**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**
**ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

THIAGO DE MORAIS GONÇALVES BITTENCOURT

# Pré-processamento digital de imagens obtidas na faixa espectral do infravermelho distante

São Carlos

2012

THIAGO DE MORAIS GONÇALVES BITTENCOURT

# Pré-processamento digital de imagens obtidas na faixa espectral do infravermelho distante

Dissertação de Mestrado apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Processamento de Sinais e Instrumentação

Orientador: Prof. Dr. Adilson Gonzaga

São Carlos

2012

**Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.**

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

Bittencourt, Thiago de Morais Gonçalves
B624p Pré-processamento digital de imagens obtidas na faixa espectral do infravermelho distante. / Thiago de Morais Gonçalves Bittencourt ; orientador Adilson Gonzaga. -- São Carlos, 2012.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Processamento de Sinais e Instrumentação)-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2012.

1. Pré-processamento de imagens. 2. Câmera térmica. 3. Caracterização eletro-óptica. 4. Infravermelho distante. I. Título.

## FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **THIAGO DE MORAIS GONÇALVES BITTENCOURT.**

Título da dissertação: "Pré-processamento digital de imagens obtidas na faixa espectral do infravermelho distante".

Data da defesa: 14/09/2012

| **Comissão Julgadora:** | **Resultado:** |
|---|---|
| Prof. Associado **Adilson Gonzaga (Orientador)**<br>(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC) | APROVADO |
| Prof. Associado **Evandro Luis Linhari Rodrigues**<br>(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC) | APROVADO |
| Dr. **Adenir da Silva Filho**<br>(Centro Tecnológico do Exército/CTEx) | APROVADO |

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Dedico...

À memória de meu avô Antônio

À minha avó Maria e meus pais: Cássia e Sílvio

À minha esposa Livia

Tudo posso naqueles que me fortalecem.

Obrigado por me tornarem o que sou hoje.

# AGRADECIMENTOS

À Deus, pois sem Ele, nada seríamos. É Ele quem nos guia pelos caminhos tortuosos da vida, nos amparando nos momentos de fraqueza e nos iluminando nos momentos de vitória.

Aos meus avós Maria e Antônio, por me criarem, me ensinando a viver. Os valores apreendidos nunca serão esquecidos. Vocês moram em meu coração.

À meus pais, pois sem eles nunca teria chegado até aqui. Minha família, meu porto seguro. Amo vocês.

À minha esposa, Lívia, que me apoiou ao longo desta jornada. Este é apenas o começo de toda uma vida juntos, que Deus nos abençôe para que sejamos muito felizes.

Ao meu Orientador, Prof. Dr. Adilson Gonzaga, pela oportunidade oferecida e orientação dedicada. Sem sua ajuda, este trabalho seria inexequível.

À meus amigos de trabalho, que na árdua missão de pesquisar e desenvolver tecnologia de ponta no Brasil, tivemos que dedicar inúmeras madrugadas, nos privando da companhia de nossas familias.

À empresa Opto Eletrônica S.A., que me acolheu tão bem e me proporcionou todos os subsídios necessários para que este trabalho pudesse ser desenvolvido.

Ao Exército Brasileiro, em nome do qual amplio a todos aqueles que me incentivaram e estimularam para que pudesse realizar o curso de Mestrado.

# RESUMO

BITTENCOURT, T. M. G. **Pré-processamento digital de imagens obtidas na faixa espectral do infravermelho distante**. 2012. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

Este trabalho apresenta a pesquisa e desenvolvimento de algoritmos de pré-processamento digital de imagens para câmeras térmicas não refrigeradas na faixa espectral do infravermelho distante. O estudo de câmeras infravermelhas é uma questão estratégica, uma vez que tem aplicações militares, civis e científicas. Este trabalho define a concepção e implementação de algoritmos de pré-processamento de imagem necessários para obter imagens com baixo ruído e alto contraste, tais como: correção de não-uniformidade, substituição de *pixel*s defeituosos, geração de histograma, aumento de contraste e processamento de saída do *pixel*, com taxa de 30 quadros por segundo, utilizando detector não-resfriado com matriz de plano focal de 320 x 240 *pixels*. Neste trabalho todos os algoritmos foram implementados em *software* para se obter resultados rapidamente e, assim, facilitar a validação dos códigos. Foram gerados resultados de caracterização eletro-óptica do sistema montado com indicação das principais figuras de mérito que norteiam o estudo desta tecnologia, tais como: componentes de ruído tridimensionais, potência equivalente de ruído, responsividade e relação sinal-ruído. Os resultados indicam que os algoritmos de pré-processamento de imagem propostos aumentam a qualidade da imagem a ser exibida, e os resultados das figuras de mérito calculadas sobre o vídeo digital mostram que todas as métricas apresentaram resultados satisfatórios.

**Palavras-chave:** Pré-processamento de imagens, Câmera Térmica, Caracterização eletro-óptica, Infravermelho Distante.

# ABSTRACT

BITTENCOURT, T. M. G. **Digital image processing in the longwave infrared spectral range**. 2012. Thesis (Master Degree) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012

This work aims to present the research and development of digital image processing algorithms for uncooled LWIR thermal camera in Brazil. The study of an infrared thermal camera is a strategic issue since that has more and more applications in military, judicature, rescue, industry, hospital and science areas. This work describes the design and implementation of all image-processing algorithms required to obtain high-performance images with low noise and high contrast, such as: functions for non-uniformity correction of sensor deficiencies, dead-*pixel* replacement algorithms, histogram generation, contrast enhancement methods and output *pixel* processing with frame rate of 30 frames per second based on 320 x 240 Uncooled Focal Plane Array (UFPA). In this work all algorithms was implemented in *software* to get results quickly and to facilitate the validation of computer codes. There are some results of electro-optical characterization on the assembled system, indicating the main figures of merit that guide the study of this technology, such as: 3D noise components, noise equivalent power (NEP), signal transfer function (SiTF) and noise equivalent temperature difference (NETD). The results indicate that the proposed image-processing algorithms increase the quality of the corrected image, and the test results through the digital video of the infrared camera show that all metrics are in accordance with its nominal value.

**Keywords:** Image processing, Thermal Camera, Electro-optical characterization, Longwavelength infrared spectral range.

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Sir William Herschel (CRAWFORD,1968), 1738-1822. ..... 25
Figura 1.2: Marsilio Landriani (BELLONI, 1962), 1746–1815. ..... 26
Figura 1.3: Macedonio Melloni (VERATTI, 1984), 1798–1854. ..... 27
Figura 1.4: Samuel P. Langley (KNOTT, 1997),1834–1906. ..... 28
Figura 1.5: Primeira câmera de imagem térmica (AVILLO, 2002). ..... 30
Figura 2.1: Espectro eletromagnético, adaptado de (RICHARDS, 2001). ..... 36
Figura 2.2: Janela de transmissão atmosférica no IR, adaptado de (RICHARDS, 2001). ..... 36
Figura 2.3: Faixas espectrais mais utilizadas em câmeras térmicas, adaptado de (DERENIAK; BOREMAN, 1996). ..... 37
Figura 2.4: Esquema básico de conversão da radiação infravermelha em imagens. 39
Figura 2.5: Transmissividade óptica do Ge e ZnSe, adaptado de (KOKORINA, 1996). ..... 40
Figura 2.6: Exemplo de detector térmico matricial (ROGALSKI, 1995). ..... 41
Figura 2.7: Arquitetura do microbolômetro, com as medidas em µm, adaptado de (WANG, 2005). ..... 43
Figura 2.8: Arquitetura do ROIC de um *pixel*, adaptado de (WANG, 2005). ..... 44
Figura 2.9: Conjunto de medidas radiométriacs e geométricas. ..... 46
Figura 2.10: Ângulo sólido ..... 47
Figura 2.11: Diâmetro da abertura (D) e distância focal (fl) ..... 47
Figura 2.12: Representação de sistema com lente e sensor (BARTELL, 1989). ..... 48
Figura 2.13: Esquemático para cálculo do fluxo de radiação ..... 49
Figura 2.14: Lei do $Cos^4$ ..... 49
Figura 2.15: Cálculo de fluxo considerando superfície da fonte de radiação estendida ..... 50
Figura 2.16: Função luminância, adaptado de (BELL, 1959; MCADAM, 1967). ..... 51
Figura 2.17: Representação gráfica da Lei de Wien (VINCENT, 1989). ..... 52
Figura 2.18: Representação gráfica da luminância total, adaptado de (VENTURA, 2003). ..... 53
Figura 2.19: Procedimento para cálculo do nível DC do elemento sensor ..... 54
Figura 2.20: Ilustração teórica da responsividade, adaptado de (VINCENT, 1989). . 56
Figura 2.21: Ilustração da variação de responsividade vs temperatura, adaptado de (VINCENT, 1989). ..... 57
Figura 2.22: Multiplicação das emitâncias espectrais para temperaturas de 293K e 308K, adaptado de (VINCENT, 1989). ..... 57
Figura 2.23: Multiplicação da lei de Planck pela resposta do detector, adaptado de (VINCENT, 1989). ..... 58
Figura 2.24: Função luminância fotônica (VINCENT, 1989). ..... 60
Figura 2.25: Separação de ruído em temporal e espacial. ..... 62

Figura 2.26: Fontes de ruído temporal .....63
Figura 2.27: Densidade espectral de ruído, adaptado de (HOLST, 2008a). .....65
Figura 2.28: Quadrado da densidade espectral de ruído, adaptado de (HOLST, 2008a). .....65
Figura 2.29: Curva de detetividade específica em função da temperatura do detector, adaptado de (HOLST, 2008a). .....67
Figura 2.30: Sinal de saida do detector variando o SNR (VINCENT, 1989).....68
Figura 2.31: (a) Curvas de responsividade para três sensores diferentes. (b) Respostas dos sensores a temperaturas diferentes, adaptado de (HOLST, 2008a).72
Figura 2.32: Curvas de responsividade após o método de calibração de 2 Pontos, adaptado de (HOLST, 2008a). .....73
Figura 2.33: Gráfico sinal x radiação incidente mostrando região linear e de saturação, adaptado de (VINCENT, 1989).....74
Figura 2.34: Esquema representativo do cálculo de resposta espectral, adaptado de (BOYD, 1983).....75
Figura 2.35: Rendimento quântico, adaptado de (BOYD, 1983). .....75
Figura 2.36: Definição de fator de preenchimento (VROOMBOUT; YASUDA, 1986). .....76
Figura 2.37: Crosstalk devido a reflexões ópticas e acoplamento elétrico, adaptado de (DERENIAK; DEVON; CROWE, 1984). .....78
Figura 3.1: Desenvolvimento de sistemas baseados em CACSD.....81
Figura 3.2: Etapas de pré-processamento de vídeo de uma câmera de imagem térmica .....84
Figura 3.3: Diagrama em blocos do *hardware* de processamento digital de vídeo ...86
Figura 3.4: Protocolo SPI (modos 0 e 3) .....87
Figura 3.5: Formas de onda de um comando de leitura.....87
Figura 3.6: Formas de onda de um comando de escrita .....87
Figura 3.7: Exemplo da tela principal do *software* desenvolvido. .....88
Figura 3.8: Aba de calibração do *software* desenvolvido. .....89
Figura 3.9: Análise dinâmica de histograma no *software* desenvolvido. .....89
Figura 3.10: Sinal de saída do detector vs fluxo de radiação incidente.....91
Figura 3.11: NUC com várias tabelas de calibração .....92
Figura 3.12: Média temporal dos quadros a uma dada temperatura.....93
Figura 3.13: Cálculo do valor médio dos *pixel*s no quadro .....94
Figura 3.14: Ilustração do sinal após NUC vs temperatura .....95
Figura 3.15: (a) Histograma da imagem e (b) Imagem antes do aumento de contraste.....102
Figura 3.16: Exemplo de busca em histograma .....103
Figura 3.17: Mapeamento de sinal de M-*bits* em um sinal de N-*bits* (CHEUNG, 2007). .....104
Figura 3.18: (a) Método de mapeamento tradicional e (b) Método de mapeamento reverso utilizado no trabalho, adaptado de (CHEUNG, 2007).....106
Figura 3.19: Processo de busca para selecionar o valor do sinal de saída no método de mapeamento reverso, adaptado de (CHEUNG, 2007).....106

Figura 3.20: (a) Sinal de Entrada do monitor e (b) sinal de saída sem correção gamma. ..... 108
Figura 3.21: (a) Sinal de Entrada do monitor, (b) Sinal de Entrada corrigido e (c) sinal de saída com correção gamma ..... 109
Figura 3.22: Sistema de coordenadas tridimensionais. ..... 110
Figura 4.1: Dispersão na resposta do detector em frente a um corpo negro ..... 117
Figura 4.2: Contribuição de cada efeito para a dispersão entre *pixel*s ..... 118
Figura 4.3: Imagem oriunda do detector sem nenhum algoritmo de pré-processamento. ..... 118
Figura 4.4: Ilustração da resposta de um *pixel* ..... 119
Figura 4.5: Ilustração da dispersão entre *pixel*s ..... 120
Figura 4.6: Ilustração da correção do coeficiente angular ..... 120
Figura 4.7: Ilustração da correção do coeficiente linear ..... 121
Figura 4.8: Relação entre FPN residual e número de imagens para a média espacial (N) ..... 121
Figura 4.9: Foto de um homem sentado em sua mesa: sem NUC (esquerda) e com NUC (direita) ..... 122
Figura 4.10: Foto da janela do laboratório: sem NUC (esquerda) e com NUC (direita) ..... 122
Figura 4.11: Foto de um homem caminhando: sem NUC (esquerda) e com NUC (direita) ..... 122
Figura 4.12: FPN residual vs temperatura ..... 123
Figura 4.13: Foto de rosto com óculos: sem correção de *offset* (esquerda) e com correção de *offset* (direita) ..... 124
Figura 4.14: Foto do estacionamento: sem correção de *offset* (esquerda) e com correção de *offset* (direita) ..... 124
Figura 4.15: Foto panorâmica da rua: sem correção de *offset* (esquerda) e com correção de *offset* (direita) ..... 124
Figura 4.16: (a) Imagem antes e (b) Imagem depois do algoritmo de aumento de contraste ..... 125
Figura 4.17: Imagens obtidas após aplicação de todos os algortimos de pré-processamento. ..... 126
Figura 4.18: Histograma do NETD na matriz do plano focal. ..... 128
Figura 4.19: Curva de responsividade e SiTF para o sistema de imagem térmica. 129

# LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Grandezas radiométricas (MCADAM, 1967). .....50
Tabela 2.2 - Exemplo para cálculo de Crosstalk .....79
Tabela 3.1 - LUT reversa utilizada neste projeto. .....107
Tabela 3.2 - Descrição das componentes de ruído tridimensionais. .....111
Tabela 3.3 - Possíveis contribuições para as componentes de ruído. .....111
Tabela 3.4 - Valores recomendados pela NVThermIP para detectores matriciais. .112
Tabela 4.1 - Relação entre as componentes de ruído medidas no sistema montado. .....127
Tabela 4.2 - Resultados experimentais para curva de responsividade. .....129
Tabela 4.3 - Potência Equivalente de Ruído (NEP) medida do sistema. .....130

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AVI – *Audio video interleaved*, tipo de extensão de arquivo de vídeo

BNC – *Bayonet Neill Concelman*, tipo padrão de conector para cabos coaxiais

CMOS – *Complementary Metal-Oxide Semiconductor*, tipo de eletrônica de leitura

FOV – Campo de Visão, do inglês: *Field of View*

FPA – Matriz de Elementos Sensores, do inglês: *Focal Plane Array*

FPN – Ruído Fixo Padrão, do ingles: *Fixed Pattern Noise*

fps – quadros por segundo, do inglês: *frames per second*

IFOV – Campo de Visão Instantâneo, do inglês: *Instantaneous Field of View*

IR – Infravermelho, do inglês: *Infrared*

LCD – Visor de Cristal Liquido, do inglês: *Liquid Crystal Display*

LUT – *Look up Table*

LWIR – Infravermelho Distante, do inglês: *Long Wavelength Infrared*

MTF – Função de Transferência de Modulação, do inglês: *Modulation Transfer Function*

MWIR – Infravermelho Médio, do inglês: *Mid Wavelength Infrared*

NETD – *Noise Equivalent Temperature Difference*

NEP – Densidade Equivalente de Ruído, do inglês: *Noise Equivalent Power*

NUC – Correção de Não Uniformidade, do inglês: *Non-Uniformity Correction*

RMS – *Root Mean Square*

ROIC – Circuito Eletrônico de Leitura, do inglês: *Readout Integration Circuit*

SNR – Relação Sinal Ruído, do inglês: *Signal to Noise Ratio*

SWIR – Infravermelho de ondas curtas, do inglês: *Short Wavelength Infrared*

# LISTA DE SÍMBOLOS

$\mathrm{Le}$ – Função Luminância Energética

Lp – Função Luminância Fotônica

$T_{int}$ – Tempo de Integração

InSb – Antimoneto de Índio

VOx – Óxido de Vanádio

aSi – Silício amorfo

sr - Esteroradianos

f/# - F-number

Φ - Fluxo de radiação

W – Watts

Ph – Fótons

λ – Comprimento de onda

η – Rendimento quântico

℃ – Graus celsius

A – Ampèré

V – Volts

$\mathcal{R}$ – Responsividade

Ω – Ângulo sólido

Θ – Meio ângulo

# SUMÁRIO


1. Introdução ..... 25
   1.1. Histórico ..... 25
   1.2. Motivação ..... 31
   1.3. Objetivos ..... 32
   1.4. Organização ..... 32
2. Fundamentação Teórica ..... 35
   2.1. Sistemas de Imagem Térmica ..... 35
      2.1.1. Conceitos Gerais ..... 35
      2.1.2. Óptica ..... 40
      2.1.3. Detector – Matriz de Plano Focal (FPA) ..... 41
      2.1.4. Sistema Eletrônico de Leitura e Processamento do Sinal do Sensor ..... 44
   2.2. Figuras de Mérito – Métricas de Desempenho ..... 46
      2.2.1. Teoria Básica ..... 46
      2.2.2. Nível DC ..... 54
      2.2.3. Responsividade ..... 55
      2.2.4. Ruído ..... 61
      2.2.5. Detetividade Específica ..... 66
      2.2.6. Relação Sinal Ruído (SNR) ..... 67
      2.2.7. NETD ..... 69
      2.2.8. RFPN ..... 71
      2.2.9. Linearidade ..... 73
      2.2.10. Resposta Espectral ..... 74
      2.2.11. Fator de Preenchimento ..... 76
      2.2.12. *Crosstalk* ..... 77
3. Metodologia ..... 81
   3.1. Desenvolvimento de Sistemas Baseado em CACSD ..... 81
   3.2. Detalhamento do Trabalho ..... 82
   3.3. Especificações dos Requisitos - LabView ..... 83
   3.4. Detalhamento do Método ..... 84
      3.4.1. Aquisição de Vídeo do Detector ..... 85
      3.4.2. Correção de Não Uniformidade (NUC) ..... 90
      3.4.3. Correção de *offset* ..... 95
      3.4.4. Substituição de Pixels Defeituosos ..... 97

3.4.4.1. Critério de *Offset* ..... 98
3.4.4.2. Critério de Ruído ..... 99
3.4.4.3. Critério de Responsividade ..... 99
3.4.5. Aumento de Contraste da Imagem ..... 102
3.4.6. Compressão do ENOB ..... 104
3.4.7. Correção Gamma ..... 108
3.5. Métricas de Desempenho ..... 109
3.5.1. Ruído Espaço-Temporal ..... 110
3.5.2. Responsividade (SiTF) ..... 114
3.5.3. Potência Equivalente de Ruído (NEP) ..... 115
3.5.4. *Noise Equivalent Temperature Difference* (NETD) ..... 116
4. Resultados e Discussões ..... 117
4.1. Correção de Não Uniformidade (NUC) ..... 117
4.2. Correção de *offset* ..... 123
4.3. Aumento de Contraste da Imagem ..... 125
4.4. Métricas de Desempenho ..... 127
4.4.1. Ruído Espaço-Temporal ..... 127
4.4.2. *Noise Equivalent Temperature Difference* (NETD) ..... 128
4.4.3. Responsividade (SiTF) ..... 128
4.4.4. Potência Equivalente de Ruído (NEP) ..... 130
5. Conclusões ..... 131
Trabalhos Publicados ..... 133
Referências Bibliográficas ..... 135

# 1. Introdução

## 1.1. Histórico

Há cerca de 200 anos, não se suspeitava da região do espectro eletromagnético denominada de infravermelho. O significado inicial do espectro infravermelho como sendo uma forma de radiação de calor é, atualmente, menos obvio do que quando foi descoberto por Herschel (CRAWFORD,1968) em 1800.

Figura 1.1: Sir William Herschel (CRAWFORD,1968), 1738-1822.

Inicialmente, a descoberta foi feita, quase que por acidente, durante a busca por um novo material óptico. Sir William Herschel, Figura 1.1, astrônomo real do Rei George III da Inglaterra, e célebre por descobrir o planeta Urano, estava à procura de um material para fabricar um filtro óptico a fim de reduzir o brilho do sol em telescópios de observação solar. Ao experimentar diferentes amostras de vidros coloridos, que geraram reduções significantes no brilho em observações solares, Sir William Herschel ficou intrigado ao verificar que algumas das amostras passavam pouco calor do sol, enquanto outras passavam tanto calor que causavam danos aos olhos após a observação de apenas alguns segundos. Dessa forma, Herschel se convenceu da necessidade de um experimento sistemático, cujo objetivo era encontrar um único material que daria a desejada redução do brilho e a máxima redução na transmissão do calor. Ele começou seu experimento, na verdade,

repetindo o experimento do prisma de Newton (EISBERG,1983), porém, olhando para o efeito de aquecimento e não para o efeito visual da distribuição das intensidades do espectro. Ele primeiro enegreceu o bulbo de vidro de um termômetro de mercúrio com tinta e, passando a luz solar através de um prisma de vidro, ele começou a testar o efeito do aquecimento devido às diversas cores do espectro. Outros termômetros, colocados fora do alcance dos raios solares, serviram como referência. Conforme o termômetro enegrecido era movido lentamente ao longo das cores do espectro, as leituras das temperaturas mostraram um aumento constante desde o violeta até o vermelho. Este fato não era totalmente inesperado, haja vista que o pesquisador italiano Marsilio Landriani (BELLONI, 1962), Figura 1.2, em uma experiência semelhante feita em 1777, já tinha observado o mesmo efeito. Contudo, foi Herschel quem primeiro verificou que deveria haver um ponto onde o efeito do aquecimento atingisse um valor máximo e que suas medidas, que estavam limitadas à porção visível do espectro, não conseguiram localizar este ponto.

Figura 1.2: Marsilio Landriani (BELLONI, 1962), 1746–1815.

Movendo o termômetro na direção de uma região desconhecida, além do vermelho, final do espectro, Herschel confirmou que o fenômeno do aquecimento continuava aumentando. Dessa forma, ele encontrou o ponto de aquecimento máximo e este estava bem depois do vermelho, na região cujos comprimentos de onda hoje são conhecidos como infravermelho. Quando Herschel revelou sua descoberta, ele se referiu a esta nova região do espectro eletromagnético como “Espectro Termométrico”. A radiação, por si só, ele eventualmente chamava de “calor escuro” ou, simplesmente, “raios invisíveis”. Ironicamente, ao contrário do esperado, não foi Herschel quem originalmente utilizou a terminologia:

“infravermelho”. Esta palavra apenas apareceu pela primeira vez 75 anos depois da descoberta de Herschel e continua a dúvida de quem deve receber os créditos por concebê-la.

O uso de um prisma de vidro na experiência de Herschel levou alguns de seus contemporâneos a questionar a real existência dos comprimentos de onda infravermelha. Diferentes pesquisadores, na tentativa de confirmar seu trabalho, utilizaram vários tipos de vidro de forma indiscriminada, com diferentes graus de transparências no infravermelho. Através de suas experiências posteriores, Herschel estava ciente das limitações que o tipo de vidro gerava na radiação térmica, e ele foi forçado a concluir que os sistemas ópticos para o infravermelho provavelmente estariam condenados à utilização de elementos exclusivamente reflexivos (ou seja, espelhos planos e curvos). Felizmente, esta suposição persistiu apenas até 1830, quando o pesquisador italiano Macedonio Melloni (VERATTI, 1984), Figura 1.3, fez a sua grande descoberta, verificando que o sal (NaCl), que estava disponível em grande parte dos cristais naturais usados para a fabricação de lentes e prismas, é notavelmente transparente ao infravermelho. O resultado foi que o sal de rocha tornou-se o principal material óptico infravermelho e assim permaneceu durante os próximos cem anos, até a arte de crescimento de cristais sintéticos ser dominada em 1930.

Figura 1.3: Macedonio Melloni (VERATTI, 1984), 1798–1854.

Os termômetros são elementos detectores de radiação e permaneceram inalterados até 1829, ano em que Nobili (ROGALSKI; CHRZANOWSKI, 2002) inventou o termopar (o termômetro de Herschel possuía sensibilidade térmica de 0,2ºC e, posteriormente, outros modelos possuíam sensibilidade de 0,05ºC).

Verificou-se um avanço histórico no estudo da radiação infravermelha quando Melloni conectou alguns termopares em série para formar a primeira termopilha da história. O novo equipamento se mostrou 40 vezes mais sensível para medir radiação de calor do que o melhor dispositivo da época, sendo capaz de medir o calor emanado por uma pessoa parada a uma distância de três metros.

A primeira imagem térmica teve origem em 1840, resultado do trabalho de Sir John Herschel (BUTTMANN, 1970), filho de William Herschel, descobridor do infravermelho. Devido às diferenças na evaporação de finas películas de óleo quando focalizadas por uma fonte de calor, a imagem térmica pôde ser visualizada pelo reflexo da luz nas regiões onde a interferência da película de óleo fez a imagem ficar visível ao olho humano. Sir John Herschel também conseguiu obter um registro primitivo de imagem térmica em papel, que ele denominou de "termografia" (CHRISTIANSEN, 1983).

Figura 1.4: Samuel P. Langley (KNOTT, 1997),1834–1906.

Outro grande avanço, feito por Langley (KNOTT, 1997) em 1880, Figura 1.4, foi a invenção do bolômetro. Consistindo de uma fina tira de platina enegrecida, conectada a um braço de uma ponte de Wheatstone, na qual a radiação infravermelha foi focalizada e a resposta deste estímulo era fornecida por um galvanômetro sensível. Diz-se que este instrumento foi capaz de detectar o calor de uma vaca a uma distância de 400 metros.

Um cientista Inglês, Sir James Dewar (SLOANE, 1900), foi o primeiro a utilizar gases liquefeitos como agentes de resfriamento (ex: nitrogênio liquido com temperatura de -196 °C) em pesquisas com baixas temperaturas. Em 1892, ele

inventou um recipiente com isolamento a vácuo no qual é possível armazenar gases liquefeitos por um dia inteiro. A garrafa térmica comum que utilizamos nos dias atuais para armazenar bebidas quentes e frias é oriunda desta invenção.

Entre os anos de 1900 e 1920, os pesquisadores ao redor do mundo tomaram maior ciência da radiação infravermelha. Inúmeras patentes de dispositivos para detectar pessoas, artilharias, aviões, navios e, até mesmo, icebergs foram depositadas. Os primeiros equipamentos de imagem térmica começaram a ser desenvolvidos durante a I Guerra Mundial (1914-1918), quando ambos os lados da guerra tinham linhas de pesquisa voltadas para aplicações militares e dedicadas para a exploração tecnológica da região do espectro infravermelho. Estes programas incluíam sistemas experimentais de detecção do inimigo, controle remoto de temperatura, segurança das telecomunicações e sistemas de guiamento de mísseis. A pesquisa de um sistema infravermelho feita durante esse período foi capaz de detectar a aproximação de um avião a uma distância de 1,5 Km ou uma pessoa a mais de 300 metros de distância.

Até este momento, os sistemas mais sensíveis eram baseados em variações da idéia do bolômetro, porém, no período compreendido entre as duas Guerras Mundiais, houve o desenvolvimento revolucionário de dois novos tipos de detectores infravermelhos: tubo intensificador e detector de fótons. Primeiramente, o tubo intensificador (STURZ, 1999) recebeu maior atenção por parte dos militares porque ele habilitou, pela primeira vez, a um observador literalmente enxergar no escuro. Contudo, a sensibilidade desta tecnologia estava limitada aos comprimentos de onda do infravermelho próximo e os alvos militares mais interessantes, os soldados inimigos, tinham de ser iluminados por feixes infravermelhos. Uma vez que o uso desta tecnologia envolvia o risco de deflagrar o militar para um observador inimigo utilizando o mesmo tipo de equipamento, é compreensível que o interesse militar por essa tecnologia tenha diminuído.

