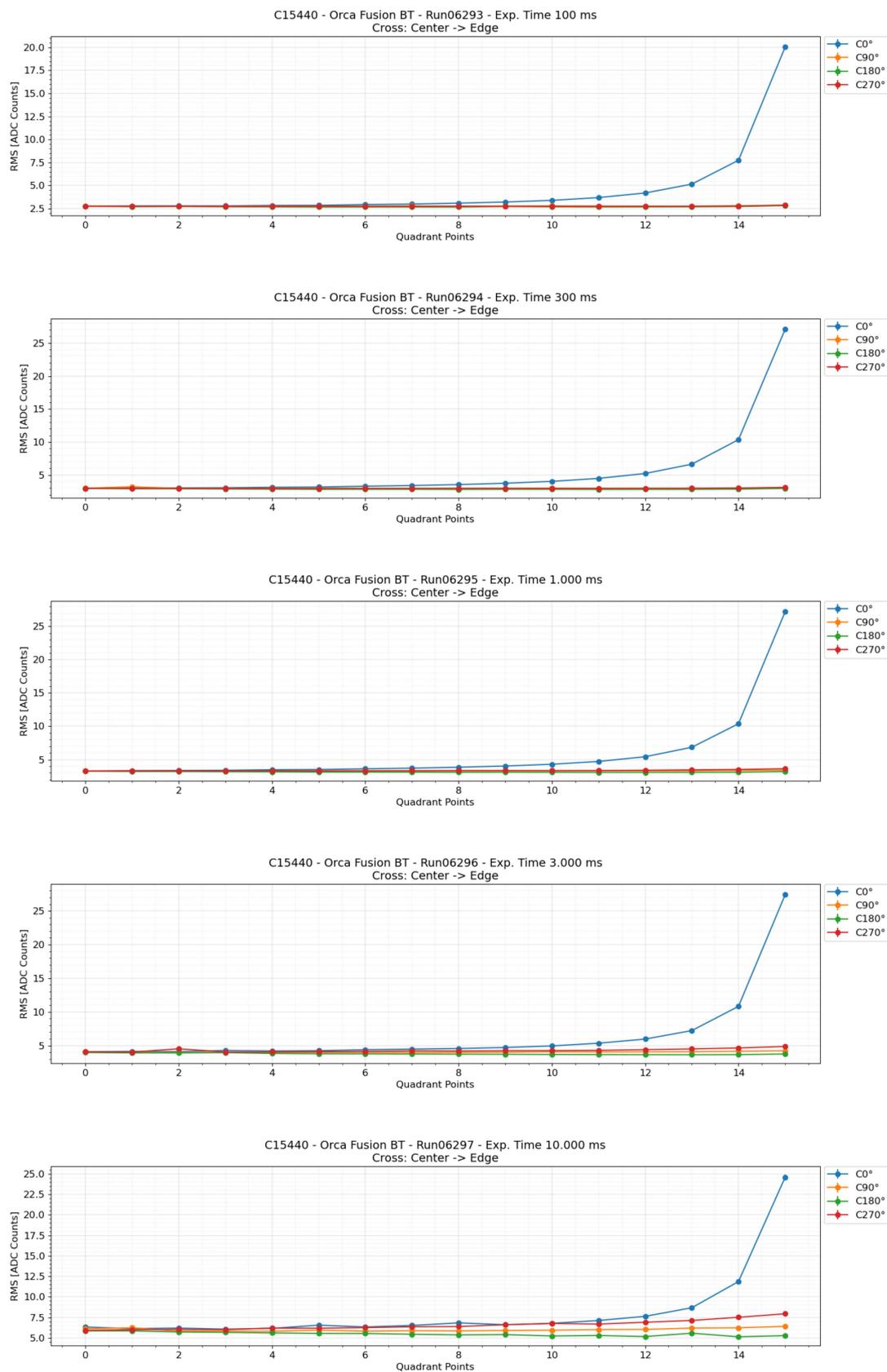


Figura 41 – Quadrantes da Análise *Cross*.

O ângulo de  $C0^\circ$  destacou-se com valores mais acentuados em comparação aos outros ângulos analisados. No tempo de exposição de  $10ms$ , observa-se que o valor do ruído

RMS começa a se diferenciar a partir do *Quadrant Point* 12, atingindo aproximadamente  $\sigma = 7$  *ADC counts* (1,7 elétrons) no *Quadrant Point* 15. Esse comportamento persistente é notado também nos tempos de exposição subsequentes com aumento dos valores de ruído nas bordas até o tempo de exposição de 300 *ms*. A partir deste ponto, as curvas para o ângulo  $C0^\circ$  se mantêm similares enquanto que para os ângulos de  $C90^\circ$  e  $C170^\circ$ , o ruído RMS sofre um pequeno aumento nas bordas com o crescimento do tempo de exposição.

Nota-se também que, a partir de 1000 *ms*, fica evidente um aumento de ruído em todos os *Quadrant Points*, que começa, aproximadamente, em 2,5 *ADCcounts* (0,6 elétrons) no primeiro *Quadrant Point*, para 10 *ms*, e termina em 6 *ADCcounts* (1,4 elétrons) no primeiro *Quadrant Point*, para 10000 *ms*, praticamente dobrando de valor.

O efeito de borda é portanto uma característica observável em todos os tempos de exposição analisados, com os valores máximos variando significativamente, de 7 a 25 *ADC counts* (de 1,7 a 6,0 elétrons). Essa variação nos valores máximos indica que o efeito de borda é um fenômeno consistente, mas com uma intensidade que aumenta conforme o tempo de exposição se alonga.

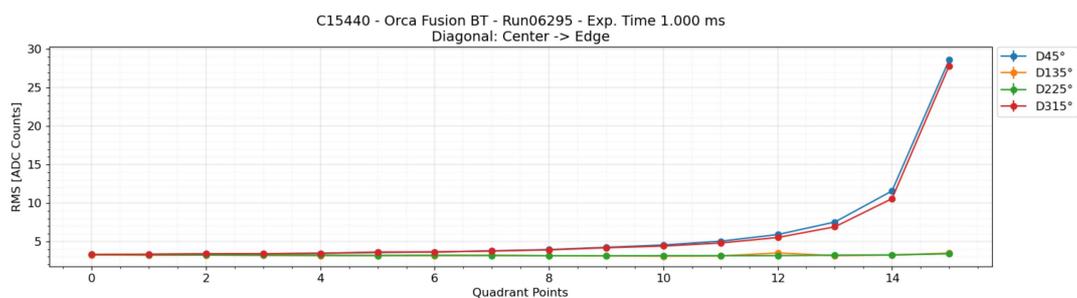
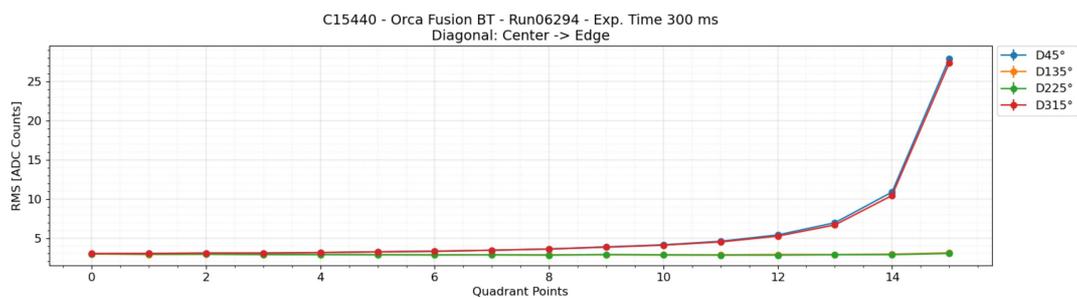
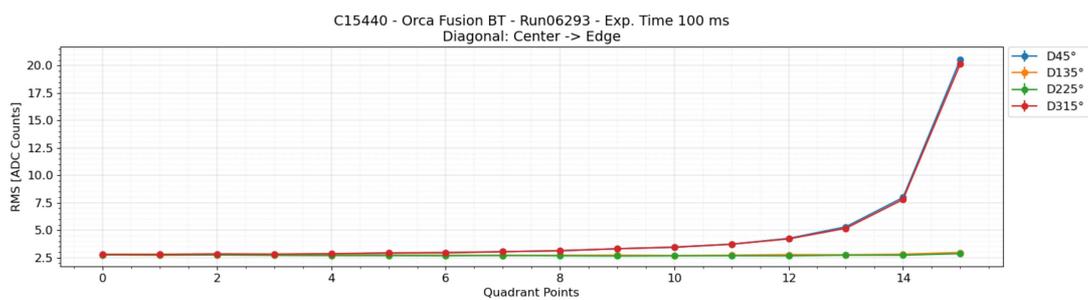
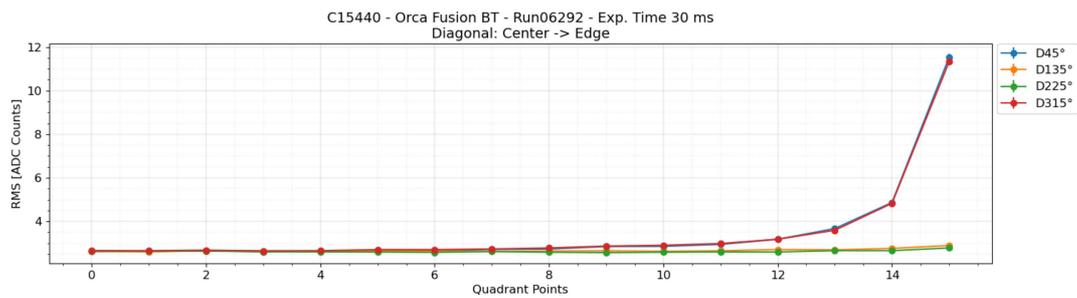
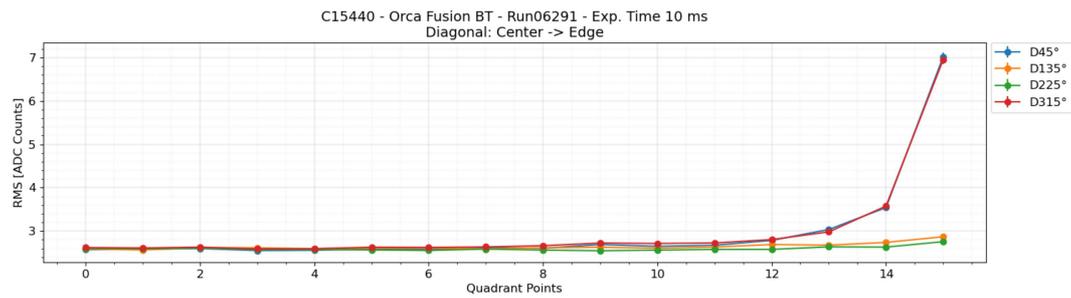
## ANÁLISE DIAGONAL

Como pode ser vista na Figura 42, na análise *Diagonal*, os ângulos de  $D45^\circ$  e  $D315^\circ$  se destacam por apresentarem claro efeito de borda, indo de aproximadamente 2,5 a 11 *ADC Counts* (de 0,6 a 2,6 elétrons) para 10 *ms*, e de 6 a 35 *ADC Counts* (de 1,4 a 8,4 elétrons) para 10.000 *ms*.

Para longos tempo de exposição (acima de 300 *ms*) o ângulo  $D45^\circ$  começa a se diferenciar do ângulo  $D315^\circ$ , mostrando uma assimetria espacial adicional no comportamento do ruído RMS do sensor, também visível na Figura 40, mostrada anteriormente.

No tempo de exposição de 10 *ms*, os valores de ruído desses dois ângulos começam a se diferenciar a partir do *Quadrant Point* 12, atingindo aproximadamente  $\sigma = 7$  *ADC Counts* no *Quadrant Point* 15, como ocorreu na análise da segmentação *Cross*. Esse padrão de comportamento persiste nos tempos de exposição subsequentes, com uma crescente gradual dos valores máximos de ruído.

Gradualmente os valores mínimos de ruído também vão aumentando, partindo de 2,5 *ADC Counts* (0,6 elétrons) e chegando a 6 *ADCcounts* (1,4 elétrons), de maneira similar ao que ocorreu com a segmentação *Cross*, como esperado uma vez que os valores mínimos ocorrem nas regiões centrais do sensor.



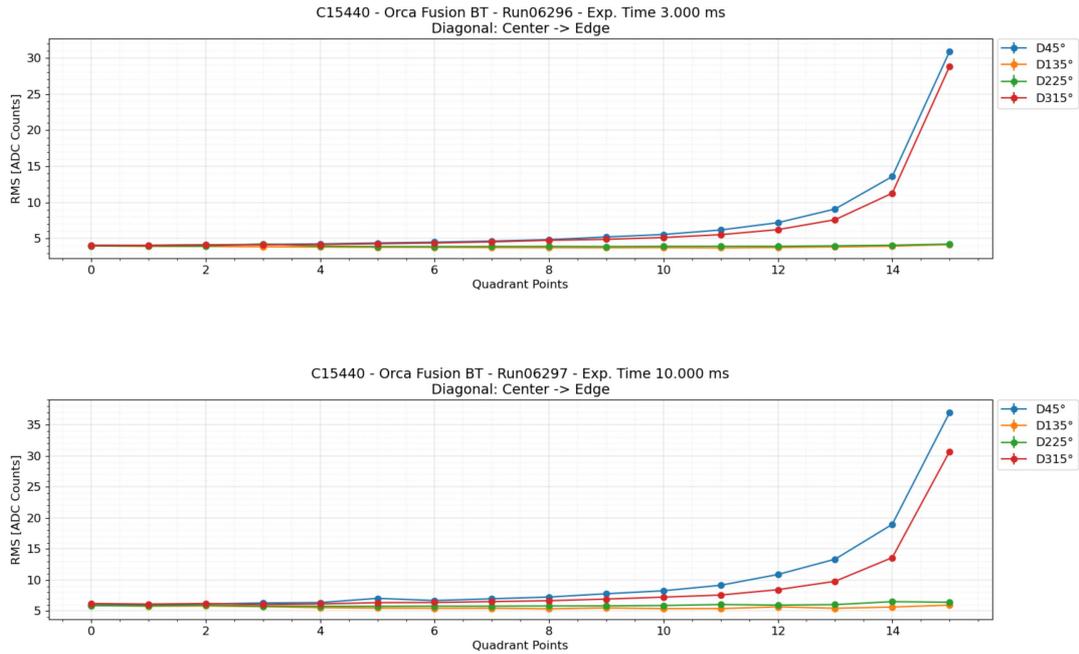


Figura 42 – Quadrantes da Análise Diagonal.

### 4.3 SENSOR C15550-20UP: QUEST

O sensor Quest possui um tamanho distinto dos demais sensores analisados, sendo este 4096(H) x 2304(V), conforme apresentado na Tabela 2, da seção 4.3. Para esta análise, foi utilizada uma matriz de 2304(H) x 2304(V) e para tal os pixels horizontais foram deslocados de forma que, o início da matriz começa no pixel 936(H) e finda no pixel 3240(H), localização a qual compreende majoritariamente a região central do sensor, porém levemente deslocada à direita, deslocamento que corresponde a exatos 40 pixels. Portanto, quando nos referimos à região de borda deste sensor nas análises que se seguem, nos referimos às bordas da região supra-citada.

#### 4.3.1 ANÁLISE ESTATÍSTICA

A Figura 43 mostra as distribuições normalizadas das medidas de pedestal e ruído RMS do sensor **C15550** e suas respectivas cumulativas inversas para diferentes tempos de exposição. A Figura 44 mostra a evolução das respectivas médias de pedestal ( $\mu$ ) e ruído RMS ( $\sigma$ ) conforme o tempo de exposição aumenta. A Tabela 5 sumariza os valores medidos.

#### PEDESTAL

Pelos gráficos à esquerda da Figura 43, nota-se um crescimento da uma cauda à direita das distribuições conforme o tempo de exposição aumenta. As caudas aumentam gradualmente, ficando mais evidentes a partir do tempo de exposição de 1000 *ms*.

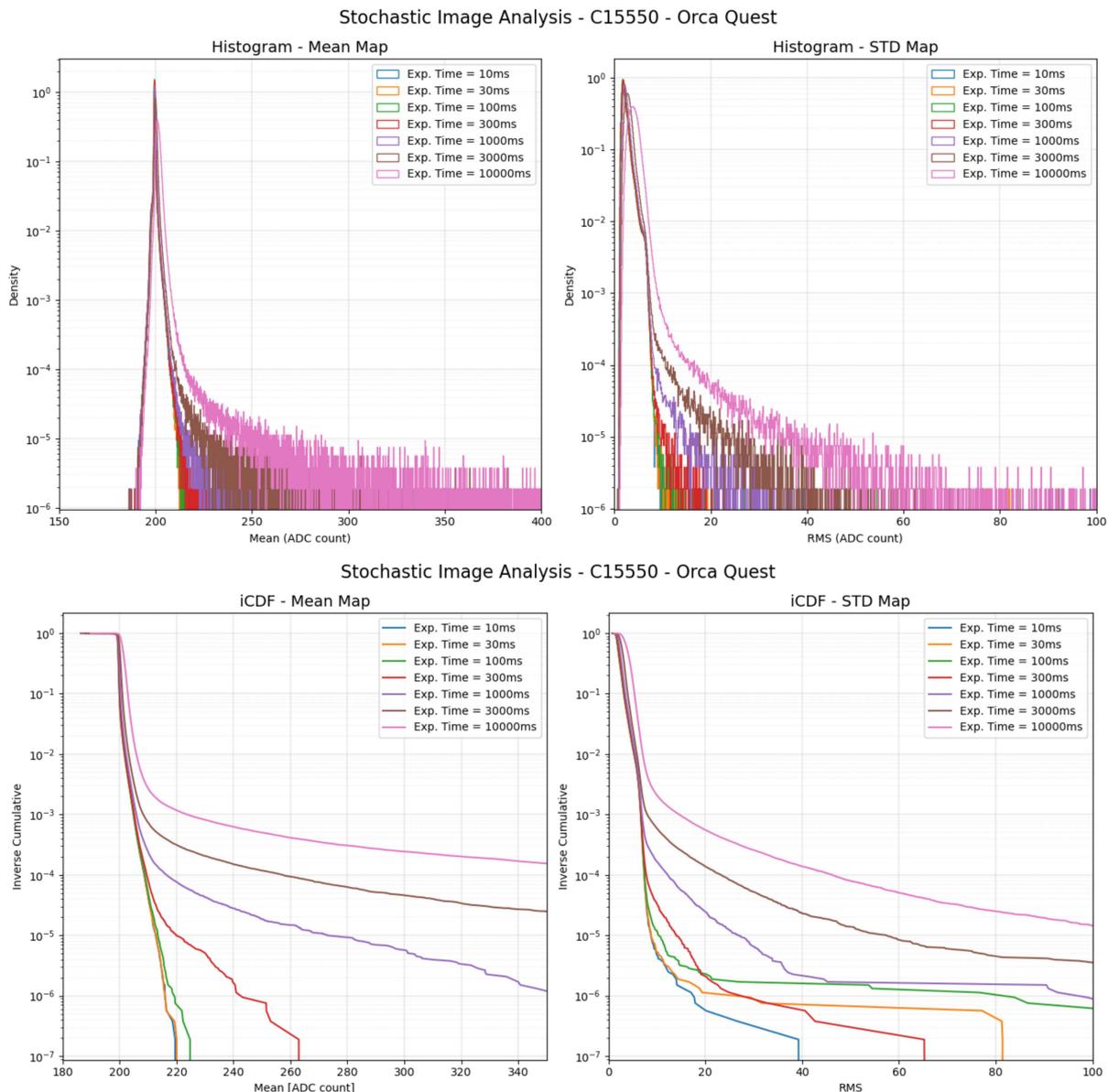


Figura 43 – C15550: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos.

No gráfico da cumulativa inversa, fica claro também que conforme o tempo de exposição aumenta, a fração dos pixels que sofrem maior impacto também cresce, atingindo, por exemplo, 0.001% dos pixels para 300 *ms*, 0.01% para 1000 *ms* e 0.1% para 3000 *ms* (valores aproximados usando o joelho da curva como referência).

Adicionalmente, para 10000 *ms* de tempo de exposição, percebe-se um deslocamento global da distribuição, à direita, fazendo com que a média do pedestal tenha o seu salto mais elevado, de 1,30 *ADC counts*. Esse deslocamento também pode ser visto para o tempo de 3000 *ms*, porém com intensidade mais moderada.

Por fim, de acordo com a Figura 44 e a Tabela 5, a diferença na média do pedestal entre os tempos de exposição de 10 *ms* e 10.000 *ms* é de  $\mu_{10ms} - \mu_{10.000ms} =$

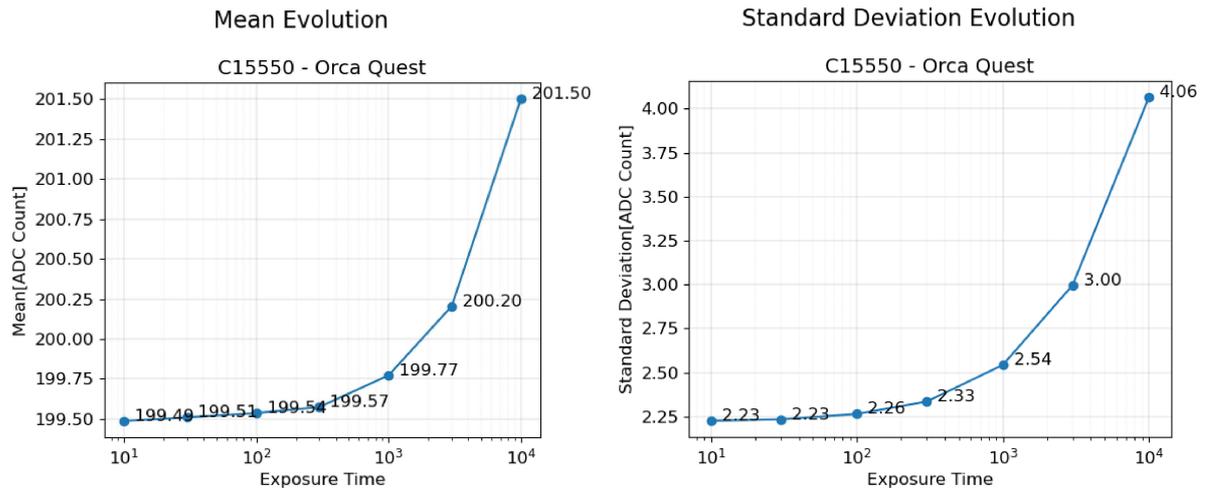


Figura 44 – C15550: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição

C15550		
Tempo de Exposição	$\mu$ ( <i>ADC counts</i> )	$\sigma$ ( <i>ADC counts</i> )
10 <i>ms</i>	199.49	2.23
30 <i>ms</i>	199.51	2.23
100 <i>ms</i>	199.54	2.26
300 <i>ms</i>	199.57	2.33
1.000 <i>ms</i>	199.77	2.54
3.000 <i>ms</i>	200.20	3.00
10.000 <i>ms</i>	201.50	4.06

Tabela 5 – C15440: Evolução dos valores médios do pedestal(esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição.

2.01 *ADC counts*, correspondendo a uma variação de 1.00%. Esta pequena variação sugere que o pedestal deste sensor, assim como ocorreu com a Fusion BT, é pouco suscetível à variação do tempo de exposição.

## RUÍDO RMS

Observando o gráfico inferior à direita da Figura 43, pode-se notar que, em relação a curva de menor ruído (para 10 *ms* de tempo de exposição), as outras curvas se distanciam desta através de um efeito de cauda que cresce gradualmente conforme o tempo de exposição aumenta. Para o tempo de exposição de 10.000 *ms*, esta cauda começa a se destacar atingido, aproximadamente, 0,3% dos pixels, indo para 0.1% para 3000 *ms*, 0.01% para 300 *ms*, e atingindo aproximadamente 0.0002% dos pixels para 30 *ms*.

Em especial, para o tempo de 10.000 *ms*, toda a distribuição se desloca à direita, fazendo com que o ruído RMS dê o seu maior salto em relação à sequência dos tempos de exposição considerados. Para 3000 *ms* esse deslocamento global da distribuição já é

visível, porém ocorrendo em menor escala, e ficando cada vez menor conforme o tempo de exposição diminui.

De acordo com a Figura 44 e a Tabela 5, a média do ruído RMS do sensor **C15550** foi de  $\sigma_{10ms} = 2.23$  para  $\sigma_{10.000ms} = 4.06$  *ADC counts*, um aumento de 82%.

### 4.3.2 ANÁLISE ESPACIAL

A Figura 45 apresenta as medidas de ruído RMS para cada pixel, produzidas a partir do que foi chamado de STD Maps para tempos de exposição de 10 *ms* a 10.000 *ms*, respectivamente. Como pode ser notado na imagem à direita, a qual se refere ao tempo de exposição de 10.000 *ms*, a lateral esquerda do sensor apresenta uma variação mais acentuada nos valores de ruído RMS, com valores em maior magnitude quando comparado com as regiões central e a direita do sensor **C15550**. Nas análises subsequentes, essas diferenças serão examinadas em detalhe, a fim de compreender a resposta do sensor e suas variações comparando o centro e as borda em tempos de exposição variadas.