Devido às desvantagens táticas dos equipamentos chamados “ativos” - que necessitam de feixe de raios infravermelhos para auxiliar na observação - os sistemas de imagem térmica ganharam maior atenção após a II Guerra Mundial, com extensivos programas militares secretos de pesquisa visando ao desenvolvimento de sistemas “passivos” - que não necessitam de feixe de raios infravermelhos para auxiliar na observação - utilizando detectores fotônicos e bolométricos extremamente sensíveis. Durante este período, normas militares

envolvendo o sigilo desta tecnologia impediram a divulgação do estado da arte dos equipamentos de imagem térmica. Apenas em meados dos anos 1950 é que o sigilo em torno desta tecnologia começou a ser quebrado e, desde então, os dispositivos de imagem térmica, finalmente, começaram a ser disponibilizados para a ciência civil e a indústria.

A primeira câmera de imagem térmica, Figura 1.5, desenvolvida foi para aplicação militar, na década de 1950. Apesar de ter a capacidade de criar uma imagem nítida mesmo sob péssimas condições de iluminação, era um sistema volumoso e difícil de manusear em operações de campo (AVILLO, 2002).

A tecnologia utilizada nos primórdios necessitava que a câmara fosse preenchida com nitrogênio líquido. Os sistemas eram extremamente caros e os militares exerciam o bloqueio da tecnologia que era tida como sigilosa.

Os militares sempre souberam que câmeras de imagem térmica são uma área da tecnologia extremamente útil. No início da década de 1970, o Exército dos EUA queria equipar cada soldado com esta tecnologia. A fim de fazê-lo, as câmeras de imagem térmica necessitavam se tornar mais compactas, portáteis e, definitivamente, muito mais baratas. Tornou-se muito claro que, a fim de alcançar este objetivo, detectores refrigerados precisavam ser substituídos por detectores não refrigerados. A partir de então, muitos projetos e novas áreas de pesquisa foram fomentadas e continuam, até hoje, em pleno desenvolvimento.

Figura 1.5: Primeira câmera de imagem térmica (AVILLO, 2002).

## 1.2. Motivação

A capacidade de visão noturna é um fator preponderante para as áreas de Defesa Nacional e Segurança Pública, que, por sua vez, garantem a soberania do país. Equipamentos que permitam visão em ambientes sem nenhuma iluminação, de emprego individual, coletivo ou embarcado, são elementos essenciais na dotação das tropas sob o ponto de vista estratégico.

Muitos países desenvolvidos que detêm o conhecimento em tecnologias de equipamentos de imagem térmica, não as disponibilizam por razões estratégicas e econômicas.

A consolidação da capacidade de desenvolver e sustentar esta tecnologia somente pode vir de sua aplicação dual, isto é, da aplicação em produtos civis e militares. Dentre as aplicações civis, destacam-se (HUDSON, 1969):

- Vigilância;
- Medicina, através da realização de exames preventivos contra cânceres e tumores (câncer de mama, câncer de pele), na detecção de problemas vasculares e inflamações;
- Manutenção preventiva de equipamentos em diversas indústrias, como na aviação e indústria automotiva;
- Monitoramento de tubulações e inspeção de construções civis;
- Geração e transmissão de energia, na manutenção de redes elétricas de média e alta tensão;
- Eletrônica, através de inspeção de placas de circuito impresso;
- Outras indústrias, como a indústria ferroviária, de prospecção de petróleo, satélites, entre outras.

O uso da termografia na manutenção de redes elétricas, por exemplo, permite que a falha na linha de transmissão seja localizada mais precisa e rapidamente, sem a necessidade de desativação de grande parte da rede. As aplicações na área médica devem possibilitar maior eficácia na realização de diagnósticos, levando à melhoria da qualidade de vida das pessoas. Impactos ambientais também podem ser minorados com uma detecção mais eficaz de vazamentos em tubulações e obstruções, principalmente no tocante a oleodutos e gasodutos. Outra recente

aplicação da termografia é a inclusão de câmeras térmicas em automóveis, como um item de segurança para a identificação de pedestres, animais e outros obstáculos. Marcas como BMW e Mercedes já oferecem o dispositivo.

Portanto, o desenvolvimento de algoritmos para processamento digital de imagens na faixa espectral do infravermelho distante, gera inovação, no sentido de fornecer novas ferramentas para pesquisa e desenvolvimento dessa área do conhecimento, o que representa uma questão de soberania nacional.

## 1.3. Objetivos

Este trabalho tem por finalidade desenvolver algoritmos para processamento digital de imagens na faixa espectral do infravermelho distante.

Para que se possa implementar, testar e avaliar tais algoritmos, utilizar-se-á a metodologia de desenvolvimento de sistemas baseado em CACSD (*Computer Aided Control System Design*) (TISCHLER et al., 1999; JAMES, 1995).

A implementação será em forma de plataforma computacional, pela utilização do *software* LABVIEW (OGREN et al., 1996), e obter-se-ão imagens preliminares utilizando um detector microbolométrico de silício amorfo.

Em seguida, implementar-se-á, de forma sistemática e progressiva, algoritmos para tratamento de degradações específicas de imagens térmicas.

As técnicas desenvolvidas dar-se-ão por avaliadas quando forem obtidas imagens térmicas processadas de melhor qualidade que as imagens geradas.

## 1.4. Organização

O Capítulo 2 contém a fundamentação teórica necessária ao entendimento do funcionamento de um sistema de imagem térmica e seus subconjuntos constituintes, além da explanação acerca das figuras de mérito que norteiam a análise de desempenho.

O Capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada no desenvolvimento deste projeto, denominada Projeto Baseado em Modelos. As ferramentas computacionais utilizadas são os *softwares* LabView e MatLab e o *hardware* de aquisição e geração de sinais.

O Capítulo 4 apresenta os resultados e discussões acerca da implementação de algoritmos para pré-processamento digital de imagens na faixa espectral do infravermelho distante, com curvas de análise de desempenho do sistema e imagens obtidas.

O Capítulo 5 refere-se à conclusão do trabalho.

# 2. Fundamentação Teórica

Neste capitulo serão abordados os elementos constituintes de uma câmera de imagem térmica, conceituando e caracterizando as etapas e tecnologias integrantes. Também serão abordados conceitos teóricos acerca de figuras de mérito para caracterização eletro-óptica, tais como: Nível DC, ruído, NETD, resposta espectral, entre outras.

## 2.1. Sistemas de Imagem Térmica

### 2.1.1. Conceitos Gerais

O espectro infravermelho (RICHARDS, 2001) é um subconjunto de um universo de radiação denominada de espectro eletromagnético. O espectro eletromagnético inclui raios gamma, raios-X, ultravioleta, visível, infravermelho, microondas (RADAR) e ondas rádio. A única diferença entre estes diferentes tipos de radiação é o comprimento de onda ou freqüência. Todas estas formas de radiação se propagam à velocidade da luz (300 milhões de metros por segundo no vácuo).

A radiação infravermelha estende-se desde comprimentos de onda de 700nm até 1mm. O espectro visível, por sua vez, abrange a faixa de 400nm a 700nm. Comprimentos de onda abaixo do espectro visível são denominados ultravioleta, raios-X e raios gamma. Comprimentos de onda superiores ao infravermelho são denominados microondas e ondas de rádio. A Figura 2.1 ilustra o espectro eletromagnético.

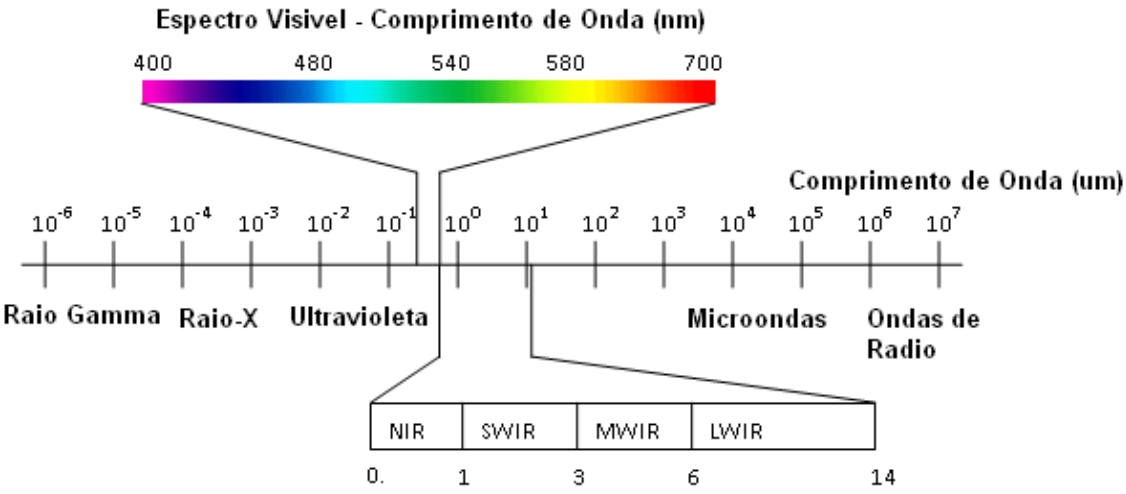



Figura 2.1: Espectro eletromagnético, adaptado de (RICHARDS, 2001).

O espectro infravermelho é subdividido em: infravermelho de ondas curtas (*short wavelength infrared*, SWIR – 1µm a 2.5µm), infravermelho médio (*mid wavelength infrared*, MWIR – 3µm a 5µm) e infravermelho distante (*long wavelength infrared*, LWIR – 8µm a 14µm). Além disso, a região de 700nm a 1µm é denominada de infravermelho próximo (*near infrared*, NIR), a região de 14µm a 25µm é denominada de infravermelho muito distante (*very long wavelength infrared*, VLWIR) e a região entre 25µm e 1mm é conhecida como infravermelho extremamente distante (*far wavelength infrared*, FWIR).

Algumas regiões do espectro de emissão do infravermelho não são utilizadas para sistemas de imagem térmica, pois a radiação é absorvida pela água ou pelo dióxido de carbono na atmosfera, de acordo com a Figura 2.2.

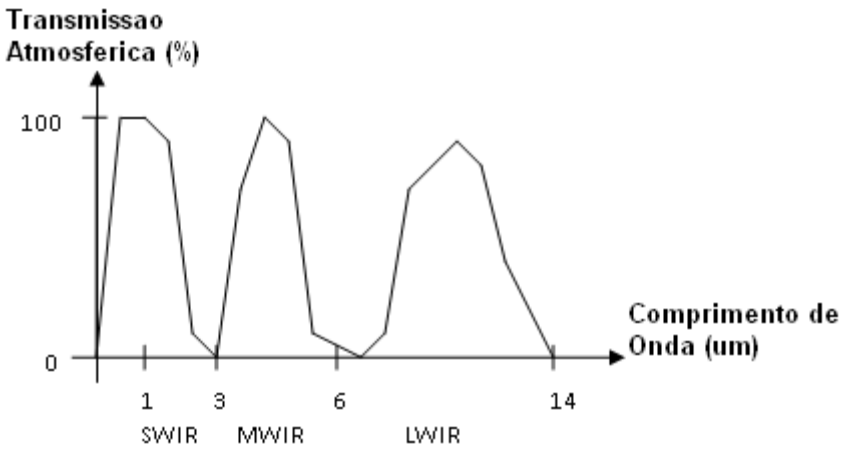



Figura 2.2: Janela de transmissão atmosférica no IR, adaptado de (RICHARDS, 2001).

As faixas do espectro infravermelho com boa transmissão atmosférica são:

- Faixa de 8µm - 14µm (LWIR) que oferece boa visibilidade de objetos terrestres.
- Faixa de 3µm - 5µm (MWIR) que possui o benefício adicional de visualização do ambiente de fundo com menor nível de ruído.
- Faixa de 0.35µm - 2.5µm (visível, NIR e SWIR) que depende de iluminação para a visualização de objetos a temperatura ambiente.

A Figura 2.3 ilustra as faixas espectrais mais utilizadas para câmeras térmicas.

O material de que é feito o elemento sensor é selecionado objetivando maior sensitividade no comprimento de onda no qual se espera que a cena emita. Por exemplo, para cenas com fumaça, poeira ou vapor d'água, utiliza-se a faixa LWIR, pois possui melhor transmissividade nestas situações.

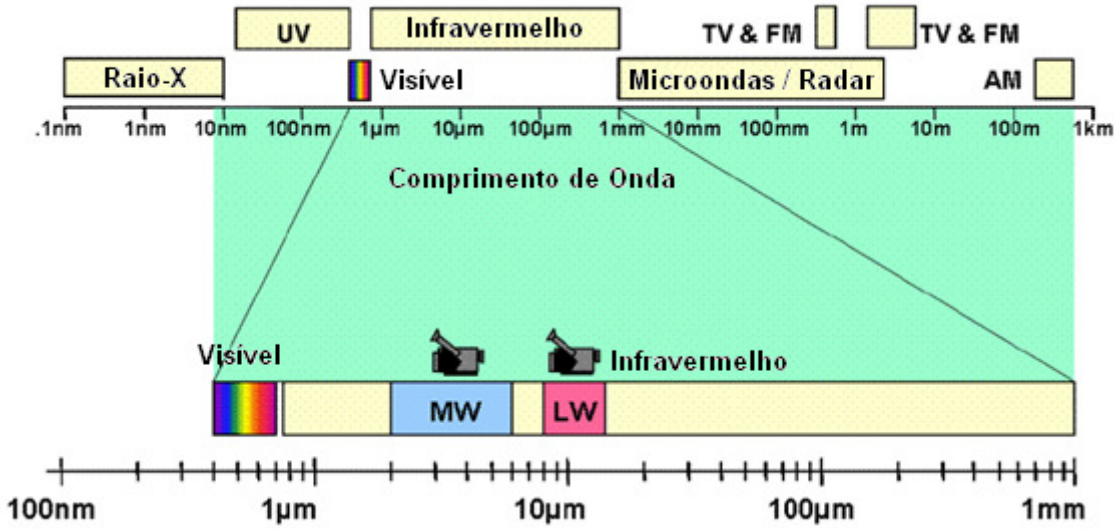



Figura 2.3: Faixas espectrais mais utilizadas em câmeras térmicas, adaptado de (DERENIAK; BOREMAN, 1996).

A principal fonte de radiação infravermelha é a radiação de calor ou radiação térmica. Ou seja, qualquer objeto irradia ondas eletromagnéticas na porção infravermelha do espectro eletromagnético, de acordo com sua temperatura. Como exemplo típico, temos que mesmo objetos que são muito frios, como um cubo de gelo, emitem radiação infravermelha. Quando um objeto não está suficientemente quente para irradiar luz visível, este irá emitir grande parcela de sua energia no espectro infravermelho. Como outro exemplo típico, o carvão quente pode não emitir luz visível, mas emite radiação infravermelha que é sentida pelo ser humano como calor. Quanto mais quente o objeto, mais radiação infravermelha ele emite.

Existem dois grupos de sistemas de imagem térmica:

- Sistemas de Medição; e
- Sistemas de Imageamento.

Sistemas de medição são calibrados para fornecer informações precisas de temperatura para cada *pixel* do detector. Sistemas de imageamento são projetados para fornecer uma imagem útil, sem referência à temperatura exata. No tocante ao processamento de imagem, sistemas de medição e de imageamento são semelhantes e nenhuma outra distinção será feita neste trabalho.

As câmeras de imagem térmica produzem imagens a partir da radiação infravermelha, ou "calor", que é invisível ao olho humano. Não há cores ou tonalidades de cinza no infravermelho, há apenas variações de intensidade da energia irradiada. Tais câmeras convertem esta energia em uma imagem passível de interpretação. Existem várias tecnologias de detectores termais, sendo que o sensor utilizado neste projeto é do tipo matriz de microbolômetros de silício amorfo não-refrigerado.

É importante diferenciar câmeras de imagem térmica, que são o alvo deste projeto, com câmeras de iluminação infravermelha ou, simplesmente, câmeras infravermelhas. Há centenas de câmeras infravermelhas de baixo custo no mercado com preços abaixo de US$ 100. Estas câmeras não produzem o mesmo tipo de imagem, porque elas não detectam calor. Elas operam em comprimentos de onda perto do visível e necessitam de um iluminador infravermelho para fornecer uma imagem. Iluminadores infravermelhos têm um alcance muito curto, e requerem alto consumo de energia para fornecer imagens a uma distância superior a 5 metros.

Câmeras de imagem térmica não precisam de nenhuma luz para operar e são capazes de enxergar através de névoa, chuva, neve e cortina de fumaça, o que as tornam ainda mais atrativas para aplicações militares.

As primeiras câmeras de imagem térmica foram chamadas de sistemas de escaneamento. Este sistema tem apenas um detector com alguns elementos sensores, que são usados para varrer a cena a fim de formar uma imagem. Os sistemas mais modernos (DERENIAK; BOREMAN, 1996) são denominados de sistemas matriciais, pois os elementos sensores estão dispostos no detector na forma de uma matriz de plano focal (FPA).

A Figura 2.4 ilustra um esquema básico de conversão da radiação infravermelha em imagens por meio de uma câmera de imagem térmica.

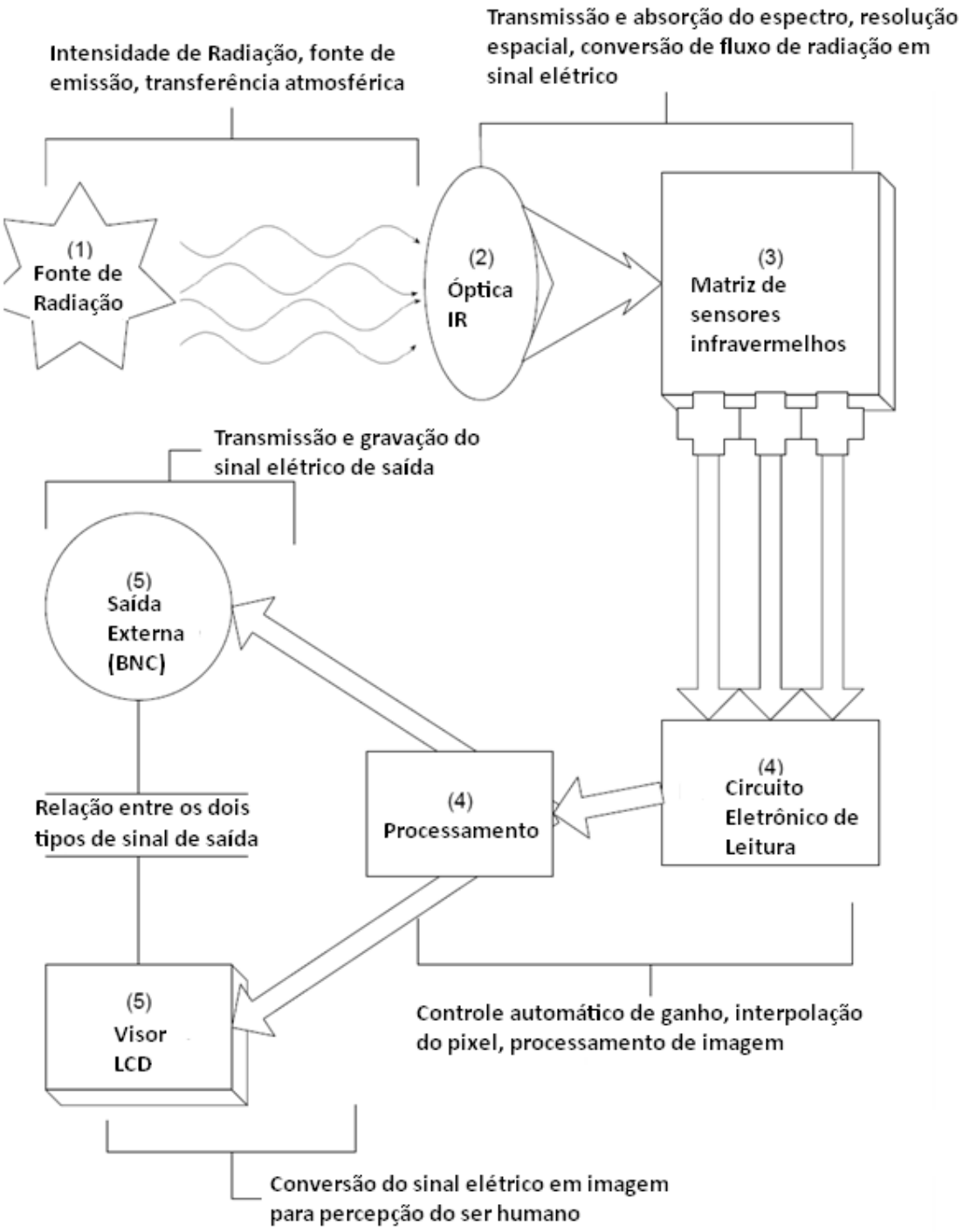



Figura 2.4: Esquema básico de conversão da radiação infravermelha em imagens.

## 2.1.2. Óptica

Sistemas ópticos desenvolvidos para atuar no espectro do infravermelho (SMITH, 1966; JENKINS, 1957) são projetados para focalizar a imagem da cena térmica no detector. O diferencial que existe nestes sistemas são os materiais utilizados. Sistemas ópticos de materiais transparentes, que permitem a transmissão de luz visível, são extremamente reflexivos no espectro do infravermelho distante, sendo incompatíveis para utilização em câmeras de imagem térmica.

Germânio (Ge) e Seleneto de Zinco (ZnSe) são os materiais comumente utilizados para a fabricação de sistemas ópticos de câmeras de imagem térmica (KOKORINA, 1996), pois estes materiais tem boa transmissividade na faixa de 8µm a 14µm. A Figura 2.5 relaciona a transmitância do Ge e do ZnSe como função do comprimento de onda.

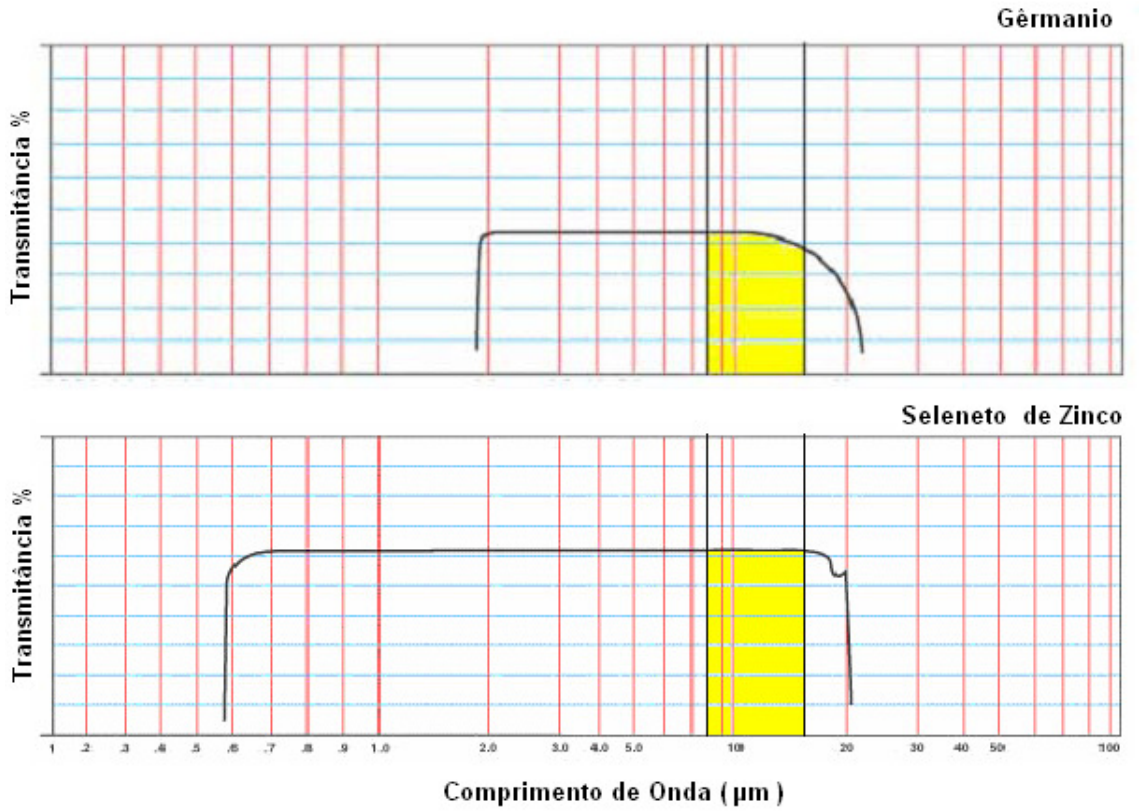



Figura 2.5: Transmissividade óptica do Ge e ZnSe, adaptado de (KOKORINA, 1996).

### 2.1.3. Detector – Matriz de Plano Focal (FPA)

O método mais antigo e tradicional de detecção de radiação térmica é por dispositivos de detecção de energia quântica criogenicamente refrigerados. Contudo, devido a uma grande variedade de linhas de pesquisa nos últimos 50 anos, a tecnologia de detectores migrou para dispositivos termais em detrimento aos dispositivos quânticos (ROGALSKI, 1995).

Detectores termais são construídos de materiais que mudam, drasticamente, certas propriedades elétricas com a variação da temperatura. Esta característica elétrica pode ser medida a fim de determinar a quantidade de radiação que incidiu no elemento sensor. A maioria das câmeras de imagem térmica na faixa do infravermelho distante utiliza detectores termais, pois estes não necessitam de sistemas de refrigeração e, conseqüentemente, apresentam menor consumo de energia. O material deve ter alto coeficiente de absorção no intervalo de comprimento de onda desejado. Sensores piroelétricos e microbolométricos são os principais tipos de detectores termais usados em câmeras de imagem térmica (ROGALSKI, 1995). A Figura 2.6 ilustra um exemplo de detector térmico matricial.

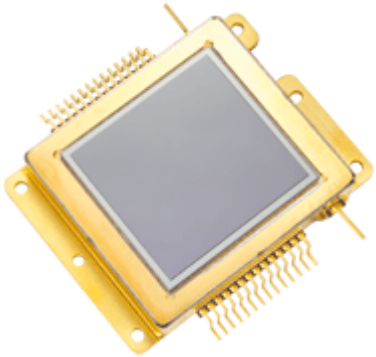


Figura 2.6: Exemplo de detector térmico matricial (ROGALSKI, 1995).

Detectores piroelétricos medem a radiação incidente através da mudança na temperatura do material. O detector é construído de um material dielétrico polar, contendo uma carga de superfície que é proporcional à mudança da temperatura. O material do detector gera um sinal elétrico, agindo como um capacitor, cuja carga é descrita pela Equação 2.1.

$$\Delta Q = A \times p \times \Delta T \tag{2.1}$$

Na qual A é a carga do capacitor e p é o coeficiente piroelétrico do material. Essa equação também pode ser reescrita da forma dQ/dT, uma variação da carga por unidade de área devido a temperatura. Detectores piroelétricos podem ser feitos de materiais ferroelétricos, polímeros ou cristais piroelétricos (MURALT, 2001).

As faces de materiais piroelétricos acumulam cargas elétricas opostas. Quando a temperatura é constante, estas cargas permanecem equilibradas. Contudo, quando a temperatura varia, a magnitude dessa polarização também muda e uma variação na carga de superfície pode ser detectada. Esse efeito pode ser reforçado em materiais ferroelétricos através da aplicação de um campo elétrico adicional externo. Este campo atua alterando a permissividade dielétrica do material e, assim, aumentando o coeficiente piroelétrico aparente. Sensores feitos de Titanato de Estrôncio Bário (BST) contemplam esta fenomenologia e são amplamente empregados em câmeras de imagem térmica (HANSON, 1993; POLLA; CHOI, 1997).

Os detectores microbolométricos funcionam através da variação da resistividade elétrica gerada pela variação de temperatura. Uma tensão de polarização é aplicada ao detector e a temperatura é determinada pela quantidade de corrente que passa pelo circuito (WANG, 2005; LIDDIARD, 2003). Microbolômetros podem ser feitos de óxido de vanádio (VOx) ou de silício amorfo (aSi). Esses materiais são escolhidos pela sua significante variação de resistividade perante a variação de temperatura e pela facilidade de construção de topologias matriciais. A resposta em tensão de um elemento sensor é proporcional à sua resistência, de acordo com a Equação 2.2.

$$V_{sensor} \propto k \times R \times I_b \times [T(t) - T_0] \qquad (2.2)$$

na qual k é o coeficiente térmico de resistividade (do inglês *thermal coefficient of resistivity*, TCR), R é a resistência, $I_b$ é a tensão de polarização, $T_0$ é a temperatura média e T(t) é a temperatura como função do tempo (MURALT, 2001).