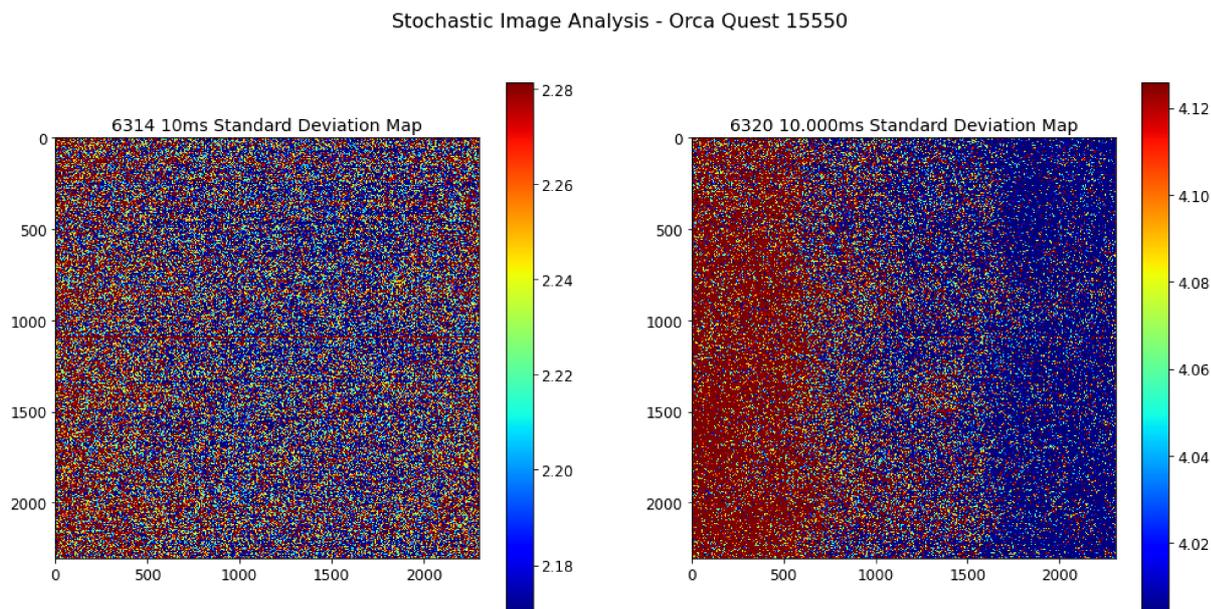


Figura 45 – C15550: *STD Map* para os tempos de exposição de 10 *ms* e 10.000 *ms*.

Como ilustrado na Figura 37, a imagem STD Map foi dividida em regiões seguindo dois padrões: *Cross* e *Diagonal*. A análise dessas segmentações será apresentada a seguir.

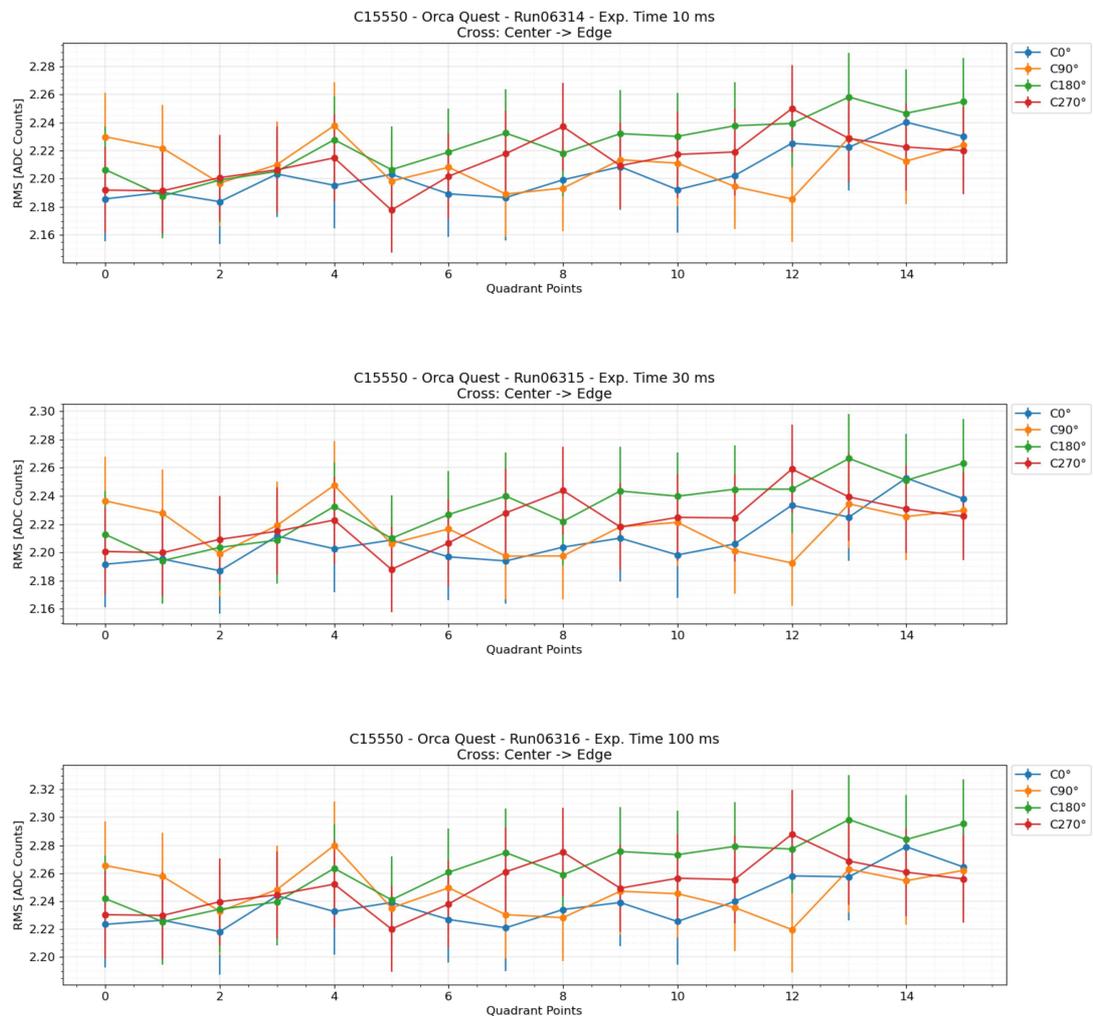
#### ANÁLISE *CROSS*

Na análise *Cross*, o ângulo  $C180^\circ$  apresentou a média do valores de ruído RMS ligeiramente mais elevados em comparação aos outros ângulos analisados, a partir *Quadrant Points* 9 para os tempos de exposição entre 10 *ms* e 300 *ms*, apresentando valores máximos de 2,26 *ADC Counts* (0,24 elétrons) e 2,37 *ADC Counts* (0,25 elétrons) respectivamente,

e a partir *Quadrant Points* 6 para os tempos de exposição entre 1.000 *ms* e 10.000 *ms*, apresentando valores máximos de 2,6 *ADC Counts* (0,28 elétrons) e 4,24 *ADC Counts* (0,45 elétrons) respectivamente. No entanto, quando comparada com os valores dos demais ângulos, a variação não foi significativa para ser considerada relevante ou para indicar uma alteração no comportamento do sensor nesse ângulo específico.

Nos dados analisados, os valores médios do ruído RMS máximos apresentados foram os supra-citados para o ângulo  $C180^\circ$ . As variações apresentadas sugerem que o efeito de borda é mínimo e não se manifesta de maneira significativa ao longo dos diferentes tempos de exposição analisados. Podemos assim afirmar a ausência do efeito de borda neste sensor (considerando a área analisada).

A variação do ruído RMS de acordo com as regiões da segmentação *Cross* para diferentes tempos de exposição pode ser visto na Figura 46.



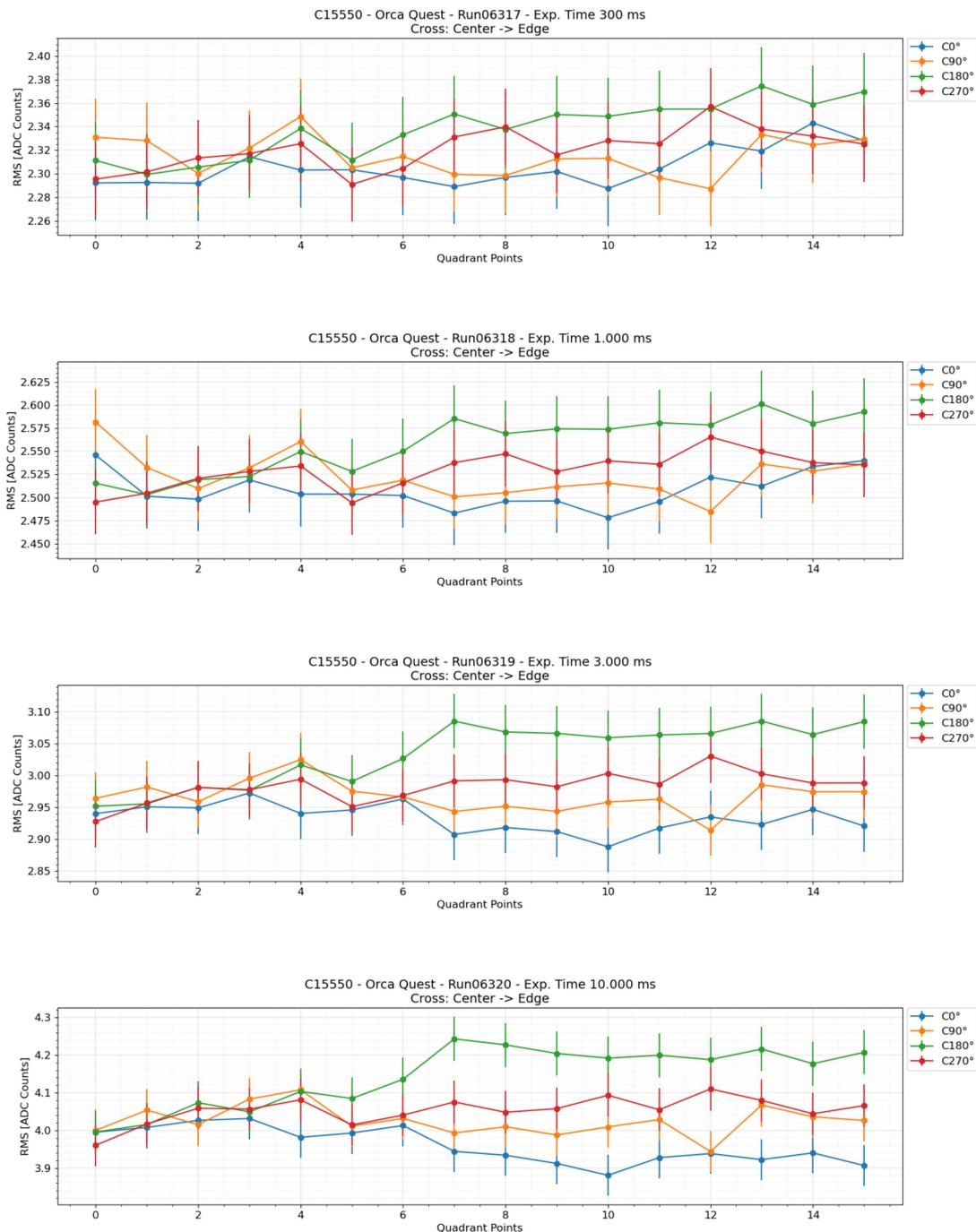


Figura 46 – Quadrantes da Análise *Cross*.

## ANÁLISE *DIAGONAL*

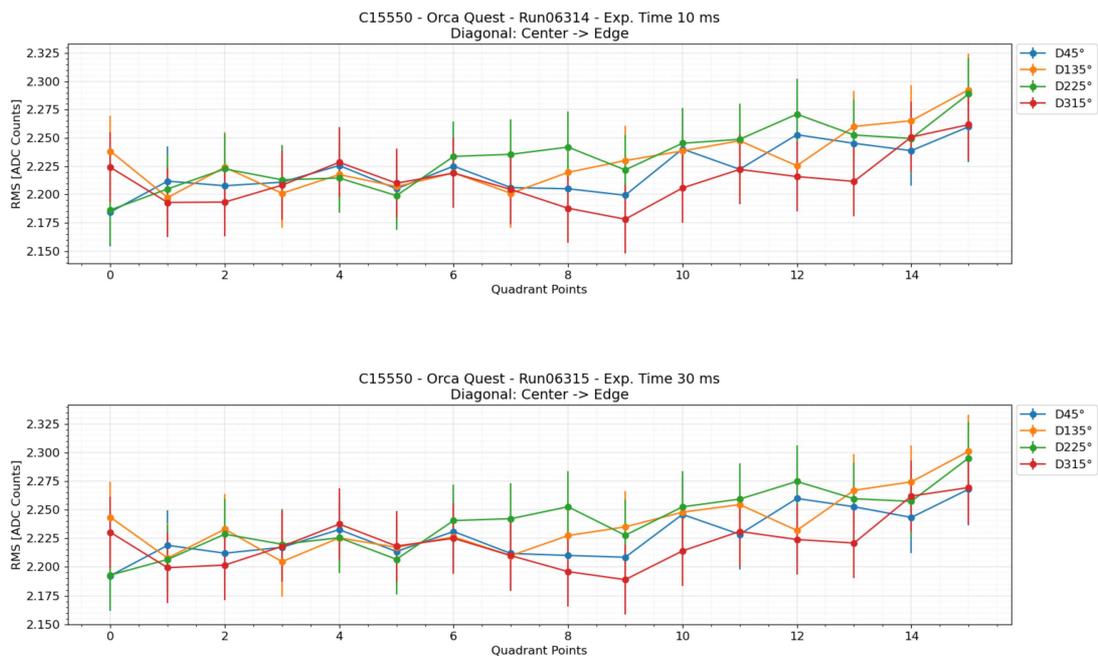
Na análise *Diagonal*, não houve um ângulo que se destacasse com valores significativamente maiores em comparação aos demais, porém foi observado que todos os ângulos, consistentemente, apresentam um movimento de acréscimo de seus valores entre os *Quadrant Points* 9 e 15 para os tempos de exposição de 10 *ms* a 1.000 *ms*, sendo este último ainda preservando o comportamento descrito, mas de maneira menos característica que os anteriores.

No tempo de exposição de 3.000 *ms* os ângulos  $D315^\circ$  e  $D225^\circ$ , apresentaram um salto de valor em relação aos demais ângulos nos *Quadrant Points* 4 e 12, atingindo valores de 3.32 *ADC Counts* (0,36 elétrons) e 3.21 *ADC Counts* (0,34 elétrons) respectivamente.

Já na análise do tempo de exposição de 10.000 *ms*, os ângulos  $D135^\circ$  e  $D225^\circ$ , lateral esquerda do sensor, e os ângulos  $D45^\circ$  e  $D315^\circ$ , lateral direita do sensor, apresentaram valores que se distinguiram, iniciando a partir do *Quadrant Point* 5 até o *Quadrant Point* 14. Onde os ângulos da lateral direita esquerda do sensor apresentaram valores máximos entre 4.23 e 4.26 *ADC Counts* (0,45 e 0,46 elétrons), enquanto os ângulos da lateral esquerda do sensor apresentaram valores entre 3.9 e 4.0 *ADC Counts* (0,42 e 0,43 elétrons). No *Quadrant Point* 15 o ângulo  $D45^\circ$  muda sua trajetória, aumentando o seu valor, chegando a 4.1 *ADC Counts* (0,44 elétrons), seguindo em direção aos valores apresentados pelos ângulos  $D135^\circ$  e  $D225^\circ$ , que chegam neste quadrante com valores de 4.17 e 4.25 *ADC Counts* (0,44 e 0,45 elétrons) respectivamente, enquanto o ângulo  $D315^\circ$  segue a tendência de decréscimo, com valor de 3.36 *ADC Counts* (0,41 elétrons).

Como na análise os valores do ruído RMS ficaram entre 2.18 *ADC Counts* (0,23 elétrons), e alcançando quase 4.26 *ADC Counts* (0,46 elétrons), para os tempos de exposição de 10 *ms* e 10.000 *ms* respectivamente. Essa variação indica uma uniformidade nas regiões do sensor, sem a presença de grandes discrepâncias que possam indicar a existência de um efeito de borda significativo.

A variação do ruído RMS de acordo com as regiões da segmentação *Cross* para diferentes tempos de exposição pode ser visto na Figura 47.



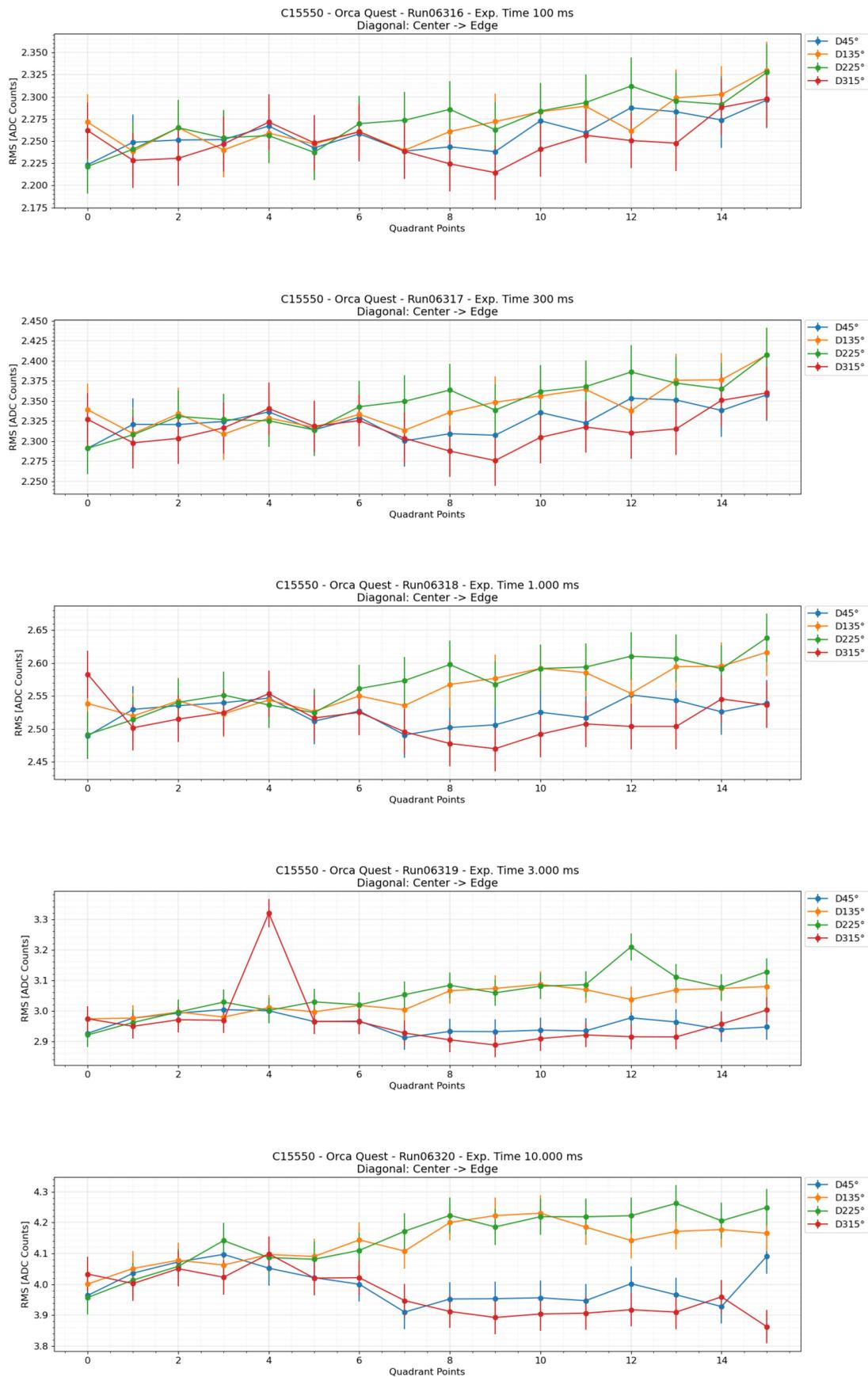


Figura 47 – Quadrantes da Análise *Diagonal*.

#### 4.4 SENSOR C11440-62U: THORIT

##### 4.4.1 ANÁLISE ESTATÍSTICA

A Figura 48 mostra as distribuições normalizadas EPDF das medidas de pedestal e ruído RMS do sensor **C15550** e suas respectivas IECDF para diferentes tempos de exposição. A Figura 49 mostra a evolução das respectivas médias de pedestal ( $\mu$ ) e ruído RMS ( $\sigma$ ) conforme o tempo de exposição aumenta. A Tabela 6 sumariza os valores medidos.

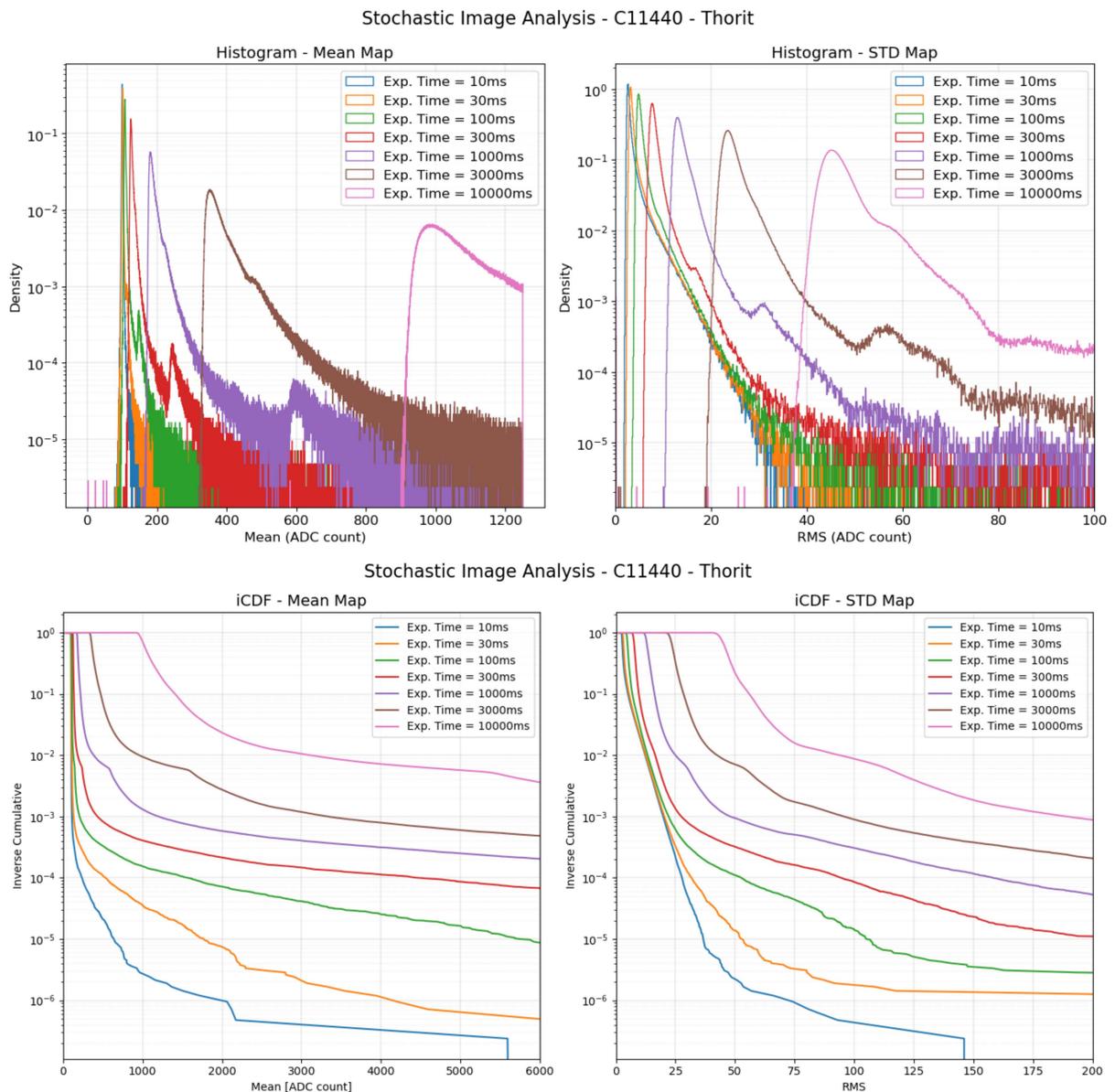


Figura 48 – C11440: Distribuição da média dos valores do pedestal (esquerda) e ruído RMS (direita) e seus respectivos cumulativos inversos

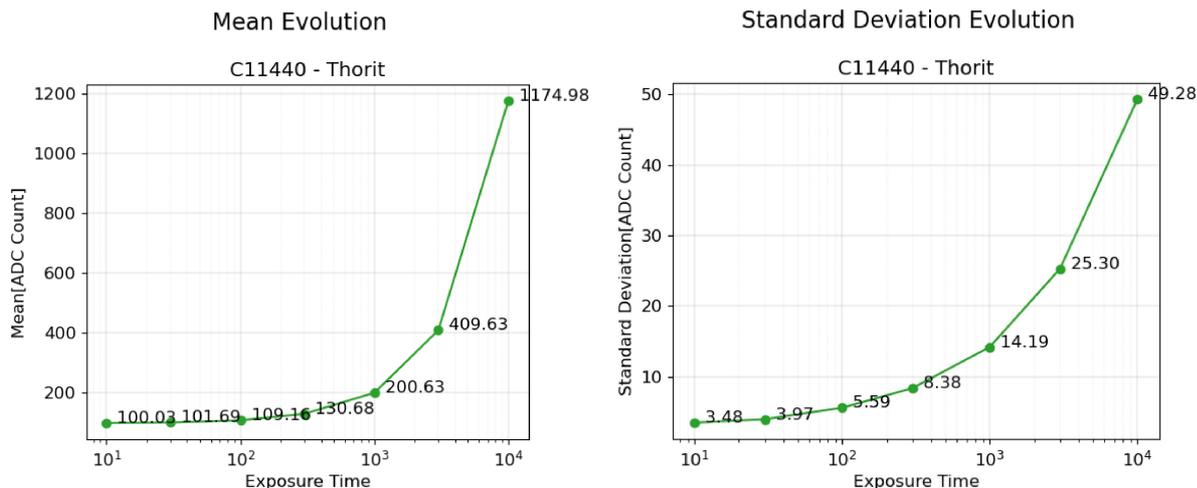


Figura 49 – C11440: Evolução dos valores médios do pedestal (esquerda) e do ruído RMS (direita) com o aumento do tempo de exposição.