Cada elemento sensor contém uma pequena camada de material com resistividade térmica acoplado a materiais absorvedores de radiação infravermelha. O detector é apoiado sobre o circuito por dois pequenos terminais para reduzir a condutividade térmica, mantendo o contato elétrico. O elemento, feito de silício amorfo (aSi) ou óxido de vanádio ($VO_x$), é ligado a uma outra camada; no caso de $VO_X$, utiliza-se o nitreto de silício. Esta outra camada atua aumentando a absorção

térmica da radiação infravermelha. Um exemplo de sensor microbolométrico é mostrado na Figura 2.7. As matrizes de plano focal são geralmente constituídas de aglomerados de elementos sensores, que para utilização em câmeras térmicas, geralmente tem o tamanho de 640x480, 320x240 ou 160x120 elementos sensores. A matriz sensora é armazenada num encapsulamento a vácuo, para evitar a convecção de calor entre os elementos e, assim, criar um isolamento térmico entre os elementos sensores, que apenas podem transmitir radiação térmica por irradiação para o ambiente e por condução térmica através dos contatos elétricos. Dessa forma, os elementos sensores respondem rapidamente às variações de temperatura da cena, já que a temperatura de cada elemento é diretamente controlada pela intensidade líquida da radiação térmica recebida e perdida. Uma vantagem do detector bolométrico em relação ao detector piroelétrico é que esses não requerem a utilização de um *chopper* para ter uma referência de temperatura. Neste caso, mede-se a temperatura absoluta do sensor, em vez de uma variação de temperatura (KRUSE, 1999).

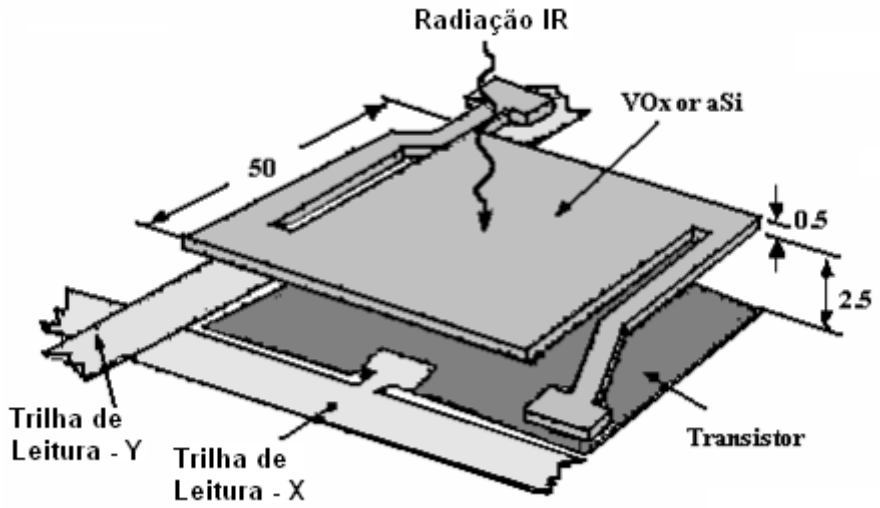



Figura 2.7: Arquitetura do microbolômetro, com as medidas em µm, adaptado de (WANG, 2005).

A temperatura do elemento sensor pode ser definida como:

$$m \times C_p \times \frac{dT}{dt} + G \times (T - T_{base}) = \alpha(T) \times \varphi_f(t) \qquad (2.3)$$

na qual $mC_p$ é a capacidade térmica do elemento sensor, α é o coeficiente de absorção do espectro de radiação, $T_{base}$ é a temperatura do substrato e $\varphi_f(t)$ é o fluxo de radiação incidente em função do tempo. Para elementos microbolométricos, a medida de resistividade elétrica é função de T, que é a temperatura do elemento

sensor. Para elementos piroelétricos, a polarização medida é função de T e de $^{dT}/_{dt}$, e a radiação incidente $\varphi_f(t)$ é uma forma de onda controlada por um *chopper* (HANSON, 1993).

### 2.1.4. Sistema Eletrônico de Leitura e Processamento do Sinal do Sensor

O sinal gerado por um sensor piroelétrico pode ser medido de duas maneiras, pela tensão ou pela corrente, porém ambas devem ser proporcionais a $\{T_{Target}^4 - T_{Chopper}^4\}$. O sinal gerado por um sensor microbolométrico é detectado pela resposta em tensão de um *pixel*, de acordo com a Equação 2.2.

Sendo o detector matricial formado por uma matriz de elementos sensores, cada *pixel* é conectado a um sistema eletrônico de leitura (*Readout Integrated Circuit*, ROIC) (HOFFMAN; LOOSE; SUNTHARALINGHAM, 2006) a fim de que, a posteriori, seja processado em um sinal de vídeo coerente. A Figura 2.8 ilustra o modo de operação de um ROIC comumente utilizado. O sistema consiste num amplificador capacitivo de transimpedância (*capacitive transimpedance amplifier*, CTIA) em cada *pixel*, sendo o responsável por executar a conversão da carga armazenada no capacitor em tensão. Após o circuito CTIA, o sinal previamente integrado é amostrado e armazenado por colunas de elementos sensores em um *buffer*. Por fim, os conjuntos de sinais de cada coluna são armazenados em outro *buffer* antes de serem disponibilizados para leitura.

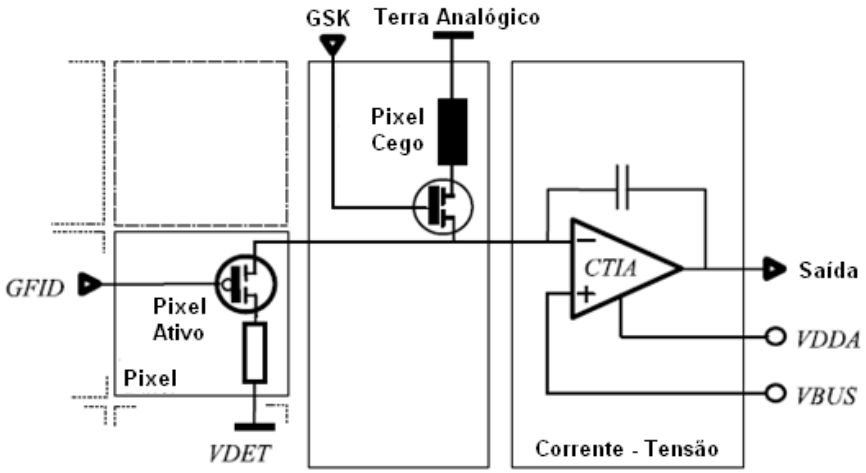



Figura 2.8: Arquitetura do ROIC de um *pixel*, adaptado de (WANG, 2005).

Existem duas topologias de integração do sistema eletrônico de leitura ao elemento sensor: a forma monolítica ou a híbrida. Sistemas monolíticos integram a eletrônica de leitura na mesma camada do elemento sensor, simplificando e minimizando custos na fabricação, contudo, acarreta na diminuição da área sensível de cada elemento sensor, ou *fill factor*. De uma forma geral, a arquitetura monolítica acaba por sacrificar a qualidade da imagem em detrimento da redução dos custos de fabricação, uma vez que reduz a sensitividade do elemento sensor devido ao espaço ocupado pelo sistema eletrônico. A topologia híbrida separa o elemento sensor e o sistema eletrônico de leitura em duas camadas diferentes ligadas com contato elétrico. Embora esse processo seja mais complexo e caro para se fabricar, o *fill factor* pode chegar a 90%, contra os 55% na topologia monolítica. Dessa forma, além de melhorar a sensitividade térmica, a topologia híbrida ainda melhora a dissipação de calor, o que acarreta num aumento do tempo de vida útil da bateria nos equipamentos que utilizem detectores com essa topologia. A decisão de se projetar um plano focal matricial utilizando topologia monolítica ou híbrida deve ser baseada no binômio: qualidade de imagem e custo.

Uma vez estabelecida a conexão elétrica no elemento sensor, o sinal deve ser multiplexado a fim de que seja feito o processamento digital de sinais. Um dispositivo CMOS gera um sinal de tensão diretamente para cada elemento da matriz, utilizando transistores, acarretando na redução da uniformidade e do *fill factor*, porém aumentando a velocidade da leitura de cada elemento sensor, permitindo uma maior taxa de quadros.

Uma vez que o ROIC tenha multiplexado os sinais de todos os elementos, estes sinais devem ser processados para gerar uma imagem nítida, coerente e de alto contraste, incluindo neste processo: correção de não uniformidade (NUC), técnicas de aumento de contraste, algoritmos de compressão de vídeo, entre outros.

## 2.2. Figuras de Mérito – Métricas de Desempenho

Existe uma série de testes que definem o desempenho de uma câmera de imagem térmica e a qualidade da imagem. Tais figuras de mérito foram concebidas a fim de avaliar aspectos individuais da imagem, contudo, não há nenhum teste padronizado que permita medir o desempenho de um sistema de imagem térmica completo. É importante ressaltar que embora as figuras de mérito sejam métricas de desempenho da qualidade da imagem de uma câmera térmica, o usuário deve balizar a escolha da câmera no trinômio: figuras de mérito, necessidade e aplicação específica.

Uma divisão intuitiva será feita entre medidas radiométricas e geométricas, sendo tais divisões explicitadas na Figura 2.9.

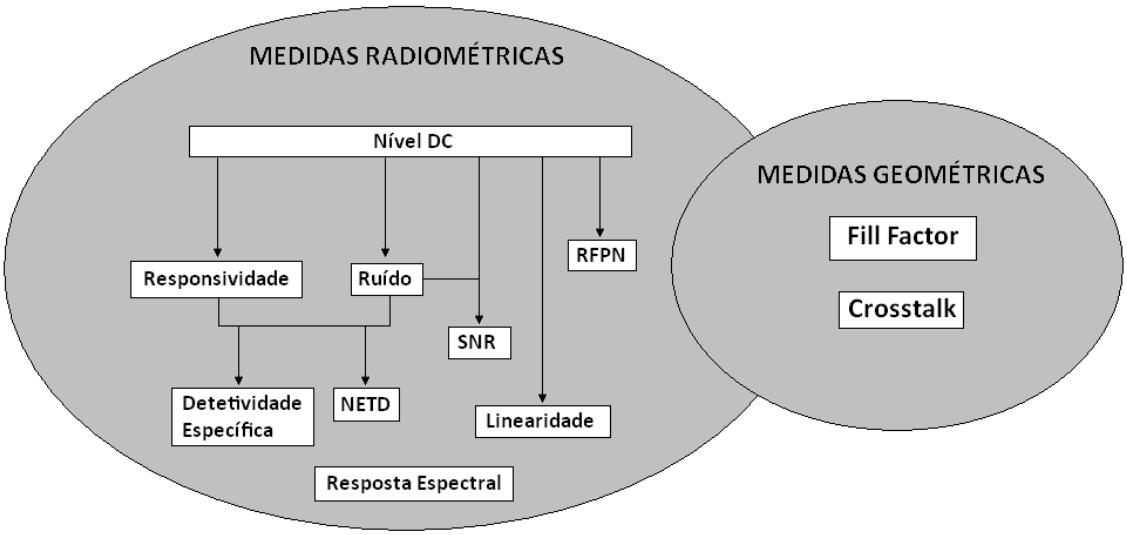



Figura 2.9: Conjunto de medidas radiométriacs e geométricas

### 2.2.1. Teoria Básica

A parcela de energia eletromagnética que incide no elemento sensor, oriunda da cena observada, é dependente do ângulo que a fonte, posicionada no plano imagem, faz com o elemento sensor, posicionado no plano objeto. Este ângulo, sob o qual o sensor recebe radiação da fonte, é denominado de ângulo sólido (BARTELL, 1989), que é uma generalização de um ângulo plano comum para um

sistema de eixos tridimensionais. Para o caso de a fonte possuir uma superfície pequena e estar posicionada ligeiramente perpendicular ao sensor, Figura 2.10, pode-se aproximar o cálculo do ângulo sólido como:

$$\Omega=2\pi(1-\cos\Theta) \tag{2.4}$$

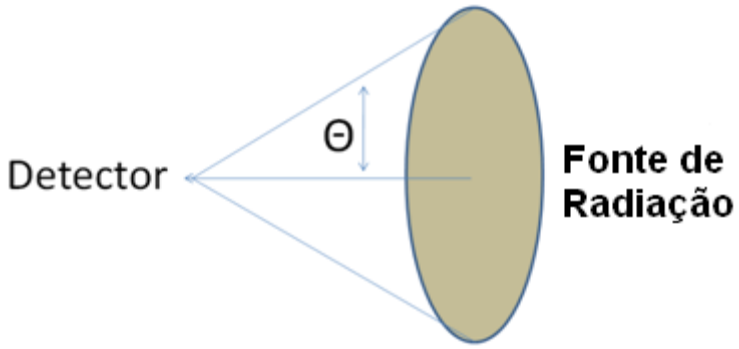



Figura 2.10: Ângulo sólido

Ângulos sólidos são expressos em esteroradianos (sr).

Contudo, para que a radiação eletromagnética incida no FPA, é necessário que haja um sistema óptico para convergir os raios ao elemento sensor. Dessa forma, faz-se imprescindível definir alguns elementos característicos de projetos ópticos.

O diâmetro da abertura, ou diâmetro da pupila de entrada, é a dimensão útil da abertura óptica que limita a quantidade de radiação que atinge o sensor.

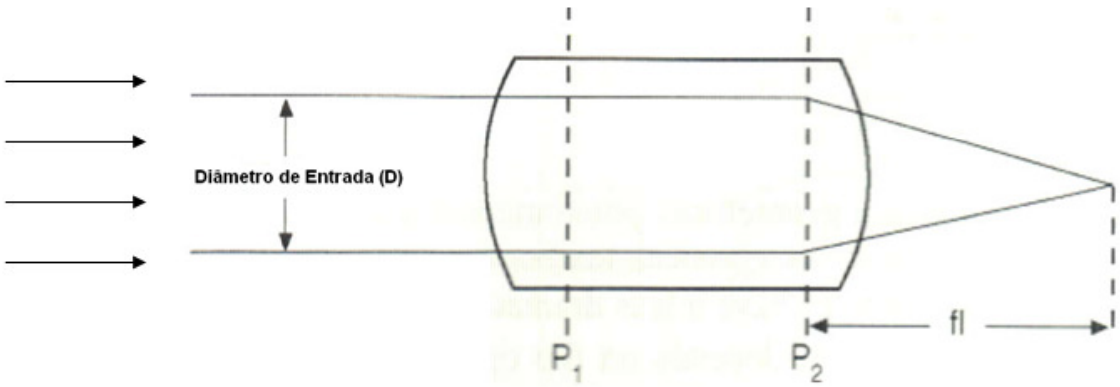



Figura 2.11: Diâmetro da abertura (D) e distância focal (fl)

Câmeras de imagem térmica, geralmente, apresentam sistemas ópticos com uma grande quantidade de lentes. Nesse caso, o tamanho da abertura da entrada é considerado como o diâmetro da abertura.

A distância focal (fl) é a distância entre a lente e o ponto focal, contudo, em sistemas ópticos, que são formados por um conjunto de lentes, utiliza-se o conceito de distância focal efetiva, que é obtida considerando-se o sistema como uma única

lente e traçando-se planos principais ($P_1$ e $P_2$), de acordo com a Figura 2.11. Dessa forma, a distância focal efetiva é medida do último plano principal até o ponto focal.

O *f*-number (f/#) de um sistema óptico descreve a capacidade deste sistema de coletar radiação, e pode ser definido como a razão entre a distância focal efetiva e o diâmetro da abertura, conforme mostra a Equação 2.5.

$$f/\# = \frac{fl}{D} \tag{2.5}$$

A relação (Figura 2.12) entre *f-number* (f/#), ângulo sólido (Ω) e o meio ângulo (Θ) é dada pela Equação 2.6:

$$\begin{cases} f/\# = \dfrac{fl}{D} \\ f/\# = \dfrac{1}{2\sin\Omega} \\ \Omega = 2\pi(1-\cos\Theta) \end{cases} \Rightarrow \Theta = \mathrm{Arctan}\left( {}^{(D/2)}/_{fl} \right) \tag{2.6}$$

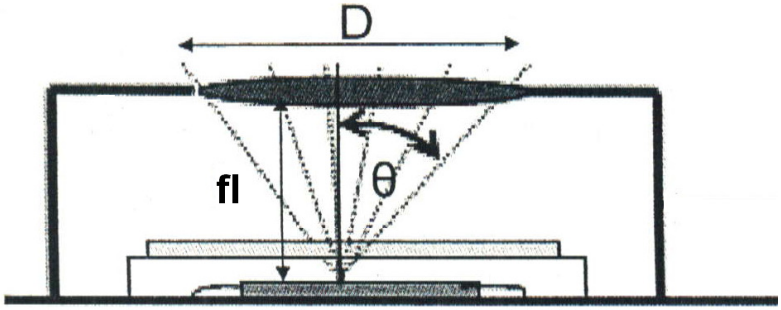



Figura 2.12: Representação de sistema com lente e sensor (BARTELL, 1989).

A conceituação da fenomenologia do f/#, na realidade, está atrelada à necessidade do cálculo do fluxo (BELL, 1959) de energia no contexto fonte de radiação e elemento sensor. Sendo o fluxo de radiação (Φ) a potência - taxa de energia transferida - do sistema radiométrico, sua unidade é expressa em Watts [W], ou seja, 1 Joule por segundo. Pode-se calcular, de forma prática, o fluxo de energia irradiada para fins de caracterização de sistemas de imagem térmica (Figura 2.13) como na Equação 2.7:

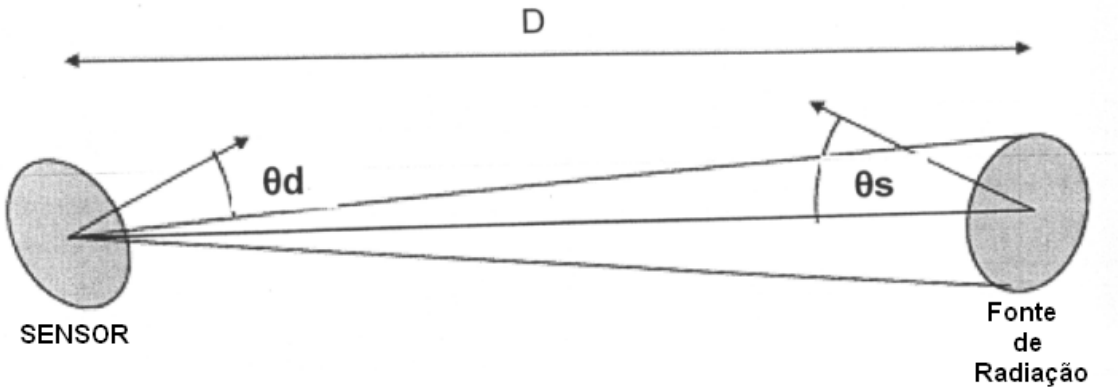



Figura 2.13: Esquemático para cálculo do fluxo de radiação

$$\text{Fluxo [W]} = \text{Fonte de Radiação } [\text{W/cm}^2\cdot\text{sr ou Ph/s/cm}^2\cdot\text{sr}] \times \text{Área de Superfície da fonte} \times \text{Área de Superfície do Sensor} \times \frac{\cos\theta_d \times \cos\theta_s}{D^2} \quad (2.7)$$

A Equação 2.7 pode ser particularizada considerando-se a superfície do elemento sensor e a superfície da fonte de radiação paralelas (Figura 2.14). Utilizando a lei do cosseno à quarta, obtém-se a Equação 2.8:

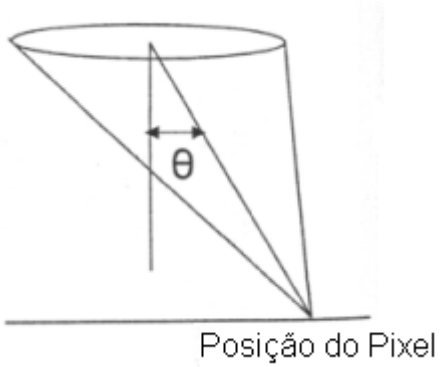



Figura 2.14: Lei do $\text{Cos}^4$

$$\text{Fluxo [W]} = \text{Fonte de Radiação } [\text{W/cm}^2\cdot\text{sr ou Ph/s/cm}^2\cdot\text{sr}] \times \text{Área de Superfície da fonte} \times \text{Área de Superfície do Sensor} \times \frac{\cos^4\theta}{D^2} \quad (2.8)$$

Mais especificamente, considerando a área da superfície da fonte de radiação estendida (Figura 2.15), obtém-se a Equação 2.9:

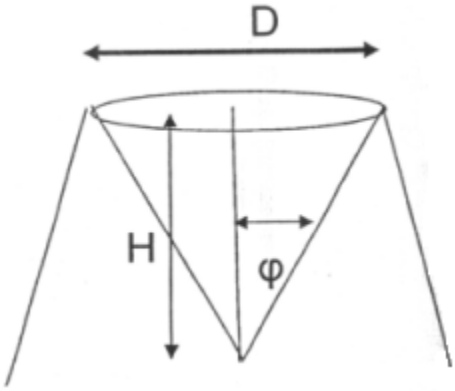



Figura 2.15: Cálculo de fluxo considerando superfície da fonte de radiação estendida

$$\text{Fluxo}_{pixel\,\text{central}}\ [\text{W}] = \text{Fonte de Radiação}\ [\text{W/cm}^2\cdot\text{sr ou Ph/s/cm}^2\cdot\text{sr}] \times \text{Área de Superfície do Sensor} \times \pi \text{sen}^2\varphi \quad (2.9)$$

Sendo $\varphi$=Arctan ((D/2)/H).

Deve-se salientar que a comunidade científica que trabalha com sistemas de imagem térmica, algumas vezes, não é coerente com a nomenclatura utilizada em estudos radiométricos e suas grandezas físicas. Para dirimir quaisquer dúvidas acerca das grandezas radiométricas (MCADAM, 1967), observa-se a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Grandezas radiométricas (MCADAM, 1967).

| GRANDEZAS | UNIDADES DE ENERGIA | UNIDADES FOTÔNICAS | UNIDADES VISUAIS |
|---|---|---|---|
| **Fluxo** | W | $s^{-1}$ | Lumens (lm) |
| **Intensidade** | $W.sr^{-1}$ | $s^{-1}.sr^{-1}$ | Candela (cd) |
| **luminância** | $W.m^{-2}.sr^{-1}$ | $s^{-1}.m^{-2}.sr^{-1}$ | $Cd.m^{-2}$ |
| **Emitância** | $W.m^{-2}$ | $s^{-1}.m^{-2}$ | $lm.m^{-2}$ |
| **Iluminação** | $W.m^{-2}$ | $s^{-1}.m^{-2}$ | Lux |
| **Intensidade Luminosa** | J(energia) | N° fótons | lm.s |
| **Iluminamento** | $J.m^{-2}$ | N° fótons.$m^{-2}$ | Lux.s |

Entretanto, um estudo mais detalhado acerca da grandeza luminância é necessário a fim de que se possa realizar uma caracterização eletro-óptica. A Figura 2.16 relaciona luminância, comprimento de onda e temperatura.

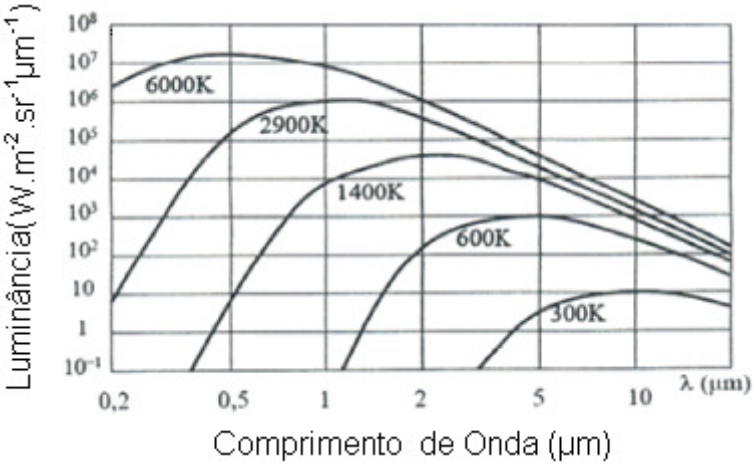



Figura 2.16: Função luminância, adaptado de (BELL, 1959; MCADAM, 1967).

A equação de Max Planck, físico Alemão, que descreve a função luminância (BELL, 1959; MCADAM, 1967) em termos da temperatura e do comprimento de onda é dada pela Equação 2.10:

$$L = c_1 \lambda^{-5} / [\exp(c_2/\lambda T) - 1] \qquad (2.10)$$

na qual $C_1$ e $C_2$ são constantes radiométricas, $\lambda$ é o comprimento de onda em µm e T é a temperatura absoluta em Kelvin.

A Figura 2.16 apresenta um máximo na intensidade de radiação emitida para um determinado comprimento de onda a uma dada temperatura. Sendo assim, o espectro de emissão térmica modifica-se com a alteração da temperatura a que se encontra o corpo. A máxima intensidade em cada uma das curvas ocorre para diferentes comprimentos de onda da radiação emitida, e que são tão maiores quanto menor for a temperatura do corpo. Existe uma relação simples entre a temperatura do corpo e o comprimento de onda correspondente à sua máxima emissão, que foi traduzida por Wilhelm Wien, físico austríaco, contemporâneo de Max Planck, sendo que essa relação é de proporcionalidade inversa entre o comprimento de onda da emissão máxima e a temperatura absoluta do corpo. A partir da Equação 2.10 (VENTURA, 2003; VINCENT, 1989) e utilizando a lei de Wien (Figura 2.17): $dL/d\lambda = 0$, obtém-se:

$$\lambda_{máx} = \frac{2{,}897}{T} \qquad (2.11)$$

A Equação 2.11 é válida para comprimentos de onda curtos, $\lambda T < 5000$ (µm.K), com $\lambda_{máx}$ em µm e T em K.

Para as faixas do espectro infravermelho, comumente utilizadas em câmeras de imagem térmica, tem-se:

$$\begin{cases} \text{SWIR} \Rightarrow \lambda_{max} = 2898/1160 = 2.5\ \mu m \Rightarrow \text{Temperatura extremamente altas} \\ \text{MWIR} \Rightarrow \lambda_{max} = 2898/700 = 4.3\ \mu m \Rightarrow \text{Temperaturas altas} \\ \text{LWIR} \Rightarrow \lambda_{max} = 2898/310 = 9.6\ \mu m \Rightarrow \text{Temperaturas próximas da ambiente} \end{cases}$$

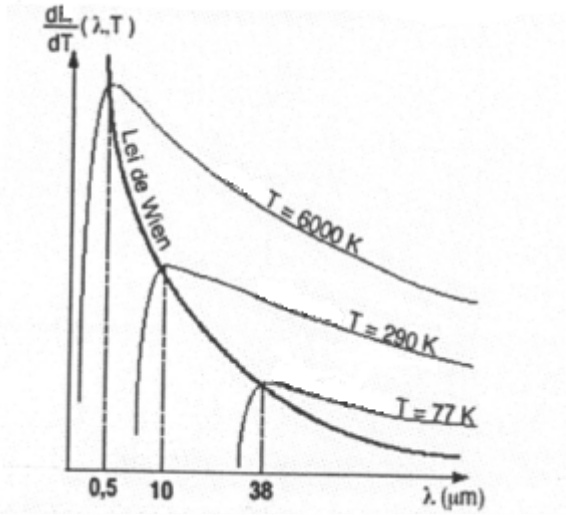



Figura 2.17: Representação gráfica da Lei de Wien (VINCENT, 1989).