Tempo de Exposição	$\mu$ ( <i>ADC Counts</i> )	$\sigma$ ( <i>ADC Counts</i> )
10 <i>ms</i>	100.03	3.48
30 <i>ms</i>	101.69	3.97
100 <i>ms</i>	109.16	5.59
300 <i>ms</i>	130.68	8.38
1.000 <i>ms</i>	200.63	14.19
3.000 <i>ms</i>	409.63	25.30
10.000 <i>ms</i>	1174.98	49.28

Tabela 6 – C11440: Valores de  $\mu$  e  $\sigma$  os tempos de exposição.

## PEDESTAL

Como podemos ver nos gráficos à esquerda da Figura 48, além de apresentar uma calda que se alonga para a direita, a partir do tempo de 300 *ms*, calda mais pronunciada, o pedestal se desloca de acordo com o acréscimo do tempo de exposição, culminando em mais de 1.000 *ADC Counts* no tempo de exposição máximo.

No gráfico da cumulativa inversa evidencia que conforme o tempo de exposição aumenta, a fração dos pixels que sofrem maior impacto também cresce, atingindo, por exemplo, 0.1% dos pixels para 300 *ms*, cerca de 0.3% para 1.000 *ms*, 20% para 3.000 *ms* e 60% para o tempo de exposição de 10.000 *ms*. (valores aproximados usando o joelho da curva como referência). A partir do tempo de exposição de 1.000 *ms* já se torna possível notar um deslocamento global da distribuição, à direita.

De acordo com a Tabela 6 e a Figura 49, a diferença do valor médio do pedestal entre os tempos de exposição de 10*ms* e 10.000*ms* foi de  $\mu_{10ms} - \mu_{10.000ms} = 1.074,95$ ,

correspondendo a uma variação de 1.074,62%. Uma variação nesta magnitude sugere que o pedestal deste sensor é altamente suscetível à variação do tempo de exposição.

## RUÍDO RMS

Observando o gráfico inferior à direita da Figura 48, pode-se notar que, em relação a curva de menor ruído (para 10 *ms* de tempo de exposição), as outras curvas se distanciam desta através de um efeito de cauda que cresce gradualmente conforme o tempo de exposição aumenta e também um deslocamento já nos valores iniciais, comportamento o qual já pode ser observado no tempo de exposição de 300 *ms*.

Para os tempos de exposição iniciais, de 10 *ms* a 300 *ms*, a cauda começa a se destacar, de maneira mais suave, atingindo aproximadamente, 0,4% dos pixels, tendo um segundo estágio mais acentuado em torno 0,02% dos pixels. Para os tempos de exposição seguintes, além do deslocamento inicial cada vez mais proeminente, as caudas começam a se destacar, atingindo aproximadamente, 0,3% dos pixels para os tempos de 1.000 *ms* a 3.000 *ms*, e 20% para o tempo de 10.000 *ms*.

Vale ressaltar que, para além do efeito de cauda, e diferentemente dos outros sensores, a distribuição do ruído se desloca fortemente à direita com o aumento do tempo de exposição, sendo o efeito principal do aumento vertiginoso do ruído mostrado na Tabela 6 e Figura 49. Os valores de ruído RMS medidos também evidenciaram uma disparidade substancial na variação do mesmo, passando de  $\sigma_{10ms} = 3.48$  para o tempo de 10 *ms*, para  $\sigma_{10.000ms} = 49.28$  no tempo de exposição de 10.000*ms*, resultando em uma variação total de  $\sigma_{10.000ms} - \sigma_{10ms} = 45.8$ , equivalente a 1416%.

### 4.4.2 ANÁLISE ESPACIAL

A Figura 50 apresenta as medidas de ruído RMS para cada pixel, produzidas a partir do que foi chamado de STD Map, para tempos de exposição de 10 *ms* a 10.000 *ms*, respectivamente. Conforme pode ser observado, desde o tempo de exposição de 10 *ms*, imagem esquerda, observa-se que as variações nas regiões de borda do sensor tem maior magnitude quando comparado ao centro. No tempo de exposição de 10.000 *ms*, imagem direita, também ocorrem tais variações, porém estas se concentram, visualmente, nas bordas laterais do sensor.

Nas análises subsequentes, essas variações, serão examinadas em detalhe, a fim de compreender seu comportamento em tempos de exposição variados .

## Stochastic Image Analysis - Thorit 11440

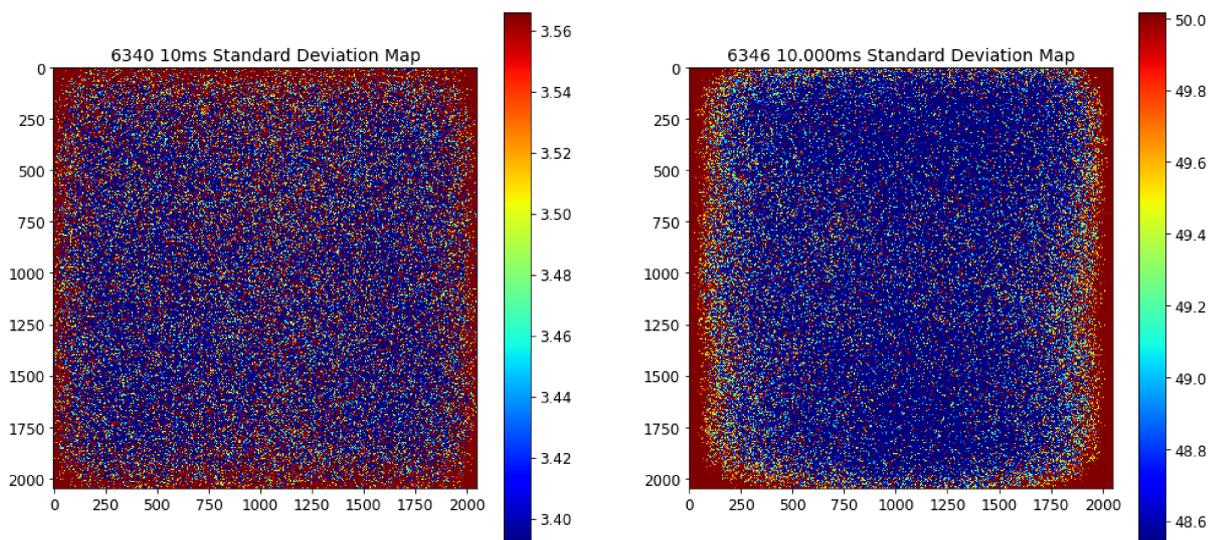


Figura 50 – C11440: *STD Map* para os tempos de exposição de  $10ms$  e  $10.000ms$ .

ANÁLISE *CROSS*

Entre os tempos de exposição de  $10ms$  e  $300ms$ , podemos notar um padrão de aumento dos valores dos ângulos, do *Quadrant Point* 8 ao 15. O mesmo pode ser notado para os tempos de exposição seguinte, porém em menor magnitude e ofuscado por um comportamento anômalo dos ângulos: tempo de exposição  $1.000ms$ ,  $C270^\circ$ , *Quadrant Point* 9, onde atinge  $17.93 ADC Counts$  (8,25 elétrons); tempo de exposição  $3.000ms$ ,  $C0^\circ$ , *Quadrant Point* 14, onde atinge  $30.05 ADC Counts$  (13,82 elétrons),  $C90^\circ$ , *Quadrant Points* 1 e 10, onde atinge  $27.08$  e  $25.98 ADC Counts$  (12,46 e 11,95 elétrons) respectivamente;  $C180^\circ$ , *Quadrant Points* 0 e 2, onde atinge  $26.66$  e  $25.92 ADC Counts$  (12,26 e 11,92 elétrons, respectivamente); tempo de exposição  $10.000ms$ , *Quadrant Point* 0 e 3,  $C180^\circ$ , onde atinge  $49.86$  e  $50.56 ADC Counts$  (22,94 e 23,25 elétrons) respectivamente, *Quadrant Point* 5,  $C0^\circ$ ,  $C180^\circ$  e  $C270^\circ$ , onde atingem  $52.09$ ,  $53.21$  e  $55.12 ADC Counts$  (23,96, 24,48 e 25,36 elétrons) respectivamente. Esse comportamento anômalo identificado nos ângulos dos *Quadrant Points*, em tempos de exposição maiores, podem indicar uma não linearidade no pixels do sensor, o que pode sugerir defeitos na fabricação ou impurezas nos materiais.

O acréscimo nos valores do ruído RMS de acordo com que os *Quadrant Points* se deslocam do centro para a borda, também sugere que este sensor apresenta um efeito de borda, porém este moderado, pois o aumento não se mostra significativo, sendo as bordas com valores de ruído cerca de 1,6% a 2,7% maior em relação a região central. Vale ressaltar que os pixels anômalos foram saturados à média para não influenciarem na estimativa da relação de comparação.

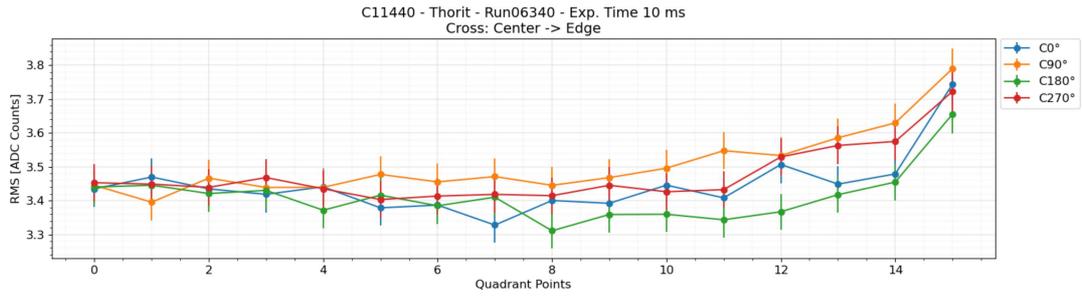


Figura 51 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 10ms.

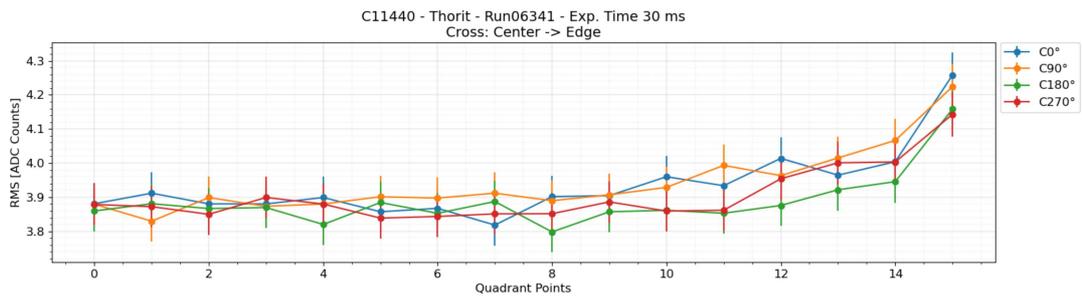


Figura 52 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 30ms.

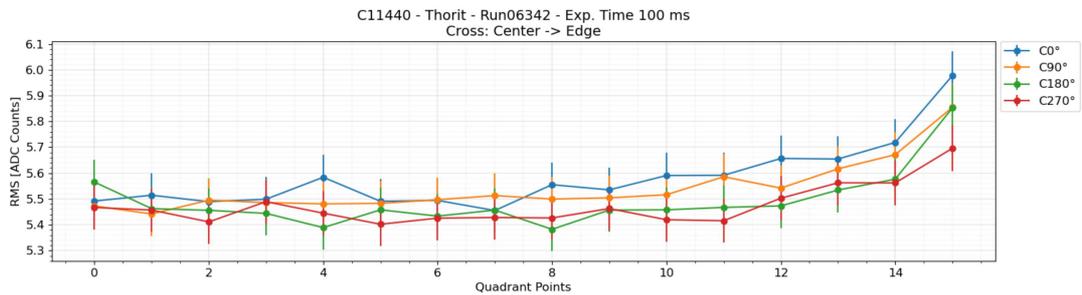


Figura 53 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 100ms.

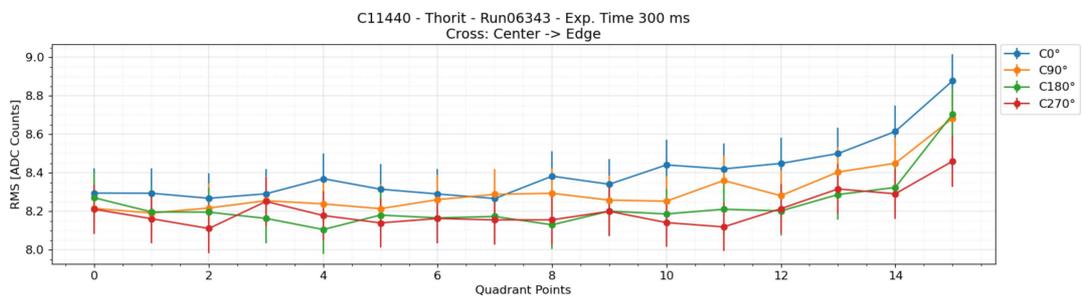


Figura 54 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 300ms.

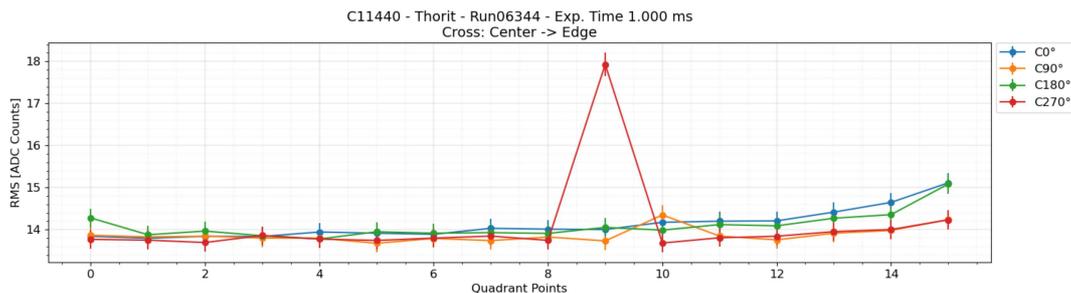


Figura 55 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 1.000ms.

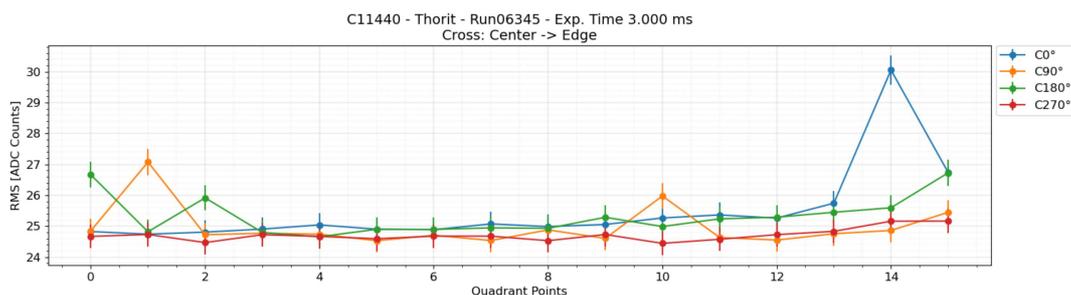


Figura 56 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 3.000ms.

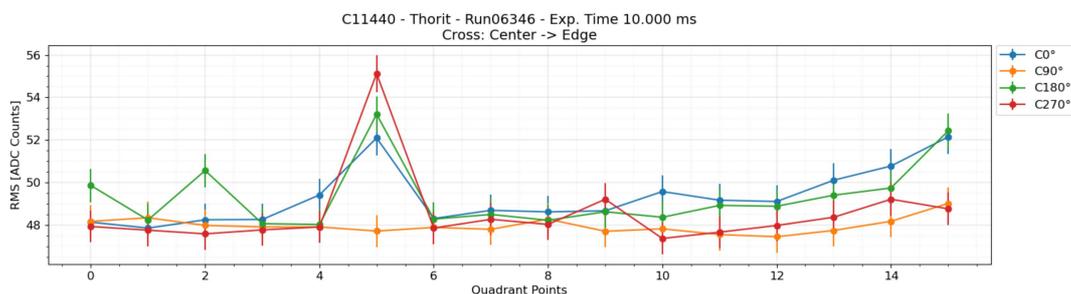


Figura 57 – Quadrantes da Análise *Cross*: Tempo de Exposição 10.000ms.

## ANÁLISE DIAGONAL

O mesmo comportamento observado na análise anterior se manteve nesta análise, porém esta se estendendo até o tempo de exposição de 1.000 *ms* e seus aumentos de valor de ruído RMS se manifestando entre os *Quadrant Points* 10 e 15 com os ângulos aumentando consistentemente os seu valores.

Pixéis anômalos foram observados nos ângulos: tempo de exposição 3.000 *ms*,  $D225^\circ$  e  $D315^\circ$ , *Quadrant Points* 0 e 3, onde atingem 26.76 e 30.89 *ADC Counts* (12, 30, 14, 20 elétrons) respectivamente; tempo de exposição 10.000 *ms*,  $D45^\circ$ , *Quadrant Points* 3 e 8, onde atinge 52.54 e 50.43 *ADC Counts* (24, 17 e 23, 20 elétrons) respectivamente;  $D135^\circ$ , *Quadrant Point* 7 e 11, onde atinge 55.90 e 50.74 *ADC Counts* (25, 71 e 23, 34 elétrons) respectivamente. O acréscimo nos valores do ruído RMS de acordo com que os *Quadrant Points* se deslocam do centro para a borda, também sugere que este sensor apresenta um efeito de borda, porém este moderado, pois o aumento não se mostra significativos,

sendo as bordas com valores de ruído cerca de 4,78% a 7,58% maior em relação a região central e as maiores variações foram constatadas nos tempos de exposição menores, de 10 *ms* a 100 *ms*. Vale ressaltar que os pixels anômalos foram saturados à média para não influenciarem na estimativa da relação de comparação.

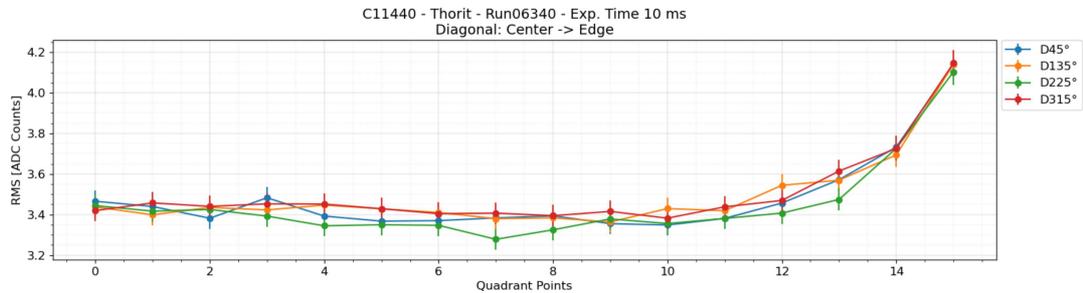


Figura 58 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 10*ms*.

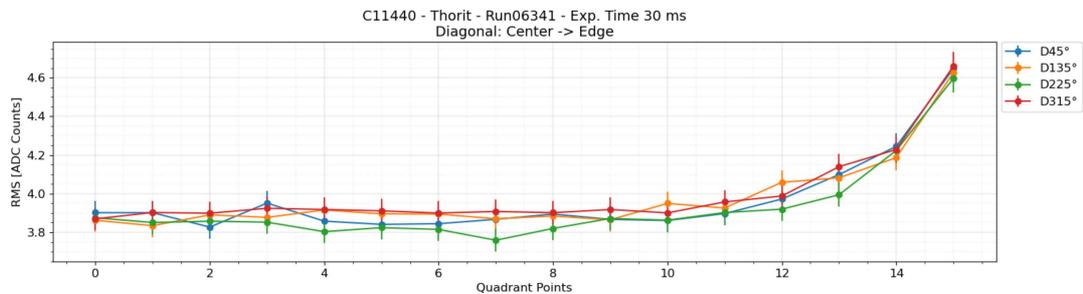


Figura 59 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 30*ms*.

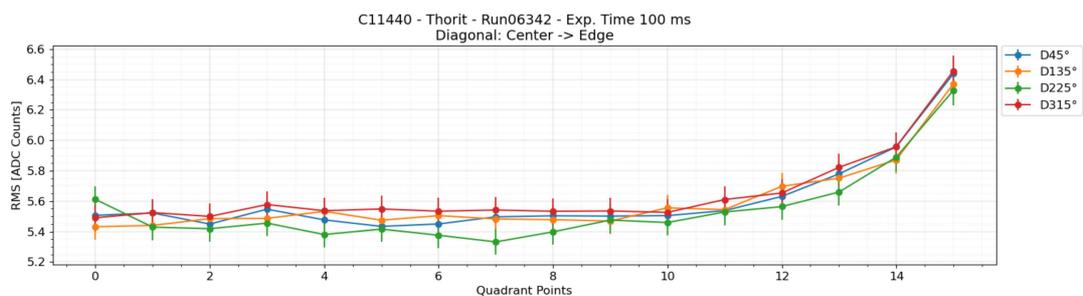


Figura 60 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 100*ms*.

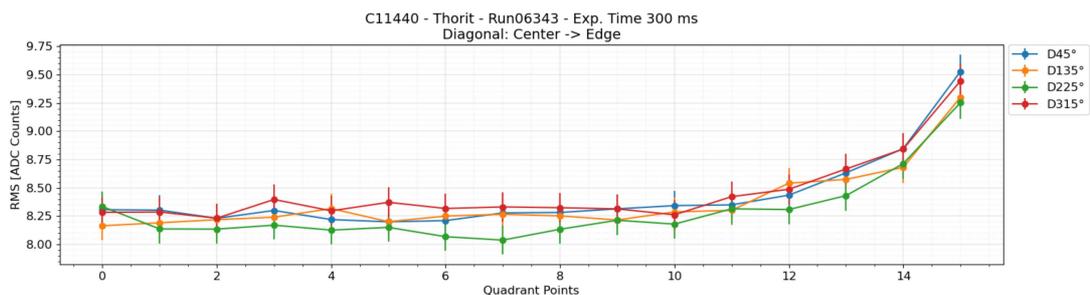


Figura 61 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 300*ms*.

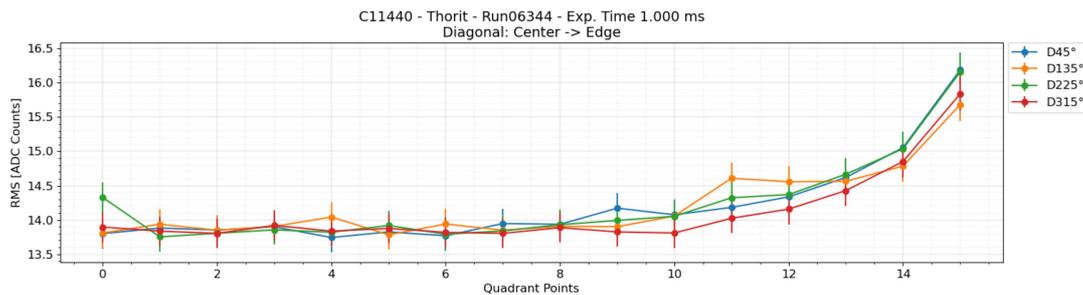


Figura 62 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 1.000ms.

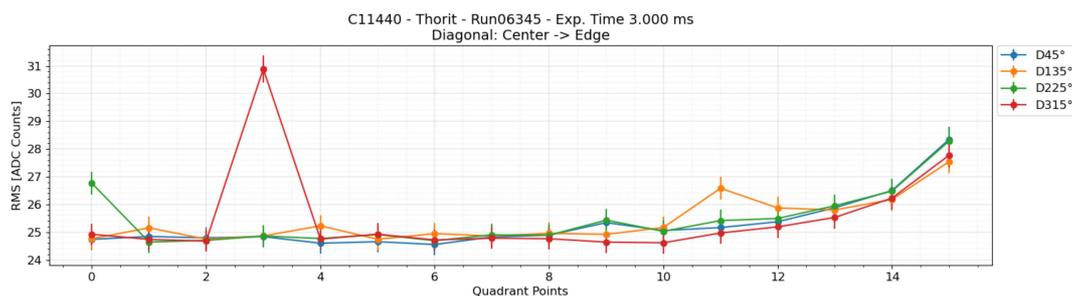


Figura 63 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 3.000ms.

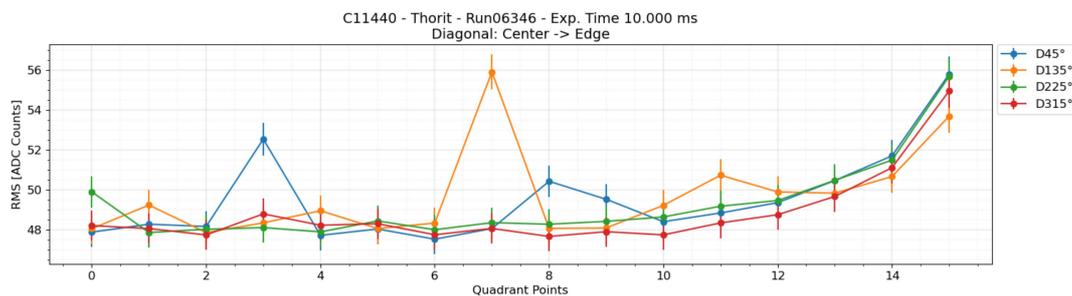


Figura 64 – Quadrantes da Análise Diagonal: Tempo de Exposição 10.000ms.