A intensidade total da radiação térmica emitida por um corpo é a energia emitida por unidade de tempo e por unidade de área desse corpo, e para obtê-la deve-se calcular a área abaixo do gráfico da Figura 2.18 e integrá-la em um hemisfério. Dessa forma, obtém-se a relação entre a intensidade da radiação emitida pelo corpo e a sua temperatura absoluta, Equação 2.12:

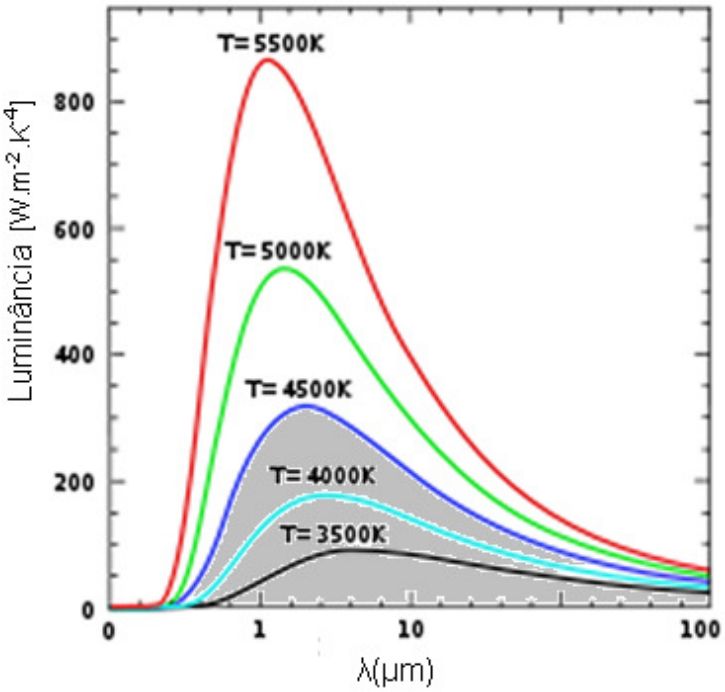



Figura 2.18: Representação gráfica da luminância total, adaptado de (VENTURA, 2003).

$$L = \delta \times T^4 \tag{2.12}$$

Sendo a constante de Boltzman, $\delta = 5{,}67 \cdot 10^{-8}$ $[W.m^{-2}.K^{-4}]$

A energia por unidade de tempo é a potência, pelo que se pode dizer que a intensidade é a potência por unidade de área.

$$\begin{cases} P = L \times A \\ E = P \times \Delta t \end{cases} \leftrightarrow E = L \times A \times \Delta t$$

Sendo L a radiação do corpo humano a 300K:

$$L = 5{,}67 \cdot 10^{-8} \times (300)^4 = 460 \ [W.m^{-2}]$$

e P a radiação emitida numa área de pele de 2 $m^2$:

$$P = 460 \times 2 = 1 \ [kWatt]$$

## 2.2.2. Nível DC

Utilizando os conhecimentos da seção 2.2.1, é possível calcular o valor teórico do nível DC de um elemento sensor. O procedimento é ilustrado na Figura 2.19.

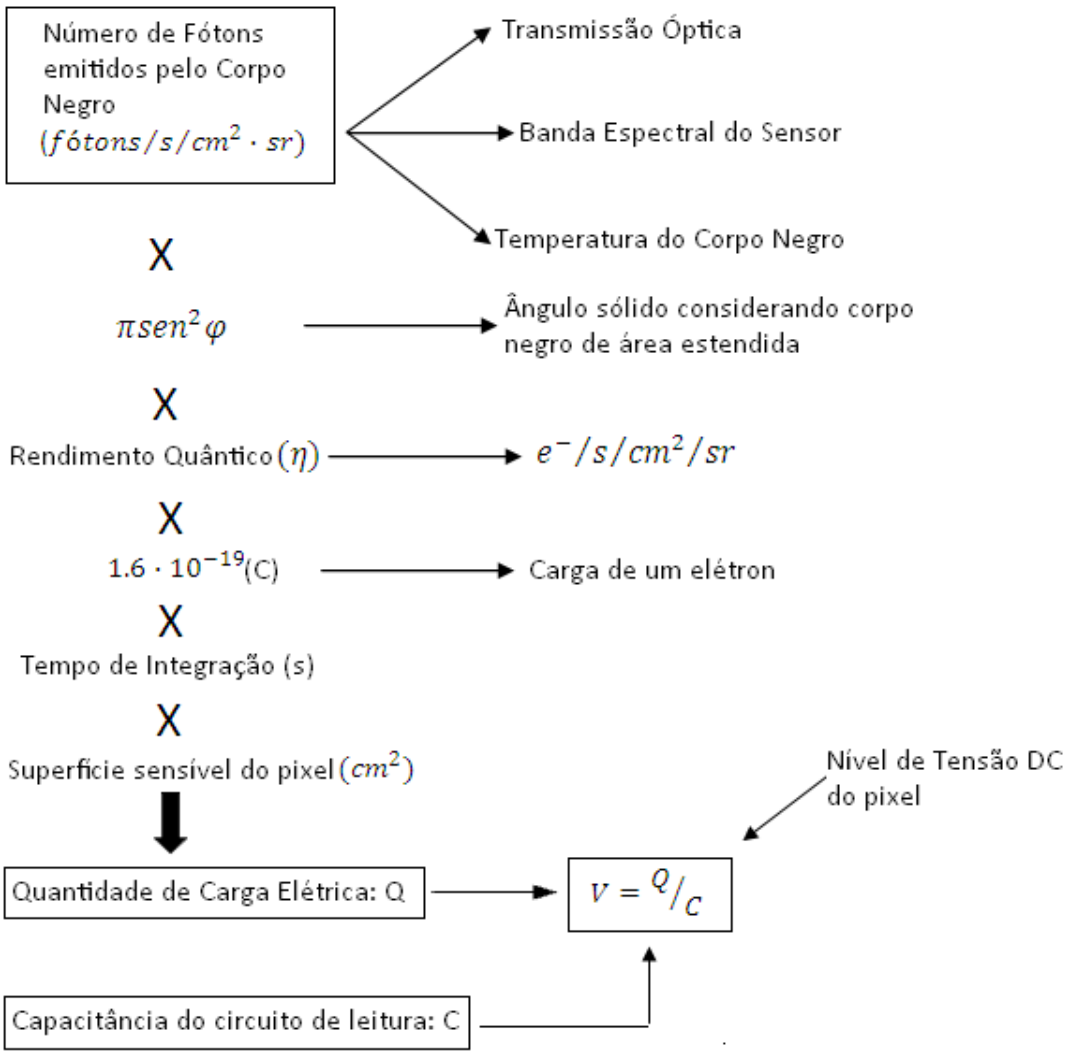



Figura 2.19: Procedimento para cálculo do nível DC do elemento sensor

**<u>Exemplo 1:</u>**

Considerando o detector utilizado neste trabalho e obtendo de seu *datasheet* algumas informações, tais como: capacitância equivalente do circuito de leitura igual a 0.52 pF, rendimento quântico de 70%, tempo de integração de 8ms, fluxo parasita de 5%, *pixel* de 15µm x 15µm e utilizando um corpo negro de área estendida a 20°C e uma óptica f/4.0, é possível calcular o nível de tensão DC no *pixel*.

Número de fótons emitido pelo corpo negro a 20°C = $2{,}34 \cdot 10^{15}$ ph/s/cm$^2$·sr

Ângulo sólido: $\Omega = \text{arcsen}\left(1/\left(2 \cdot \frac{F}{\#}\right)\right) = 0{,}05$ sr

Meio ângulo: $\theta = \arccos\left(1 - \Omega/_{2\pi}\right) = 0{,}125$ rad

Número de fótons incidentes no *pixel*: N = radiância × área do *pixel* × $\pi \text{sen}^2\theta$ =

$$= 2{,}34 \cdot 10^{15} \times 15 \times 15 \cdot 10^{-8} \times \pi \text{sen}^2(0{,}125) = 2{,}57 \cdot 10^{8} \text{ Ph/s}$$

Corrente Total: $I_{total} = I_{cena} + I_{escuro} + I_{parasita}$

$I_{cena}$ = Número de fótons × Rendimento Quântico × Carga do elétron =

$$= 2{,}57 \cdot 10^{8} \times 0{,}7 \times 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 0{,}288\text{pA}$$

$I_{escuro}$ = desprezível

$I_{parasita} = 5\% \times I_{cena}$

$\therefore I_{total} = 1{,}05 \times I_{cena} = 0{,}3024$pA

Nível DC = $I_{total} \times T_{int}$/Capacitância = $0{,}3024 \cdot 10^{-12} / 0{,}52 \cdot 10^{-12}$ = **0,465 V**

Conclui-se que o nível DC da tensão de saída do *pixel* é 0,465 volts. Esse cálculo é fundamental para se definir as demais figuras de mérito utilizadas para avaliar o desempenho de câmeras de imagem térmica.

## 2.2.3. Responsividade

A função básica de um sensor térmico é transformar a radiação incidente em um tipo conveniente de sinal de saída. Nesta abordagem, o sinal gerado é elétrico, podendo ser na forma de corrente ou de tensão. A responsividade (VINCENT, 1989) é a relação entre o sinal gerado e a radiação incidente (Figura 2.20). Neste caso, a responsividade pode ser escrita da forma:

$$R = \frac{\text{sinal gerado}}{\text{radiação incidente}} = \frac{\text{Nível DC}}{\text{radiância} \times \text{área do } pixel} \qquad (2.13)$$

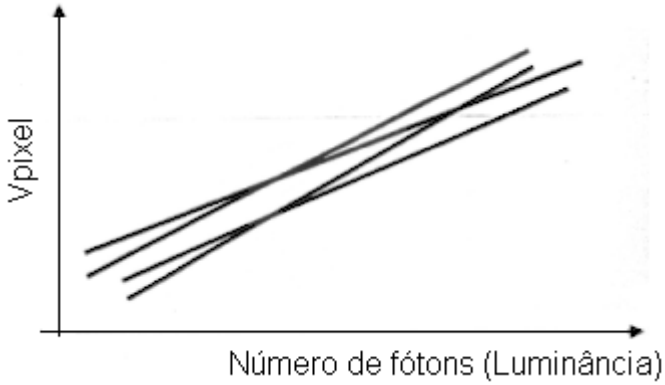



Figura 2.20: Ilustração teórica da responsividade, adaptado de (VINCENT, 1989).

A Equação 2.13 ilustra a definição teórica da responsividade de um elemento sensor. Contudo, quando se trata de caracterizar a responsividade de todos os elementos de um detector matricial, e para que não seja necessário calcular o nivel de radiação eletromagnética incidente em cada elemento sensor, uma abordagem mais prática deve ser adotada.

Existem algumas formas matemáticas de expressão da responsividade:

- Térmica
- Responsividade de Banda
- Responsividade de Pico
- Responsividade de Corpo Negro
- Fotônica

A responsividade térmica (Figura 2.21) é expressa na forma:

$$R(x,y) = \frac{V_S(T_2,x,y) - V_S(T_1,x,y)}{(T_2 - T_1)} \tag{2.14}$$

sendo: $R(x,y)$ : responsividade em [V/K] do *pixel* (x,y) da matriz

$V_S(T,x,y)$: sinal de saída, em [volts], como função da temperatura

(x,y): coordenadas do *pixel*

$T_1$: temperatura mais baixa do corpo negro

$T_2$: temperatura mais alta do corpo negro

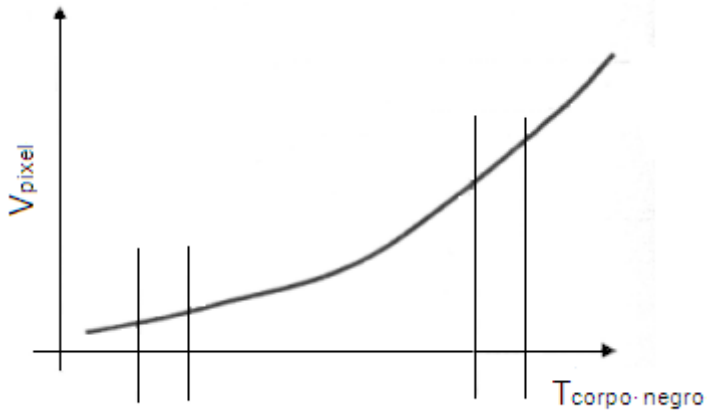



Figura 2.21: Ilustração da variação de responsividade vs temperatura, adaptado de (VINCENT, 1989).

A responsividade de banda é obtida multiplicando-se as emitâncias à temperaturas conhecidas (Figura 2.22), utilizando o segmento de comprimento de onda que sensibilize o detector.

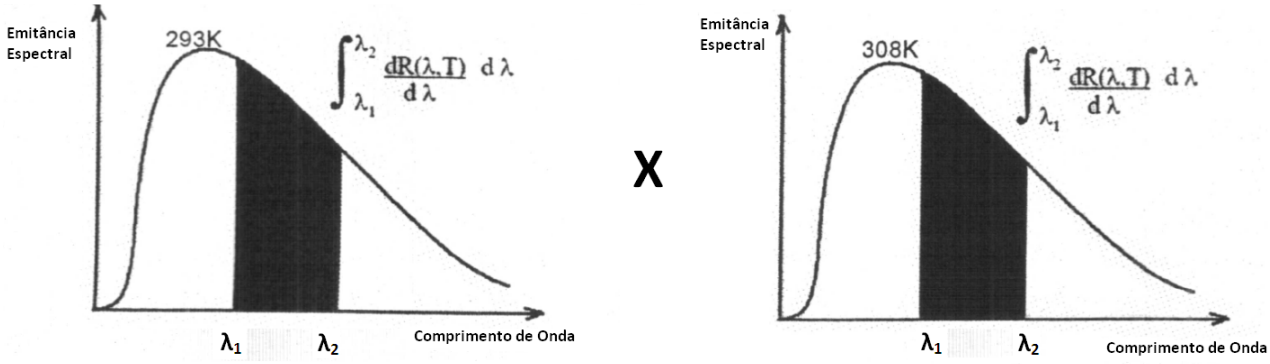



Figura 2.22: Multiplicação das emitâncias espectrais para temperaturas de 293K e 308K, adaptado de (VINCENT, 1989).

Na Figura 2.22, $\lambda_1$ e $\lambda_2$ são, respectivamente, o menor e o maior comprimento de onda da banda espectral detectada pelo sensor.

A expressão que descreve a responsividade de banda é:

$$R(x,y) = \frac{V_S(T_2,x,y) - V_S(T_1,x,y)}{(Le(T_2) - Le(T_1)) \times \Omega(x,y) \times A_d} \tag{2.15}$$

sendo: $R(x,y)$ : responsividade em [V/W] do *pixel* (x,y) da matriz

$V_S(T,x,y)$: sinal de saída, em [volts], como função da temperatura

(x,y): coordenadas do *pixel*

$T_1$: temperatura mais baixa do corpo negro

$T_2$: temperatura mais alta do corpo negro

Le(T): a função luminância energética, em [W/sr/cm$^2$], a uma temperatura T

$A_d$ : área da superfície do sensor, em [cm$^2$]

Ω(x,y): ângulo sólido do *pixel* (x,y), em [sr]

A responsividade de pico é obtida multiplicando-se a lei de Planck à temperaturas conhecidas, utilizando a resposta do detector no comprimento de onda que o sensibilize (Figura 2.23).

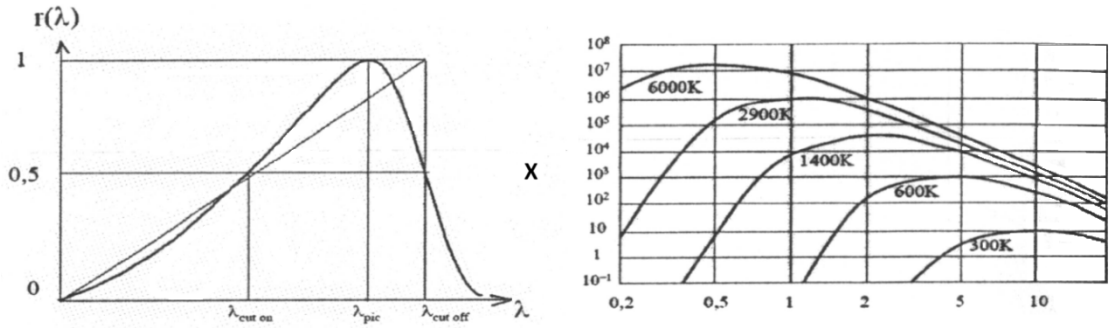



Figura 2.23: Multiplicação da lei de Planck pela resposta do detector, adaptado de (VINCENT, 1989).

A expressão que descreve a responsividade de pico é:

$$R(x,y) = \frac{V_S(T_2,x,y) - V_S(T_1,x,y)}{(Le(T_2) - Le(T_1)) \times \Omega(x,y) \times A_d} \qquad (2.16)$$

sendo: R(x,y) : responsividade em [V/W] do *pixel* (x,y) da matriz

$V_S(T,x,y)$: sinal de saída, em [volts], como função da temperatura

(x,y): coordenadas do *pixel*

$T_1$: temperatura mais baixa do corpo negro

$T_2$: temperatura mais alta do corpo negro

Le(T): a função luminância energética, em [W/sr/cm$^2$], a uma temperatura T

$A_d$ : área da superfície do sensor, em [cm$^2$]

Ω(x,y): Ângulo sólido do *pixel* (x,y), em [sr]

A responsividade de corpo negro é obtida integrando a função luminância em todo o espectro abrangido pelo sensor.

A expressão que descreve a responsividade de corpo negro é:

$$R(x,y) = \frac{V_S(T_2,x,y) - V_S(T_1,x,y)}{(Le(T_2) - Le(T_1)) \times \Omega(x,y) \times A_d} \tag{2.17}$$

Sendo: $R(x,y)$ : responsividade em [V/W] do *pixel* (x,y) da matriz

$V_S(T,x,y)$: sinal de saída, em [volts], como função da temperatura

(x,y): coordenadas do *pixel*

$T_1$: temperatura mais baixa do corpo negro

$T_2$: temperatura mais alta do corpo negro

Le(T): a função luminância energética, em [W/sr/cm$^2$], a uma temperatura T

$A_d$ : área da superfície do sensor, em [cm$^2$]

$\Omega(x,y)$: Ângulo sólido do *pixel* (x,y), em [sr]

Por fim, a responsividade fotônica é calculada pela transformação da luminância, a uma dada temperatura, em fótons. Sua expressão teórica é obtida pela emissão espectral do corpo negro, calculando-se o número de fótons:

$$\left[\frac{dL_p}{d\lambda}\right]_{CN}^{T} = \frac{2c}{\lambda^4\left[e^{\frac{hc}{\lambda kT}} - 1\right]} \tag{2.18}$$

A expressão prática que descreve a responsividade fotônica é:

$$R(x,y) = \frac{V_S(T_2,x,y) - V_S(T_1,x,y)}{(Lp(T_2) - Lp(T_1)) \times \Omega(x,y) \times A_d \times T_{int}} \tag{2.19}$$

Sendo: $R(x,y)$ : responsividade em [V/ph] do *pixel* (x,y) da matriz

$V_S(T,x,y)$: sinal de saída, em [volts], como função da temperatura

(x,y): coordenadas do *pixel*

$T_1$: temperatura mais baixa do corpo negro

$T_2$: temperatura mais alta do corpo negro

$L_p(T)$: a função luminância fotônica (Figura 2.24), em [ph/sr/cm$^2$/s], a uma temperatura T

$A_d$ : área da superfície do sensor, em [cm$^2$]

$\Omega(x,y)$: ângulo sólido do *pixel* (x,y), em [sr]

$T_{int}$ : tempo de integração, em [segundos]

Com $L_p(T)=\int_{\lambda_1}^{\lambda_2}\frac{c_3}{\lambda^4(e^{\frac{c_2}{\lambda T}}-1)}d\lambda$ , onde $c_3=6\cdot10^{22}$ e $c_2=14.385$

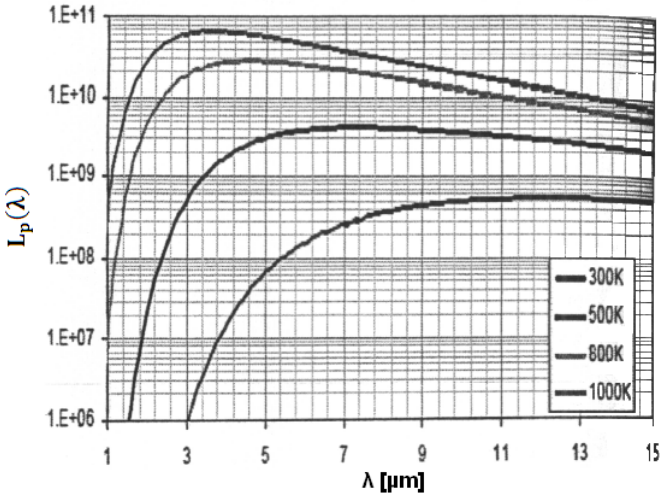



Figura 2.24: Função luminância fotônica (VINCENT, 1989).

**Exemplo 2:**

O cálculo teórico da responsividade térmica para o detector utilizado neste trabalho, considerando a capacitância equivalente do circuito de leitura igual a 0,52 pF, rendimento quântico de 70%, tempo de integração de 8ms, fluxo parasita de 5%, *pixel* de 15µm x 15µm e utilizando um corpo negro de área estendida a temperaturas de 20°C e 35°C, com uma óptica f/4.0.

Número de fótons emitido pelo corpo negro a 35°C = $4\cdot10^{15}$ ph/s/cm$^2$·sr

Ângulo sólido: $\Omega = \text{arcsen}\left(1/\left(2\cdot\frac{F}{\#}\right)\right) = 0{,}05$ sr

Meio ângulo: $\theta = \arccos\left(1-\Omega/_{2\pi}\right) = 0{,}125$ rad

Número de fótons incidentes no *pixel*: N = radiância × área do *pixel* × $\pi\text{sen}^2\theta$ =
$= 4\cdot10^{15} \times 15 \times 15\cdot10^{-8} \times \pi\text{sen}^2(0{,}125) = 4{,}39\cdot10^{8}$ Ph/s

Corrente Total: $I_{total} = I_{cena} + I_{escuro} + I_{parasita}$

$I_{cena}$ = Número de fótons × Rendimento Quântico × Carga do elétron =
$=4{,}39\cdot10^{8} \times 0{,}7 \times 1{,}6\cdot10^{-19} = 0{,}492$ pA

$I_{escuro}$ = desprezível

$I_{parasita} = 5\% \times I_{cena}$

$\therefore I_{total} = 1{,}05 \times I_{cena} = 0{,}5166$ pA

Nível DC(35°C) = $I_{total} \times T_{int}$/Capacitância = $4{,}1328 \cdot 10^{-15} / 0{,}52 \cdot 10^{-12} = 0{,}795$ V

Sabendo-se que o Nível DC (20°C) = 0,465 V e que o Nível DC (35°C) = 0,795 V, pode-se calcular a responsividade térmica como:

$$R[V/K] = \frac{\text{Nível DC}(35°C) - \text{Nível DC}(20°C)}{(35 - 20)} = \frac{(0{,}795 - 0{,}465)}{15} = 22\ [mV/K]$$

## 2.2.4. Ruído

Ruído (HOLST, 2008a) é definido, de uma forma abrangente, como qualquer componente indesejada do sinal. Em sistemas de imagem térmica, diz-se que há diferentes manifestações relacionadas ao ruído, tais como: ruído aleatório, ruído fixo padrão (*Fixed Pattern Noise*, FPN), não uniformidade entre *pixel*s, ruído 1/f, entre outros; qualquer um desses tipos pode ser o ruído dominante no sistema. Alguns destes são difíceis de serem qualificados devido à sua natureza transitória e outros podem ser facilmente percebidos, mas de difícil medição. Algumas das justificativas para tal complexidade está no fato da taxa de incidência de fótons no elemento sensor não ser constante e variar progressivamente, ou ainda, pelo fato de elétrons se deslocarem aleatoriamente pelo detector. Entretanto, há fontes de ruído externas ao sistema e que podem ser eliminadas, tais como: interferências elétricas (motores escovados, fontes chaveadas, etc.), flutuação de temperatura, vibrações que causem distúrbios em componentes elétricos e etc.

As fontes de ruído podem ser divididas em 3 categorias:

- Fontes Padrões de Ruído: São fontes que podem ser matematicamente modeladas e são comumente achadas em artigos e livros. Nesta categoria incluem-se *shot noise* e ruído Johnson.
- Fontes de Ruído Quantificáveis: São fontes cuja precisão de valores é desconhecida. Incluem-se nesta categoria ruído 1/f, FPN, ruído do amplificador e ruído do multiplexador. Os parâmetros exatos devem ser obtidos com o fabricante do detector ou devem ser obtidos experimentalmente.

- Fontes Únicas de Ruído: São fontes que não podem ser descritas por simples equações estatísticas. Incluem-se nesta categoria o fenômeno de microfonia e os efeitos transitórios. Também podem ser incluídos, embora não sejam fontes de ruído: o processamento digital não linear de imagens, o efeito não linear de mudança de fase e o *aliasing*.

Em princípio, todas as fontes de ruído, exceto o ruído aleatório, podem ser eliminadas ou, pelo menos, minimizadas a valores imperceptíveis. Quando o ruído aleatório é devido unicamente a eventos aleatórios associados à detecção de fótons, diz-se que o sistema possui desempenho limitado ao plano de fundo (*background-limited performance*,BLIP).

No estudo do nível de ruído do sistema, a magnitude de cada componente de ruído deve ser quantificada e seus efeitos sobre o desempenho do sistema devem ser entendidos. Existem inúmeros fatores envolvidos na otimização de sistemas de imagem térmica e é essencial entender os limites de desempenho a fim de que se possa implementar correções. Dessa forma, a qualificação e a quantificação das fontes de ruído se tormam um desafio no estudo de processamento de imagens térmicas e na caracterização de câmeras térmicas.

O estudo detalhado de ruído é longo e complexo, não sendo o escopo deste trabalho detalhar, minuciosamente, o tratamento matemático-estatístico acerca desta figura de mérito. De uma forma didática, pode-se separar o ruído em duas componentes, de acordo com a Figura 2.25.

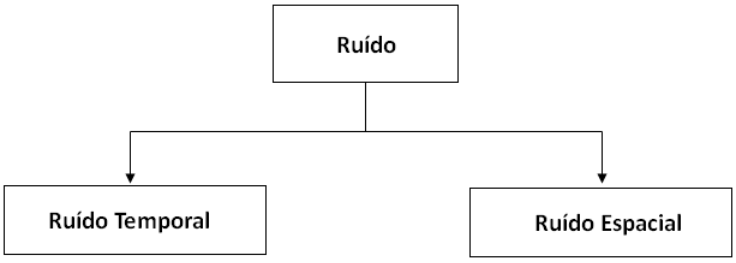



Figura 2.25: Separação de ruído em temporal e espacial.

O ruído temporal tem por característica o fato de que mesmo realizando a medição várias vezes no mesmo *pixel*, o resultado medido nunca é o mesmo, ou seja, o nivel de ruído num determinado *pixel* varia de quadro para quadro. Já o ruído espacial apresenta resultados de nível de ruído diferentes para *pixel*s distintos dentro de um mesmo quadro. A **Figura 2.26** mostra as fontes de ruído temporal.

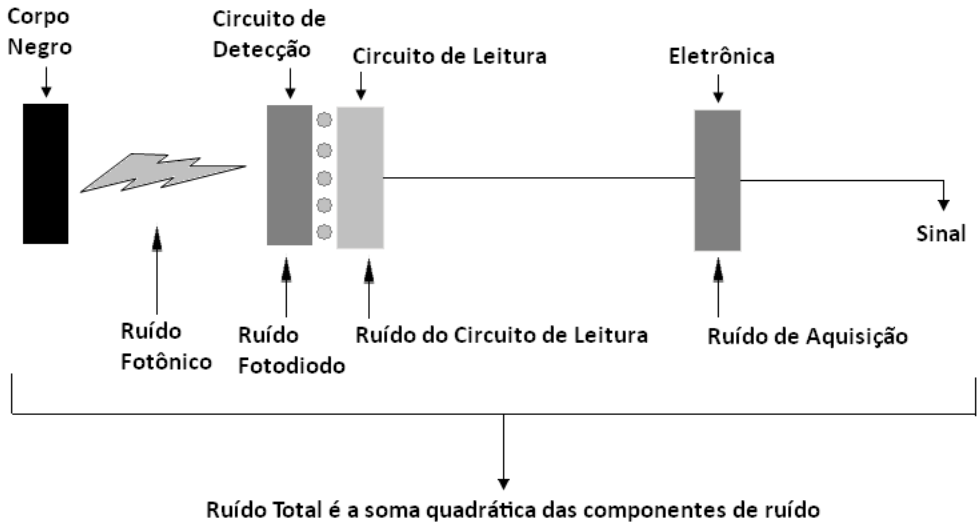



Figura 2.26: Fontes de ruído temporal

O ruído fotônico é devido a uma flutuação temporal do fluxo de portadores que passam de um lado para o outro da junção no elemento sensor (dopagem do material). Dessa forma, como a incidência de fótons no sensor é um fenômeno aleatório, essa flutuação segue uma estatística de Poisson. Este ruído também é conhecido como: *shot noise*, ruído Schottky ou ruído de Poisson.

A Equação 2.20 define o cálculo do ruído fotônico. Esta expressão contém tanto o efeito de fotocorrente como o efeito da corrente de escuro (importante contribuição em detectores LWIR e VLWIR).

$$\text{Ruído} = \sqrt{\frac{q \times \text{Nível DC}}{C_{eq}}} \tag{2.20}$$

No caso ideal em que o desempenho do detector é limitado apenas pelo ruído fotônico, diz-se que este é BLIP.

$$\text{Ruído BLIP} = \sqrt{\text{ruído}^2_{\text{ckt leitura}} + \text{ruído}^2_{aq} + \frac{q \times \text{Nível DC}}{C_{eq}}} \tag{2.21}$$

O ruído de fotodiodo é composto pela seguintes contribuições:

- Ruído de Corrente de Fundo: $I^2_{nbg} = 2 \times q \times I_{bg} \times \Delta f$
- Ruído de Corrente de Escuro: $I^2_{ndk} = 2 \times q \times I_{dk} \times \Delta f = 4kT_d\Delta f/R_0$
- Ruído da Resistência shunt: $I^2_{nsh} = 4kT_d\Delta f/R_{sh}$
- Ruído 1/f: $I^2_{nf} = K(I^2/f)\Delta f$

O ruído do ROIC e o ruído da eletrônica de aquisição variam para cada caso, sendo necessário pedir ao fabricante do equipamento esses valores, ou podendo ser medido de forma experimental. Para que se possa medí-los é necessário bloquear a injeção através de injeção direta e, posicionando um corpo negro com baixa temperatura em frente ao sensor, diminuir o tempo de integração.

Dessa forma, pode-se dizer que quando o nível de radiação é alto, o ruído dominante é o ruído fotônico, e quando o nível de radiação é baixo, os ruídos dominantes são: ruído do ROIC e o ruído da corrente de escuro.

De forma prática, duas medidas devem ser feitas a fim de analisar o ruído de um sistema de imagem térmica. Primeiramente, calcula-se o valor RMS do ruído utilizando a Equação 2.22, que é o desvio padrão das N amostras medidas, que representam os valores do sinal de saída:

$$\text{Ruído } (x,y) = \sqrt{\frac{N \times \sum_{i=1}^{N} V(x,y)_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{N} V(x,y)_i\right)^2}{N \times (N-1)}} \text{ [volts]} \qquad (2.22)$$

Onde: $V_i(x,y)$ é o nível DC do *pixel* (x,y) referente ao quadro i

N é o numero de quadros adquiridos

E a banda do ruído no estágio de entrada é:

$$\Delta F = \left[\frac{1}{2 \times T_{int} \times N}; \frac{1}{2 \times T_{int}}\right] \qquad (2.23)$$

Entretanto, por vezes, apenas o cálculo do valor RMS do ruído não é suficiente, sendo necessária uma análise espectral do ruído (domínio da frequência) para fornecer informações adicionais, conforme figuras 2.27 e 2.28.

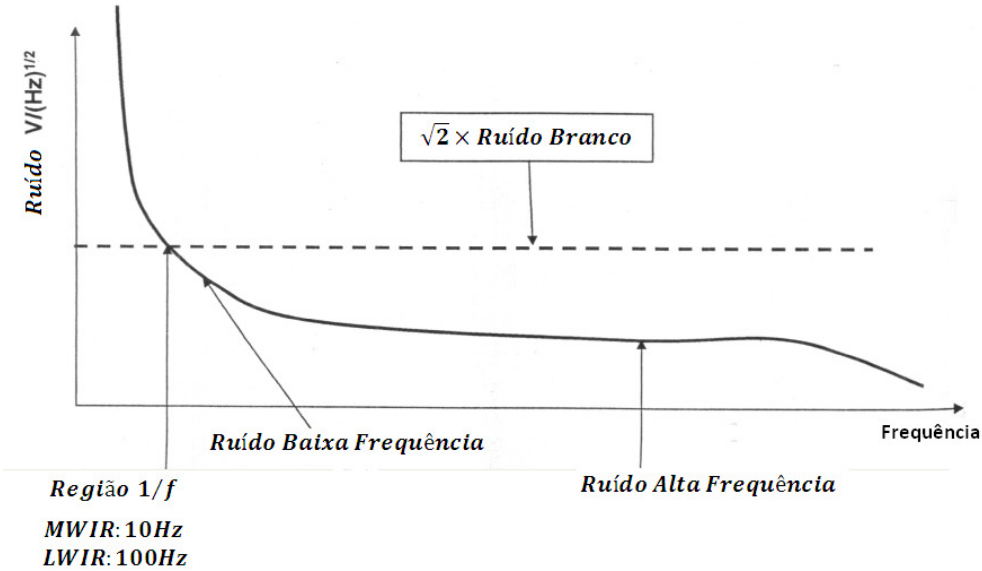



Figura 2.27: Densidade espectral de ruído, adaptado de (HOLST, 2008a).

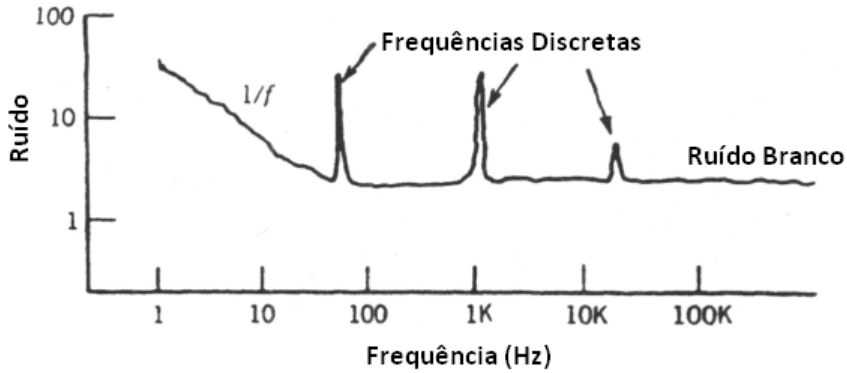



Figura 2.28: Quadrado da densidade espectral de ruído, adaptado de (HOLST, 2008a).

**Exemplo 3:**

O cálculo teórico do ruído para o detector utilizado neste trabalho, considerando a capacitância equivalente do circuito de leitura igual a 0,52 pF, tempo de integração de 8ms, ruído do circuito de leitura igual a 120µV, ruído de aquisição igual a 120µV, não havendo excesso de ruído 1/f, sendo a corrente de escuro insignificante e utilizando um corpo negro de área estendida a temperatura de 20°C, com uma óptica F/4,0, é:

$$\Delta F = \frac{1}{2 \times T_{int}} = \frac{1}{2 \times 8 \cdot 10^{-3}} = 62{,}5 \text{ Hz}$$

$$\text{Ruído Schottky} = \sqrt{2 \times 1{,}6 \cdot 10^{-19} \times I_{total} \times \Delta F} = 2{,}4 \cdot 10^{-14} \text{ A}$$

$$\text{Ruído Schottky (V)} = \frac{\text{Ruído Schottky (A)} \times T_{int}}{C_{eq}} = \frac{2{,}4 \cdot 10^{-14} \times 8 \cdot 10^{-3}}{0{,}52 \cdot 10^{-12}} = 369\mu V$$

$$\text{Ruído parcial} = \sqrt{\text{Ruído}^2_{\text{ckt leitura}} + \text{Ruído}^2_{aq}} = \sqrt{120^2 + 120^2} = 170\ \mu V$$

$$\text{Ruído Total} = \sqrt{369^2 + 170^2} = 406\ \mu V$$

Na subseção 3.5.1 será detalhada a metodologia para se calcular o ruído em um sistema matricial utilizando a modelagem tridimensional de componentes de ruído (D`AGOSTINO; WEBB, 1991).

### 2.2.5. Detetividade Específica

A detetividade específica (HOLST, 2008a), ou D*, é a figura de mérito que combina responsividade espectral com o ruído do detector, exprimindo a capacidade de detecção do elemento sensor. Detectores reais não atingem o máximo teórico, mas possuem uma detetividade específica que é função da temperatura de operação (Figura 2.29) e de parâmetros do detector. A temperatura de operação depende da capacidade de resfriamento do cooler, da temperatura ambiente e do calor irradiado ao sensor pela eletrônica próxima ao detector.

A detetividade específica é um parâmetro muito útil para se calcular a relação sinal ruído (SNR); valores altos de D* levam a altos valores de SNR.

$$D^*(x,y) = \frac{\text{Responsividade } (x,y) \times \sqrt{\Delta f \times A_d}}{\text{Ruído } (x,y)} \tag{2.24}$$

sendo $A_d$ a área sensível útil do *pixel* na matriz de plano focal do detector.

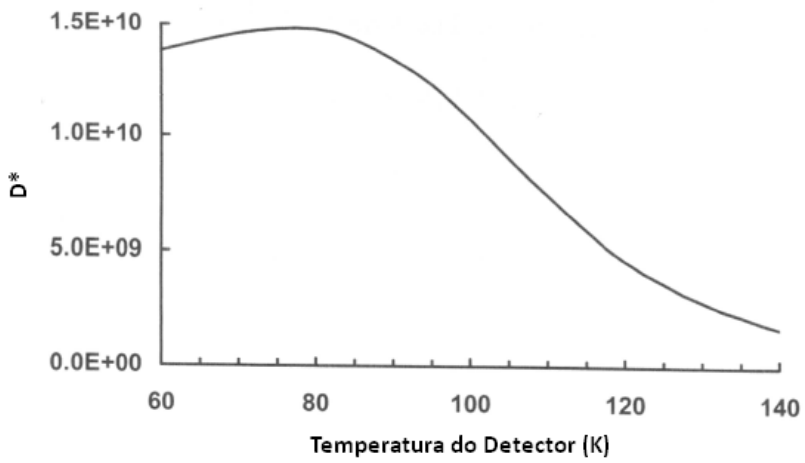



Figura 2.29: Curva de detetividade específica em função da temperatura do detector, adaptado de (HOLST, 2008a).

Em geral a detetividade específica é calculada utilizando-se o parâmetro de ruído RMS.

**Exemplo 4:**

É possível calcular, de forma teórica, a detetividade específica de um *pixel* do detector utilizado neste trabalho, considerando: *pixel* de 15 x 15 µm, responsividade de 22mV/K, ruído de 406µV e largura de banda de 50Hz:

$$D^*(x,y) = \frac{22\cdot 10^{-3} \times \sqrt{50 \times 15 \times 15\cdot 10^{-8}}}{406\cdot 10^{-6}} = 0{,}575 \left[ cm\cdot \frac{Hz^{1/2}}{K} \right]$$

## 2.2.6. Relação Sinal Ruído (SNR)

A relação sinal - ruído (VINCENT, 1989) é uma forma simples de descrever o grau de contaminação do nível de sinal pelo ruído do sistema. Consiste na divisão do nível do sinal, em volts, pelo valor do ruído RMS, em volts. Valores de SNR acima de 100 indicam um sinal muito “limpo”, com níveis de ruído desprezíveis. Valores próximos a 10 indicam um sinal pouco degradado, mas, de uma forma geral, ainda muito “limpo”. Valores de SNR próximos a 3 indicam um sinal ruim, bastante degradado, e valores próximos de 1 indicam que o sinal foi praticamente perdido, veja Figura 2.30.

Observe que o valor de SNR não caracteriza o detector, pois é possível ter um SNR bom para um detector apenas incidindo alto nivel de radiação. A relação sinal ruído indica a condição sob a qual se está trabalhando, em outras palavras, se a análise de dados está sendo feita com um SNR igual a 3, estes resultados se mostram menos confiáveis do que se houvesse um SNR de 30, ou melhor ainda, de 300.

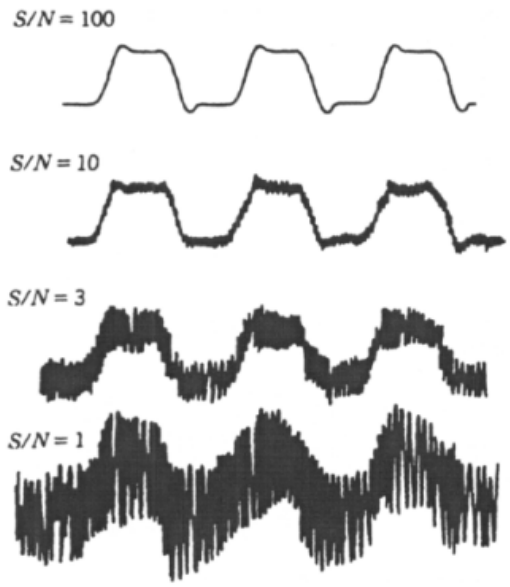



Figura 2.30: Sinal de saida do detector variando o SNR (VINCENT, 1989).

O valor da relação sinal ruído de um *pixel* confrontado a um corpo negro a uma temperatura T, pode ser calculado como:

$$\text{SNR}(x,y,T) = \frac{\text{Nível DC }(x,y,T)}{\text{Ruído}(x,y,T)} \tag{2.25}$$

Com Nível DC (x,y,T): sinal de saída do *pixel*, em frente a um corpo negro

Ruído (x,y,T): ruído temporal do *pixel* (x,y) após N aquisições

T[K]: temperatura do corpo negro

Outra forma de calcular a relação sinal ruído é através da detetividade específica:

$$\text{SNR}(x,y) = D^{*} \times \frac{\text{fluxo incidente}\left[W/cm^2\right] \times \sqrt{A_d}}{\sqrt{\Delta f}} \tag{2.26}$$

**Exemplo 5:**

O cálculo teórico da relaçao sinal ruído para o detector utilizado neste trabalho, com os dados do exemplo anterior e considerando um fluxo de radiação incidente de 10 μW/cm$^2$, pode ser realizado da seguinte maneira:

$$R(x,y)=\frac{\text{Nível DC}(35°\text{C}) - \text{Nível DC}(20°\text{C})}{5{,}67\cdot10^{-12}(308^4 - 293^4) \times \text{arcsen}\left(1/\left(2\cdot\frac{F}{\#}\right)\right) \times A_d} =$$

$$= \frac{(0{,}795 - 0{,}465)}{9{,}2\cdot10^{-3} \times 0{,}05 \times 225\cdot10^{-8}} = 3{,}2\cdot10^{8}\ \text{V/W}$$

$$D^*(x,y) = \frac{3{,}2\cdot10^{8} \times \sqrt{50 \times 15 \times 15\cdot10^{-8}}}{406\cdot10^{-6}} = 0{,}84\cdot10^{10} \quad [\text{cm}\cdot\frac{\text{Hz}^{1/2}}{\text{W}}]$$

$$\text{SNR}(x,y) = D^* \times \frac{\text{fluxo incidente}[\text{W/cm}^2] \times \sqrt{A_d}}{\sqrt{\Delta f}} = 0{,}84\cdot10^{10} \times \frac{10^{-5}\times\sqrt{225\cdot10^{-8}}}{\sqrt{50}} = 17{,}82$$

## 2.2.7. NETD

NETD (*Noise Equivalent Temperature Difference*) (HOLST, 2008a), também conhecido como NEDT (*Noise Equivalent Differential Temperature)* ou NET (*Noise Equivalent Temperature*) é uma métrica que indica a mínima diferença de temperatura que gera um sinal igual à variância do ruído, ou seja, NETD é a diferença de temperatura correspondente a um SNR = 1. Esta medida é expressa em unidades RMS, embora seja raramente explicitada. Sendo uma valiosa ferramenta de diagnóstico para verificar o desempenho de sistemas de imagem térmica em testes de linha de produção, esta métrica é ruim para comparar parâmetros de câmeras térmicas com requisitos diferentes, pois o NETD é função da responsividade, da largura de banda de ruído e do tempo de integração, fazendo-se necessário o uso cauteloso desta figura de mérito.

$$\text{NETD (T)} = \frac{\text{Ruído RMS [ V]}}{\text{Responsividade } [\frac{V}{K}]} \tag{2.27}$$

Sendo ruído RMS o ruido temporal a uma temperatura T e a responsividade calculada entre T e T+1.

A Equação 2.28 mostra uma expressão mais precisa para calcular o NETD, utilizada por fabricantes de detectores termais:

$$\text{NETD}(T) = \frac{\text{Ruído RMS [V]}}{\text{Responsividade [V/K]} \times \left(\text{Le}(T+1) - \text{Le}(T)\right)[\text{W/cm}^2/\text{sr}] \times \text{FOV[sr]} \times A_d[\text{cm}^2]} \quad (2.28)$$

Na qual: Ruído RMS é o ruído temporal a uma temperatura T

$L_e$ é a luminância a uma temperatura T e T+1

FOV é o ângulo de visada do elemento sensor

$A_d$ é a superfície sensível do *pixel*

**<u>Exemplo 6:</u>**

O cálculo teórico do NETD para o detector utilizado neste trabalho, considerando a capacitância equivalente do CTIA igual a 0,52 pF, rendimento quântico de 70%, tempo de integração de 8ms, fluxo parasita de 5%, *pixel* de 15µm x 15µm e utilizando um corpo negro de área estendida a temperaturas de 20℃ e 21℃, com uma óptica f/4,0, é:

Número de fótons emitido pelo corpo negro a 21℃ = $2{,}43 \cdot 10^{15}$ ph/s/cm$^2$·sr

Ângulo sólido: $\Omega = \text{arcsen}\left(1/\left(2 \cdot \frac{F}{\#}\right)\right) = 0{,}05$ sr

Meio ângulo: $\theta = \arccos\left(1 - \Omega/_{2\pi}\right) = 0{,}125$ rad

Número de fótons incidentes no *pixel*:

N = radiância × área do *pixel* × $\pi \text{sen}^2\theta$ =

$$= 2{,}43 \cdot 10^{15} \times 15 \times 15 \cdot 10^{-8} \times \pi \text{sen}^2(0{,}125) = 2 \cdot 10^8 \text{ Ph/s}$$

Corrente Total: $I_{total} = I_{cena} + I_{escuro} + I_{parasita}$

$I_{cena}$ = Número de fótons × Rendimento Quântico × Carga do elétron =

$= 2{,}67 \cdot 10^{8}\ \ 0{,}7 \times 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 0{,}299$ pA

$I_{escuro}$ = desprezível

$I_{parasita} = 5\% \times I_{cena}$

$\therefore I_{total} = 1{,}05 \times I_{cena} = 0{,}314$ pA

Nível DC(21°C) = $I_{total} \times T_{int}$/Capacitância = $2{,}512 \cdot 10^{-15} / 0{,}52 \cdot 10^{-12} = 0{,}483$ V

Sabendo-se que o Nível DC (20°C) = 0,465 V e que o Nível DC (21°C) = 0,483 V, e que o ruído total a 20°C é 406 µV, pode-se calcular o NETD como se segue:

$$\mathcal{R}(\mathrm{V/K}) = \frac{\text{Nível DC}(21°\mathrm{C}) - \text{Nível DC}(20°\mathrm{C})}{(21 - 20)} = \frac{(0{,}483 - 0{,}465)}{1} = 17{,}9\ \mathrm{mV/K}$$

$$\text{NETD (T)} = \frac{\text{Ruído } (20°\mathrm{C})}{\text{Responsividade } (21°\mathrm{C} - 20°\mathrm{C})} = \frac{406 \cdot 10^{-6}}{17{,}9 \cdot 10^{-3}} = 22{,}7\ \mathrm{mK}$$

## 2.2.8. RFPN

RFPN (*Residual Fixed Pattern Noise*) é qualquer padrão que não se altera significativamente de uma imagem para outra. Existem quatros fontes de ruído espacial conhecidas: não-linearidade na responsividade dos sensores, variação na resposta espectral, ruído 1/f do sensor e ruído 1/f da matriz de sensores (MOONEY, 1989; MOONEY, 1991; BLUZER, 1988). A responsividade e a resposta espectral, geralmente, não mudam com o tempo. Contudo, por mais que haja alguma variação, esta seguirá um padrão invariável. Por outro lado, se a temperatura do sensor se alterar, a responsividade irá variar. Ocorre que variações na resposta espectral são extremamente difíceis de serem descritas matematicamente, e qualquer correção torna-se pouco eficiente.

Cada combinação de elemento sensor e amplificador de sinal possui valores de ganho e *offset* diferentes (Figura 2.31) o que acaba gerando um ruído fixo padrão

(*Fixed Pattern Noise*, FPN). Ao analisar uma matriz, cada sensor apresenta uma resposta, resultando num FPN bidimensional. A normalização do ganho e *offset* ajuda a eliminar o FPN, permanecendo, mesmo assim, um FPN residual (RFPN). Sistemas formados por apenas um elemento sensor não apresentam FPN.

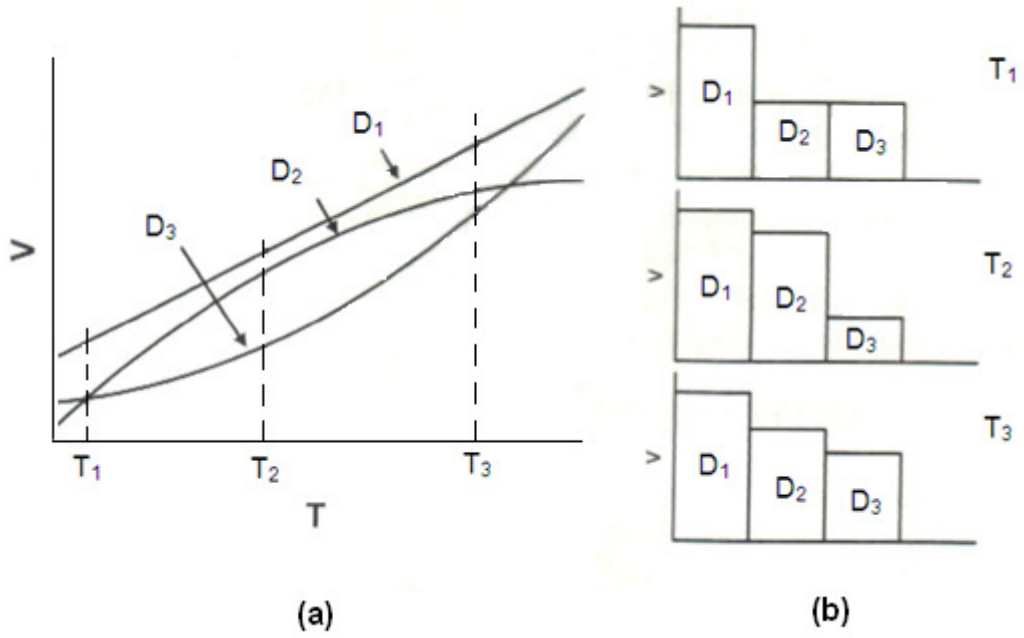



Figura 2.31: (a) Curvas de responsividade para três sensores diferentes. (b) Respostas dos sensores a temperaturas diferentes, adaptado de (HOLST, 2008a).

A **Figura 2.32** ilustra um sinal de saída normalizado após o método de calibação de dois pontos. Se a função responsividade, de todos os sensores da matriz, apresentasse comportamento linear, então todas as curvas deveriam coincidir. Entretanto, como o comportamento de cada sensor se desvia da linearidade, logo as diferenças entre as responsividades se tornam mais perceptíveis (BLUZER, 1988). É essa variação na responsividade, mesmo após a aplicação do método, que gera o RFPN.

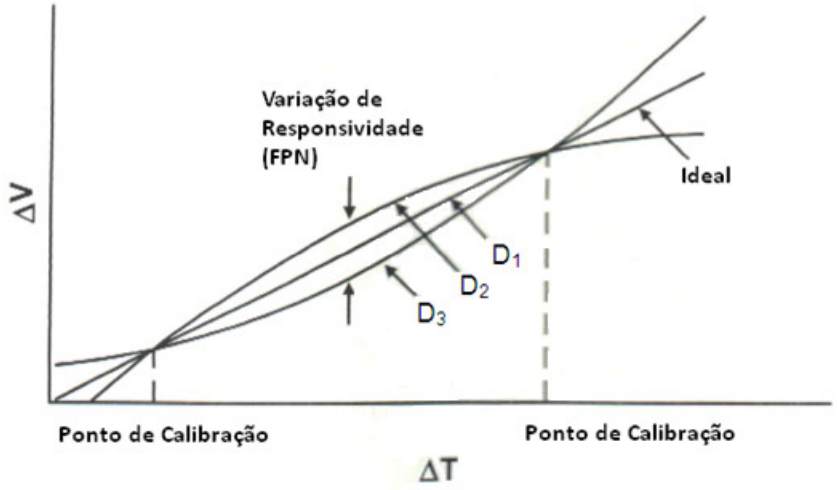



Figura 2.32: Curvas de responsividade após o método de calibração de 2 Pontos, adaptado de (HOLST, 2008a).

Embora o FPN seja rotulado como fixo, ele varia numa taxa muito lenta. O ruido 1/f produz uma variação muito lenta do sinal de saída que, se não for corrigida, aparece como um FPN aditivo ao sistema. A quantidade de ruído depende das características de 1/f no tempo em que se colheu o sinal após a última correção (SCRIBNER, 1984; SCRIBNER, 1998). Caso o sistema seja corrigido apenas uma vez quando é ligado, o ruído poderá aumentar lentamente com o tempo. É interessante ressaltar que em alguns sistemas, o ruído 1/f não é dominante.

## 2.2.9. Linearidade

Linearidade (MIL-STD-1859, 1981) é um conceito que descreve com exatidão o comportamento da resposta do sensor mediante a incidência de radiação. O sinal de saída do sensor aumenta linearmente com o nível de radiação incidente até certo instante, a partir do qual esta resposta deixa de ser linear, **Figura 2.33**. Ou seja, a relação do sinal elétrico versus radiação incidente pode ser descrita por uma equação de primeiro grau, mas acaba por saturar, estabilizando-se. No que tange ao conceito de linearidade, a definição deste requisito nem sempre é especificada da mesma forma, contudo, um bom requisito seria definir o ponto do gráfico sinal versus radiação que se permite desviar da região linear.

A fuga da linearidade se dá pela saturação do sensor e/ou do circuito eletrônico de leitura, ROIC. O que ocorre é que com o aumento da incidência de radiação e, consequente aumento do nível de sinal, algumas restrições físicas são atingidas e o sinal não continua aumentando. Isto se deve, por exemplo, à ruptura elétrica do sensor propriamente dito ou de algum componente eletrônico.

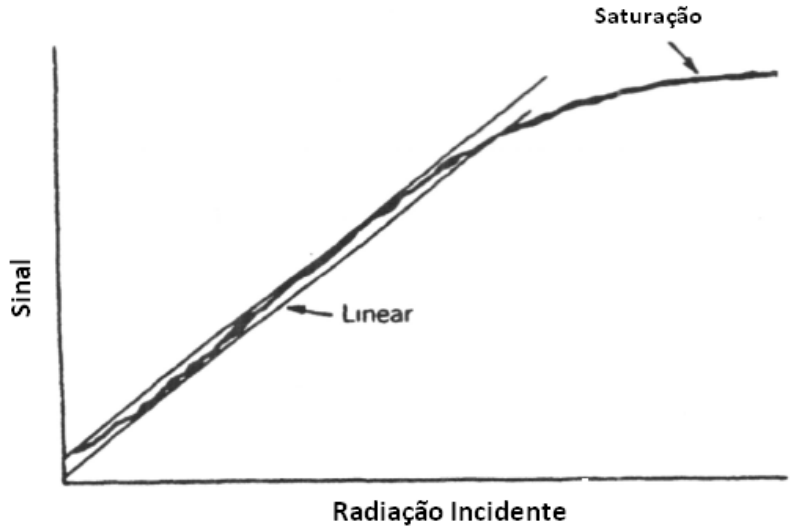



Figura 2.33: Gráfico sinal x radiação incidente mostrando região linear e de saturação, adaptado de (VINCENT, 1989)..

## 2.2.10. Resposta Espectral

Resposta Espectral (BOYD, 1983) define a capacidade da responsividade do elemento sensor variar com o comprimento de onda da radiação incidente. Detectores térmicos devem ter boas respostas para radiações incidentes de 1mW, independente do comprimento de onda. Para explicar o espectro de radição térmica, mencionado anteriormente, é necessário assumir que cada fóton de comprimento de onda λ carrega uma energia E.

$$E = h\nu = \frac{h \times c}{\lambda} = \frac{20 \cdot 10^{-20}\ [J \cdot \mu m]}{\lambda} \qquad (2.29)$$

sendo $h = 6{,}6 \cdot 10^{-34}$ [J·s] (constante de planck), $c = 3 \cdot 10^{14}$ μm/s (velocidade da luz) e λ o comprimento de onda.