## 4.5 COMPARAÇÃO ENTRE OS SENSORES

A comparação quantitativa entre os sensores **C11440**, **C15440**, e **C15550** será conduzida nesta seção com base nas análises detalhadas nas seções anteriores quanto às medidas de pedestal e ruído RMS, onde cada sensor foi submetido a uma série de aquisições com tempos de exposição distintos.

Em particular para uma comparação direta do ruído, é importante converter a unidade *ADC count* em *elétrons*, uma vez que o primeiro é influenciado pelas características particulares do circuito de leitura de cada sensor, enquanto o último se relaciona com as características intrínsecas do sensor, que regula o processo de transformação de fótons em fotoelétrons. Nas seções anteriores, o *fator de conversão* de *ADC count* para *elétron* de cada sensor foi apresentado nas seguintes tabelas: 3 para o sensor **C11440**, 1 para o sensor **C15440** e 2 para o sensor **C15550**. Adicionalmente, nesta seção, os valores de ruído serão também convertidos para a unidade de *elétron-volts*, para que se possa mensurar o impacto do ruído considerando a intensidade do sinal luminoso gerado pelo sistema de detecção do Experimento CYGNO. O *fator de conversão* para esta grandeza foi obtido no âmbito deste trabalho e será descrito neste mesma seção.

Portanto, na subseção **4.5.1** será mostrado a comparação das características de pedestal em *ADC counts*, na subseção **4.5.2** a comparação entre os ruídos dos sensores será feita em unidade de *elétrons*, e na subseção **4.5.3**, os resultados de ruído serão apresentados em unidade de *elétron-volts*, junto aos fatores de conversão medidos para esta grandeza. Em seguida, finalizando este capítulo, na seção 4.6 serão apresentadas as considerações finais, com a validação dos resultados obtidos neste trabalho a partir das especificações definidas nos manuais fornecidos pelo fabricante dos sensores, e com uma comparação dos sensores caracterizados neste trabalho com o sensor em uso atualmente pelo protótipo mais recente do Experimento CYGNO.

### 4.5.1 PEDESTAL EM UNIDADES DE *ADC COUNTS*

A Figura 65 apresenta os valores médios de pedestal em *ADC count* para todos os sensores e todos os tempos de exposição considerados. A Figura 66 apresenta os respectivos valores de desvio padrão das distribuições consideradas. Todos os valores são apresentados em unidade de *ADC count*. Pode-se observar que as variações das médias de pedestal nos sensores Quest e Fusion BT são mínimas, próximas de 1%. Já para o sensor Thorit, essa variação ultrapassa 1000%. Em relação ao desvio padrão, a Quest apresentou a menor dispersão para todos os tempos de exposição, seguida de perto pela Fusion BT. A Thorit, por sua vez, apresentou um aumento significativo da dispersão para longos tempos de exposição.

A Tabela 7 resume os resultados de comparação obtidos para o pedestal ( $\mu$ ) a partir

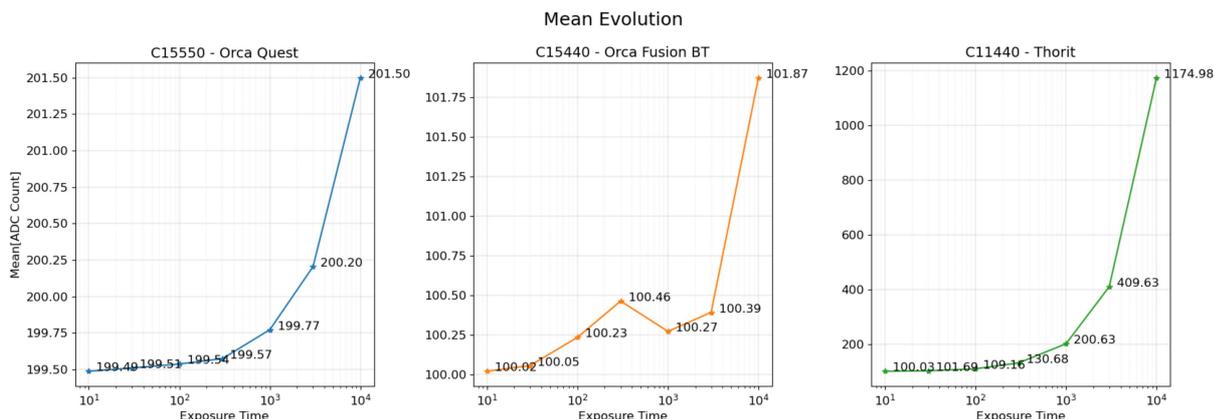


Figura 65 – Média das distribuição de pedestal para os tempos de exposição testados.

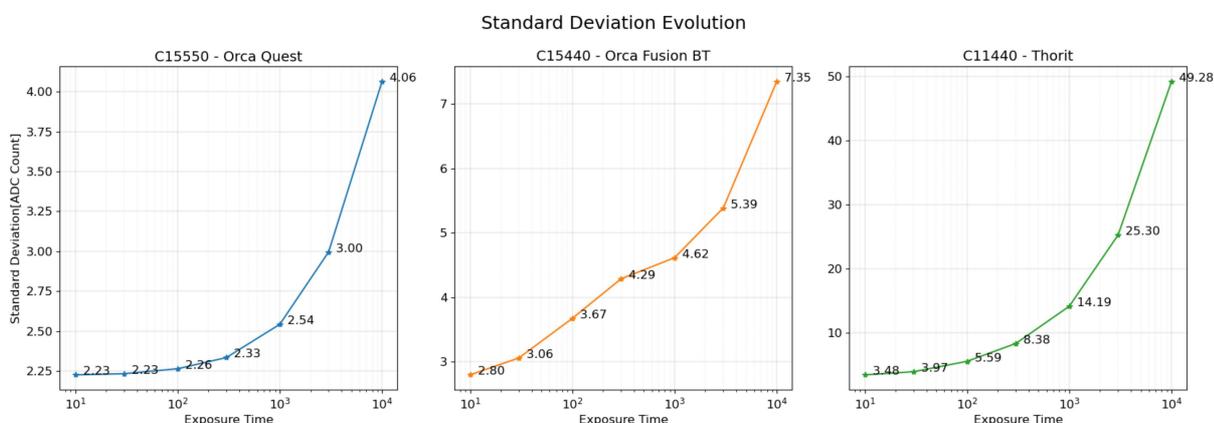


Figura 66 – Desvio padrão das distribuição de pedestal para os tempos de exposição testados.

das medidas de variação absoluta ( $\Delta\mu$ ) e variação relativa ( $\Delta P_\mu$ ), considerando os valores mínimos e máximos que ocorrem para os tempos de exposição de 10 ms e 10.000 ms, respectivamente.

Sensor	$\Delta\mu$	$\Delta P_\mu$
C15440	1,85	1,85%
C15550	2,01	1,00%
C11440	1.075	1.075%

Tabela 7 – Comparação entre os sensores em relação à diferença entre os valores mínimos e máximos medidos do pedestal.

#### 4.5.2 RUÍDO RMS EM UNIDADES DE ELÉTRONS

A Figura 67 e Tabela 8 apresentam os valores médios de ruído RMS em *elétrons* para todos os sensores e todos os tempos de exposição considerados. A superioridade do sensor Quest é evidente, apresentando um ruído RMS até três vezes menor que o do Fusion BT. O sensor Thorit, por sua vez, apresenta valores de ruído um pouco superiores

ao dobro do Fusion BT para tempos de exposição curtos (10 e 30 *ms*), mas esses valores aumentam drasticamente com o aumento do tempo de exposição, chegando a 22,7 *elétrons* para 10000 *ms*, em comparação com 1,8 e 0,43 *elétrons* para os sensores Fusion BT e Quest, respectivamente.

A Tabela 9 resume os resultados de comparação obtidos para o ruído RMS ( $\sigma$ ) a partir das medidas de variação absoluta ( $\Delta\sigma$ ) e variação relativa ( $\Delta P_\sigma$ ), considerando os valores mínimos e máximos que ocorrem para os tempos de exposição de 10 *ms* e 10.000 *ms*, respectivamente.

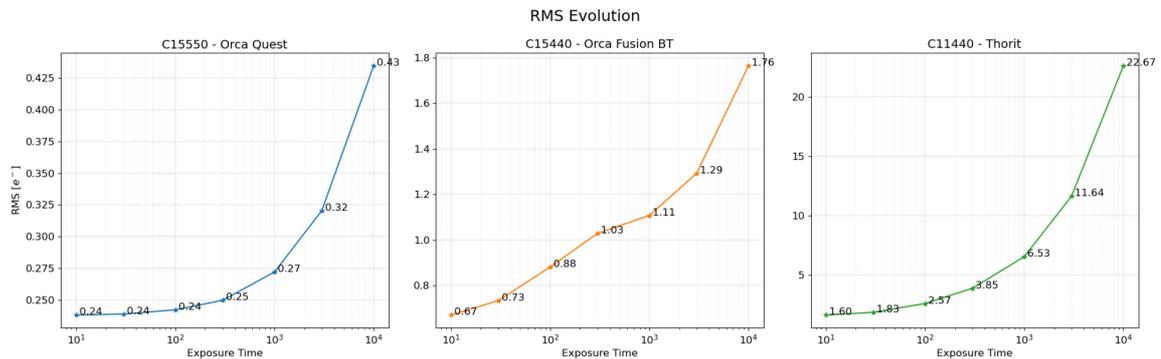


Figura 67 – Ruído RMS em *elétrons* versus tempo de exposição para os sensores avaliados.

Tempo de Exposição	Ruído RMS ( $e^-$ )		
	C15440	C15550	C11440
10ms	0.67136	0.23814	1.60029
30ms	0.73419	0.23891	1.82676
100ms	0.88169	0.24225	2.57208
300ms	1.02926	0.24973	3.85385
1.000ms	1.10771	0.27205	6.52570
3.000ms	1.29342	0.32055	11.63886
10.000ms	1.76490	0.43494	22.66758

Tabela 8 – Ruído RMS do sensores em *elétrons* para todos os tempos de exposição.

Sensor	$\Delta\sigma(e)$	$\Delta P_\sigma(e)$	Efeito de Borda
C15440	1,09	163%	forte
C15550	0,20	82%	ausente
C11440	21,07	1.316%	moderado

Tabela 9 – Comparação entre os sensores em relação à diferença entre os valores mínimos e máximos medidos de ruído RMS.

As Figuras 68, 69 e 70 apresentam os resultados de ruído RMS das segmentações Diagonal e Cross em unidade de *elétrons* para os sensores **C15440**, **C15550** e **C11440**, respectivamente. Em especial, nota-se a assimetria de comportamento de borda do sensor

Fusion BT, tendo valores mais elevados para a segmentação Diagonal. Em relação ao sensor Quest, fica claro mais uma vez a simetria tanto entre centro e borda do sensor em ambas as segmentações, Diagonal e Cross. No caso do sensor Thorit, este também apresenta simetria entre as segmentações Diagonal e Cross, porém o mesmo apresenta assimetria entre centro e borda do sensor, através do efeito de borda. Note que este efeito, nestes gráficos, fica mascarado pela alta variação de valores entre os diferentes tempos de exposição.

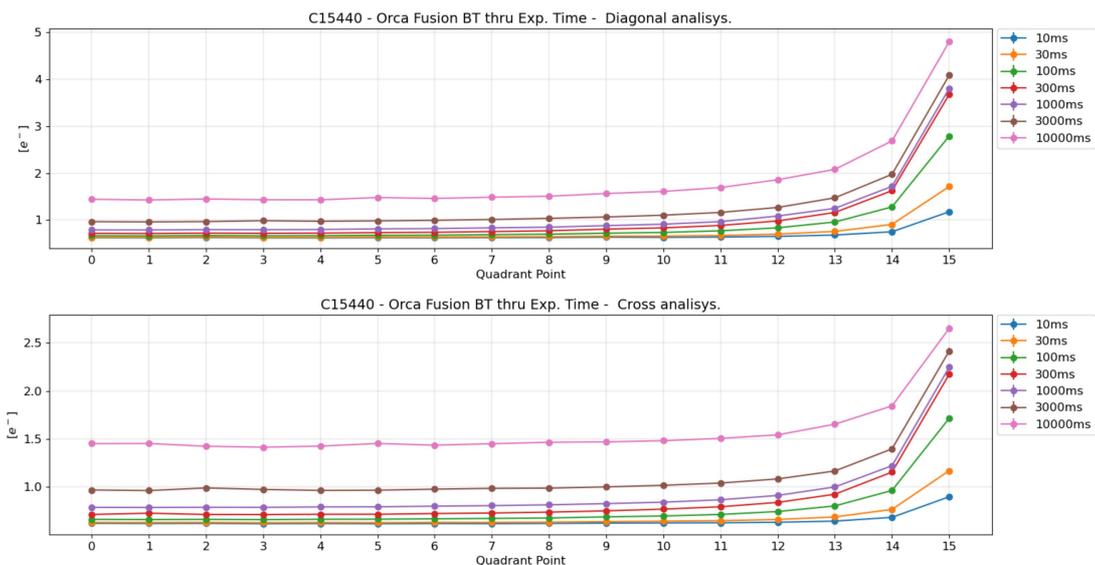


Figura 68 – C15440: Ruído RMS em *elétrons* nas segmentações Diagonal e Cross.

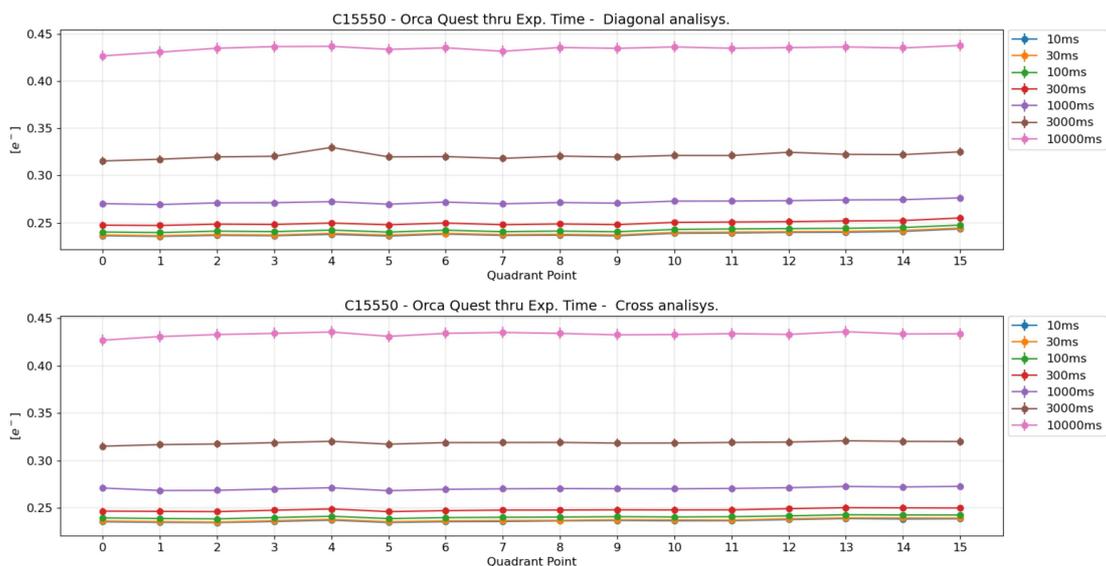


Figura 69 – C15550: Ruído RMS em *elétrons* nas segmentações Diagonal e Cross.

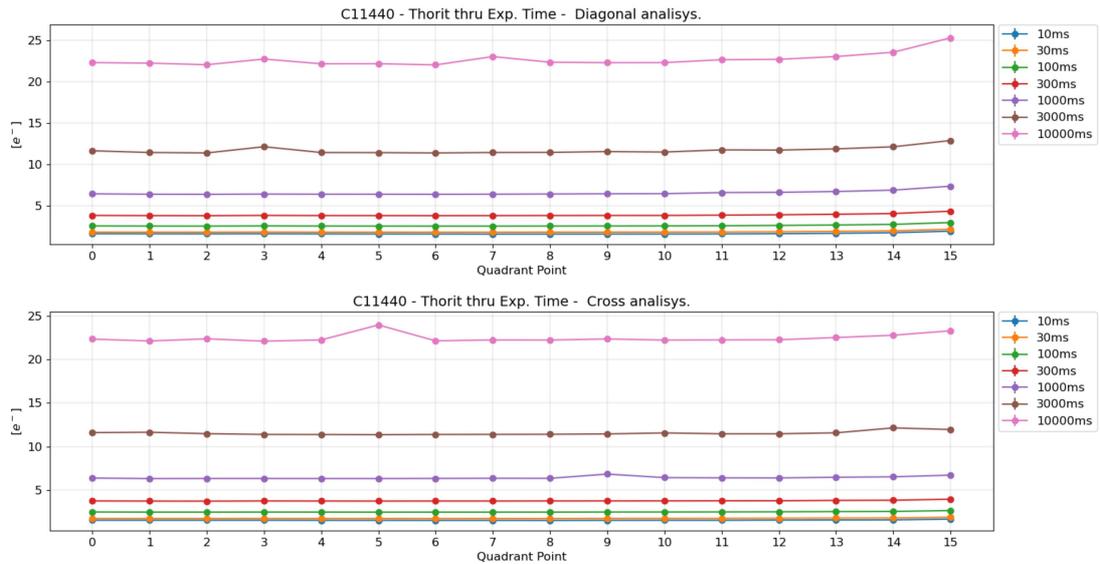


Figura 70 – C11440: Ruído RMS em *elétrons* nas segmentações Diagonal e Cross.

#### 4.5.3 RUÍDO RMS EM UNIDADES DE *ELÉTRON-VOLTS*

As análises anteriores foram feitas sem considerar nenhum evento luminoso, portanto o desempenho medido não leva em conta nenhuma característica dos sensores quanto a sua sensibilidade à luz, como por exemplo a influência da eficiência quântica na performance do sensor. Nesta seção usaremos um detector protótipo do experimento CYGNO para gerar sinais luminosos de maneira controlada, incluindo assim medidas de desempenho que incluem tal sensibilidade. Para isso iremos usar uma fonte radioativa  $^{55}\text{Fe}$  emissora de fótons de  $5.895\text{ eV}$ . A energia destes fótons são totalmente absorvidos no gás percorrendo poucos milímetros no interior do detector de maneira a produzir um pequeno ponto na imagem gerada pelo mesmo, como pode ser visto na Figura 71, onde, aproximadamente, uma dezena de sinais deste tipo estão presentes.

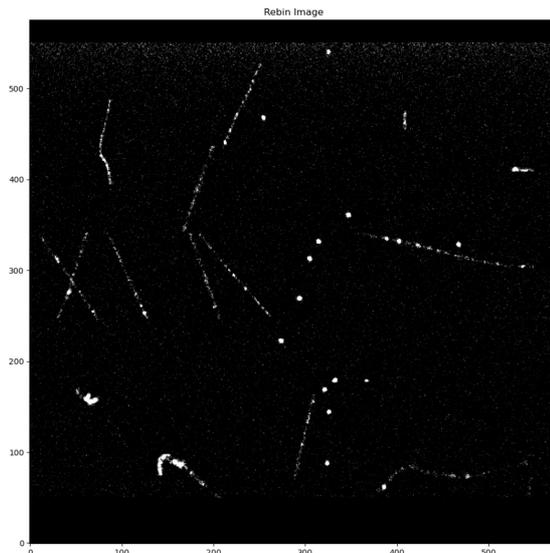


Figura 71 – Imagem adquirida na presença de uma fonte radioativa  $^{55}\text{Fe}$ . Os rastros alongados são provenientes da radiação ambiente, enquanto os eventos gerados pela fonte  $^{55}\text{Fe}$  podem ser caracterizados como pequenos pontos circulares.

Para reconstruir os eventos, o algoritmo de reconstrução do experimento CYGNO foi utilizado. Este algoritmo forma *clusters* na imagem e extrai parâmetros como energia, largura e comprimento, entre vários outros. Com o parâmetro de energia podemos então, sabendo que os eventos tem energia de  $5.895\text{ eV}$ , obter o fator de conversão de *ADC counts* para *elétron-volts* do sistema de detecção e usá-lo para converter as medidas de ruído para *elétron-volts*, medindo assim de maneira mais completa o impacto que cada sensor pode ter no sistema de detecção do CYGNO, considerando desta forma também a sensibilidade à luz de cada sensor.

Adicionalmente, como será mostrado a seguir, as distribuições de energia obtidas poderão também ser usados para medir a resolução em energia do sistema de detecção quando acoplados aos diferentes sensores em teste. Todas as medidas serão feitas nas mesmas condições. Apenas os sensores serão trocados, de maneira que se possa isolar a contribuição de cada sensor nos parâmetros de desempenho medidos. Devido ao desempenho muito inferior do Thorit em relação aos outros sensores testados e ao sensor em uso atualmente pela colaboração, este não será considerado nesta análise.

No algoritmo de reconstrução do CYGNO, cada *cluster* assume um valor de energia que é calculado a partir da soma das contagens de ADC de todos os pixels que o compõem. Espera-se que essa intensidade seja proporcional à ionização produzida pela partícula no gás e, portanto, à energia liberada. As distribuições de intensidade produzidas pelas interações dos fótons de  $^{55}\text{Fe}$  são mostradas na Figura 72, para os sensores Fusion BT e Quest. Tais distribuições podem ser modeladas por duas funções exponenciais, representando dois componentes de ruído de fundo, um relacionado aos clusters formados pelo ruído eletrônico do sensor, mais concentradas na região de baixa energia, e outro aos clusters

formados pela radiação ambiente, que abrangem uma faixa maior de energia. Já os clusters formados pelos fótons da fonte radioativa podem ser modelados por uma função Gaussiana. Portanto, para ajustar a distribuição resultante, foi considerada uma função composta pela soma dos três componentes supracitados, conforme mostrado pela linha sólida na Figura 72.

Com estas medidas é possível obter os fatores de conversão de *ADC count* para *elétron-volt*, sendo estes 0.53 e 0.65 *elétron-volts/ADC count* para a Fusion BT e a Quest, respectivamente. As resoluções em energia medidas foram de 13,0% e 10,1% para a Fusion BT e a Quest, respectivamente. Fica evidente também que, para um mesmo evento de 5,9 *keV*, aplicando o fator de conversão de *ADC count* para *elétron* dos sensores, a Fusion BT gera em média 2667 *élétrons* enquanto a Quest gera 976 *élétrons*. Portanto, a Fusion BT é 2,7 vezes mais sensível aos eventos produzidos no plano GEM do que a Quest.

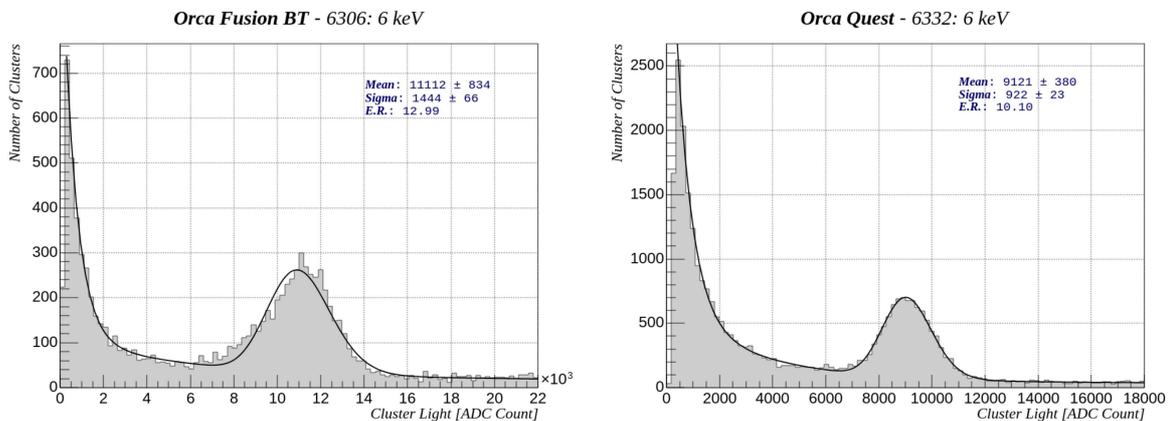


Figura 72 – Distribuições de energia obtidos com uma fonte radioativa de  $^{55}\text{Fe}$  para os sensores Fusion BT e Quest.

A Figura 73 mostra as medidas de ruído RMS convertidas para *elétron-volts*. Como pode ser visto, para o tempo de exposição de 10 *ms*, os dois sensores apresentam ruído RMS próximos, de 1,47 e 1,44 *elétron-volts* para os sensores Fusion BT e Quest, respectivamente. À medida que o tempo de exposição aumenta, o sensor Quest apresenta um ruído cada vez menor em relação ao sensor Fusion BT, chegando a uma diferença de 1,23 *elétron-volts*.

Portanto fica evidenciado a melhora do desempenho da Fusion BT em relação à Quest quando os resultados são apresentados em unidade de *elétron-volts*, se comparados com aqueles apresentados em unidade de *élétrons* (onde o ruído RMS da Quest é quase três vezes menor do que o da Fusion BT). Isso ocorre principalmente devido ao fato de o sensor Fusion BT ter um tamanho significativamente maior que o do sensor Quest, o que permite que a Fusion BT seja posicionada mais próxima do plano GEM, além da sua superioridade em relação ao parâmetro de eficiência quântica. Por outro lado, a Quest, além de ser muito superior em relação ao *read noise*, tem valores de *dark current* bem menores, fazendo com que ela seja menos impactada pelo tempo de exposição e apresente

um melhor desempenho global.