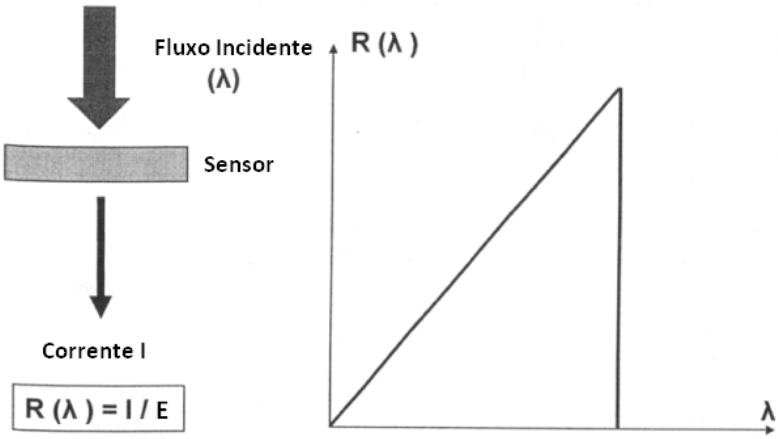



Figura 2.34: Esquema representativo do cálculo de resposta espectral, adaptado de (BOYD, 1983).

De acordo com a Figura 2.34, a resposta espectral, da forma como esta é calculada para compor relatórios ténicos de caracterização eletro-óptica, é calculada como:

$$R(\lambda) = \frac{\text{Intensidade da corrente de saída do sensor}}{\text{Fluxo incidente para cada comprimento de onda } (\lambda)} = \frac{I}{E} \qquad (2.30)$$

Nesta etapa, faz-se interessante definir o conceito de rendimento quântico (Figura 2.35), que já foi utilizado anteriormente para o cálculo de outras figuras de mérito.

$$\eta = \frac{\text{número de elétrons gerados em um } \textit{pixel}}{\text{número de fótons incidentes}} \qquad (2.31)$$

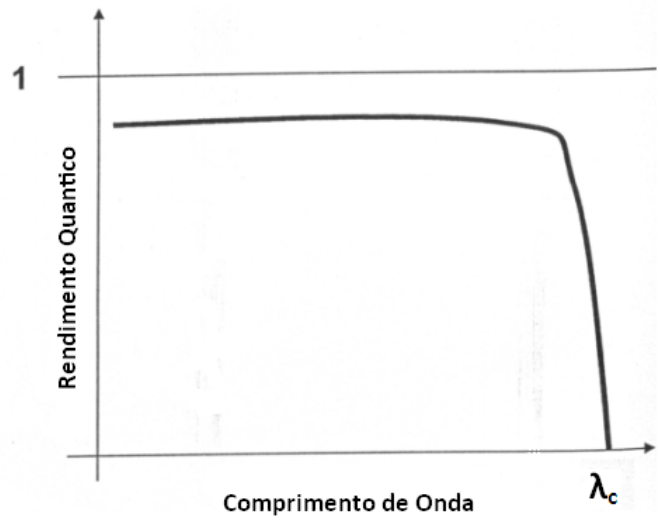



Figura 2.35: Rendimento quântico, adaptado de (BOYD, 1983).

**Exemplo 7:**

Um fóton com comprimento de onda de 1 μm, possui energia de $20 \cdot 10^{-20}$J e para um comprimento de onda de 2 μm, possui energia de $10 \cdot 10^{-20}$J.

É comum expressar os níveis de energia de semicondutores em termos de diferença de tensão, capaz de acelerar um elétron até este nível energético: E=e × V, onde $e$ é a carga do elétron.

$$E = \frac{h \times c}{e \times \lambda} \cong \frac{1{,}24\ [\text{eV} \cdot \mu\text{m}]}{\lambda}$$

Dessa forma, um fóton de comprimento de onda 5,5 μm possui energia de 0,22 eV. Fótons de comprimento de onda maiores possuem pacote energético menor.

## 2.2.11. Fator de Preenchimento

*Fill Factor* (em português, fator de preenchimento) (VROOMBOUT; YASUDA, 1986) é a razão entre a área fotosensível e a área total do elemento sensor, ou seja, expressa a porcentagem da área fotosensível de um *pixel* em relação à sua área total a um fluxo de 50%. A área fotosensível é um subconjunto da área total, não a preenchendo como um todo. A Figura 2.36 ilustra uma matriz 2 x 2, com destaque para a área fotosensível em relação à área total.

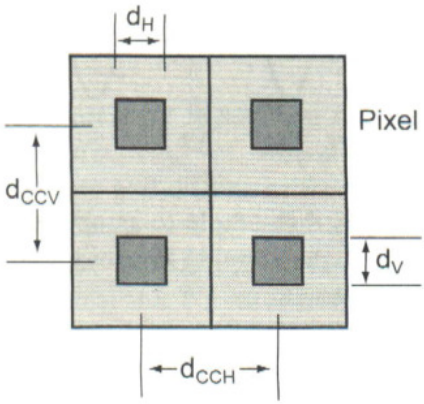



Figura 2.36: Definição de fator de preenchimento (VROOMBOUT; YASUDA, 1986).

Se um pequeno objeto for imageado na região intermediária entre as regiões fotosensíveis, não haverá resposta elétrica do sensor, contudo, se o objeto se

mover, sua imagem também se moverá, entrando e saindo da região fotosensível, gerando cintilação. Este fator de preenchimento é importante para todas as medidas de transformações de sinais de entrada em sinais de saída do sistema, tais como: medida de resolução, de MTF, de CTF, ATF, MDT e MRT. Para o cálculo do fator de preenchimento, definem-se, primeiramente, os ângulos verticais e horizontais de visada do elemento sensor (*detector angular subtenses*, DAS):

$$DAS_H = \frac{d_H}{fl_{sys}} \quad e \quad DAS_V = \frac{d_V}{fl_{sys}} \tag{2.32}$$

onde $fl_{sys}$ é a distância focal efetiva do sistema. Em seguida, definem-se os ângulos verticais e horizontais de visada do *pixel* (PAS):

$$PAS_H = \frac{d_{CCH}}{fl_{sys}} \quad e \quad PAS_V = \frac{d_{CCV}}{fl_{sys}} \tag{2.33}$$

Dessa forma, é possível calcular o fator de preenchimento (*fill factor*) como sendo:

$$FF = \frac{d_H \times d_V}{d_{CCH} \times d_{CCV}} = \frac{DAS_H \times DAS_V}{PAS_H \times PAS_V} \tag{2.34}$$

## 2.2.12. *Crosstalk*

Ao se incidir a imagem de um ponto sobre um elemento sensor, os demais sensores existentes na matriz não devem gerar sinal. Na prática, os demais sensores serão estimulados e gerarão sinal, embora este deva ser muito pequeno. Este sinal excedente é dito ser proveniente do fenômeno de *crosstalk*, que é geralmente medido em termos de porcentagem do sinal de entrada. Em termos ilustrativos, um requisito de *crosstalk* inferior a 5% é facilmente atingido, porém, um requisito de 0,05% é mais complicado.

O fenômeno de *crosstalk* (DERENIAK; DEVON; CROWE, 1984) pode ser devido a fatores ópticos (reflexões internas ao sensor) ou a fatores elétricos (capacitância entre trilhas), assim como ilustrado na Figura 2.37.

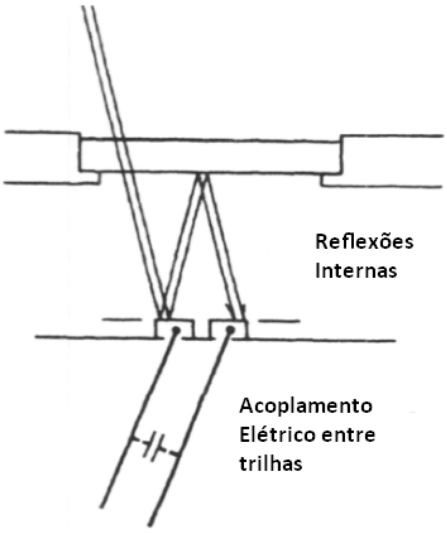



Figura 2.37: Crosstalk devido a reflexões ópticas e acoplamento elétrico, adaptado de (DERENIAK; DEVON; CROWE, 1984).

A medição do *crosstalk* elétrico pode ser feita inserindo-se um sinal elétrico de frequência conhecida em um canal da matriz e medindo-se o sinal resultante nos outros canais. O *crosstalk* devido a acoplamentos indutivos, resistivos e capacitivos possui diferentes respostas em frequência. Dessa forma, a frequência utilizada para se medir o *crosstalk* deve ser aquela usualmente utilizada no sistema, ou então, utilizar um conjunto de frequências suficientes para uma extrapolação para as condições do sistema.

Como a resposta do sistema é uma medida elétrica, o *crosstalk* óptico é dificil de ser isolado do *crosstalk* elétrico. Dessa forma, mede-se o *crosstalk* total - contribuição elétrica e óptica - inserindo radiação IR num canal – *pixel* – medindo-se o resultado nos demais canais.

Como os valores de *crosstalk* são geralmente muito pequenos, existe a influência de ruído nessas medições. É comum corrigir a medida de *crosstalk* subtraindo-se o valor do ruído.

A equação teórica para cálculo do *crosstalk*, considerando dois *pixel*s j e k, e incidindo radiação IR apenas no *pixel* k é:

$$\text{Crosstalk} = \frac{\sqrt{S_k^2 - N_k^2}}{\sqrt{S_j^2 - N_j^2}} \tag{2.35}$$

sendo $S_k$ e $N_k$ o sinal e o ruído, respectivamente, do *pixel* k.

Para a implementação em *software*, utiliza-se a Equação 2.36:

$$\text{Crosstalk}\ (x,y) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_S\ (x,y)}{V_{SO}}\right) \tag{2.36}$$

Na qual $V_S$ (x,y) é o valor do *pixel* irradiado e $V_{SO}$ é o maximo valor lido nos *pixel*s.

**Exemplo 8:**

Considere uma matriz de elementos sensores, a Tabela 2.2 indica o nível de sinal medido nos *pixel*s i e j, em diferentes condições.

Tabela 2.2 - Exemplo para cálculo de Crosstalk

| | **Elemento i (mV)** | **Elemento j (mV)** |
|---|---|---|
| **Irradiação no elemento i** | 54,3 | 4,8 |
| **Shutter fechado** | 3,7 | 3,8 |
| **Sinal corrigido** | 54,2 | 2,93 |

O *crosstalk* medido no elemento j proveniente de radiação inserida no elemento i é: $^{2,93}/_{54,2}$ = 5.4%

# 3. Metodologia

## 3.1. Desenvolvimento de Sistemas Baseado em CACSD

Conforme exposto na definição do objetivo, para o desenvolvimento deste projeto, adotou-se uma metodologia baseada em CACSD(*Computer Aided Control System Design*), ou Projeto de Sistema de Controle Auxiliado por Computador (TISCHLER, 1999; JAMES, 2011), com suporte no *software* LabView. A Figura 3.1 ilustra essa metodologia.

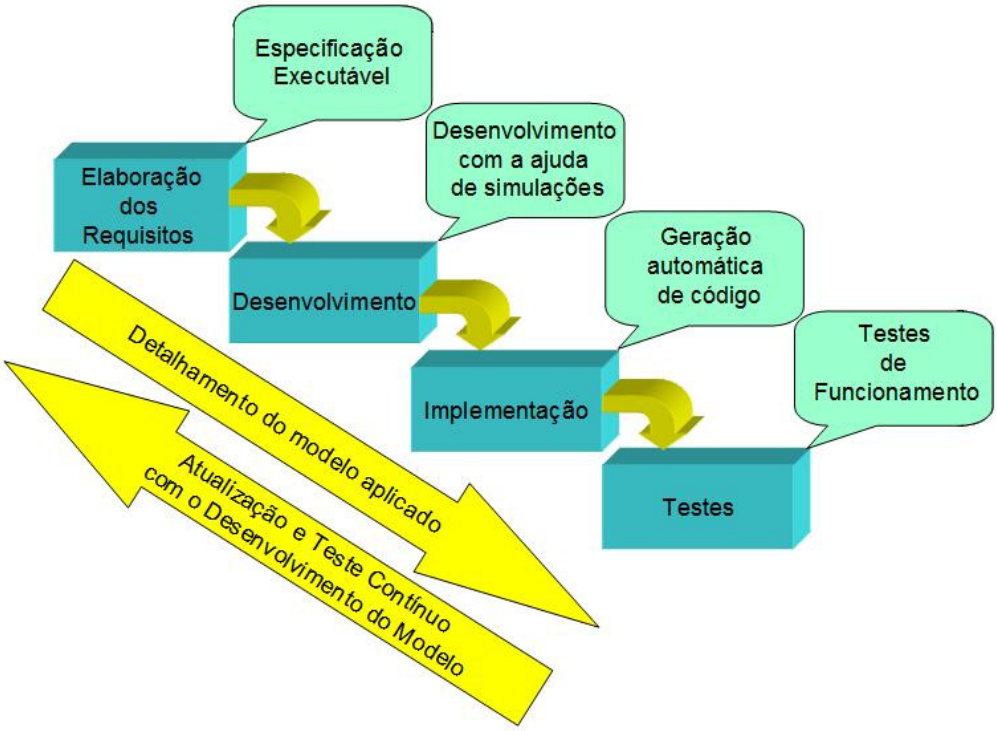



Figura 3.1: Desenvolvimento de sistemas baseados em CACSD

Na primeira etapa, definida como elaboração de requisito, as especificações do dispositivo a ser desenvolvido são implementadas num modelo de simulação, denominado especificação executável. Assim, por meio de simulação podem-se expressar os requisitos para o dispositivo na especificação executável.

Na suíte de ferramentas do LabView, a especificação executável pode ser implementada, tanto em arquivos *.vi do LabView quanto arquivos *.m do MatLab.

Na segunda etapa, denominada de desenvolvimento, projetam-se as funcionalidades do dispositivo. As funcionalidades podem ser inicialmente

desenvolvidas em separado para então serem integradas num único modelo de simulação. A avaliação de desempenho dos blocos funcionais é realizada por intermédio de simulação.

O resultado desta fase é um modelo de simulação que representa o dispositivo a ser implementado, o mais detalhado possível, com todos os seus módulos e funcionalidades integradas e com as características de Entrada e Saída do dispositivo. O modelo de simulação e os blocos funcionais podem ser completamente desenvolvidos em arquivos *.vi ou *.m.

A etapa seguinte, implementação em protótipo do dispositivo que integra componentes de *hardware* e *software* é construída a partir do modelo de simulação.

Neste ponto a geração automática de código e um compilador para a plataforma de *hardware* de destino são usados. No caso deste projeto, esta etapa contempla o desenvolvimento final dos algoritmos em Labview, utilizando placas de aquisição e geração de sinais analógicos e digitais da *National Instruments*.

Na etapa de testes, tráfegos de execução são gerados paralelamente pelo modelo de simulação e o protótipo, e problemas detectados podem ser analisados sob a luz de toda a modelagem realizada.

Assim, o projeto se dá por um contínuo refinamento de um modelo, e o sistema testado continuamente sobre uma mesma base desde os primeiros estágios do projeto, como mostrado, respectivamente, na seta para baixo e na seta para cima da Figura 3.1.

## 3.2. Detalhamento do Trabalho

Com base na metodologia de trabalho descrita no item anterior, estabeleceram-se objetivos intermediários ao longo de todo o desenvolvimento do projeto, de modo a seguir ordenadamente e eficientemente todas as etapas do método.

Para alcançar bons resultados no pré-processamento da imagem de câmeras térmicas, é necessário um processamento do sinal oriundo do detector para compensar o ruído e as variações de resposta entre *pixel*s.

Sinais de vídeo oriundos de detectores termais são, em geral, ruidosos e com pouco contraste. Dessa forma, para a maioria das câmeras térmicas, faz-se

necessário um processamento de imagem a fim de fornecer uma saída de vídeo de alta qualidade. Imageadores térmicos, geralmente, têm funções para correção de não-uniformidade, identificação e substituição de *pixel*s defeituosos, filtragem de ruídos, geração de histograma, realce de contraste e processamento de *pixel*s de saída. Para produzir taxa de quadro de 30 quadros por segundo é necessária uma otimização computacional do processamento de imagem a fim de se evitar implementação em *hardware*.

Muitas vezes existe a necessidade de testar e/ou desenvolver novos algoritmos, no entanto, a implementação de algoritmos em *hardware* é uma tarefa difícil e demorada. Sendo assim, a fim de obter maior rapidez e facilidade na implementação dos algoritmos de processamento de imagem, este trabalho foi desenvolvido em plataforma LABVIEW. Ademais, uma plataforma de controle do processamento de vídeo, com uma interface gráfica para o usuário, é uma ferramenta valiosa no processo de desenvolvimento de câmeras térmicas.

## 3.3. Especificações dos Requisitos - LabView

O LabView é o principal *software* da *National Instruments*, pois possui um ambiente computacional com várias funções ou rotinas previamente programadas que facilitam a programação de sistemas a serem simulados, já que não é preciso implementar em linguagem computacional todas as funções necessárias para o projeto.

Além de possuir essas funções, o LabView também dispõe de uma excelente interface gráfica que facilita a visualização dos resultados obtidos nas simulações feitas. Outro *software* que também foi utilizado, o MatLab, quando requisitado, dependia do Labview para ser executado.

Outro diferencial do LabView é o fato dele possuir rotinas pré-programadas em diversas áreas de estudo, tais como processamento de imagens, processamento de sinais, estatística, lógica matemática, entre outras. Essas rotinas facilitam bastante a programação de sistemas a serem simulados, neste caso particular, a programação de processamento digital de sinais.

## 3.4. Detalhamento do Método

O processamento digital de imagens na faixa espectral do infravermelho distante compreende rotinas de manipulação de imagens térmicas a fim de compensar a presença de ruído e corrigir algumas deficiências do detector. Os elementos sensores na matriz de plano focal apresentam respostas à radiação significativamente diferentes e que devem ser corrigidas. Além disso, imagens capturadas por uma câmera de imagem térmica possuem, geralmente, baixo contraste em comparação com imagens obtidas a partir de câmeras no espectro visível. Imagens de baixo contraste são mais sensíveis ao ruído e às flutuações nas respostas dos elementos sensores.

A Figura 3.2 ilustra as etapas do pré-processamento de vídeo oriundo de uma câmera de imagem térmica.

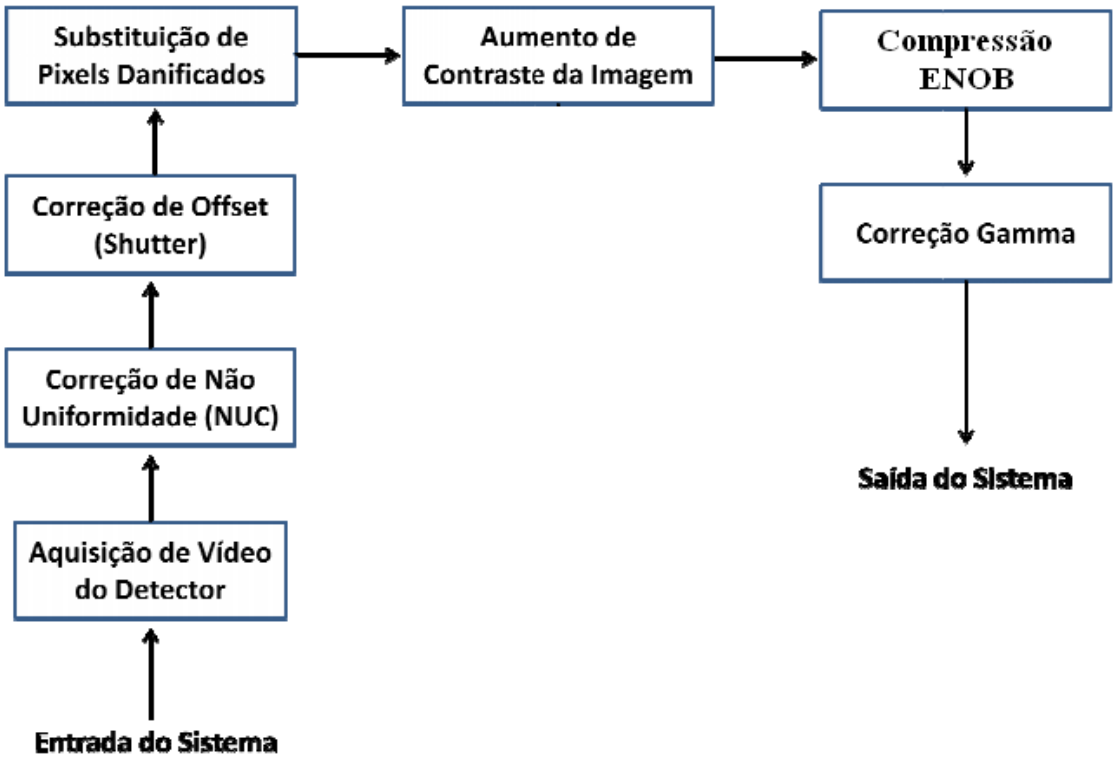



Figura 3.2: Etapas de pré-processamento de vídeo de uma câmera de imagem térmica

Normalmente, a taxa de exibição de uma câmera térmica varia de 30 a 60 quadros por segundo. A fim de se alcançar uma atualização dinâmica, tais operações de processamento de imagem devem ser implementadas em *hardware*. Contudo, a implementação de algoritmos em *hardware* é uma tarefa difícil e

demorada, sendo mais vantajosa, para fins de pesquisa, a implementação destes algoritmos de processamento em *software* para se obter resultados mais rapidamente e para se validar os algoritmos em questão.

### 3.4.1. Aquisição de Vídeo do Detector

Foi desenvolvida uma plataforma de aquisição, armazenamento, recuperação, visualização, processamento e análise de imagens e vídeos oriundos de um detector matricial de microbolômetros de silício não refrigerado. Este programa foi desenvolvido em LabView e permite, de forma dinâmica, a aquisição, o processamento e exibição do sinal de vídeo.

Para que esta implementação fosse possível, fez-se uso da seguinte lista de *hardwares* e *softwares*:

- Computador DELL compatível. Processador Intel® Pentium® D CPU 3.00GHz;
- Resolução de tela XGA (1024 x 768);
- Sistema Operacional Microsoft Windows® XP Professional;
- Memória RAM de 2.00 GB;
- National Instruments PCI-6541 (Digital Waveform Generator/Analyzer for Interfacing Applications) e acessórios;
- National Instruments LabView 2009;
- National Instruments Measurement and Automation Explorer.

A Figura 3.3 ilustra a configuração em *hardware* necessária para este trabalho.

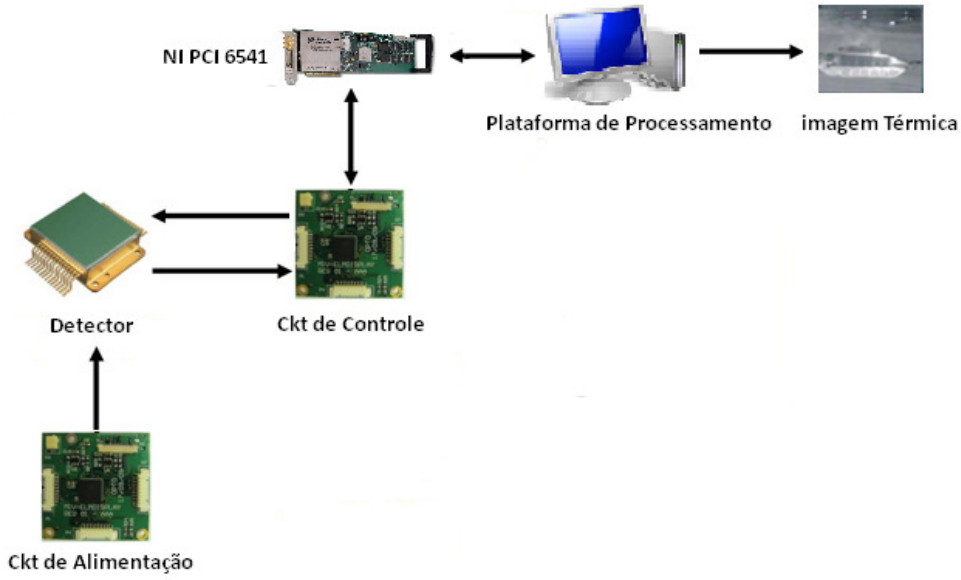



Figura 3.3: Diagrama em blocos do *hardware* de processamento digital de vídeo

O circuito de alimentação gera as tensões necessárias para ligar o detector. Alguns cuidados adicionais foram necessários a fim de se isolar fontes de ruído, tais como: foram utilizados CI`s de baixo ruído, cabos blindados e foram evitadas fontes chaveadas.

O circuito de controle comunica-se com o detector, gerando sinais como *clock*, sincronismo de quadro, sincronismo de *pixel*, que controlam a leitura da matriz de sensores, e com o computador, através da placa NI PCI 6541, por um protocolo SPI.

A interface do circuito de controle com o *software* via NI PCI 6541, contém os seguintes sinais:

- CS: *Chip Select*;
- SCK: *Serial Clock*;
- SI: *Slave In Master Out*;
- SO: *Slave Out Master In*;
- Sync_Frame: Sinal de Sincronismo de Quadro;
- Sync_*pixel*: Sinal de sincronismo de *pixel*;
- VIDEO [11:0]: Sinal digital de vídeo e temperatura (12 *bits*).

A Figura 3.4 apresenta as formas de onda dos sinais de interface SPI nos modos 0 e 3: nestes modos, os dados são sempre carregados na borda de subida do sinal SCK e gerados na borda de descida do SCK.

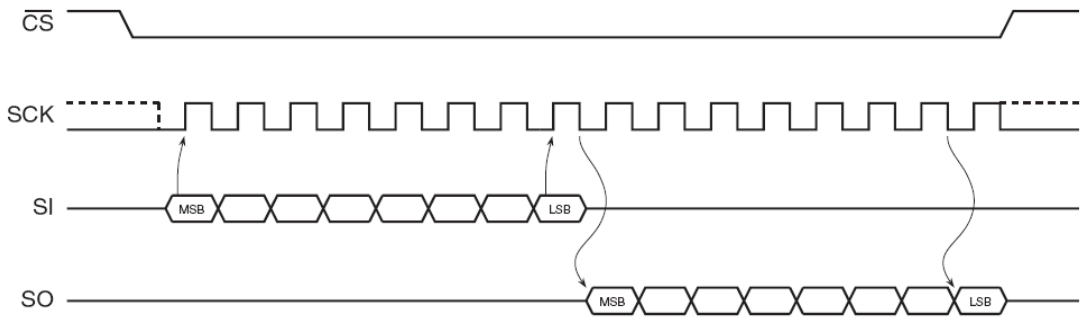



Figura 3.4: Protocolo SPI (modos 0 e 3)

Nesta interface, o *software* é o Mestre e o *hardware* é o Escravo.

A Figura 3.5 apresenta as formas de onda de comandos de leitura. Verifica-se que os comandos de leitura demandam 8 períodos de *clock* após o *upcode* para que os dados de leitura possam estar disponíveis. Os dados são todos enviados em sequência, sem nenhum período de latência.

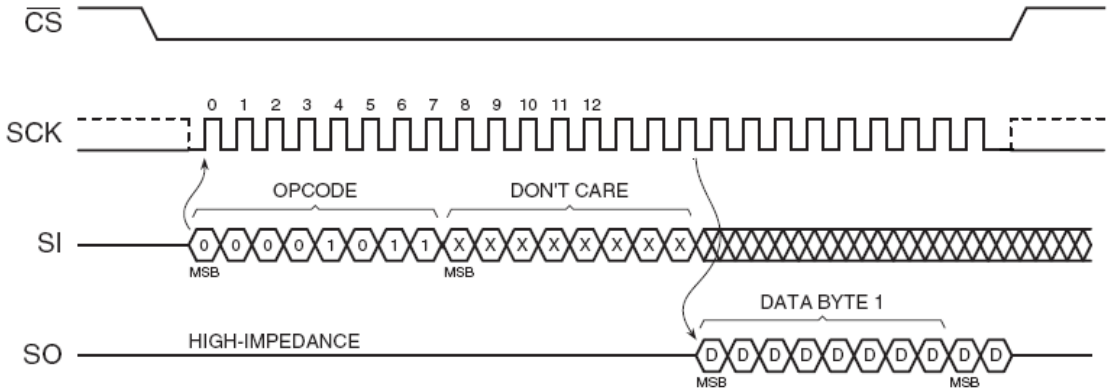



Figura 3.5: Formas de onda de um comando de leitura

A Figura 3.6 apresenta as formas de onda de um comando de escrita: verifica-se que os dados são enviados em sequência, sem nenhum *clock* de latência.