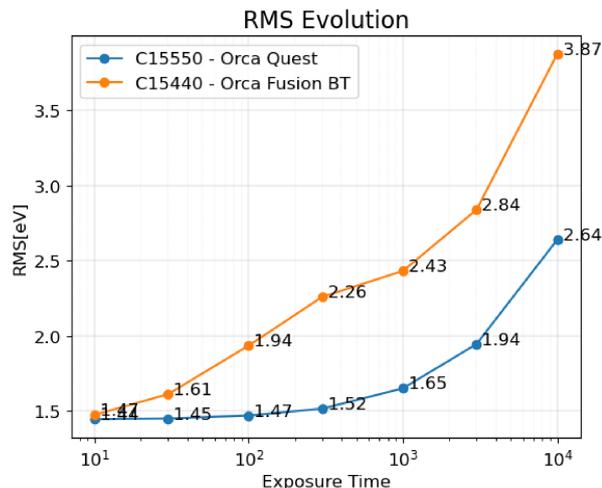


Figura 73 – Ruído RMS em unidade de  $eV$  para os sensores Fusion BT e Quest.

Tempo de Exposição	$eV$	
	C15440	C15550
10 ms	1.47354	1.44477
30 ms	1.61144	1.44945
100 ms	1.93516	1.46970
300 ms	2.25907	1.51510
1.000 ms	2.43124	1.65050
3.000 ms	2.83885	1.94476
10.000 ms	3.87367	2.63871

Tabela 10 – Ruído RMS do sensores em *élétrons-volts* para todos os tempos de exposição.

## 4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 4.6.1 COMPATIBILIDADE DAS MEDIDAS COM OS VALORES NOMINAIS ESPECIFICADOS PELO FABRICANTE

Comparando com os valores de *Read Noise* presentes nas especificações do fabricante, a Fusion BT e Quest apresentaram valores medidos bastante próximos aos nominais, de 0,67 e 0,24 elétrons, contra 0,7 e 0,27 elétrons, respectivamente. Para o sensor Thorit, o ruído RMS medido, 1,6 elétrons, foi menor do que o valor especificado, de 2,3 elétrons. Para definir os valores de *Read Noise*, o tempo de exposição de 10 *ms* foi considerado, pois, desta maneira, o efeito do *dark current* é desprezível.

Em relação ao pedestal, os valores medidos foram próximos dos valores esperados, de 100 e 200 *ADC counts* para os sensores Fusion BT e Quest, respectivamente. Para o sensor Thorit, os valores iniciais, para os tempos de exposição de 10 e 30 *ms*, foram

próximos de 100 *ADC counts*, como especificado pelo fabricante, porém para tempos de exposição mais longos, o valor de pedestal cresceu de maneira inesperada.

#### 4.6.2 COMPARAÇÃO COM O SENSOR USADO NO PROTÓTIPO LIME

Um dos objetivos práticos deste trabalho é achar sensores com potencial de melhorar o desempenho do sistema de detecção do Experimento CYGNO. Como mencionado anteriormente, o LIME é o protótipo mais recente do experimento. Este protótipo usa o sensor do modelo Fusion da Hamamatsu, modelo C14440-20UP. Nesta seção, o sensor Thorit não será considerado uma vez que teve desempenho muito inferior ao sensor utilizado atualmente pelo LIME.

O artigo [69] apresenta medidas relacionadas à Fusion para o tempo de exposição de 30 ms. Podemos usar essas medidas para comparar com os sensores testados neste trabalho considerando o tempo de 40 *ms*, o mais próximo ao usado neste artigo. Comparando a Fusion com a Fusion BT, embora seus valores médios de ruído sejam similares, a Fusion apresenta efeito de borda em duas das suas extremidades, porém menos acentuado, variando de 0,7 à 1,0 elétron, enquanto a Fusion BT apresenta tal efeito preferencialmente em apenas uma das extremidades, indo de, aproximadamente, 0,6 à 2,7 elétrons. Por outro lado, nas regiões centrais, o comportamento do ruído é bastante similar.

Sendo assim, tanto o impacto na qualidade das imagens produzidas, como uma eventual necessidade de descartar bordas para evitar desdobramentos adversos em processos de estimação e/ou classificação de eventos, por exemplo, o que resultaria em uma diminuição da área ativa útil dos sensores, devem ser avaliadas de acordo com a aplicação dos mesmos.

No geral, o experimento CYGNO tem descartado as bordas ruidosas pois estas produzem, não raramente, eventos falsos (falsos alarmes) no processo de clusterização, em parte devido à configuração do algoritmo de clusterização do CYGNO que foi otimizado para reconstruir eventos que geram muito pouca luz.

Portanto, uma vantagem da substituição do sensor Fusion pelo sensor Fusion BT para o experimento CYGNO reside no aumento da área útil do sensor uma vez que apenas uma de suas bordas seria descartada, ao invés das duas bordas do sensor Fusion. No entanto, o desempenho do sensor nas regiões não ruidosas deve ser analisado com critério, considerando que os dois sensores têm diferenças operacionais, como, por exemplo, no parâmetro de eficiência quântica, que é maior para o sensor Fusion BT.

As Tabelas 11 e 12 apresentam as medidas de ruído em *elétrons* e *elétron-volts*, respectivamente, para os sensores Fusion BT, Quest e Fusion (LIME). Somente os tempos de exposição de 100, 1000 e 10000 *ms* foram considerados uma vez que esses foram os únicos valores usados nas aquisições com a Fusion que correspondem aos tempos de exposição usados para os sensores avaliados neste trabalho.

Tempo de Exposição	Ruído RMS ( $e^-$ )		
	C15440	C15550	Fusion
100ms	0.88	0.24	0.85
1.000ms	1.11	0.27	1.14
10.000ms	1.76	0.43	2.39

Tabela 11 – Ruído RMS dos sensores Fusion BT, Quest e Fusion em *elétrons* para diferentes tempos de exposição.

Tempo de Exposição	Ruído RMS ( $eV$ )		
	C15440	C15550	Fusion
100ms	1.94	1.47	2.12
1.000ms	2.43	1.65	2.86
10.000ms	3.87	2.64	5.98

Tabela 12 – Ruído RMS dos sensores Fusion BT, Quest e Fusion em *elétron-volts* para diferentes tempos de exposição.

Considerando as medidas em *elétrons*, a Quest é muito superior aos outros sensores enquanto que a Fusion BT tem desempenho similar à Fusion para tempos de exposição até 1000 *ms*. Para 10000 *ms*, a Fusion tem uma piora significativa em relação à Fusion BT. Em unidades de *elétron-volts*, a Fusion apresenta desempenho significativamente inferior ao da Quest e, em relação à Fusion BT, seu desempenho é levemente inferior para 100 *ms*, deteriorando ainda mais com tempos de exposição maiores. Isso se justifica pelo fato da eficiência quântica ser pior para a Fusion quando comparado com a Fusion BT, fazendo com que a distância entre as medidas de ruído aumente na passagem das unidades de medida, de *elétrons* e *elétron-volts*. Outra vantagem dos sensores Fusion e Fusion BT em relação ao Quest, no que se refere à coleta de fotoelétrons, é o tamanho dos sensores, considerando que o foco deles deve ser ajustado para o plano GEM, que possui formato quadrado. Por ter área ativa útil menor, o sensor Quest precisa estar mais afastado da fonte de luz em comparação aos outros sensores, fazendo com que o mesmo receba uma fração menor de fótons.

## FRAÇÃO DE FÓTONS RECEBIDOS POR CADA SENSOR

Em relação ao tamanho dos sensores, pode-se calcular a fração de fótons recebida por cada sensor usando uma aproximação de lente fina e simplificando a lente como uma única lente convergente, é possível usar a Equação 4.1 para estimar essa quantidade, onde  $\epsilon$  representa a fração de fótons recebidos pelos sensores de uma fonte de luz pontual isotrópica,  $L$  e  $\ell$  representam os tamanhos do plano GEM e do sensor, respectivamente, e  $f_{\#}$  é o número  $f$  do sistema óptico. Uma lente Schneider Fast C-Mount foi utilizada para reproduzir as imagens dos traços no sensor da câmera. A lente tem uma distância focal

( $f$ ) de 25 mm e uma abertura máxima de  $f/f_{\#}$ , com  $f_{\#} = 0,95$ .

$$\epsilon = \frac{1}{[4f_{\#} \left(\frac{L}{\ell} + 1\right)]^2} \quad (4.1)$$

A Tabela 13 mostra os comprimentos dos lados dos sensores, a distância deles em relação ao plano GEM, e a fração de fótons recebidos por cada um deles. Foi considerado um tamanho de  $35 \times 35 \text{ cm}^2$  para o plano GEM, com base no seu comprimento lateral, adicionando-se um centímetro de margem de segurança em cada lado. Enquanto os sensores Fusion e Fusion BT já são quadrados, seguindo o formato do plano GEM, com suas matrizes de  $2304 \times 2304$ , onde cada pixel mede  $6,5 \mu\text{m} \times 6,5 \mu\text{m}$ , o sensor Quest é retangular, apresentando uma matriz de  $2304 \times 4096$  pixels com tamanho de pixel de  $4,6 \mu\text{m} \times 4,6 \mu\text{m}$ . Portanto, neste caso, para se obter duas áreas quadradas (uma para cada módulo LIME) é necessário considerar uma matriz de  $2048 \times 2048$  pixels, resultando em duas imagens, cada uma com dimensão lateral de  $0,94 \text{ cm}$ . Caso se opte por trabalhar com uma imagem de  $2304 \times 2304$ , a área em uso deste sensor passa a ser de  $1,06 \text{ cm}$

	Side length (cm)	GEM distance (cm)	$\epsilon$ (fraction of photons)
FUSION	1,50	62	$1,17 \times 10^{-4}$
FUSION BT	1,50	62	$1,17 \times 10^{-4}$
QUEST <sub>2048×2048</sub>	0,94	98	$4,76 \times 10^{-5}$
QUEST <sub>2304×2304</sub>	1,06	87	$5,98 \times 10^{-5}$

Tabela 13 – Comprimento lateral, distância do plano GEM e fração de fótons para cada um dos sensores testados.

Como pode ser observado, os sensores Fusion e Fusion BT podem ser posicionados mais próximos do plano GEM, fazendo com que recebam 1,95 (2,46) vezes mais fótons em comparação ao sensor Quest quando afastado de  $1,06$  ( $0,94$ )  $\text{cm}$  do plano GEM considerando uma matriz de  $2304 \times 2304$  ( $2048 \times 2048$ ).

## SENSIBILIDADE AOS FÓTONS EMITIDOS EM DIREÇÃO AO SENSOR

Em relação à sensibilidade ao fóton emitido pela GEM, temos alguns componentes importantes a serem considerados: a faixa de energia dos fótons emitidos pela GEM, a transmitância do vidro (*Plexiglass*) usado no detector que fica entre o plano GEM e o sensor [70], e a Eficiência Quântica de cada sensor. A Figura 74 mostra todas estas componentes e a Tabela 14 os resultados obtidos em relação à porcentagem de fótons emitidos em direção ao sensor que são convertidos em fotoelétrons, considerando apenas a eficiência quântica e a eficiência quântica em conjunto com o efeito do *Plexiglass*.

Portanto, de acordo com a Tabela 14, a Fusion BT tem um fator de geração de fotoelétrons 1,31 vezes maior do que a Quest quando considerados os dois fatores

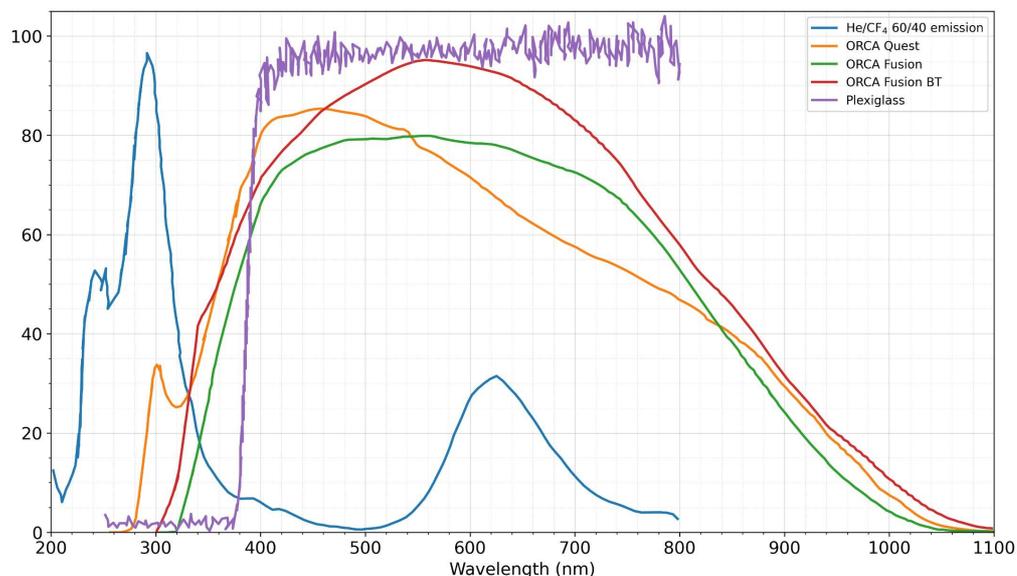


Figura 74 – Faixa de energia dos fótons emitidos pela GEM (preto), transmitância do *Plexiglass* (rosa), e a Eficiência Quântica de cada sensor (vermelho, azul e verde) [71].

	Eficiência Quântica	Eficiência Quântica + Plexiglass
FUSION	29,51%	26,89%
FUSION BT	36,14%	31,77%
QUEST	34,47%	23,97%

Tabela 14 – Porcentagem de fótons emitidos em direção ao sensor que são convertidos em fotoelétrons, considerando apenas a eficiência quântica e a eficiência quântica em conjunto com o efeito do *Plexiglass* [71].

mencionados acima. Vale notar também que, na ausência do *Plexiglass*, esse fator cairia para 1,05 dado que o sensor Quest possui uma melhor eficiência perto da região de energia de maior emissão de fótons, quase que anulando este fator relacionado a conversão de fótons em fotoelétrons. Esta análise foi realizada em [71].

#### FATOR CONJUNTO CONSIDERANDO FRAÇÃO DOS FÓTONS E SENSIBILIDADE

Se considerarmos ambos os fatores calculados acima: 1,95 em relação à fração de fótons que chega ao sensor, e 1,31 relacionado à geração de fotoelétrons após a consideração da transmitância do *Plexiglass* e da Eficiência Quântica, obtemos um fator total de 2,55, fator este que representa a razão entre a sensibilidade da Fusion BT a do sensor Quest<sub>2304×2304</sub>, em termos de geração de fotoelétrons. Vale destacar, para fins de validação dos resultados apresentados neste trabalho, a proximidade entre o valor teórico (2,55), e o experimental (2,7) obtido a partir da Figura 4.36.

Como consequência, embora o sensor Quest tenha especificações de ruído muito melhores do que as dos outros sensores, seu afastamento em relação ao plano GEM e sua Eficiência Quântica fazem com que o seu desempenho no sistema de detecção do CYGNO, embora ainda superior, se aproxime dos outros sensores. Esse efeito pode ser observado ao comparar os resultados de ruído expressos em unidades de *elétrons* (Tabela 11) com os expressos em *elétron-volts* (Tabela 12). Para superar este problema, mais de um sensor por módulo LIME deve ser usado afim de se diminuir a distância do mesmo em relação ao plano GEM do detector.

## 5 IMPACTO DOS SENSORES NA EFICIÊNCIA DO EXPERIMENTO CYGNO SOB VARIAÇÃO DA LUMINOSIDADE DOS EVENTOS

Neste capítulo será apresentado um estudo sobre impacto dos sensores Fusion BT e Quest na eficiência do sistema de detecção do Experimento CYGNO considerando eventos com valores de energia emulados, variando de  $0.3 \text{ keV}$  à  $5,9 \text{ keV}$ .

### 5.1 GERAÇÃO DE EVENTOS DE BAIXA ENERGIA

A emulação é feita com uma fonte radioativa de  $^{55}\text{Fe}$ , que emite fótons com energia de  $5.895 \text{ eV}$ , posicionada a uma distância de 26 cm do detector. Quando o sistema multiplicador de elétrons (GEM) está alimentado com as tensões nominais do experimento ( $440 \text{ V}$ ), temos um sinal de luz capturado pela câmera correspondente a esta energia. Para replicar sinais de menor energia usando desta mesma fonte radioativa, as tensões do dispositivo GEM podem ser reduzidas, produzindo assim um sinal de luz com intensidade reduzida. Segundo estudos descritos em [72], a relação entre as tensões da GEM e seu ganho correspondente pode ser descrita pela Equação 5.1, onde  $G$  é o ganho do dispositivo GEM, e  $V$  a tensão aplicada. Portanto, a intensidade do sinal de luz capturado pela câmera é proporcional a essa tensão.

$$G = 0.0303 \cdot e^{(0.0189 \cdot V)} \quad (5.1)$$

A partir desta equação é possível calcular as tensões correspondentes às energias desejadas tendo como base que eventos de  $5,9 \text{ keV}$  foram coletados com uma tensão GEM de  $440 \text{ V}$ . A Tabela 15 lista as tensões usadas para a geração dos dados aplicados neste capítulo, e as energias correspondentes dos eventos.

Tensão da GEM (V)	Energia Simulada (keV)
440	5.9
431	5
421	4
407	3
387	2
354	1
321	0.5
297	0.3

Tabela 15 – Tensões aplicadas à GEM e as respectivas energias emuladas.

## 5.2 PRÉ-ANÁLISE DOS DADOS

Durante a análise de dados, alguns problemas quanto a coerência do procedimento e do banco de dados foram observados:

1. Conforme as tensões da GEM são reduzidas, não apenas os sinais dos fótons gerados pela fonte radioativa são reduzidos. Os sinais gerados pela radiação natural também o são, podendo impactar negativamente na análise dos dados uma vez que o procedimento de emulação proposto não consegue replicar eventos de mais baixa energia de maneira fidedigna.
2. Impacto de condições de ambiente no ganho do detector de maneira que, dependendo destas, a luz produzida para um mesmo evento e o mesmo setup pode variar de aquisição para aquisição.

A Figura 75 exemplifica o item 1, descrito acima, através de duas imagens adquiridas pelo experimento. Na parte superior, à esquerda temos eventos de  $5,9 \text{ keV}$  emulados, e à direita, eventos de  $0,3 \text{ keV}$ , onde é possível ver como os eventos relacionados à radiação natural também são afetados, de maneira significativa, pela redução das tensões da GEM. Os longos traços característicos da interação de raios cósmicos com o gás do detector praticamente desaparecem ou são picotados em diversos clusters de pequena dimensão. Abaixo, nesta mesma figura, é possível ver o resultado do processo de clusterização aplicado a essas imagens. Como é possível notar na imagem à esquerda, alguns eventos provenientes da fonte radioativa são clusterizados junto aos traços de raio cósmico, podendo portanto prejudicar a medida de eficiência baseada nos sinais desta fonte. Então, de maneira resumida, dois efeitos adversos podem ser identificados: um que, com a diminuição da tensão da GEM, aumenta o número de clusters devido ao fato dos traços longos serem picotados em clusters de menor dimensão, e outro que, com o aumento da tensão da GEM, ocorre um aumento da captura de eventos de  $^{55}\text{Fe}$  pelos clusters formados a partir dos traços longos, dado que estes ficam mais intensos.

Ainda em relação ao item 1 da lista acima, a Figura 76 mostra as cumulativas das distribuições de energia dos clusters formados por radiação natural (aquisição sem uso de fonte radioativa) para diferentes valores de tensão GEM. Como pode ser observado, inicialmente, com a diminuição da tensão, começando pela tensão equivalente a  $6 \text{ keV}$ , o número de clusters aumenta devido à divisão de clusters longos em versões menores. O número de clusters atinge seu valor máximo para a tensão de  $354 \text{ V}$  (equivalente a  $1 \text{ keV}$ ), e, a partir desse ponto, a curva começa a diminuir, atingindo seu valor mínimo para uma tensão equivalente a  $0,3 \text{ keV}$ . Esse último efeito está relacionado ao desaparecimento dos traços/clusters de menor intensidade, como mostrado à direita da Figura 75. Outro fator que reforça essa interpretação é a variação do grau de inclinação linear das curvas

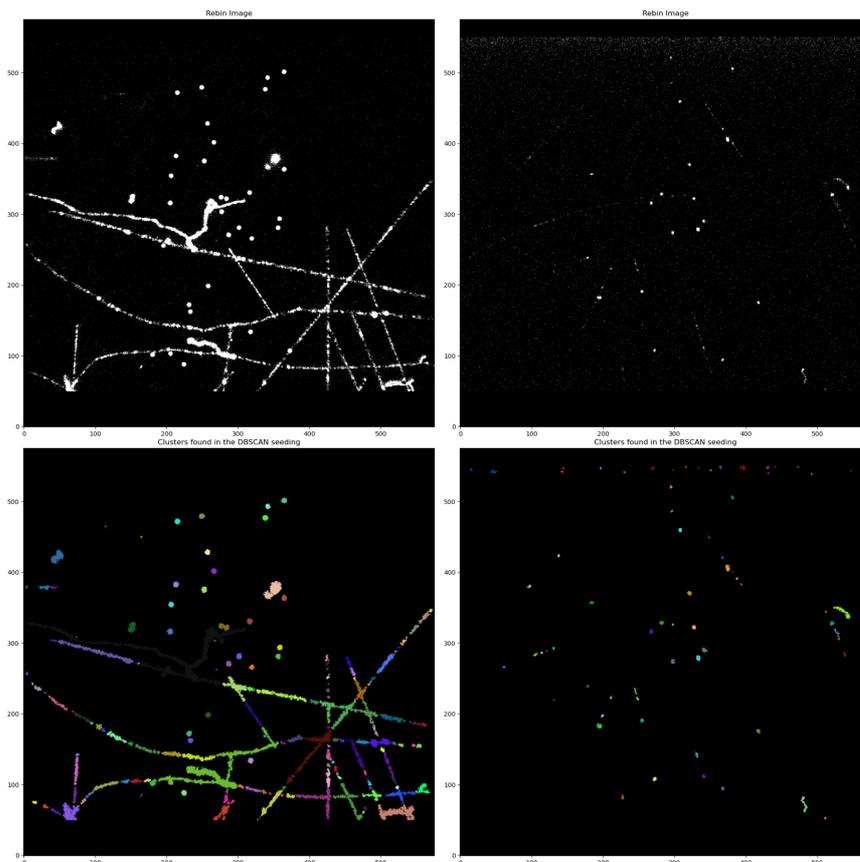


Figura 75 – Exemplo da captura de *spots* de  $^{55}\text{Fe}$  por raios cósmicos. À esquerda uma imagem de energia de 6 keV e à direita uma imagem de energia de 0.3 keV.

apresentadas na Figura 76, que diminui à medida que a tensão GEM é reduzida. Isso reflete o efeito de divisão dos clusters longos em versões menores, portanto com menos energia, o que faz com que os valores distribuídos na região de alta energia sejam distribuídos entre suas partes menores, passando a ficar cada vez mais concentrados na região de baixa energia.

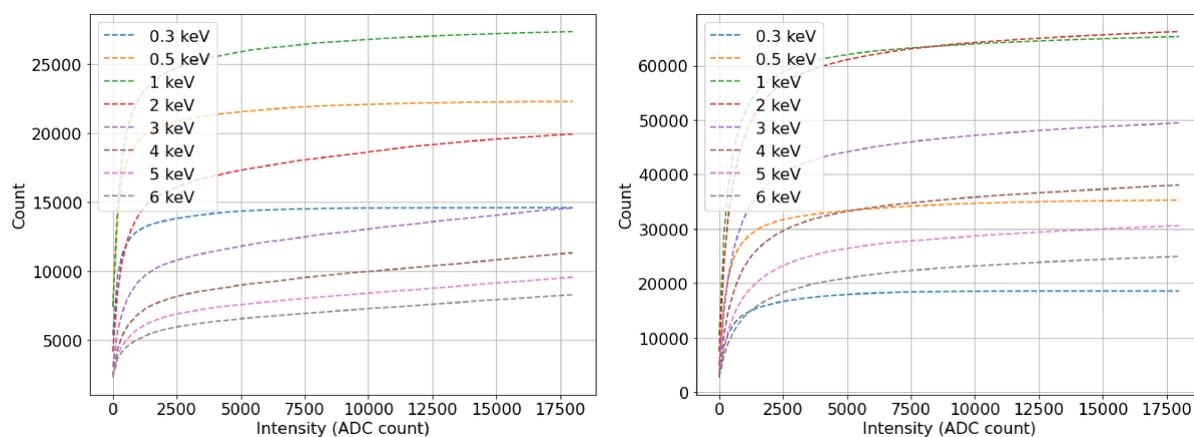


Figura 76 – Cumulativas das distribuições de energia para os diferentes valores de tensão GEM aplicados na aquisição de radiação natural, para os sensores Fusion BT à esquerda, e Quest à direita.

A Figura 77 exemplifica o item 2 listado acima. As duas distribuições apresentadas foram produzidas a partir da subtração entre os dados adquiridos com e sem a fonte radioativa para as energias relativas de 1  $keV$  à esquerda e 5  $keV$  à direita. Como pode ser visto, os valores na região de baixa energia, relacionados ao ruído de fundo, não foram propriamente reduzidos a valores próximos de zero, como era de se esperar caso as condições de operação do detector fossem estáveis. Estudos paralelos realizados pela Colaboração mostraram a existência de uma relação entre ganho do detector e umidade do ar. Portanto, para o estudo de eficiência, uma subtração simples entre os dados com e sem fonte radioativa não é passível de ser usada.