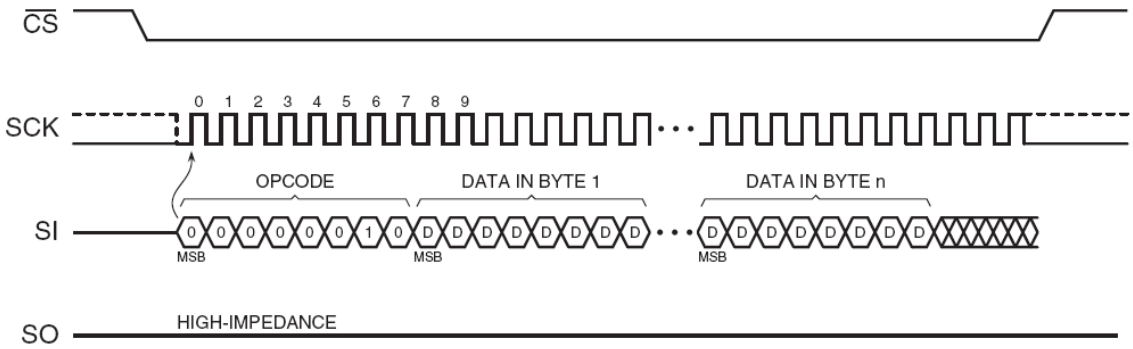



Figura 3.6: Formas de onda de um comando de escrita

Os sinais possuem interface do tipo LVTTL e a frequência de *clock* do sinal SCK é de 250 kHz.

A interface do circuito de controle com o detector contém os seguintes sinais:

- Sync_Frame: Sinal de Sincronismo de Quadro;
- Sync_*pixel*: Sinal de sincronismo de *pixel*;
- VIDEO [11:0]: Sinal digital de vídeo e temperatura (12 *bits*).

Ambas as interfaces possuem a mesma temporização.

O sinal adquirido pelo *software*, oriundo do detector, via protocolo SPI, possui as seguintes características principais:

- Resolução: 320x240 (resolução do detector – 75 K*pixel*);
- Tamanho do Frame: 150 KB (16 *Bits*/*pixel* – cada *pixel* ocupa 2 bytes de memória);
- Frame Rate: 30 Hz ($T_{frame}$ = 33,3ms);
- Taxa de *Bits*: 36,864 M*bits*/s (taxa de descarga de dados do detector, sem processamento);
- *Clock* de *Pixel*: 2,5 MHz;
- Faixa Dinâmica (ADC interno ao Detector): +1,0 V a +4,2 V;
- Resolução do ADC (interno): ENOB de 12 *Bits*.

As figuras 3.7 e 3.8 ilustram a plataforma de aquisição e processamento do sinal de vídeo. Ela possui uma interface gráfica com o usuário a fim de facilitar a operacionalidade ao longo do desenvolvimento.

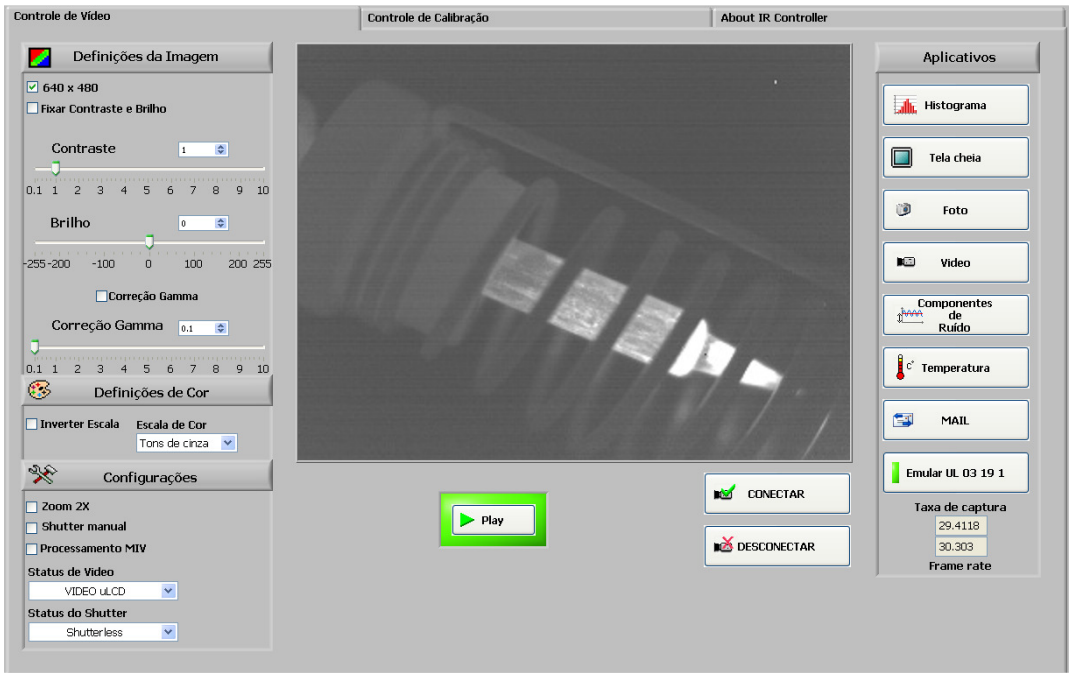



Figura 3.7: Exemplo da tela principal do *software* desenvolvido.

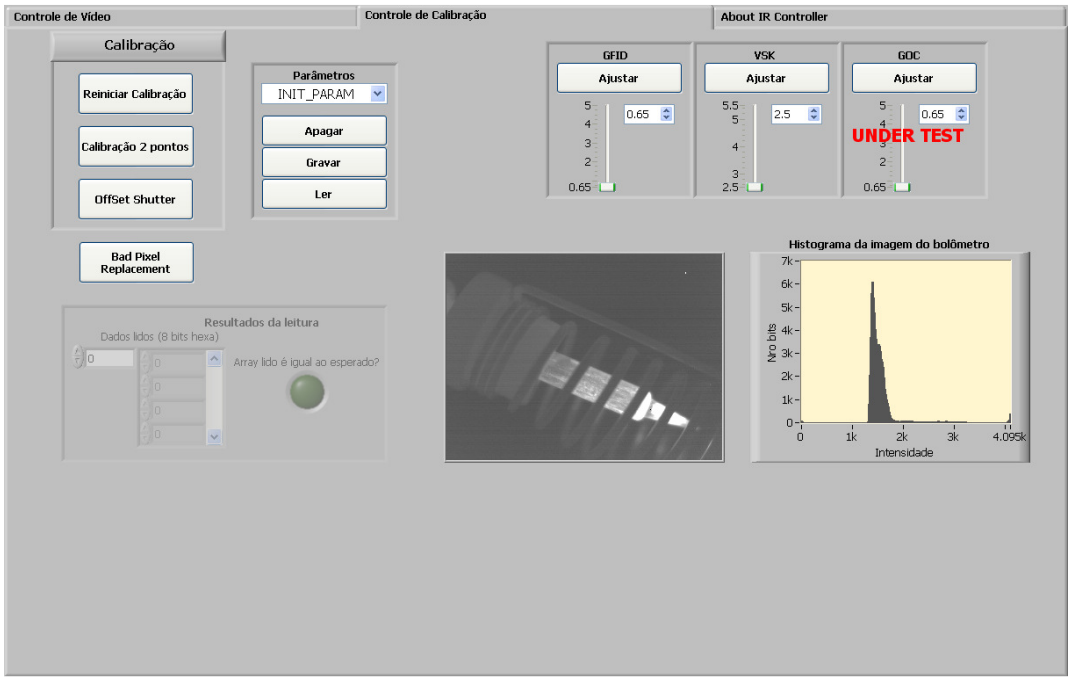



Figura 3.8: Aba de calibração do *software* desenvolvido.

Dessa forma, este *software* é capaz de exibir dinamicamente, a uma taxa de quadros de 30 fps, um video com resolução de 640x480 ou 320x240, realizando todas as etapas de processamento de imagem, que podem ser uma a uma desativadas a fim de se analisar o impacto de cada etapa no processamento no sinal de vídeo, e ainda se pode analisar as componentes de ruído desta imagem, bem como seu histograma (Figura 3.9).

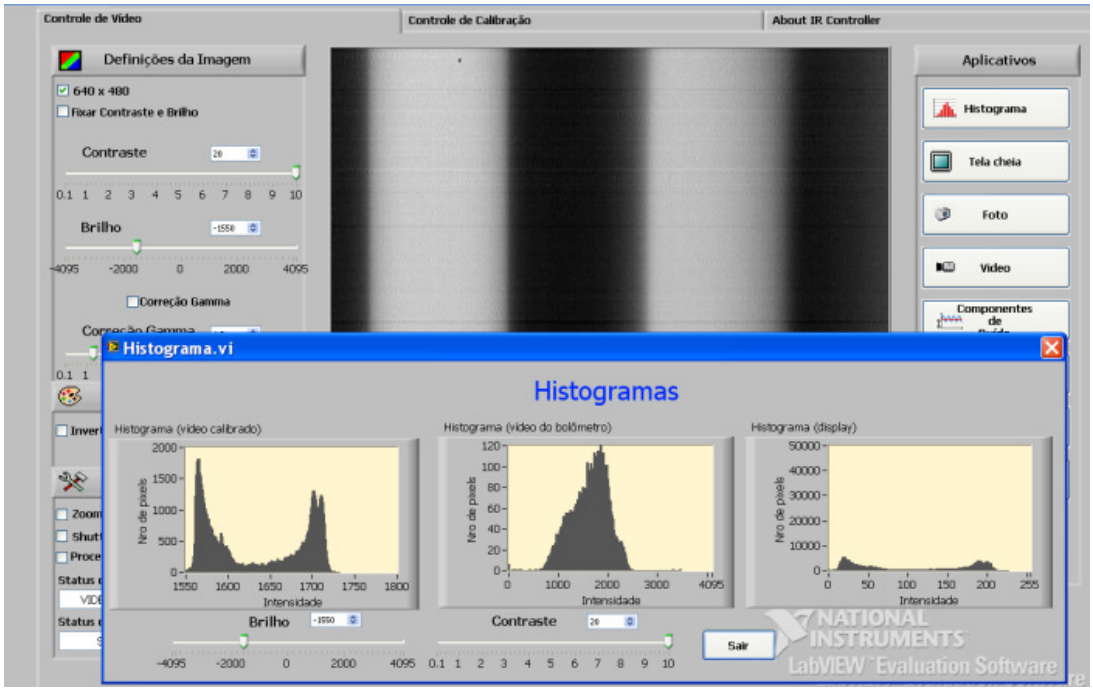



Figura 3.9: Análise dinâmica de histograma no *software* desenvolvido.

Também é possível salvar imagens e vídeos em formato AVI para cada etapa do processamento, e realizar conexão com um servidor de email para enviar as imagens.

### 3.4.2. Correção de Não Uniformidade (NUC)

O detector utilizado neste projeto é constituído de uma matriz de elementos sensores (*pixel*s) independentes. Infelizmente, cada sensor nesta matriz tem uma resposta desigual mediante a um mesmo estímulo, o que leva à presença de um ruído fixo padrão bidimensional (*Fixed Pattern Noise*, FPN) nas imagens, como explicitado na seção 2.2.8. Os melhores métodos de calibração para a correção de não-uniformidade (NUC) deste tipo de detector são baseados no uso de fontes uniformes de infravermelho, ou seja, corpos negros. Estes métodos são denominados como sendo técnicas de correção de não-uniformidade baseadas em referências, sendo mais utilizado o método de calibração de dois pontos, que emprega, pelo menos, duas fontes de corpo negro em diferentes temperaturas para calcular o ganho e o *offset* de cada sensor (*pixel*) na matriz do detector.

A imagem obtida diretamente de um detector termal não pode ser utilizada sem nenhum processamento, sendo necessária a correção de toda a imagem. Uma das razões para a diferença de resposta entre os *pixel*s é o efeito do campo de visão, sendo este um efeito geométrico de variação do fluxo de radiação incidente do centro para as bordas da matriz do detector. Porém, a correção do efeito de campo de visão não é suficiente para se obter uma correção perfeita da imagem. Outra razão para a diferença de resposta entre os *pixel*s é que qualquer que seja a tecnologia envolvida para fabricação de detectores infravermelhos, sempre existe, no mínimo, uma leve dispersão entre os *pixel*s devido à complexidade envolvida nos processos de fabricação de detectores de alta performance; tal dispersão, também conhecida como diferença de responsividade, pode estar atrelada a:

- Não uniformidade do material sensível a radiação;
- Não linearidade do sistema eletrônico de leitura dos *pixel*s;
- Fluxos parasitas (internos ao detector ou devido ao sistema óptico); e

- Efeitos da temperatura na matriz de sensores (*pixel*s).

A fim de se definir o método de calibração de dois pontos, primeiramente, deve-se escolher duas cenas uniformes em 2 temperaturas diferentes, utilizando-se um corpo negro. Deve-se escolher duas temperaturas que não deteriorem a qualidade da imagem, para tal, é importante atentar à:

- Zona de saturação;
- Não escolher temperaturas fora da faixa dinâmica do detector.

Na Figura 3.10, ao observar o sinal de saída do detector como uma função do fluxo de radiação incidente, dependendo da temperatura da cena, pode-se ver a região linear na qual o método de calibração de dois pontos será mais eficiente (normalmente entre 10% e 90% da faixa dinâmica).

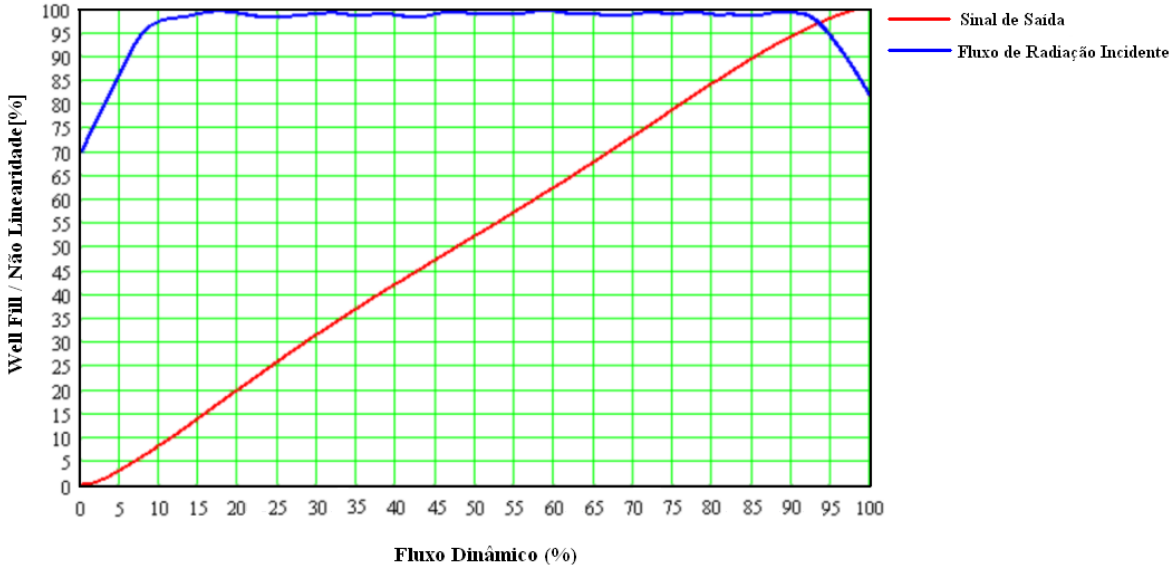



Figura 3.10: Sinal de saída do detector vs fluxo de radiação incidente.

A maior e a menor temperatura utilizada no método de calibração de dois pontos devem ser escolhidas de acordo com a cena que se deseja visualizar, ou seja, a região na qual o NUC será válido depende da aplicação e das condições de utilização do detector. Caso se deseje observar, numa condição normal de uso do detector, cenas cotidianas como pessoas, animais e lugares (faixa de temperatura da cena, por exemplo, entre 0℃ e 100℃), a calibração deve ser feita utilizando um corpo negro a temperaturas de 10℃ e 90℃; caso se deseje observar cenas como motores, fornos ou outros objetos em altissimas temperaturas (faixa de temperatura

da cena, por exemplo, entre 100°C e 200°C), faz-se necessário utilizar um corpo negro a temperaturas de 110°C e 190°C.

É importante ressaltar que a utilização de uma faixa muito larga de temperaturas para a calibração irá reduzir a eficiência do NUC. Quanto mais próximas forem as duas temperaturas utilizadas, melhor será a eficiência da correção. Caso se deseje utilizar um detector para uma faixa de temperatura muito larga (entre 0°C a 200°C, por exemplo), faz-se necessário utilizar várias tabelas de correção de não uniformidade.

De forma prática, tem-se que para uma melhor performance do NUC, as duas temperaturas utilizadas para calibração devam possuir variação máxima de 20°C. As tabelas de NUC podem se sobrepor na faixa de temperatura, sendo necessário um limiar para selecionar qual tabela utilizar nas temperaturas de transição e que cada tabela de NUC é calculada para um dado tempo de integração do detector e para um dado ganho do sistema, como pode ser observado na Figura 3.11.

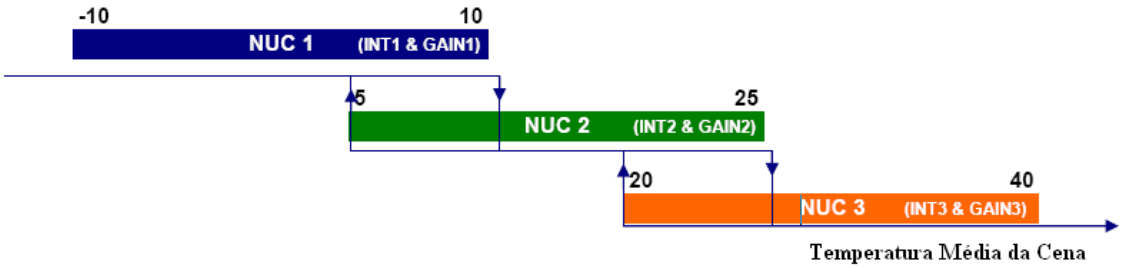



Figura 3.11: NUC com várias tabelas de calibração

Dessa forma, observa-se que a tabela de ganho e *offset* calculada para o NUC não será mais válida caso se altere as condições de contorno do sistema, ou seja, o NUC é implementado para um dado tempo de integração e para uma determinada temperatura de operação do detector, caso estes sejam alterados, a tabela do NUC também deverá ser alterada.

Uma vez calculada a(s) tabela(s) de NUC, esta é armazenada e é aplicada a cada quadro obtido, a uma velocidade de 30 quadros por segundo.

A seguir, descreve-se passo a passo o procedimento para se calcular os parâmetros de ganho e *offset* para o método de calibração de dois pontos. Para este trabalho utilizou-se apenas uma tabela de NUC, ou seja, apenas dois pontos de calibração, $T_1$=20°C e $T_2$=40°C, com a faixa dinâmica do detector ao redor de 80°C.

1) Posicionar o corpo negro diferencial de área estendida, a uma temperatura $T_1$=20°C, em frente ao detector, de forma que toda a matriz do detector enxergue uma cena uniforme.

2) Obter N quadros e realizar a média temporal dos quadros, ou seja, obter um quadro resultante ($W_1$), de acordo com a Figura 3.12, onde cada *pixel* seja igual a:

$$W_1 = \overline{P(x,y)} = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n(x,y)}{N} \tag{3.1}$$

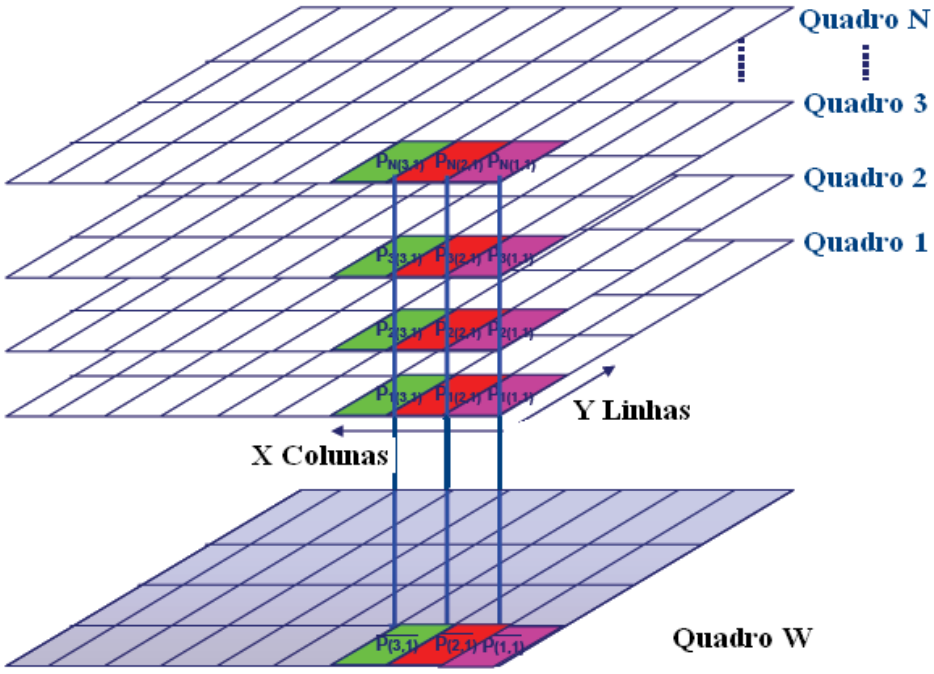



Figura 3.12: Média temporal dos quadros a uma dada temperatura

3) Posicionar o corpo negro diferencial de área estendida, a uma temperatura $T_2$=40°C, em frente ao detector, de forma que toda a matriz do detector enxergue uma cena uniforme.

4) Obter outros N quadros e realizar, novamente, a média temporal desses quadros, ou seja, obter um quadro resultante ($W_2$), de acordo com a Equação 3.1 e com a Figura 3.12.

5) Calcular o valor médio dos *pixel*s nos quadros resultantes $W_1$ e $W_2$, isto é:

$$\widehat{W}_1 = \frac{\sum_{x=1}^{X}\sum_{y=1}^{Y} W_1(x,y)}{X \times Y} \quad e \quad \widehat{W}_2 = \frac{\sum_{x=1}^{X}\sum_{y=1}^{Y} W_2(x,y)}{X \times Y} \tag{3.2}$$

Neste trabalho, o detector possui resolução de 320x240.

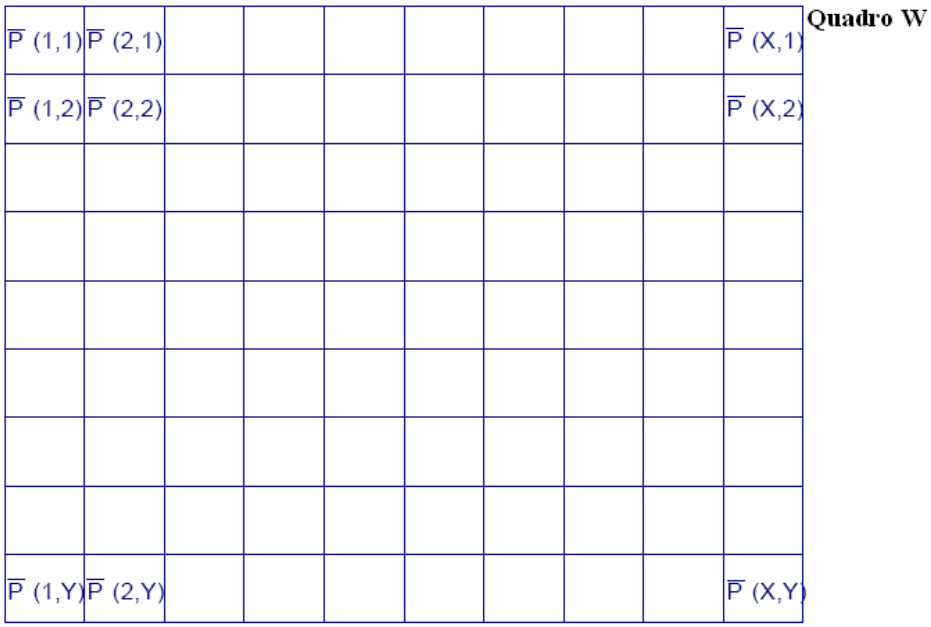



Figura 3.13: Cálculo do valor médio dos *pixel*s no quadro

6) Para cada *pixel* do detector, Figura 3.13, haverá um valor de ganho, α(x,y), que será usado para a calibração:

$$\alpha(x,y) = \frac{\widehat{W}_2 - \widehat{W}_1}{W_2(x,y) - W_1(x,y)} \tag{3.3}$$

7) Para cada *pixel* do detector haverá um valor de *offset*, β(x,y), que será usado para a calibração:

$$\beta(x,y) = \widehat{W}_1 - [\alpha(x,y) \times W_1(x,y)] \tag{3.4}$$

8) O valor de cada *pixel* após a calibração, ou seja, após aplicar o método de calibração de dois pontos é:

$$P_{cal}(x,y) = P(x,y) \times \alpha(x,y) + \beta(x,y) \tag{3.5}$$

### 3.4.3. Correção de *offset*

A correção de não uniformidade (NUC), ao contrário do que se esperava, não elimina completamente o ruído fixo padrão (FPN) da imagem, pois a responsividade do *pixel* é uma função não linear. Dessa forma, o sinal após o NUC é melhor representado pela Figura 3.14.

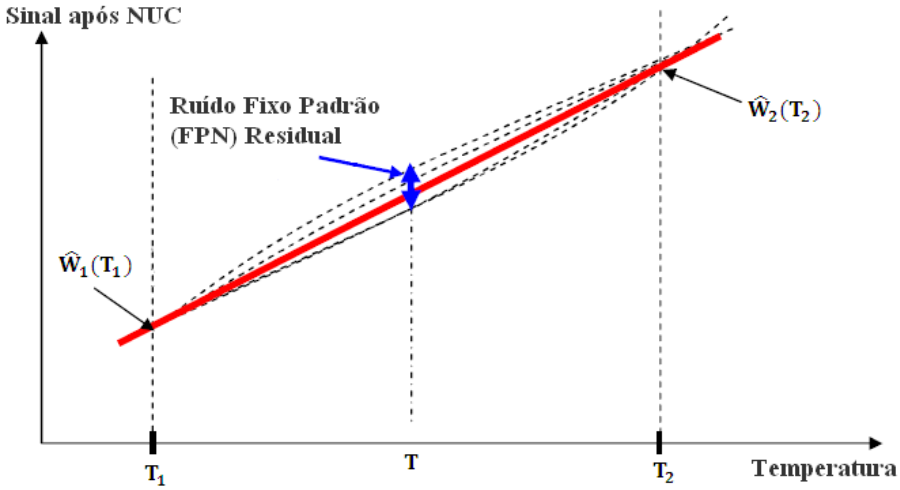



Figura 3.14: Ilustração do sinal após NUC vs temperatura

Obseva-se que o NUC apenas corrige com exatidão os pontos de temperatura de calibração $T_1$ e $T_2$, para os demais pontos continua ocorrendo um pequeno valor de FPN, que é chamado de FPN residual.

Qualquer que seja o tipo de detector: seu formato, tamanho ou tecnologia, a cada vez que se desligue ou no caso de que ocorra importantes variações nas condições de contorno deste detector, tais como mudança significativa da temperatura ambiente, variação do tempo de integração ou variações significativas do fluxo de radiação incidente, faz-se necessária uma nova correção da imagem.

Alguns parâmetros podem se alterar com a modificação das condições de contorno:

- Aparecimento de novos *pixel*s defeituosos;
- Aumento do fluxo parasita;
- Variação da temperatura da matriz de sensores do detector.

Dessa forma, a correção de *offset* ajusta apenas a variação do nível de *offset* dos *pixel*s, sem modificar os valores dos coeficientes de ganho calculados na correção de não uniformidade (NUC).

Uma possível solução para minimizar o efeito do FPN residual seria utilizar um método de calibração com mais de dois pontos, também conhecido como método de calibração polinomial. Contudo, a implementação dinâmica deste tipo de método requer um alto custo computacional e o benefício sobre a qualidade da imagem é baixo, para a aplicação deste trabalho. Geralmente, justifica-se este tipo de método para sistemas de baixa linearidade ou que requeiram alta performance.

Dessa forma, a solução aplicada foi utilizar um obturador (*shutter*) especialmente desenvolvido para obstruir a passagem de radiação, no espectro do infravermelho distante (LWIR), entre o sistema óptico e o detector, ou seja, quando este obturador estiver fechado, tem-se uma imagem uniforme, gerando uma referência de temperatura homogênea em toda a matriz de sensores do detector e, então, os valores dos coeficientes de ajuste de *offset* são calculados.