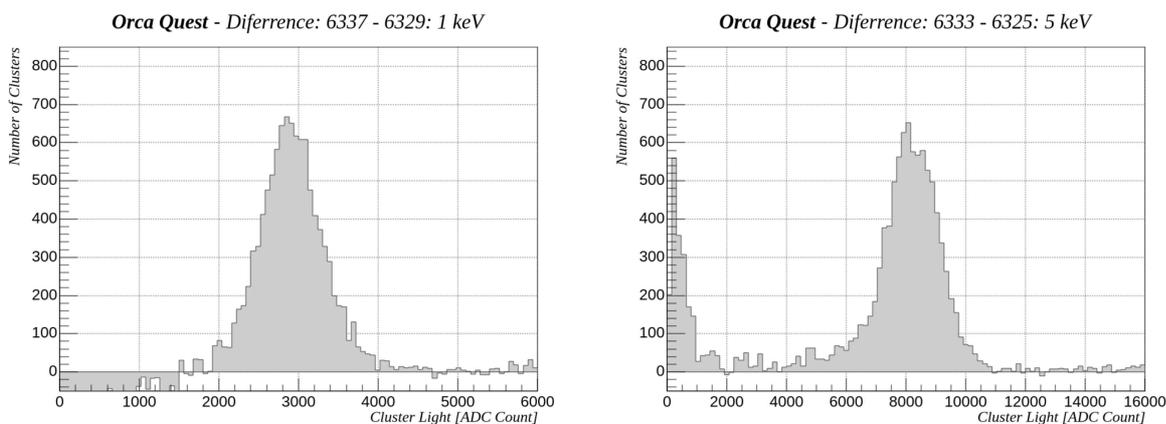


Figura 77 – Resultado da subtração de runs de Cósmicos dos runs de  $^{55}Fe$  para diferentes energias.

A partir do texto acima, podemos concluir que a análise de eficiência, baseada na contagem de eventos de  $^{55}Fe$  deve considerar um procedimento que seja imune:

1. à captura de eventos de fótons provenientes da fonte pelos traços oriundos da radiação natural no processo de clusterização;
2. e à variação de ganho do detector entre as aquisições com a mesma tensão GEM;

As seções seguintes irão descrever como esses problemas foram mitigados. A seção 5.3 irá descrever a proposta de análise para anular o efeito da variação de ganho do detector, e a seção 5.4 mostrará a proposta de compensação do processo de captura dos eventos de  $^{55}Fe$  mencionado acima. Por fim, os resultados finais serão apresentados na seção 5.5.

### 5.3 PROCEDIMENTO IMUNE À VARIAÇÃO DE GANHO

Como explicado anteriormente, a quantidade de luz emitida por evento do detector pode variar de aquisição para aquisição. Portanto, em uma aquisição de apenas ruído e de sinal+ruído, não é possível simplesmente subtrair os dados da segunda aquisição com os

da primeira para se obter a componente do sinal de maneira satisfatória. Para mitigar este problema, o seguinte procedimento foi proposto:

- Os dados de ruído de fundo foram ajustados através da Equação 5.2.
- Os dados de  $^{55}\text{Fe}$  foram ajustados através da Equação 5.3. Note que neste caso, o ajuste obtido no item anterior foi usado, multiplicando-o por uma constante  $A$ . Portanto, apenas as variáveis  $A$ ,  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_3$  participaram do processo de regressão relacionado a esta última equação.

$$f_{rf}(x) = (a_0 + b_0 \cdot x) + \sum_{i=1}^3 a_i \left(1 - e^{-b_i(x-c_i)}\right) \quad (5.2)$$

$$f_{global}(x) = A \cdot f_{rf}(x) + \frac{k_1}{1 + e^{-k_2(x-k_3)}} \quad (5.3)$$

Como sugerido no texto acima, a variável  $A$  permite compensar o efeito da variação do ganho do detector, de modo que o comportamento da componente do sinal, proveniente dos eventos gerados pela fonte radioativa, possa ser estimado. Note que se escolheu trabalhar com a cumulativa das distribuições. A Equação 5.2 foi obtida de forma empírica, enquanto a Equação 5.3 foi escolhida por sua adequação no ajuste da função cumulativa de uma distribuição Gaussiana.

A Figure 78 mostra este processo de ajuste para os dados de 6 keV do sensor Quest. Através dele podemos ver os dados de ruído de fundo com a curva de ajuste em azul, e em vermelho, a curva de ajuste nos dados da aquisição de  $^{55}\text{Fe}$ ,  $f_{global}(x)$ . Em lilas é mostrado o componente do ruído de fundo  $f_{rf}(x)$  e em marrom claro o componente do sinal  $f_{rf}(x) - A \cdot f_{global}(x)$ .

A Figura 79 mostra todas as curvas de sinal obtidas com o processo mencionado acima, para todas as energias consideradas, para os sensores *Fusion BT* e *Quest*. Na imagem apresentada, podemos notar um comportamento relevante: a detecção dos eventos de  $^{55}\text{Fe}$  tende a aumentar, em termos de quantidade de *clusters*, à medida que a energia diminui. Por exemplo, para a energia de 0.3 keV, o sensor Fusion BT apresentou a maior contagem de eventos de  $^{55}\text{Fe}$ , e para 6 keV. uma das menores Essa tendência decorre principalmente da captura de eventos de  $^{55}\text{Fe}$  pelos traços de radiação natural no processo de clusterização, que tende a ser maior para valores mais elevados da tensão de alimentação da GEM, como comentado anteriormente. A compensação para tal efeito adverso será tratado na próxima seção.

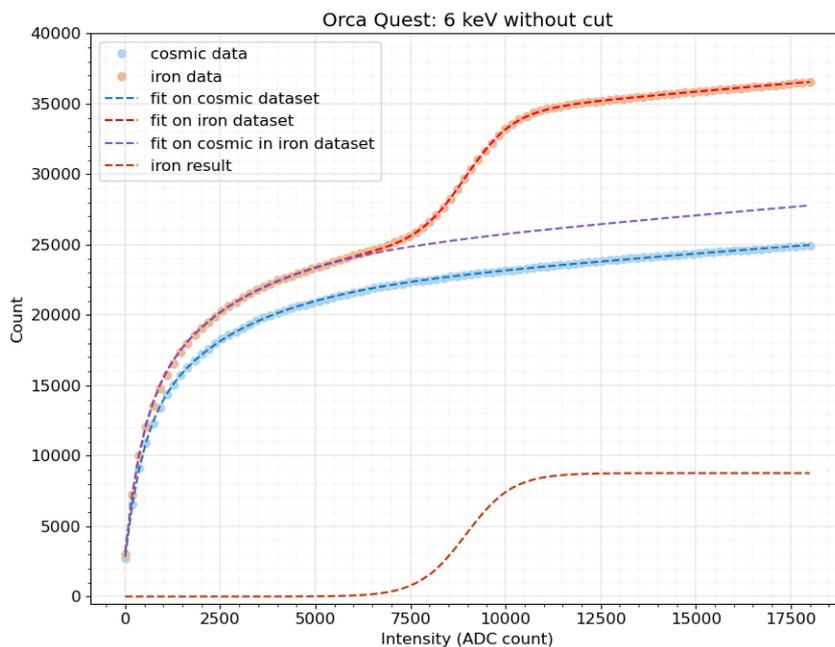


Figura 78 – Resultado do processo de regressão aplicado aos dados reais para o banco de dados com e sem fonte radioativa para eventos de  $5,9 \text{ keV}$  usando o sensor Quest.

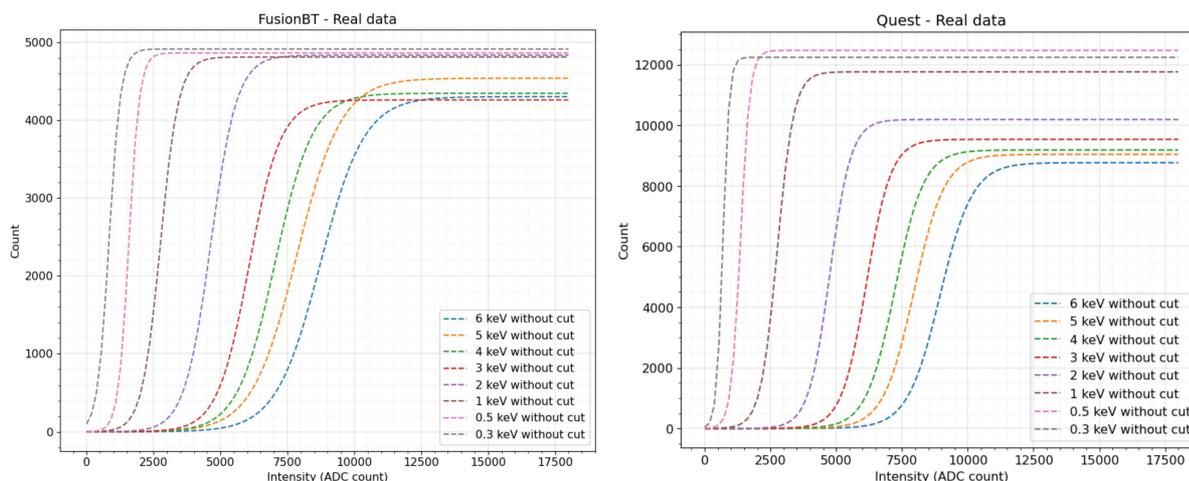


Figura 79 – Cumulativa das distribuições de intensidade dos clusters de  $^{55}\text{Fe}$  para os sensores Fusion BT e Quest, para dados reais.

#### 5.4 ESTUDO DO PROCESSO DE CAPTURA DOS EVENTOS

Conforme mencionado no início deste capítulo, uma das dificuldades encontradas na análise dos dados reais ocorreu devido à captura dos eventos de  $^{55}\text{Fe}$  por traços deixados por eventos de radiação natural. Adicionalmente, à medida que a tensão GEM diminuiu, esses traços perdem intensidade e, conseqüentemente, são clusterizados de maneira cada vez mais fracionária, e a probabilidade de captura dos eventos de  $^{55}\text{Fe}$  diminui.

Para melhor compreender e quantificar os impactos desse fenômeno, foi criado um novo banco de dados a partir da combinação dos dados reais de radiação natural com a

inserção de eventos simulados de baixa energia, seguindo os mesmos valores apresentados na Tabela 15. Esses eventos foram simulados utilizando como base o protótipo LIME e o software GEANT4 [73], que simula as interações de partículas dentro do detector.

No entanto, o protótipo LIME utiliza a câmera Orca Fusion, a qual tem um fator de conversão de *electron-volts* por *ADC counts* de  $1,52 \text{ ADC counts/eV}$  (9000 *ADC counts* em média para eventos de  $5,9 \text{ keV}$ ). Sendo necessário, portanto, a aplicação de um fator de correção à energia final dos eventos para que estes atinjam a energia desejada considerando o fator de conversão de cada sensor.

Os parâmetros utilizados foram extraídos conforme o procedimento descrito na Seção 4.5.3, onde o sinal é modelado por uma distribuição Gaussiana. A Tabela 16 apresenta os valores utilizados para cada sensor após utilizado o fator de conversão supracitado.

Energia (keV)	Energia Média ( <i>ADC Counts</i> )	
	<b>C15550</b>	<b>C15440</b>
6	9045	11100
5	8189	10050
4	7326	9015
3	6236	7700
2	4821	5960
1	2909	3610
0.5	1525	2040
0.3	974	1235

Tabela 16 – Correção de energia para o ferro simulado.

Visando adaptar os eventos simulados de  $^{55}\text{Fe}$  às características dos sensores utilizados na análise quanto a sua distribuição espacial, foi realizado um estudo da distribuição dos *spots* de  $^{55}\text{Fe}$  a partir de aquisições reais realizadas com a fonte de  $^{55}\text{Fe}$ . Foram utilizados os parâmetros *sc\_xmean* e *sc\_ymean*, fornecidos no resultado final da clusterização.

Esses parâmetros correspondem à localização dos clusters nos eixos horizontal e vertical e, através de sua análise, foi possível identificar a região onde os eventos de  $^{55}\text{Fe}$  apareciam com maior probabilidade na área ativa dos sensores. Com isso, foi delimitada uma área de dispersão adequada para a inserção dos eventos simulados.

A inserção dos eventos simulados foi realizada em duas etapas principais:

1. Foi criada uma imagem sem ruídos (fundo zero), onde foi inseridos os eventos simulados. Foram inseridos um total de 30 eventos, dentro da área delimitada como de maior probabilidade de cada sensor, de maneira aleatória, conforme pode ser observado na Figura 80.

2. Esta imagem foi então somada a cada uma das imagens geradas em um *run* de radiação natural, produzindo um banco de dados composto de eventos de baixa energia simulados + radiação natural real.

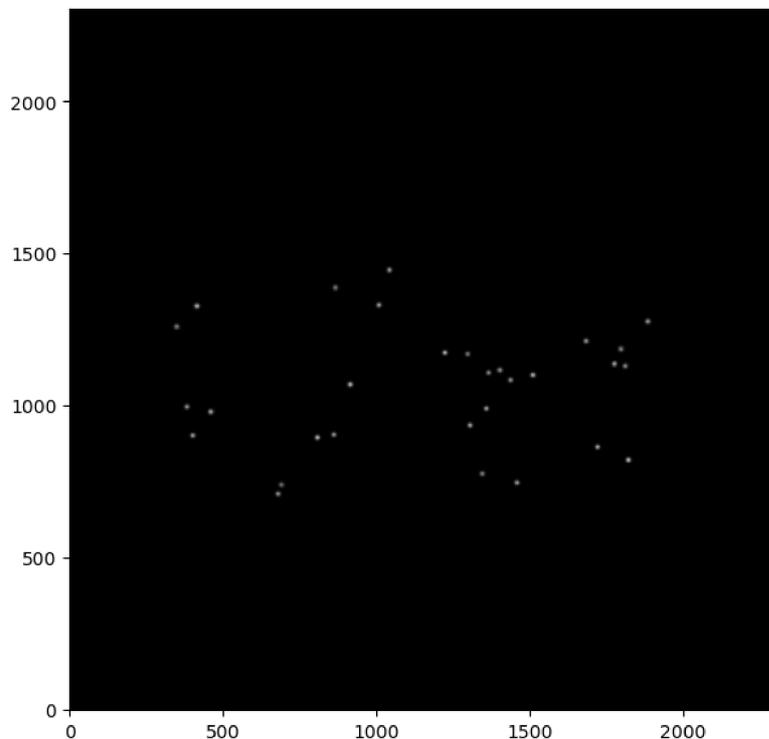


Figura 80 – Imagem contendo apenas *spots* de  $^{55}\text{Fe}$  simulados

As imagens resultantes desse processo foram então submetidas à clusterização. Como o processo é controlado e o número exato de eventos em cada imagem é conhecido, foi possível quantificar as perdas destes eventos durante o processo. A Figura 81 apresenta as cumulativas das distribuições de intensidade dos clusters gerados por eventos de  $^{55}\text{Fe}$ .

Como pode ser observado, estes gráficos confirmam a hipótese de captura de eventos de  $^{55}\text{Fe}$  por traços produzidos por raios cósmicos, tendo a mesma evolução que a encontrada nos dados reais, onde tensões de GEM mais elevadas levam a uma maior captura de eventos de  $^{55}\text{Fe}$ . A Tabela 17 mostra a estimativa da porcentagem de eventos reconstruídos pelo processo de clusterização, para ambos os sensores.

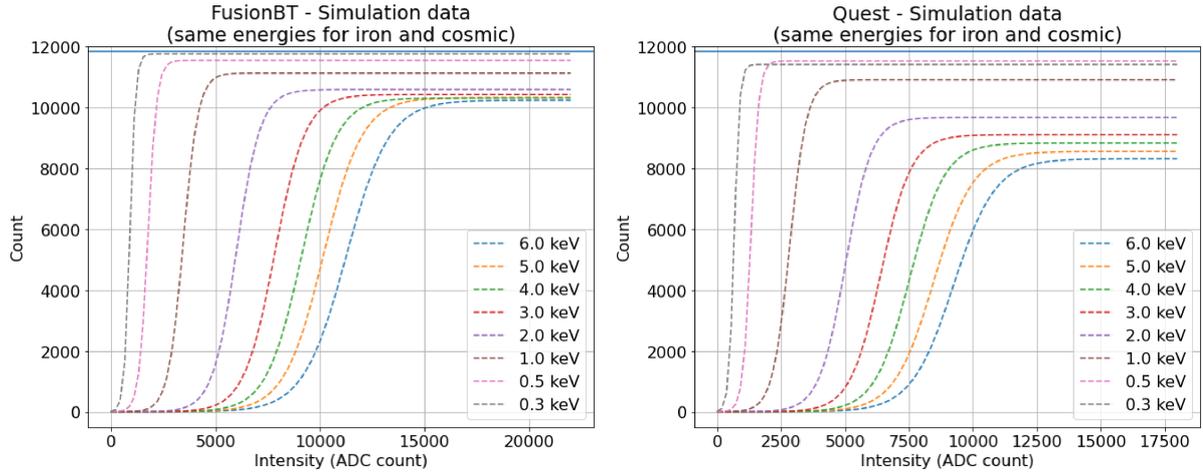


Figura 81 – Cumulativas da distribuições de intensidade dos clusters de  $^{55}Fe$  para os sensores Fusion BT e Quest para dados simulados.

Energia ( $keV$ )	Probabilidade de eventos reconstruídos na clusterização	
	<b>C15440</b>	<b>C15550</b>
6.0	0.8639	0.7015
5.0	0.8712	0.7218
4.0	0.8703	0.7451
3.0	0.8797	0.7681
2.0	0.8936	0.8160
1.0	0.9391	0.9205
0.5	0.9745	0.9729
0.3	0.9925	0.9633

Tabela 17 – Probabilidade de eventos reconstruídos pelo processo de clusterização.

Portanto, como esperado, energias mais altas perdem mais eventos que as aquisições feitas para energias mais baixas. Para o sensor Quest por exemplo, temos que 30% dos eventos de  $^{55}Fe$  são perdidos na clusterização para uma tensão GEM equivalente a uma energia de 5,9  $keV$ .

Como esses eventos são de alta intensidade, se espera que a perda por ineficiência do sistema de detecção seja desprezível, restando o fator relacionado à captura de eventos de  $^{55}Fe$  pelos traços produzidos por radiação natural.

Já para a energia de 0,3  $keV$ , temos que aproximadamente 4% dos eventos de eventos de  $^{55}Fe$  são perdidos. Neste caso, devido a baixa luminosidade dos eventos, dois podem ser os motivos: a captura mencionada acima, e a própria ineficiência do sistema de detecção.

## 5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Enquanto a variação do ganho quanto às condições ambientais pôde ser superada, o problema da captura dos eventos de  $^{55}\text{Fe}$  não pôde ser completamente anulado. Portanto, como a análise se apresenta atualmente, não é possível desacoplar completamente o quanto da perda de eventos medida está associada a esta captura, e o quanto está associada à queda de eficiência do sistema de detecção. No entanto, algumas conclusões ainda podem ser tiradas.

Considerando os dados simulados, para a Fusion BT, a perda observada para a energia mais baixa, de  $0,3\text{ keV}$ , foi menor do que 1%. Sendo assim, pode-se concluir que, se existe perda de eficiência de detecção com este sensor para esta energia, essa perda será menor do que este valor de 1%. Em relação a Quest, um aumento da perda de eventos de  $^{55}\text{Fe}$  pode ser observado entre  $0,5$  e  $0,3\text{ keV}$ . Porém, com a diminuição das tensões da GEM, a perda por captura de eventos tende a diminuir. Portanto, a perda observada quando se passa da energia correspondente de  $0,5\text{ keV}$  para  $0,3\text{ keV}$ , de quase 1% ( $97,29\% - 96,33\% = 0,96\%$ ), pode ser imputada a questões de eficiência do sistema de detecção, observadas as flutuações estatísticas.

A perda de eventos também foi computada para eventos de energia de  $0,5\text{ keV}$  quando inseridos em ruído de fundo para VGEM equivalente à  $0,3\text{ keV}$ . O valor da perda observada foi de  $1,3\%$ . Se considerarmos que a perda dos eventos de  $0,3\text{ keV}$  adicionados em ruído de mesma energia deve ser igual ou menor a este valor, podemos concluir que o sistema apresenta uma perda de pelo menos  $1,3\%$  devido a ineficiência do mesmo. Por outro lado, a ineficiência máxima nestas condições seria de um pouco menos que  $4\%$  ( $100\% - 96,33\% = 3,77\%$ ) se considerarmos o caso extremo onde a perda mostrada na Tabela 17 para  $0,3\text{ keV}$  seria causada apenas por questões de eficiência.

Observando os resultados obtidos com os dados reais, mostrados na Figura 79, para o caso da Quest é notório uma diminuição do número de clusters quando se passa da energia de  $0,5$  para  $0,3\text{ keV}$ , reforçando a tese de queda de eficiência para esta energia. O mesmo não pode ser afirmado sobre o sensor Fusion BT.

Por fim, para que seja possível chegar a conclusões mais assertivas com os dados reais, será necessário identificar se as perdas de eventos de  $^{55}\text{Fe}$  foram causadas por captura ou por ineficiência, desacoplando desta forma os dois modos de perda possíveis. Para se obter resultados corroborativos, pode-se também aprimorar a simulação de eventos de baixa luminosidade e inseri-los em imagens contendo apenas ruído eletrônico, de modo a eliminar completamente o impacto dos traços produzidos pela radiação natural. Vale ressaltar também que atualmente o protótipo LIME está instalado em um dos laboratórios de Gran Sasso, abrindo a possibilidade de aquisição de novos dados com sensores diversos em um ambiente com pouquíssimos eventos de raios cósmicos, o que poderia ajudar a

mitigar o fator de captura mencionado.

Tempo de Exposição	$e^-$		
	<b>C15440</b>	<b>C15550</b>	<b>C11440</b>
10 <i>ms</i>	0.67136	0.23814	1.60029
30 <i>ms</i>	0.73419	0.23891	1.82676
100 <i>ms</i>	0.88169	0.24225	2.57208
300 <i>ms</i>	1.02926	0.24973	3.85385
1.000 <i>ms</i>	1.10771	0.27205	6.52570
3.000 <i>ms</i>	1.29342	0.32055	11.63886
10.000 <i>ms</i>	1.76490	0.43494	22.66758

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 6.1 CONCLUSÃO

Essa Dissertação se debruçou sobre questões de caracterização de sensores de imagem do tipo sCMOS, considerando tanto os sensores em si, com suas características intrínsecas, como o ambiente de aplicação, o Experimento CYGNO.

Os testes realizados com os sensores C15440-20UP: Orca Fusion BT e C15550-20UP: Orca Quest demonstraram que, embora as especificações do fabricante indiquem uma diferença notável de ruído entre ambos, os resultados práticos obtidos durante a detecção de eventos de baixa energia revelaram uma discrepância menor do que o esperado entre os sensores Fusion BT e Quest. Essa observação foi particularmente evidente ao comparar as performances desses sensores no contexto do detector LIME. A análise estatística e espacial do ruído revelou que, embora o Quest apresente um ruído RMS menor nas medições estatísticas, a diferença no desempenho final em termos de detecção de eventos é relativamente pequena. Essa questão pôde ser compreendida a partir da análise do impacto do tamanho do sensor na fração de fótons recebida, e do parâmetro de Eficiência Quântica especificado pelo fabricante. O sensor C11440-62U: Thorit, por sua vez, apresentou desempenho muito inferior aos demais sensores e portanto não foi considerado nas análises comparativas finais entre os sensores. As medidas aqui apresentadas explicitaram o viés experimental e seus impactos no âmbito do Experimento CYGNO.

No Capítulo 4, a análise estatística confirmou que a Quest apresentou desempenho superior no que diz respeito ao ruído eletrônico medido em unidade de *elétrons*, com destaque para a estabilidade considerando exposições mais longas, onde o sensor Quest demonstrou um ruído muito inferior ao do Fusion BT. O efeito de borda apresentado pelo sensor Fusion BT é um ponto relevante a se ressaltar, já que este pode contribuir para uma degradação da qualidade da imagem nesta região. Para a Quest, a medida do efeito de borda apresenta limitações uma vez que o sensor é retangular e duas de suas bordas não foram colocadas em teste. Portanto, se o experimento for deslocar o sensor em relação à posição definida nas aquisições realizadas para este trabalho, uma nova análise deste fator deve ser realizada. Em relação às medidas de ruído convertidas para a unidade de *elétron-volts*, a Fusion BT e a Quest apresentaram desempenhos bastante similares para o tempo de exposição de 10 *ms*. Para tempos de exposição mais longos, o sensor Quest é visivelmente superior, porém por um fator bem mais moderado quando comparado com as medidas de ruído apresentadas em unidade de *elétrons*. Essa diferença pôde ser entendida pela superioridade da Fusion BT quanto ao seu tamanho, possibilitando uma maior proximidade ao plano GEM do detector, e à sua Eficiência Quântica.

Finalmente, em relação ao sensor atualmente em uso pelo protótipo LIME, os resultados apresentado ao final do Capítulo 4 indicaram que ambos os sensores, Fusion

BT e Quest, se mostraram capazes de melhorar o desempenho do detector. O primeiro por ter uma Eficiência Quântica melhor do que o sensor atual e o segundo por ter um ruído menor, ambos os fatores impactando em uma melhora da relação sinal-ruído das imagens geradas pelo experimento.

No Capítulo 5 foi apresentado um estudo detalhado onde visamos analisar o impacto dos sensores na eficiência do sistema de detecção do Experimento CYGNO para os diferentes cenários de energia aos quais foram simulados pela variação de tensão da GEM. Para isto, aquisições com e sem fonte radioativa foram realizadas.

Na pré-análise dos dados foram identificados duas questões importantes: uma que diz respeito à variação de ganho do detector, de aquisição para aquisição, e outra sobre o impacto negativo da grande quantidade de raios cósmicos nas imagens para a realização de uma medida de eficiência do sistema de detecção com dados reais.

Em relação à variação de ganho, após a identificação do problema, a Colaboração descobriu uma dependência do ganho com a umidade do gás usado no sistema, e então medidas de monitoramento e controle foram implementadas para solucionar o problema. No âmbito deste trabalho, considerando os bancos de dados disponíveis, foi proposto um procedimento para mitigar esta questão, o que permitiu a realização de medidas precisas das distribuições de energia de eventos de sinal (eventos de  $^{55}\text{Fe}$ ) a partir de uma subtração entre um banco de dados de sinal+ruído de fundo e um banco de dados de apenas ruído de fundo (radiação natural e ruído eletrônico).

Em relação a grande quantidade de raios cósmicos interagindo com o detector, observou-se um processo de captura de eventos de sinais por eventos de ruído de fundo na etapa de clusterização. A análise então, no âmbito deste trabalho, lançou mão de um banco de dados híbrido e controlado, onde eventos de sinais de baixa energia foram simulados no GEANT4 e então adicionado às imagens reais de ruído de fundo. Isto permitiu construir um conhecimento mais apurado sobre as medidas reais para então chegar a algumas conclusões parciais porém importantes sobre a eficiência do detector, algumas delas listadas abaixo:

- para valores acima de  $0,3\text{ keV}$ , nenhuma queda de eficiência pôde ser identificada;
- o detector equipado com a Fusion BT não apresentou uma queda aparente de eficiência para eventos de  $0,3\text{ keV}$ , apresentando valor estimado de ineficiência que pode chegar no máximo a aproximadamente 1%.
- com a Quest, um fator de ineficiência pôde ser detectado, com valores estimados entre 1,3% e 3,8%.

Esta análise permitiu também propor soluções para uma medida mais apurada da eficiência do detector considerando tanto os dados utilizados neste trabalho como novas aquisições.

Por fim, este trabalho foi desenvolvido durante a etapa de Pesquisa de Desenvolvimento (*R&D*) do Experimento CYGNO, auxiliando-o na decisão de substituição do sensor Fusion pelo sensor Quest para versões futuras do detector, e possivelmente para a sua versão final, considerando também estratégias para reduzir a distância entre o sensor e o plano GEM..

## 6.2 PRÓXIMOS PASSOS

Apesar dos resultados obtidos possuírem uma grande relevância e apresentarem uma base boa para a comparação entre os sensores analisados, alguns pontos relevantes foram observados e podemos elenca-los como passos futuros para um incremento de argumentos para a comparação. Com base nos dados adquiridos, ressalta-se:

- Uma análise visual mais apurada das imagens dos bancos de dados usados neste trabalho para auxiliar na compreensão de alguns fenômenos observados nos resultados apresentados (ex. o maior número de clusters do sensor Quest nas aquisições de radiação natural e a perda de eficiência para eventos de  $0,3\text{ keV}$  percebida com o uso do sensor Quest);
- A necessidade de uma análise quantitativa sobre o motivo das perdas dos eventos de  $^{55}\text{Fe}$  medidas com os dados simulados a partir de um cruzamento entre as informações verdadeiras disponíveis na simulação, com a posição dos clusters, resultante do processo de clusterização, fazendo com que seja possível desacoplar as perdas por captura das perdas por ineficiência de detecção;
- A necessidade de uma quantificação dos erros de medida relacionados principalmente aos resultados apresentados no Capítulo 5;
- Neste trabalho, a proposta foi a de analisar o desempenho dos sensores sem alterar o algoritmo de clusterização. No entanto, a otimização deste algoritmo, considerando as particularidades de cada sensor, pode dar um maior suporte às percepções criadas, principalmente no que se refere aos resultados do Capítulo 5;
- A possibilidade de se fazer uma nova análise híbrida, como a descrita no Capítulo 5, porém com sinais simulados adicionados a imagens de ruído eletrônico apenas (ao invés de ruído de fundo que contém também eventos de radiação natural), podendo auxiliar na medida de eficiência do sistema de detecção com o uso de diferentes sensores;
- A possibilidade de se estudar a componente de ruído telegráfico (RTN do inglês *Random Telegraph Noise*) e outras não-uniformidades considerando os diferentes sensores.

- A necessidade de se fazer novas aquisições de ruído para o sensor Quest considerando toda a sua área ativa.

## Bibliografia

- [1] Fernando Domingues Amaro et al. “The CYGNO experiment”. Em: *Instruments* 6.1 (2022), p. 6.
- [2] Fernando Domingues Amaro et al. “Directional dark matter searches with CYGNO”. Em: *Particles* 4.3 (2021), pp. 343–353.
- [3] Fernando Domingues Amaro et al. “A 50 l Cygno prototype overground characterization”. Em: *The European Physical Journal C* 83.10 (2023), p. 946.
- [4] Hamamatsu. *Orca-Fusion: Technical note*. URL: [https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99\\_SALES\\_LIBRARY/sys/SCAS0138E\\_C14440-20UP\\_tec.pdf](https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/sys/SCAS0138E_C14440-20UP_tec.pdf). (accessed: 15.03.2024).
- [5] Schneider-Kreuznach. *ONYX 0.95/25 C-FI 0.95*. URL: [https://schneiderkreuznach.com/application/files/8116/8492/1581/ONYX\\_095\\_25\\_C-FI\\_095\\_1106958\\_datasheet.pdf](https://schneiderkreuznach.com/application/files/8116/8492/1581/ONYX_095_25_C-FI_095_1106958_datasheet.pdf). (accessed: 15.03.2024).
- [6] Hamamatsu. *Photomultiplier Tube R7378A*. URL: [https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99\\_SALES\\_LIBRARY/etd/R7378A\\_TPMH1288E.pdf](https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/etd/R7378A_TPMH1288E.pdf). (accessed: 15.03.2024).
- [7] Heinrich Hertz. *Über die Beziehungen zwischen Licht und Elektrizität: Vortrag gehalten bei der 62. Versammlung deutscher Naturforscher und Ärzte in Heidelberg 1889*. Alfred Kröner Verlag, 1905.
- [8] David Attwood. *Soft x-rays and extreme ultraviolet radiation: principles and applications*. Cambridge university press, 2000.
- [9] Manjit Kumar. *Quantum: Einstein, Bohr and the great debate about the nature of reality*. Icon Books Ltd, 2008.
- [10] Albert Einstein. “Concerning an heuristic point of view toward the emission and transformation of light”. Em: *American Journal of Physics* 33.5 (1965), p. 367.
- [11] Jose Maria Filardo Bassalo. “O Premio Nobel de Fisica de 2009”. Em: *Caderno Brasileiro de Ensino de Fisica* 27.2 (2010), pp. 394–406.
- [12] MegaPixel Iddo Gennuth. *Steven Sasson - The Dawn of Digital Photography*. URL: <http://www.megapixel.co.il/english/archive/35884>. (accessed: 01.02.2024).
- [13] Allison Marsh. *How the Digital Camera Transformed Our Concept of History*. 1967. URL: <https://spectrum.ieee.org/how-the-digital-camera-transformed-our-concept-of-history>. (accessed: 21.03.2024).
- [14] F Graham Smith, Terry A King e Dan Wilkins. *Optics and photonics: an introduction*. John Wiley e Sons, 2007.

- [15] Michael W. Davidson Mortimer Abramowitz. *Concepts in Digital Imaging Technology: Photomultiplier Tubes*. URL: <https://hamamatsu.magnet.fsu.edu/articles/photomultipliers.html>. (accessed: 20.03.2024).
- [16] A.E. Becquerel. “Memoire sur les effets electriques produits sous l’influence des rayons solaires”. Em: *Compte Rendu des Seances de L’Academie des Sciences* 9 (1839), pp. 561–567.
- [17] W.G Adams e R. E. Day. “The action of light on selenium”. Em: *Proc. Royal Society London* 25 (1876), pp. 113–117. DOI: <https://doi.org/10.1098/rsp1.1876.0024>.
- [18] Gene P Weckler. “Operation of pn junction photodetectors in a photon flux integrating mode”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 2.3 (1967), pp. 65–73.
- [19] W. S. Boyle e G. E. Smith. “Charge Coupled Semiconductor Devices”. Em: *Bell System Technical Journal* 49.4 (1970), pp. 587–593. DOI: [doi:10.1002/j.1538-7305.1970.tb01790.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1970.tb01790.x).
- [20] CHM - Computer History Museum. *1977: BUBBLES, CCDS AND OTHER FORGOTTEN MEMORIES: EXPERIMENTAL TECHNOLOGIES THAT HAVE BEEN TRIED, TESTED AND FOUND WANTING*. URL: <https://www.computerhistory.org/storageengine/bubbles-ccds-other-forgotten-memories/>. (accessed: 18.02.2024).
- [21] M Fo Tompsett, GF Amelio e GE Smith. “Charge coupled 8-bit shift register”. Em: *Applied Physics Letters* 17.3 (1970), pp. 111–115.
- [22] Stuart Taylor. *CCD and CMOS Imaging Array Technologies: Technology Review*. Rel. técn. POPL 04 Proceedings of the 31st ACM SIGPLAN-SIGACT symposium on Principles of programming languages. Mai. de 1998. URL: <https://www.microsoft.com/en-us/research/publication/ccd-and-cmos-imaging-array-technologies-technology-review/>.
- [23] Michael W. Davidson. *Concepts in Digital Imaging Technology: Metal Oxide Semiconductor (MOS) Capacitor*. URL: <https://hamamatsu.magnet.fsu.edu/articles/moscapacitor.html>. (accessed: 15.02.2024).
- [24] Departamento de Astronomia do Instituto de Física da UFRGS. *Observações com Câmaras CCD*. URL: <http://astro.if.ufrgs.br/rad/ccd/ccd.htm>. (accessed: 18.02.2024).
- [25] Projects ELPROCUS - Eletronics e Focus. *Types of Charge-Coupled Devices with their Working Principles*. URL: <https://www.elprocus.com/know-about-the-working-principle-of-charge-coupled-device/>. (accessed: 18.02.2024).

- [26] Robert U. Ayres. “The Transistor Transition: 1945–1969”. Em: *The History and Future of Technology: Can Technology Save Humanity from Extinction?* Cham: Springer International Publishing, 2021, pp. 425–466. ISBN: 978-3-030-71393-5. DOI: 10.1007/978-3-030-71393-5\_18. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-71393-5\\_18](https://doi.org/10.1007/978-3-030-71393-5_18).
- [27] Lidia Łukasiak e Andrzej Jakubowski. “History of semiconductors”. Em: *Journal of Telecommunications and information technology* 1 (2010), pp. 3–9.
- [28] CHM - Computer History Museum. *Inventing the Transistor*. URL: <https://www.computerhistory.org/revolution/digital-logic/12/273>. (accessed: 12.04.2024).
- [29] CHM - Computer History Museum. *13 Sextillion and Counting: The Long and Winding Road to the Most Frequently Manufactured Human Artifact in History*. URL: <https://computerhistory.org/blog/13-sextillion-counting-the-long-winding-road-to-the-most-frequently-manufactured-human-artifact-in-history/>. (accessed: 12.04.2024).
- [30] Emma Ashley. *What is Bipolar Junction Transistor BJT? A Detailed Guide*. URL: <https://www.rs-online.com/designspark/what-is-bjt-a-detailed-guide-on-bjt>. (accessed: 18.06.2024).
- [31] CHM - Computer History Museum. *1955: Development of Oxide Masking*. URL: <https://www.computerhistory.org/siliconengine/development-of-oxide-masking/>. (accessed: 12.04.2024).
- [32] Premdass Devaray, Sharifah Hatta e Yew Hoong Wong. “An overview of conventional and new advancements in high kappa thin film deposition techniques in metal oxide semiconductor devices”. Em: *Journal of Materials Science: Materials in Electronics* 33 (mar. de 2022), pp. 1–36. DOI: 10.1007/s10854-022-07975-7.
- [33] Larry Bourget et al. *MKS Instruments Handbook. Semiconductor Devices and Process Technology*. MKS Instruments, 2023.
- [34] Wikipedia. *CMOS Structure*. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:CMOS\\_structure.JPG](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:CMOS_structure.JPG). (accessed: 18.06.2024).
- [35] Klaus Zhang. *The Pulsar: A Revolution in Display Technology*. URL: <https://pabook.libraries.psu.edu/literary-cultural-heritage-map-pa/feature-articles/pulsar-revolution-display-technology>. (accessed: 25.05.2024).
- [36] CHM - Computer History Museum. *1974: Digital Watch is First System-On-Chip Integrated Circuit*. URL: <https://www.computerhistory.org/siliconengine/digital-watch-is-first-system-on-chip-integrated-circuit/>. (accessed: 25.04.2024).

- [37] Arthur Fisher. *HAMILTON PULSAR WATCH*. URL: <http://www.decodesystems.com/pulsar.html>. (accessed: 25.05.2024).
- [38] SR Morrison. “A new type of photosensitive junction device”. Em: *Solid-State Electronics* 6.5 (1963), pp. 485–494.
- [39] Richard C Joy e JG Linvill. “Phototransistor operation in the charge storage mode”. Em: *IEEE Transactions on Electron Devices* 15.4 (1968), pp. 237–248.
- [40] PK Weimer. “Image sensors for solid state cameras”. Em: *Advances in Electronics and Electron Physics*. Vol. 37. Elsevier, 1975, pp. 181–262.
- [41] M Tartagni et al. “A Comparative Analysis of Active and Passive Pixel CMOS Image Sensors”. Em: *Proc. 32th Eur. Solid-State Device Res. Conf.* 2002.
- [42] Eric R Fossum e Donald B Hondongwa. “A review of the pinned photodiode for CCD and CMOS image sensors”. Em: *IEEE Journal of the electron devices society* (2014).
- [43] Lester J Kozlowski et al. “Comparison of passive and active pixel schemes for CMOS visible imagers”. Em: *Infrared Readout Electronics IV*. Vol. 3360. SPIE. 1998, pp. 101–110.
- [44] Sanket Mehta, Arpita Patel e Jagrat Mehta. “CCD or CMOS Image sensor for photography”. Em: *2015 international conference on communications and signal processing (ICCSP)*. IEEE. 2015, pp. 0291–0294.
- [45] Nobuyoshi Tanaka et al. “A 310 K pixel bipolar imager (BASIS)”. Em: *IEEE transactions on electron devices* 37.4 (1990), pp. 964–971.
- [46] Yoshio Nakamura et al. “Design of bipolar imaging device (BASIS)”. Em: *IEEE transactions on electron devices* 38.5 (1991), pp. 1028–1036.
- [47] Nobuyoshi Tanaka, Tadahiro Ohmi e Yoshio Nakamura. “A novel bipolar imaging device with self-noise-reduction capability”. Em: *IEEE transactions on electron devices* 36.1 (1989), pp. 31–38.
- [48] Michael W. Davidson Renato Turchetta Kenneth R. Spring. *Introduction to CMOS Image Sensors*. URL: <https://www.olympus-lifescience.com/en/microscope-resource/primer/digitalimaging/cmosimagesensors/>. (accessed: 30.04.2024).
- [49] GO Photonics. *What is a CMOS Image Sensor*. URL: <https://www.gophotonics.com/community/what-is-a-cmos-image-sensor>. (accessed: 18.06.2024).
- [50] Eric R Fossum. “The invention of CMOS image sensors: A camera in every pocket”. Em: *2020 Pan Pacific Microelectronics Symposium (Pan Pacific)*. IEEE. 2020, pp. 1–6.
- [51] P. Stampoglis. “The design of a high speed CMOS image sensor”. Diss. de maestr. Technische Universiteit Delft, 2019.

- [52] Orly Yadid-Pecht, Ran Ginosar e Yosi Shacham-Diamand. “A random access photodiode array for intelligent image capture”. Em: *IEEE transactions on electron devices* 38.8 (1991), pp. 1772–1780.
- [53] *Introduction to Modulation Transfer Function*. URL: <https://www.edmundoptics.com/knowledge-center/application-notes/optics/introduction-to-modulation-transfer-function/>. Accessed: 20.04.2024.
- [54] *Resolution and MTF Testing*. URL: <https://www.edmundoptics.com/knowledge-center/application-notes/imaging/resolution-and-mtf-testing/>. Accessed: 20.04.2024.
- [55] Tom van de Goor. *MTF of an Image Sensor*. URL: <https://www.adimec.com/mtf-of-an-image-sensor/>. Accessed: 20.04.2024.
- [56] Abbas El Gamal e Helmy Eltoukhy. “CMOS image sensors”. Em: *IEEE Circuits and Devices Magazine* 21.3 (2005), pp. 6–20.
- [57] Eric R Fossum. “CMOS image sensors: Electronic camera-on-a-chip”. Em: *IEEE transactions on electron devices* 44.10 (1997), pp. 1689–1698.
- [58] Orly Yadid-Pecht e Ralph Etienne-Cummings. *CMOS Imagers: From Phototransduction to Image Processing*. Springer, 2004.
- [59] Utsav Jain. “Characterization of CMOS image sensor”. Diss. de mestr. Technische Universiteit Delft, 2016.
- [60] Calvin Yi-Ping Chao et al. “CMOS image sensor random telegraph noise time constant extraction from correlated to uncorrelated double sampling”. Em: *IEEE Journal of the Electron Devices Society* 5.1 (2016), pp. 79–89.
- [61] Calvin Yi-Ping Chao et al. “Statistical Analysis of the Random Telegraph Noise in a 1.1  $\mu\text{m}$  Pixel, 8.3 MP CMOS Image Sensor Using On-Chip Time Constant Extraction Method”. Em: *Sensors* 17.12 (2017). ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s17122704. URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/17/12/2704>.
- [62] Andor Technology. *Comparing sCMOS Cameras: sCMOS vs. EMCCD vs. CCD*. 2023. URL: <https://andor.oxinst.com/learning/view/article/comparing-scmos>.
- [63] Laser Focus World. *Scientific CMOS cameras reach new levels of capability*. 2018. URL: <https://www.laserfocusworld.com/detectors-imaging/article/16555375/photronics-products-scientific-cmos-cameras-scmos-cameras-reach-new-levels-of-capability>.
- [64] Novus Light Technologies Today. *sCMOS cameras take the scientific imaging stage*. 2018. URL: [https://www.novuslight.com/scmos-cameras-take-the-scientific-imaging-stage\\_N8059.html](https://www.novuslight.com/scmos-cameras-take-the-scientific-imaging-stage_N8059.html).

- [65] Photonics Online. *Scientific CMOS (sCMOS) Technology: An Overview*. 2023. URL: <https://www.photoniconline.com/doc/scientific-cmos-scmos-technology-an-overview-0001>.
- [66] G.E. Walker. “Will sCMOS replace CCD’s for Astronomy?” Em: *American Astronomical Society Meeting Abstracts* (2020). URL: <https://assets.pubpub.org/rynkboj6/71582749259388.pdf#abs175.01>.
- [67] sCMOS White Paper. *Scientific CMOS (sCMOS) White Paper*. 2012. URL: [https://web.archive.org/web/20120620040953/http://www.scmos.com/files/low/scmos\\_white\\_paper\\_2mb.pdf](https://web.archive.org/web/20120620040953/http://www.scmos.com/files/low/scmos_white_paper_2mb.pdf).
- [68] P. Kumar. *The Ultimate Image Sensor Guide: EMCCD vs sCMOS vs CMOS vs CCD*. 2023. URL: <https://www.e-consystems.com/blog/camera/technology/the-ultimate-image-sensor-guide-emccd-vs-scmos-vs-cmos-vs-ccd/>.
- [69] R. A. Nóbrega. *Sensors Dark Noise Studies*. URL: [https://indico.gssi.it/event/334/contributions/880/attachments/436/672/CygnMeet2021\\_SensorsStudy1.pdf](https://indico.gssi.it/event/334/contributions/880/attachments/436/672/CygnMeet2021_SensorsStudy1.pdf). (accessed: 28.08.2024).
- [70] M.M.F.R. Fraga et al. “The GEM scintillation in He-CF<sub>4</sub>, Ar-CF<sub>4</sub>, Ar-TEA and Xe-TEA mixtures”. Em: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 504 (2003), pp. 88–92. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0168900203007587>.
- [71] Luan Gomes Mattosinhos de Carvalho. Unpublished work. 2024.
- [72] D. Tozzi. “Characterization of an optically readout gaseous time projection chamber with a <sup>55</sup>Fe source”. Diss. de maestr. Sapienza – University of Rome, 2022.
- [73] S. INCERTI et al. “THE GEANT4-DNA PROJECT”. Em: *International Journal of Modeling, Simulation, and Scientific Computing* 01.02 (2010), pp. 157–178. DOI: 10.1142/S1793962310000122.

## A APÊNDICES

## A.1 Apêndice: C15440 - Orca Fusion BT

C15440 - Orca Fusion BT - <i>Diagonal</i>																
Ângulo	<i>Quadrant Points</i>															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.57	2.58	2.60	2.55	2.56	2.59	2.57	2.61	2.60	2.69	2.65	2.67	2.78	3.04	3.54	7.02
<i>D135°</i>	2.59	2.56	2.62	2.61	2.59	2.61	2.61	2.59	2.62	2.63	2.61	2.63	2.69	2.67	2.74	2.87
<i>D225°</i>	2.60	2.59	2.61	2.58	2.57	2.56	2.55	2.58	2.56	2.55	2.56	2.58	2.58	2.64	2.63	2.75
<i>D315°</i>	2.62	2.61	2.63	2.59	2.59	2.63	2.62	2.63	2.66	2.72	2.71	2.73	2.80	2.98	3.58	6.95
Exp. Time 30 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.61	2.63	2.65	2.61	2.62	2.67	2.66	2.71	2.73	2.84	2.85	2.94	3.18	3.67	4.86	11.53
<i>D135°</i>	2.63	2.60	2.65	2.64	2.62	2.63	2.63	2.62	2.64	2.65	2.63	2.65	2.71	2.69	2.76	2.89
<i>D225°</i>	2.63	2.62	2.64	2.61	2.60	2.59	2.58	2.61	2.58	2.57	2.58	2.60	2.59	2.65	2.65	2.78
<i>D315°</i>	2.66	2.65	2.68	2.64	2.65	2.70	2.70	2.73	2.78	2.86	2.90	2.98	3.18	3.59	4.83	11.33
Exp. Time 100 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.75	2.78	2.81	2.79	2.83	2.91	2.93	3.04	3.11	3.31	3.44	3.72	4.25	5.31	7.98	20.52
<i>D135°</i>	2.75	2.72	2.75	2.74	2.71	2.72	2.71	2.69	2.71	2.72	2.69	2.71	2.77	2.75	2.81	2.97
<i>D225°</i>	2.76	2.74	2.74	2.71	2.69	2.68	2.67	2.70	2.67	2.65	2.66	2.67	2.66	2.72	2.72	2.86
<i>D315°</i>	2.80	2.80	2.84	2.82	2.86	2.93	2.97	3.04	3.14	3.30	3.46	3.72	4.21	5.17	7.80	20.13
Exp. Time 300 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.96	3.01	3.05	3.06	3.12	3.23	3.29	3.44	3.59	3.86	4.13	4.58	5.39	6.94	10.85	27.84
<i>D135°</i>	2.95	2.90	2.93	2.91	2.88	2.88	2.86	2.84	2.85	2.85	2.82	2.84	2.90	2.88	2.93	3.11
<i>D225°</i>	2.99	2.93	2.93	2.89	2.87	2.84	2.83	2.85	2.81	2.89	2.85	2.82	2.81	2.86	2.87	3.03
<i>D315°</i>	3.01	3.03	3.08	3.09	3.14	3.24	3.32	3.43	3.59	3.82	4.08	4.49	5.24	6.66	10.41	27.28
Exp. Time 1.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	3.28	3.33	3.37	3.40	3.46	3.56	3.62	3.78	3.94	4.24	4.54	5.03	5.90	7.52	11.57	28.62
<i>D135°</i>	3.26	3.21	3.24	3.21	3.18	3.16	3.15	3.18	3.13	3.12	3.09	3.10	3.51	3.15	3.23	3.48
<i>D225°</i>	3.28	3.26	3.23	3.21	3.19	3.17	3.20	3.18	3.15	3.14	3.15	3.15	3.15	3.22	3.25	3.39
<i>D315°</i>	3.32	3.33	3.39	3.41	3.46	3.62	3.64	3.75	3.90	4.18	4.40	4.80	5.51	6.90	10.57	27.85
Exp. Time 3.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	4.08	4.07	4.14	4.18	4.26	4.39	4.50	4.65	4.85	5.22	5.56	6.19	7.19	9.09	13.59	30.86
<i>D135°</i>	3.97	3.91	3.91	3.87	3.83	3.79	3.79	3.75	3.74	3.72	3.75	3.71	3.76	3.84	3.94	4.17
<i>D225°</i>	4.00	3.97	3.95	4.24	3.95	3.89	3.88	3.90	3.91	3.89	3.92	3.93	3.93	4.00	4.08	4.24
<i>D315°</i>	4.03	4.05	4.12	4.13	4.19	4.29	4.39	4.54	4.76	4.89	5.14	5.54	6.24	7.61	11.28	28.79
Exp. Time 10.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	6.02	6.01	6.14	6.31	6.37	7.05	6.70	6.98	7.26	7.79	8.27	9.16	10.89	13.35	18.97	36.93
<i>D135°</i>	5.90	5.79	5.83	5.71	5.55	5.48	5.45	5.45	5.36	5.51	5.39	5.39	5.68	5.45	5.65	5.95
<i>D225°</i>	5.89	5.84	5.94	5.79	5.76	5.77	5.79	5.79	5.82	5.84	5.90	6.06	5.96	6.04	6.52	6.42
<i>D315°</i>	6.22	6.12	6.21	6.05	6.15	6.36	6.38	6.53	6.67	6.93	7.25	7.58	8.44	9.79	13.61	30.66

Tabela 18 – C15440: Valores de ruído RMS para análise *Diagonal*.

C15440 - Orca Fusion BT - Cross																
Ângulo	Quadrant Points															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 ms																
$C0^\circ$	2.58	2.59	2.57	2.56	2.58	2.55	2.59	2.58	2.58	2.61	2.61	2.66	2.76	2.94	3.49	6.84
$C90^\circ$	2.61	2.58	2.59	2.60	2.61	2.61	2.60	2.59	2.60	2.62	2.65	2.63	2.61	2.61	2.66	2.72
$C180^\circ$	2.59	2.56	2.59	2.57	2.57	2.55	2.56	2.57	2.57	2.60	2.61	2.60	2.60	2.62	2.65	2.73
$C270^\circ$	2.58	2.60	2.61	2.56	2.57	2.57	2.58	2.57	2.59	2.57	2.57	2.57	2.57	2.58	2.60	2.68
Exp. Time 30 ms																
$C0^\circ$	2.63	2.64	2.63	2.62	2.64	2.62	2.67	2.68	2.71	2.76	2.81	2.93	3.14	3.57	4.77	11.27
$C90^\circ$	2.65	2.62	2.63	2.64	2.65	2.65	2.64	2.63	2.64	2.66	2.69	2.67	2.66	2.64	2.69	2.75
$C180^\circ$	2.62	2.60	2.62	2.61	2.59	2.58	2.60	2.60	2.59	2.62	2.63	2.61	2.62	2.64	2.67	2.75
$C270^\circ$	2.62	2.64	2.64	2.60	2.61	2.61	2.62	2.62	2.64	2.62	2.61	2.61	2.61	2.62	2.65	2.72
Exp. Time 100 ms																
$C0^\circ$	2.76	2.79	2.79	2.80	2.85	2.86	2.94	3.00	3.09	3.22	3.40	3.70	4.20	5.16	7.75	20.02
$C90^\circ$	2.78	2.75	2.76	2.76	2.78	2.78	2.77	2.79	2.76	2.78	2.80	2.78	2.77	2.76	2.81	2.87
$C180^\circ$	2.75	2.71	2.73	2.71	2.69	2.67	2.68	2.68	2.67	2.73	2.70	2.68	2.69	2.7	2.73	2.83
$C270^\circ$	2.75	2.77	2.77	2.73	2.74	2.78	2.75	2.75	2.77	2.75	2.74	2.74	2.75	2.76	2.78	2.86
Exp. Time 300 ms																
$C0^\circ$	2.98	3.02	3.04	3.07	3.14	3.18	3.30	3.40	3.55	3.75	4.03	4.48	5.23	6.64	10.36	27.07
$C90^\circ$	2.99	3.22	2.97	2.98	2.98	2.98	2.97	2.96	2.96	2.98	3.00	2.99	2.98	2.96	3.01	3.06
$C180^\circ$	2.96	2.91	2.91	2.88	2.86	2.83	2.83	2.83	2.81	2.83	2.83	2.81	2.82	2.82	2.86	2.97
$C270^\circ$	2.98	2.98	2.98	2.95	2.95	2.96	2.96	2.97	2.98	2.97	2.96	2.96	2.98	2.99	3.03	3.11
Exp. Time 1.000 ms																
$C0^\circ$	3.29	3.33	3.36	3.39	3.47	3.50	3.61	3.71	3.85	4.03	4.29	4.71	5.42	6.84	10.38	27.19
$C90^\circ$	3.30	3.26	3.28	3.28	3.29	3.29	3.28	3.28	3.29	3.30	3.32	3.31	3.31	3.31	3.37	3.42
$C180^\circ$	3.27	3.22	3.21	3.18	3.16	3.12	3.12	3.11	3.09	3.10	3.09	3.07	3.07	3.07	3.10	3.21
$C270^\circ$	3.28	3.31	3.29	3.29	3.30	3.31	3.33	3.34	3.35	3.35	3.34	3.35	3.40	3.45	3.51	3.63
Exp. Time 3.000 ms																
$C0^\circ$	4.08	4.14	4.10	4.27	4.20	4.24	4.39	4.47	4.56	4.72	4.95	5.35	5.97	7.23	10.83	27.40
$C90^\circ$	4.01	3.97	3.98	3.98	3.98	3.99	3.99	3.98	3.99	4.02	4.08	4.05	4.07	4.09	4.15	4.23
$C180^\circ$	3.98	3.92	3.91	3.96	3.83	3.78	3.78	3.75	3.72	3.71	3.68	3.66	3.65	3.64	3.65	3.75
$C270^\circ$	4.08	4.03	4.53	4.03	4.06	4.10	4.14	4.22	4.20	4.24	4.25	4.29	4.39	4.5	4.65	4.87
Exp. Time 10.000 ms																
$C0^\circ$	6.33	6.13	6.19	6.07	6.16	6.55	6.33	6.52	6.83	6.61	6.77	7.12	7.63	8.67	11.87	24.58
$C90^\circ$	6.11	6.23	5.81	5.83	5.80	5.94	5.82	5.87	5.85	5.90	5.93	6.01	6.03	6.2	6.23	6.40
$C180^\circ$	5.85	5.85	5.72	5.68	5.60	5.55	5.53	5.44	5.37	5.40	5.23	5.29	5.16	5.57	5.13	5.27
$C270^\circ$	5.91	6.00	6.02	6.00	6.20	6.18	6.25	6.35	6.38	6.60	6.76	6.69	6.90	7.13	7.51	7.94

Tabela 19 – C15440: Valores de ruído RMS para análise *Cross*.

## A.2 Apêndice: C15550 - Orca Quest

C15550 - Orca Quest - <i>Diagonal</i>																
Ângulo	<i>Quadrant Points</i>															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.18	2.21	2.21	2.21	2.23	2.21	2.23	2.21	2.21	2.20	2.24	2.22	2.25	2.25	2.24	2.26
<i>D135°</i>	2.24	2.20	2.22	2.20	2.22	2.21	2.22	2.20	2.22	2.23	2.24	2.25	2.23	2.26	2.27	2.29
<i>D225°</i>	2.19	2.20	2.22	2.21	2.21	2.20	2.23	2.24	2.24	2.22	2.25	2.25	2.27	2.25	2.25	2.29
<i>D315°</i>	2.22	2.19	2.19	2.21	2.23	2.21	2.22	2.20	2.19	2.18	2.21	2.22	2.22	2.21	2.25	2.26
Exp. Time 30 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.19	2.22	2.21	2.22	2.23	2.21	2.23	2.21	2.21	2.21	2.25	2.23	2.26	2.25	2.24	2.27
<i>D135°</i>	2.24	2.21	2.23	2.20	2.23	2.22	2.23	2.21	2.23	2.24	2.25	2.25	2.23	2.27	2.27	2.30
<i>D225°</i>	2.19	2.21	2.23	2.22	2.23	2.21	2.24	2.24	2.25	2.23	2.25	2.26	2.27	2.26	2.26	2.30
<i>D315°</i>	2.23	2.20	2.20	2.22	2.24	2.22	2.23	2.21	2.20	2.19	2.21	2.23	2.22	2.22	2.26	2.27
Exp. Time 100 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.22	2.25	2.25	2.25	2.27	2.24	2.26	2.24	2.24	2.24	2.27	2.26	2.29	2.28	2.27	2.30
<i>D135°</i>	2.27	2.24	2.27	2.24	2.26	2.25	2.26	2.24	2.26	2.27	2.28	2.29	2.26	2.30	2.30	2.33
<i>D225°</i>	2.22	2.24	2.27	2.25	2.26	2.24	2.27	2.27	2.29	2.26	2.28	2.29	2.31	2.30	2.29	2.33
<i>D315°</i>	2.26	2.23	2.23	2.25	2.27	2.25	2.26	2.24	2.22	2.21	2.24	2.26	2.25	2.25	2.29	2.30
Exp. Time 300 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.29	2.32	2.32	2.32	2.34	2.31	2.33	2.30	2.31	2.31	2.34	2.32	2.35	2.35	2.34	2.36
<i>D135°</i>	2.34	2.31	2.33	2.31	2.33	2.32	2.33	2.31	2.34	2.35	2.36	2.36	2.34	2.38	2.38	2.41
<i>D225°</i>	2.29	2.31	2.33	2.33	2.33	2.31	2.34	2.35	2.36	2.34	2.36	2.37	2.39	2.37	2.37	2.41
<i>D315°</i>	2.33	2.30	2.30	2.32	2.34	2.32	2.33	2.30	2.29	2.28	2.30	2.32	2.31	2.32	2.35	2.36
Exp. Time 1.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.49	2.53	2.54	2.54	2.55	2.51	2.53	2.49	2.50	2.51	2.53	2.52	2.55	2.54	2.53	2.54
<i>D135°</i>	2.54	2.52	2.54	2.52	2.54	2.53	2.55	2.54	2.57	2.58	2.59	2.59	2.55	2.59	2.60	2.62
<i>D225°</i>	2.49	2.51	2.54	2.55	2.54	2.52	2.56	2.57	2.60	2.57	2.59	2.59	2.61	2.61	2.59	2.64
<i>D315°</i>	2.58	2.50	2.51	2.52	2.55	2.52	2.53	2.50	2.48	2.47	2.49	2.51	2.50	2.50	2.55	2.54
Exp. Time 3.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	2.93	2.98	2.99	3.00	3.00	2.96	2.97	2.91	2.93	2.93	2.94	2.93	2.98	2.96	2.94	2.95
<i>D135°</i>	2.97	2.98	3.00	2.98	3.01	3.00	3.02	3.00	3.07	3.07	3.09	3.07	3.04	3.07	3.07	3.08
<i>D225°</i>	2.92	2.96	3.00	3.03	3.00	3.03	3.02	3.05	3.08	3.06	3.08	3.09	3.21	3.11	3.08	3.13
<i>D315°</i>	2.97	2.95	2.97	2.97	3.32	2.96	2.96	2.93	2.90	2.89	2.91	2.92	2.91	2.91	2.96	3.00
Exp. Time 10.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	3.96	4.04	4.07	4.10	4.05	4.02	4.00	3.91	3.95	3.95	3.96	3.95	4.00	3.97	3.93	4.09
<i>D135°</i>	4.00	4.05	4.08	4.06	4.10	4.09	4.14	4.11	4.20	4.22	4.23	4.19	4.14	4.17	4.18	4.17
<i>D225°</i>	3.96	4.01	4.06	4.14	4.09	4.08	4.11	4.17	4.22	4.19	4.22	4.22	4.22	4.26	4.21	4.25
<i>D315°</i>	4.03	4.00	4.05	4.02	4.10	4.02	4.02	3.95	3.91	3.89	3.90	3.91	3.92	3.91	3.96	3.86

Tabela 20 – C15550: Valores de ruído RMS para análise *Diagonal*.

C15550 - Orca Quest - <i>Cross</i>																
Angulo	Quadrant Points															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.19	2.19	2.18	2.20	2.20	2.20	2.19	2.19	2.20	2.21	2.19	2.20	2.23	2.22	2.24	2.23
<i>C90°</i>	2.23	2.22	2.20	2.21	2.24	2.20	2.21	2.19	2.19	2.21	2.21	2.19	2.19	2.23	2.21	2.22
<i>C180°</i>	2.21	2.19	2.20	2.21	2.23	2.21	2.22	2.23	2.22	2.23	2.23	2.24	2.24	2.26	2.25	2.25
<i>C270°</i>	2.19	2.19	2.20	2.21	2.21	2.18	2.20	2.22	2.24	2.21	2.22	2.22	2.25	2.23	2.22	2.22
Exp. Time 30 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.19	2.20	2.19	2.21	2.20	2.21	2.20	2.19	2.20	2.21	2.20	2.21	2.23	2.22	2.25	2.24
<i>C90°</i>	2.24	2.23	2.20	2.22	2.25	2.21	2.22	2.20	2.20	2.22	2.22	2.20	2.19	2.23	2.23	2.23
<i>C180°</i>	2.21	2.19	2.20	2.21	2.23	2.21	2.23	2.24	2.22	2.24	2.24	2.24	2.24	2.27	2.25	2.26
<i>C270°</i>	2.20	2.20	2.21	2.21	2.22	2.19	2.21	2.23	2.24	2.22	2.22	2.22	2.26	2.24	2.23	2.23
Exp. Time 100 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.22	2.23	2.22	2.24	2.23	2.24	2.23	2.22	2.23	2.24	2.23	2.24	2.26	2.26	2.28	2.26
<i>C90°</i>	2.27	2.26	2.23	2.25	2.28	2.24	2.25	2.23	2.23	2.25	2.25	2.24	2.22	2.26	2.25	2.26
<i>C180°</i>	2.24	2.23	2.23	2.24	2.26	2.24	2.26	2.27	2.26	2.28	2.27	2.28	2.28	2.30	2.28	2.30
<i>C270°</i>	2.23	2.23	2.24	2.24	2.25	2.22	2.24	2.26	2.28	2.25	2.26	2.26	2.29	2.27	2.26	2.26
Exp. Time 300 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.29	2.29	2.29	2.31	2.30	2.30	2.30	2.29	2.30	2.30	2.29	2.30	2.33	2.32	2.34	2.33
<i>C90°</i>	2.33	2.33	2.30	2.32	2.35	2.30	2.31	2.30	2.30	2.31	2.31	2.30	2.29	2.33	2.32	2.33
<i>C180°</i>	2.31	2.30	2.31	2.31	2.34	2.31	2.33	2.35	2.34	2.35	2.35	2.35	2.35	2.37	2.36	2.37
<i>C270°</i>	2.30	2.30	2.31	2.32	2.33	2.29	2.30	2.33	2.34	2.32	2.33	2.33	2.36	2.34	2.33	2.33
Exp. Time 1.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.55	2.50	2.50	2.52	2.50	2.50	2.50	2.48	2.50	2.50	2.48	2.50	2.52	2.51	2.53	2.54
<i>C90°</i>	2.58	2.53	2.51	2.53	2.56	2.51	2.52	2.50	2.51	2.51	2.52	2.51	2.48	2.54	2.53	2.54
<i>C180°</i>	2.52	2.50	2.52	2.52	2.55	2.53	2.55	2.59	2.57	2.57	2.57	2.58	2.58	2.60	2.58	2.59
<i>C270°</i>	2.50	2.50	2.52	2.53	2.53	2.49	2.52	2.54	2.55	2.53	2.54	2.54	2.57	2.55	2.54	2.54
Exp. Time 3.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	2.94	2.95	2.95	2.97	2.94	2.95	2.96	2.91	2.92	2.91	2.89	2.92	2.93	2.92	2.95	2.92
<i>C90°</i>	2.96	2.98	2.96	3.00	3.03	2.98	2.97	2.94	2.95	2.94	2.96	2.96	2.91	2.99	2.97	2.97
<i>C180°</i>	2.95	2.96	2.98	2.98	3.02	2.99	3.03	3.09	3.07	3.07	3.06	3.06	3.07	3.09	3.06	3.09
<i>C270°</i>	2.93	2.96	2.98	2.98	2.99	2.95	2.97	2.99	2.99	2.98	3.00	2.99	3.03	3.00	2.99	2.99
Exp. Time 10.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	4.00	4.01	4.03	4.03	3.98	3.99	4.01	3.94	3.93	3.91	3.88	3.93	3.94	3.92	3.94	3.91
<i>C90°</i>	4.00	4.05	4.02	4.08	4.11	4.01	4.03	3.99	4.01	3.99	4.01	4.03	3.94	4.07	4.04	4.03
<i>C180°</i>	4.00	4.02	4.07	4.05	4.10	4.08	4.14	4.24	4.23	4.20	4.19	4.20	4.19	4.22	4.18	4.21
<i>C270°</i>	3.96	4.02	4.06	4.06	4.08	4.01	4.04	4.08	4.05	4.06	4.09	4.05	4.11	4.08	4.04	4.07

Tabela 21 – C15550: Valores de ruído RMS para análise *Cross*.

## A.3 Apêndice: C11440 - Thorit

C11440 - Thorit - <i>Diagonal</i>																
Ângulo	<i>Quadrant Points</i>															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	3.47	3.44	3.38	3.48	3.39	3.37	3.37	3.38	3.39	3.36	3.35	3.38	3.46	3.57	3.73	4.14
<i>D135°</i>	3.44	3.40	3.44	3.42	3.45	3.43	3.41	3.38	3.38	3.36	3.43	3.42	3.54	3.57	3.69	4.14
<i>D225°</i>	3.44	3.42	3.42	3.39	3.34	3.35	3.35	3.28	3.32	3.38	3.36	3.38	3.41	3.47	3.73	4.10
<i>D315°</i>	3.42	3.46	3.44	3.45	3.45	3.43	3.40	3.41	3.39	3.42	3.38	3.44	3.47	3.61	3.73	4.15
Exp. Time 30 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	3.90	3.90	3.83	3.95	3.86	3.84	3.84	3.87	3.89	3.87	3.86	3.90	3.97	4.1	4.24	4.65
<i>D135°</i>	3.86	3.83	3.89	3.88	3.92	3.90	3.89	3.87	3.88	3.86	3.95	3.93	4.06	4.08	4.19	4.63
<i>D225°</i>	3.88	3.85	3.86	3.85	3.80	3.82	3.81	3.76	3.82	3.87	3.86	3.90	3.92	3.99	4.22	4.60
<i>D315°</i>	3.87	3.90	3.90	3.92	3.92	3.91	3.90	3.91	3.90	3.92	3.90	3.96	3.99	4.14	4.23	4.66
Exp. Time 100 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	5.51	5.52	5.45	5.55	5.48	5.43	5.45	5.50	5.50	5.50	5.50	5.54	5.63	5.78	5.96	6.44
<i>D135°</i>	5.43	5.44	5.48	5.49	5.53	5.47	5.50	5.48	5.48	5.47	5.56	5.54	5.70	5.75	5.87	6.37
<i>D225°</i>	5.61	5.43	5.42	5.46	5.38	5.42	5.38	5.33	5.40	5.48	5.46	5.53	5.56	5.66	5.89	6.33
<i>D315°</i>	5.49	5.52	5.50	5.58	5.54	5.55	5.53	5.54	5.53	5.54	5.53	5.61	5.65	5.82	5.96	6.46
Exp. Time 300 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	8.31	8.30	8.23	8.30	8.22	8.20	8.21	8.28	8.28	8.31	8.34	8.35	8.43	8.63	8.85	9.53
<i>D135°</i>	8.16	8.19	8.22	8.24	8.32	8.20	8.25	8.27	8.25	8.22	8.29	8.30	8.54	8.57	8.68	9.30
<i>D225°</i>	8.33	8.14	8.13	8.17	8.13	8.15	8.07	8.04	8.13	8.21	8.18	8.31	8.31	8.43	8.71	9.25
<i>D315°</i>	8.28	8.29	8.23	8.40	8.30	8.37	8.32	8.33	8.32	8.31	8.26	8.42	8.49	8.67	8.84	9.45
Exp. Time 1.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	13.80	13.88	13.85	13.90	13.74	13.83	13.77	13.95	13.94	14.17	14.07	14.18	14.34	14.62	15.05	16.19
<i>D135°</i>	13.81	13.94	13.85	13.91	14.04	13.78	13.94	13.85	13.91	13.90	14.06	14.61	14.56	14.56	14.78	15.68
<i>D225°</i>	14.33	13.75	13.81	13.85	13.82	13.92	13.79	13.84	13.93	13.99	14.05	14.32	14.37	14.67	15.04	16.16
<i>D315°</i>	13.90	13.84	13.80	13.92	13.84	13.88	13.82	13.80	13.89	13.82	13.81	14.02	14.16	14.43	14.85	15.84
Exp. Time 3.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	24.74	24.84	24.79	24.84	24.60	24.65	24.55	24.82	24.89	25.34	25.06	25.16	25.37	25.88	26.50	28.35
<i>D135°</i>	24.76	25.15	24.75	24.86	25.23	24.74	24.94	24.86	24.95	24.92	25.17	26.58	25.87	25.80	26.18	27.55
<i>D225°</i>	26.76	24.64	24.70	24.86	24.77	24.91	24.69	24.90	24.89	25.43	25.03	25.42	25.49	25.95	26.48	28.29
<i>D315°</i>	24.92	24.74	24.68	30.89	24.75	24.93	24.72	24.78	24.76	24.64	24.62	24.97	25.19	25.53	26.23	27.78
Exp. Time 10.000 <i>ms</i>																
<i>D45°</i>	47.89	48.29	48.17	52.54	47.73	48.05	47.54	48.07	50.43	49.53	48.41	48.85	49.37	50.47	51.70	55.79
<i>D135°</i>	48.06	49.24	47.87	48.36	48.96	48.07	48.34	55.90	48.08	48.10	49.23	50.74	49.90	49.84	50.67	53.69
<i>D225°</i>	49.90	47.87	48.04	48.12	47.90	48.45	48.02	48.37	48.29	48.43	48.65	49.19	49.47	50.48	51.49	55.68
<i>D315°</i>	48.22	48.07	47.75	48.80	48.24	48.31	47.76	48.08	47.68	47.91	47.76	48.35	48.76	49.67	51.11	54.95

Tabela 22 – C11440: Valores de ruído RMS para análise *Diagonal*.

C15440 - Orca Fusion BT - <i>Cross</i>																
Ângulo	Quadrant Points															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Exp. Time 10 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	3.43	3.47	3.43	3.42	3.44	3.38	3.39	3.33	3.40	3.39	3.45	3.41	3.51	3.45	3.48	3.74
<i>C90°</i>	3.45	3.40	3.47	3.44	3.44	3.48	3.46	3.47	3.44	3.47	3.50	3.55	3.53	3.59	3.63	3.79
<i>C180°</i>	3.44	3.45	3.42	3.43	3.37	3.42	3.38	3.41	3.31	3.36	3.36	3.34	3.37	3.42	3.45	3.66
<i>C270°</i>	3.45	3.45	3.44	3.47	3.43	3.40	3.41	3.42	3.41	3.45	3.43	3.43	3.53	3.56	3.57	3.72
Exp. Time 30 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	3.88	3.91	3.88	3.88	3.90	3.86	3.87	3.82	3.90	3.90	3.96	3.93	4.01	3.96	4.00	4.26
<i>C90°</i>	3.88	3.83	3.90	3.87	3.88	3.90	3.90	3.91	3.89	3.91	3.93	3.99	3.96	4.01	4.07	4.22
<i>C180°</i>	3.86	3.88	3.87	3.87	3.82	3.88	3.85	3.89	3.80	3.86	3.86	3.85	3.88	3.92	3.95	4.16
<i>C270°</i>	3.88	3.87	3.85	3.90	3.88	3.84	3.84	3.85	3.85	3.89	3.86	3.86	3.95	4.00	4.00	4.14
Exp. Time 100 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	5.49	5.51	5.49	5.50	5.58	5.49	5.49	5.45	5.55	5.53	5.59	5.59	5.66	5.65	5.72	5.98
<i>C90°</i>	5.47	5.44	5.49	5.49	5.48	5.48	5.50	5.51	5.50	5.52	5.59	5.54	5.62	5.67	5.85	5.85
<i>C180°</i>	5.57	5.46	5.46	5.44	5.39	5.46	5.43	5.46	5.38	5.46	5.46	5.47	5.47	5.53	5.58	5.85
<i>C270°</i>	5.47	5.46	5.41	5.49	5.44	5.40	5.43	5.43	5.43	5.46	5.42	5.42	5.50	5.56	5.56	5.70
Exp. Time 300 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	8.29	8.29	8.27	8.29	8.37	8.31	8.29	8.27	8.38	8.34	8.44	8.42	8.45	8.5	8.61	8.88
<i>C90°</i>	8.21	8.19	8.22	8.25	8.24	8.21	8.26	8.29	8.29	8.26	8.25	8.36	8.28	8.4	8.45	8.68
<i>C180°</i>	8.27	8.20	8.20	8.16	8.10	8.18	8.17	8.17	8.13	8.20	8.19	8.21	8.20	8.29	8.32	8.70
<i>C270°</i>	8.21	8.16	8.11	8.25	8.18	8.14	8.16	8.15	8.16	8.20	8.14	8.12	8.21	8.32	8.29	8.46
Exp. Time 1.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	13.84	13.79	13.84	13.84	13.94	13.92	13.89	14.03	14.01	14.00	14.17	14.2	14.21	14.42	14.65	15.11
<i>C90°</i>	13.87	13.83	13.84	13.80	13.80	13.68	13.79	13.74	13.82	13.73	14.35	13.85	13.76	13.91	13.98	14.24
<i>C180°</i>	14.28	13.88	13.97	13.85	13.78	13.95	13.91	13.93	13.91	14.05	13.99	14.12	14.09	14.27	14.36	15.08
<i>C270°</i>	13.77	13.75	13.69	13.86	13.78	13.74	13.80	13.85	13.74	17.93	13.68	13.81	13.84	13.95	14.00	14.23
Exp. Time 3.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	24.83	24.74	24.81	24.91	25.04	24.90	24.89	25.08	24.99	25.06	25.27	25.37	25.26	25.74	30.05	26.74
<i>C90°</i>	24.85	27.08	24.72	24.77	24.74	24.53	24.71	24.54	24.88	24.61	25.98	24.64	24.55	24.76	24.86	25.45
<i>C180°</i>	26.66	24.82	25.92	24.80	24.66	24.90	24.90	24.95	24.93	25.29	24.99	25.24	25.29	25.45	25.60	26.73
<i>C270°</i>	24.67	24.73	24.47	24.73	24.67	24.60	24.68	24.68	24.53	24.73	24.45	24.58	24.73	24.83	25.16	25.17
Exp. Time 10.000 <i>ms</i>																
<i>C0°</i>	48.13	47.85	48.24	48.26	49.41	52.09	48.30	48.68	48.61	48.66	49.57	49.16	49.10	50.11	50.77	52.14
<i>C90°</i>	48.16	48.34	47.98	47.90	47.90	47.71	47.88	47.79	48.27	47.70	47.81	47.55	47.44	47.74	48.17	49.01
<i>C180°</i>	49.86	48.23	50.56	48.06	48.02	53.21	48.27	48.49	48.22	48.62	48.36	48.92	48.88	49.40	49.74	52.43
<i>C270°</i>	47.92	47.75	47.58	47.76	47.90	55.12	47.85	48.26	48.02	49.21	47.36	47.66	47.97	48.36	49.21	48.76

Tabela 23 – C11440: Valores de ruído RMS para análise *Cross*.