A seguir, descreve-se passo a passo o procedimento para se calcular os novos parâmetros de *offset* para o método de correção de *offset*.

1) Posicionar o obturador em frente ao detector, de forma que bloqueie toda radiação incidente e que toda a matriz de sensores do detector enxergue uma cena uniforme, homogênea;

2) Obter N quadros e realizar a média temporal dos quadros, ou seja, obter um quadro resultante ($W_1$), de acordo com a Figura 3.12, onde o valor de cada *pixel* seja:

$$W_1 = \overline{P(x,y)} = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n(x,y)}{N} \tag{3.6}$$

3) Aplicar a cada *pixel* $W_1(x,y)$ os coeficientes de ganho e de *offset* previamente calculados no método de calibração de dois pontos para o NUC;

$$\widetilde{W}_1(x,y) = W_1(x,y) \times \alpha(x,y) + \beta(x,y) \tag{3.7}$$

4) Calcular o valor médio dos *pixel*s no quadro resultante $\widetilde{W}_1$ (ver Figura 3.13), isto é:

$$\widehat{W}_1 = \frac{\sum_{x=1}^{X} \sum_{y=1}^{Y} \widetilde{W}_1(x,y)}{X \times Y} \tag{3.8}$$

Neste trabalho, o detector possui resolução de 320x240.

5) O valor do novo coeficiente linear para cada *pixel* será:

$$\gamma(x,y) = \widetilde{W}_1(x,y) - \widehat{W}_1 \tag{3.9}$$

### 3.4.4. Substituição de Pixels Defeituosos

Detectores microbolométricos, não refrigerados, que atuam na faixa de 8µm a 14µm apresentam, geralmente, *pixel*s que não geram resposta válida mediante um estímulo de radiação. Estes *pixel*s são denominados de *pixel*s defeituosos e podem afetar tanto a qualidade visual da imagem quanto informações contidas em dados subjacentes. Tais *pixel*s defeituosos são aqueles cujo valor de tensão, ou de corrente, não tem qualquer correlação com o verdadeiro cenário que está sendo observado. Uma vez que tais *pixel*s defeituosos degradam a qualidade das imagens medidas, faz-se necessário substituir tais valores de *pixel*s por outros mais adequados, a fim de melhorar a performance da imagem para um nível aceitável, o que também depende do processamento subsequente a que a imagem estará sujeita. Os *pixel*s defeituosos impactam no desempenho de todos os elementos sensores da matriz de plano focal (FPA), mas são especialmente problemáticos na região espectral do infravermelho distante.

A lista de *pixel*s defeituosos para um determinado detector é fornecida pelo fabricante. Contudo, é fundamental que se verifique a exatidão desta informação e que se saiba como verificar a existência de novos *pixel*s defeituosos, que podem ser causados pelo desgaste inerente ao uso do detector, falhas de sobrecarga na alimentação elétrica, efeitos da variação de temperatura na matriz de sensores (*pixel*s), ou mesmo, pela exposição do detector em regime de funcionamento a fontes de grande emissão de fótons, por exemplo, o sol.

Nesse contexto, existem 3 critérios para se localizar um *pixel* defeituoso:

- Critério de *Offset*;

- Critério de Ruído; e
- Critério de Responsividade.

### 3.4.4.1. Critério de *Offset*

Neste critério, um *pixel* será considerado defeituoso se sua resposta em tensão, ou corrente, possuir desvio em relação a média dos *pixel*s maior que um valor pré estabelecido.

A seguir, descreve-se passo a passo o procedimento para se calcular o critério de *offset*:

1) Posicionar o corpo negro a uma determinada temperatura em frente ao detector, de forma que a área estendida do corpo negro ilumine uniformemente todo o FPA. Adquirir N quadros e realizar a média temporal dos quadros, ou seja, obter um quadro resultante ($W_1$), de acordo com a Figura 3.12, onde cada *pixel* seja igual a:

$$W_1 = \overline{P(x,y)} = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n(x,y)}{N} \tag{3.10}$$

2) Calcular o valor médio dos *pixel*s no quadro resultante $W_1$,ver Figura 3.13, isto é:

$$\text{Média_}\mathit{OFFSET} = \frac{\sum_{x=1}^{X} \sum_{y=1}^{Y} W_1(x,y)}{X \times Y} \tag{3.11}$$

Neste trabalho, o detector possui resolução de 320x240.

3) O *pixel* P(x,y) será considerado defeituoso se:

$$\left|\overline{P(x,y)} - \text{Média_}\mathit{OFFSET}\right| > 15\% \times \text{Média_}\mathit{OFFSET} \tag{3.12}$$

### 3.4.4.2. Critério de Ruído

Neste critério, um *pixel* será considerado defeituoso se seu nível de ruído possuir desvio em relação a média do ruído do FPA maior que um valor pré estabelecido.

A seguir, descreve-se passo a passo o procedimento para se calcular o critério de ruído:

1) Deve-se repetir os passos (1) e (2) do critério de *offset* e calcular a Média_*OFFSET*;

2) Deve-se calcular o desvio padrão de cada *pixel* em relação a Média_*OFFSET*, ou seja:

$$\delta_{P(x,y)} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N}(P_i(x,y) - \text{Média}_{OFFSET})^2}{N}} \tag{3.13}$$

3) Deve-se calcular a Média_RUÍDO:

$$\text{Média_RUÍDO} = \frac{\sum_{x=1}^{X}\sum_{y=1}^{Y}\delta_{P(x,y)}}{X \times Y} \tag{3.14}$$

Neste trabalho, o detector possui resolução de 320x240.

4) O *pixel* P(x,y) será considerado defeituoso se:

$$\left|\delta_{P(x,y)} - \text{Média_RUÍDO}\right| > 15\% \times \text{Média_RUÍDO} \tag{3.15}$$

### 3.4.4.3. Critério de Responsividade

Neste critério, um *pixel* será considerado defeituoso se seu valor de responsividade possuir desvio em relação a responsividade média do FPA maior que um valor pré estabelecido.

A seguir, descreve-se passo a passo o procedimento para se calcular o critério de responsividade:

1) Posicionar o corpo negro a uma temperatura $T_1$ em frente ao detector, de forma que a área estendida do corpo negro ilumine uniformemente todo o FPA. Adquirir N quadros e realizar a média temporal dos quadros, ou seja, obter um quadro resultante ($W_1$), de acordo com a Figura 3.12, onde cada *pixel* seja igual a:

$$W_1 = \overline{P_{T1}(x,y)} = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n(x,y)}{N} \tag{3.16}$$

2) Repetir o procedimento (1) com uma temperatura $T_2$, sendo $T_2 > T_1$;

3) Calcular a responsividade para cada *pixel*:

$$\Re_{P(x,y)} = \left| \overline{P_{T2}(x,y)} - \overline{P_{T1}(x,y)} \right| \tag{3.17}$$

4) Calcular a responsividade média dos *pixel*s:

$$\text{Média_RESPONSIVIDADE} = \frac{\sum_{x=1}^{X} \sum_{y=1}^{Y} \Re_{P(x,y)}}{X \times Y} \tag{3.18}$$

Neste trabalho, o detector possui resolução de 320x240.

5) O *pixel* P(x,y) será considerado defeituoso se:

$$\left| \Re_{P(x,y)} - \text{Média_RESPONSIVIDADE} \right| > 20\% \times \text{Média_RESPONSIVIDADE} \tag{3.19}$$

Dessa forma, a partir do mapa de localização dos *pixel*s defeituosos fornecido pela fabricante do detector em conjunto com os critérios supracitados, é possível concluir com fidelidade a localização de todos os *pixel*s que deverão ser substituídos.

O algoritmo de substituição de *pixel*s defeituosos a fim de otimizar a qualidade da imagem (EQUITZ et al, 2004), baseia-se na interpolação de *pixel*s vizinhos visando otimizar um eventual desenvolvimento em *hardware*.

Para matrizes de plano focal 320x240, seja o *pixel* P(i,j) dado por: $1 \leq i \leq 240$ e $1 \leq j \leq 320$. Deve-se subdividir a matriz em 3 regiões:

- <u>Vértices:</u>

$$\{ (i , j) = [ (1, 1); (1, 240); (320, 1); (320, 240) ] \}$$

- <u>Bordas:</u>

$$\{ (i , j) = [ (1, 1 < j < 320); (1 < i < 240, 1); (240, 1 < j < 320); (1 < i < 240, 320) ] \}$$

- <u>Centro:</u>

$$\{ (i , j) = (1 < j < 240, 1 < j < 320) \}$$

Se o *pixel* defeituoso estiver no vértice da matriz, este deve ser substituído pela média de seus 3 vizinhos. Como divisões por $(2^n-1)$ são relativamente custosas para serem implementadas e executadas em *hardware*, foi elaborada uma manipulação algébrica para facilitar sua implementação. Observa-se que esta manipulação insere um erro estimado de 0,39% em relação a simples média. Dessa forma, considerando-se, sem perda de generalidade, o *pixel* P(1,1) defeituoso, seu novo valor será:

$$aux = {}^{P(1,2)}/_{4} + {}^{P(2,1)}/_{4} + {}^{P(2,2)}/_{4} \tag{3.20}$$

$$P(1,1) = aux + {}^{aux}/_{4} + {}^{aux}/_{16} + {}^{aux}/_{64} \tag{3.21}$$

Se o *pixel* defeituoso estiver numa borda da matriz, este deve ser substituído pela média de seus 5 vizinhos. Novamente, ocorre a problemática de se implementar divisões por $(2^n-1)$ em *hardware*. Dessa forma, elabora-se a mesma manipulação algébrica já citada, inserindo-se um erro estimado de 0,39% em relação a simples média. Considerando, sem perda de generalidade, o *pixel* defeituoso na posição (i,j) = (1,1 < j < 320), o valor do novo *pixel*, sem perda de generalidade, será:

$$aux = \frac{P(1,j+1)}{8} + \frac{P(1,j-1)}{8} + \frac{P(2,j+1)}{8} + \frac{P(2,j)}{8} + \frac{P(2,j-1)}{8} \tag{3.22}$$

$$P(1,1 < j < 320) = aux + {}^{aux}/_{2} + {}^{aux}/_{16} + {}^{aux}/_{32} \tag{3.23}$$

Se o *pixel* defeituoso estiver no centro da matriz, este deve ser substituído pela média de seus 8 vizinhos. Como não há impeditivos, o valor do novo *pixel* P(i,j) será dado pela média aritmética dos elementos:

[ P(i-1,j-1); P(i-1,j); P(i-1,j+1); P(i,j-1); P(i,j+1); P(i+1,j-1); P(i+1,j); P(i+1,j+1) ]

## 3.4.5. Aumento de Contraste da Imagem

Imagens capturadas por câmeras de imagem térmica possuem, geralmente, baixo contraste em comparação com imagens obtidas a partir de câmeras no espectro visível. Imagens de baixo contraste são mais sensíveis ao ruído e às flutuações nas respostas dos elementos sensores.

A geração de histograma é uma ferramenta fundamental para se analisar o nível de contraste de uma imagem. Imagens com baixo contraste têm valores de *pixel* concentrados dentro de uma faixa estreita e necessitam de técnicas de realce a fim de redistribuir o histograma para melhorar o nível de contraste. A Figura 3.15 ilustra a análise do histograma da imagem.

**(a)** **(b)**

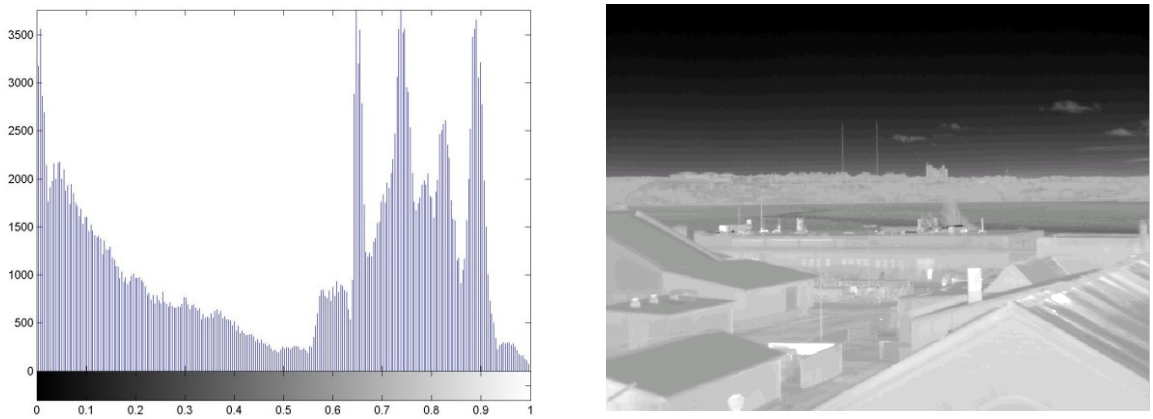



Figura 3.15: (a) Histograma da imagem e (b) Imagem antes do aumento de contraste.

Neste trabalho empregou-se a técnica de ajuste contínuo, que é um tipo de controle automático de ganho. Neste método, utiliza-se a função histograma para corrigir adaptativamente os valores de brilho e contraste da imagem de forma a evitar cintilações.

Com o histograma da imagem de entrada montado, o algoritmo procura pelos índices de início e fim do histograma, ou seja, é feita uma varredura, partindo do valor mínimo de intensidade pré-definido ($K_1$) até o valor máximo de intensidade pré-definido ($K_2$). Esses valores pré-definidos garantem uma mínima faixa de contraste a fim de suprimir efeitos de ruído. O processo sempre verifica a quantidade de *pixel*s para cada valor de intensidade e se esse número de *pixel*s for maior do que um limiar estabelecido (T), o algoritmo marca esse valor de intensidade como ponto de início. A partir daí o processo procura o ponto de fim, que é marcado quando uma intensidade possui menos *pixel*s que o limiar (T). O algoritmo pode encontrar mais de um ponto de fim, contudo, apenas o último é considerado. Este processo está representado na Figura 3.16.

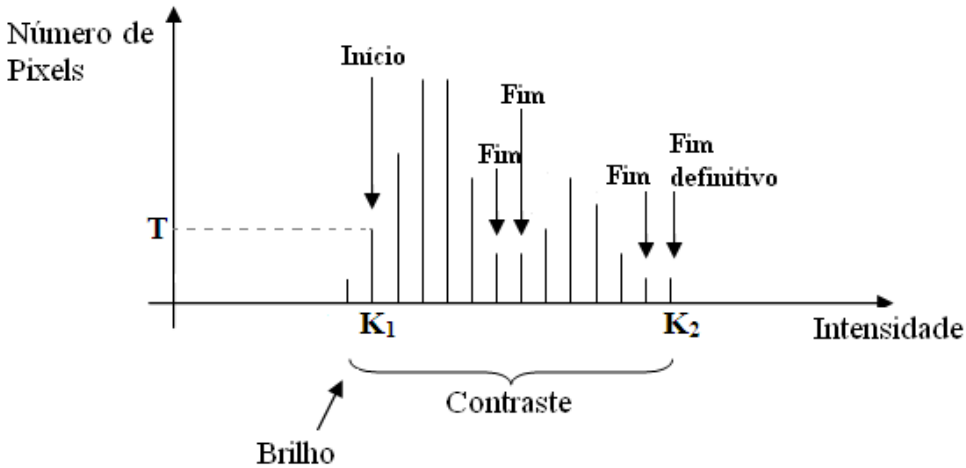



Figura 3.16: Exemplo de busca em histograma

Uma vez analisado o histograma, o algoritmo retorna o valor do índice de início, que é a translação que será aplicada ao histograma, e um valor de ganho, que atua como fator multiplicativo para magnificar, aumentando ou diminuindo, a distribuição do histograma. O valor de ganho é relacionado com os índices de início e fim calculados e com a profundidade, em *bits*, do sinal de entrada (N *bits*).

$$\text{ganho} = \frac{2^N - 1}{\text{fim} - \text{início}} \tag{3.24}$$

Dessa forma, sendo h(x) o histograma da imagem de entrada e h'(x) o histograma após o método de ajuste contínuo, tem-se:

$$h'(x) = [\, h(x) + \text{início} \,] \times \text{ganho} \tag{3.25}$$

### 3.4.6. Compressão do ENOB

A compressão de vídeo é largamente utilizada em sistemas digitais para mapear a informação contida em um sinal de vídeo com faixa dinâmica estendida em um sinal apropriado para ser exibido em visores convencionais, onde a faixa dinâmica é geralmente limitada em 8 *bits*. Convencionalmente, a faixa dinâmica do sinal de entrada é dividida em seções, onde cada seção do sinal é mapeada em outro nível na nova faixa dinâmica, como mostrado na Figura 3.17. Durante o mapeamento, que geralmente utiliza função de transferência monotônica, algumas faixas do sinal de entrada podem ser preservadas ou comprimidas, dependendo do algoritmo utilizado e da aplicação a que se destina. Dessa forma, essa transformação pode ser um processo de mapeamento linear ou não linear.

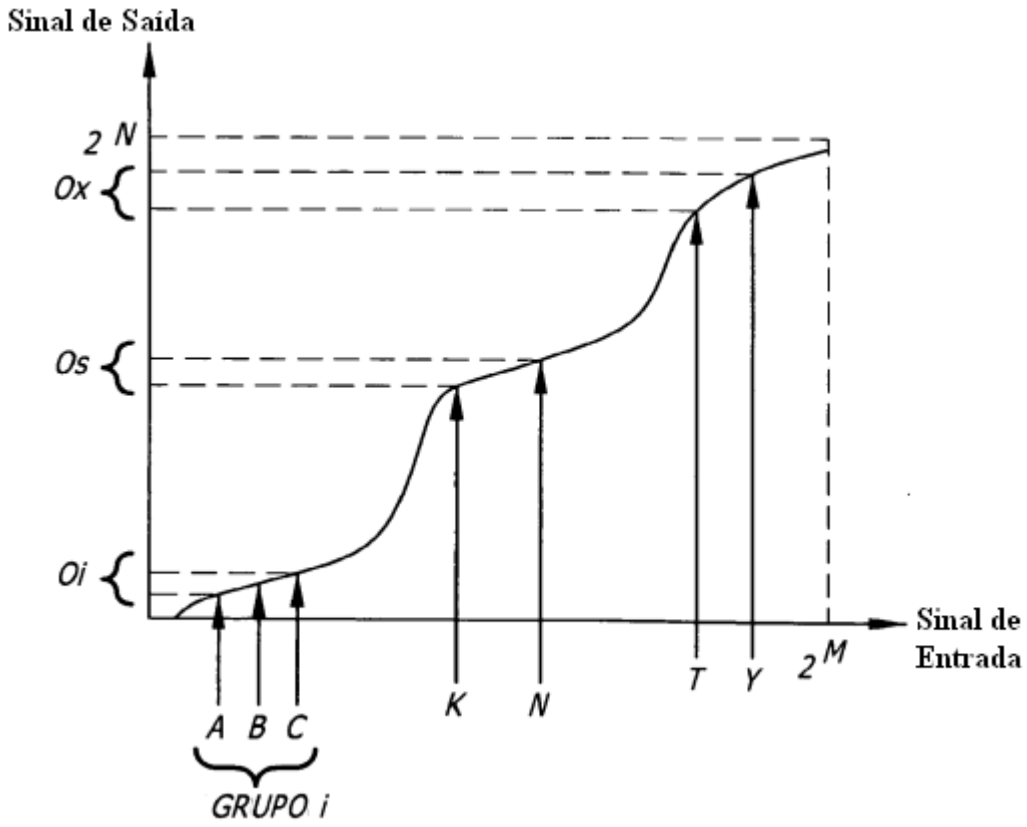



Figura 3.17: Mapeamento de sinal de M-*bits* em um sinal de N-*bits* (CHEUNG, 2007).

Neste trabalho, embora todos os algoritmos tenham sido implementados em *software*, as etapas de pré-processamento de imagem viabilizam uma futura implementação em *hardware*. De acordo com essa abordagem, a compressão de vídeo seria aplicada através de um *Look up Table* (LUT) implementado numa FPGA.

Dessa forma, os dados do sinal de entrada seriam utilizados para endereçar a LUT, cuja saída é um sinal de vídeo com faixa dinâmica comprimida, pronto para poder ser exibido. No entanto, à medida que o número de *bits* do sinal de entrada cresce a quantidade de memória destinada para armazenar a LUT cresce exponencialmente, bem como o esforço computacional necessário para atualizar a LUT. Por exemplo, para comprimir um sinal de vídeo de 12-*bits* em uma saída de 8-*bits*, a LUT ocuparia $(2^{12}\times 8)=32.768$ *bits*. Já para comprimir um sinal de 14-*bits* em uma saída de 8-*bits*, a LUT ocuparia um espaço de memória 4 vezes maior. Para sistemas de vídeo de alta velocidade que utilizam Controle Automático de Ganho, onde o conteúdo da LUT é modificado de tempos em tempos, a atualização de uma LUT grande demandaria tempo e esforço de processamento elevado. Para LUT grandes, que ocupem muita memória, torna-se inviável sua implementação diretamente em FPGA, sendo necessário o uso de memória RAM, cujo acesso de leitura e de atualização acabaria se tornando um gargalo do sistema. De toda forma, esta metodologia permitiria mapear um sinal de entrada com faixa dinâmica estendida em um sinal de saída de 8-*bits*, utilizando, para isto, curvas complexas como função de transferência.

Nota-se que o método descrito acima utiliza o sinal de entrada como endereço para a LUT, cujo conteúdo é a informação do sinal de saída. No entanto, faz-se necessário utilizar um método de compressão que possa utilizar curvas complexas e não lineares como função de transferência, mas que não comprometa a resolução do sinal de vídeo e que ocupe a menor quantidade de memória possível.

O método utilizado neste trabalho (CHEUNG, 2007) fornece uma abordagem inversa para implementar o mapeamento do sinal de entrada de 12-*bits*, proveniente do detector utilizado, em um sinal de saída de 8-*bits*. Neste caso, o endereçamento da LUT será feito pela faixa dinâmica do sinal de saída e o conteúdo da LUT será a faixa dinâmica do sinal de entrada, ao invés do tradicional endereçamento da LUT pela faixa dinâmica do sinal de entrada, com o conteúdo da LUT sendo o sinal de saída.

A Figura 3.18 (a) mostra o método de mapeamento tradicional, onde o endereço da LUT é o sinal de entrada que se deseja comprimir e o conteúdo desta LUT é o sinal de saída que será exibido. Por exemplo, cada sinal de entrada A, B e C, da Figura 3.17, representa uma posição na LUT, cujo conteúdo é o valor $O_i$.

A Figura 3.18 (b) mostra o método de mapeamente reverso, onde apesar de A,B e C serem mapeados em $O_i$, de acordo com a Figura 3.17, apenas o valor “C”

representa seu grupo. Neste caso, o valor do sinal de saída “$O_i$” é o endereço da LUT, cujo conteúdo é o valor “C”.

| Endereço | Dados |
|---|---|
| 0 | 0 |
| | |
| A | Oi |
| B | Oi |
| C | Oi |
| * | * |
| * | * |
| * | * |
| K | Os |
| L | Os |
| M | Os |
| N | Os |
| * | * |
| * | * |
| * | * |
| * | * |
| T | Ox |
| U | Ox |
| V | Ox |
| W | Ox |
| X | Ox |
| Y | Ox |
| * | * |
| 2**M | 2**N |

Mapeamento Convencional

(a)

| Endereço | Dados |
|---|---|
| 0 | * |
| * | * |
| Oi | C |
| Oi+1 | * |
| * | * |
| Os | N |
| * | * |
| Ox | Y |
| * | * |
| 2**N | 2**M |

Mapeamento Reverso

(b)

Figura 3.18: (a) Método de mapeamento tradicional e (b) Método de mapeamento reverso utilizado no trabalho, adaptado de (CHEUNG, 2007).

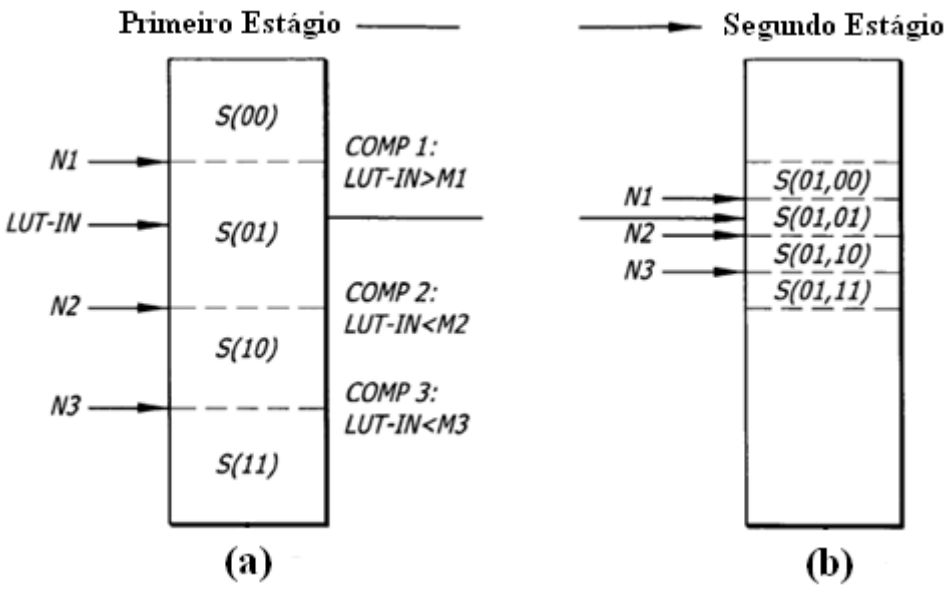



Figura 3.19: Processo de busca para selecionar o valor do sinal de saída no método de mapeamento reverso, adaptado de (CHEUNG, 2007).

A Figura 3.19 ilustra o processo de busca na LUT reversa. Suponha que existam 3 ponteiros de endereço ($N_1$, $N_2$ e $N_3$) e 3 limiares de comparação para cada estágio de busca. Os 3 ponteiros de endereço dividem a LUT reversa em 4 regiões. No primeiro estágio, os ponteiros de endereço são definidos em $^1/_4$, $^1/_2$ e $^3/_4$ do conjunto total de endereços da LUT reversa, assim como mostra a Figura 3.19 (a). O valor do sinal de entrada, sinal a ser comprimido (LUT-IN), é comparado com os 3 limiares. Baseado no resultado dessas comparações é possível determinar em qual das 4 regiões (quadrantes) o valor do sinal de entrada está alocado e, portanto, é possível concluir os 2 *bits* mais significativos do endereço da LUT reversa (01xx). No próximo estágio de busca, os 3 ponteiros de endereço ($N_1$, $N_2$ e $N_3$) dividem a região (01xx) em 4 sub-regiões, como mostrado na Figura 3.19 (b). Como já foi exposto, o valor do sinal de entrada (LUT-IN) é comparado com os 3 novos limiares da região (01xx), obtendo-se os 2 *bits* menos significativos que completam o endereço final. Caso haja mais estágios, o processo continua até que se tenha obtido todos os *bits* de endereço. O endereço final da LUT reversa, obtido pelo processo de busca citado, é o valor do sinal de saída.

Nesta abordagem, o consumo de memória passa a ser de $(2^8 \times 12) = 3.072$ *bits*, ao invéz dos convencionais $(2^{12} \times 8) = 32.768$ *bits* de memória do método tradicional, traduzindo-se numa redução de memória de 10 vezes. Uma consequência imediata dessa redução de memória é a viabilidade de se implementar a LUT reversa em FPGA ou em ASIC`s, ao invés de se lançar mão do uso de memórias RAM. Este método oferece significativa redução na dimensão do circuito, sem comprometer a resolução da função de transferência, e é independente de algoritmos de mapeamento.

A Tabela 3.1indica a LUT reversa utilizada neste projeto.

Tabela 3.1 - LUT reversa utilizada neste projeto.

| **LUT Reversa** | |
|---|---|
| **Endereço** | **Dados** |
| 1 | 0 a 399 |
| 2 | 400 a 799 |
| ... | ... |
| 255 | $(2^N - 201)$ a $(2^N - 1)$ |

### 3.4.7. Correção Gamma

O uso do algoritmo de correção gamma é fundamental caso se deseje exibir, com precisão, imagens em visores e monitores. A resolução 709 da ITU (*International Telecommunications Union*) estabelece que se estenda a faixa do preto e se comprima a faixa do branco, para se criar um sinal perceptivelmente uniforme. Imagens que não são corrigidas corretamente podem se apresentar esbranquiçadas, ou, o que é mais provável, muito escuras.

A maioria dos monitores têm uma curva de resposta de intensidade por tensão que é, aproximadamente, uma função exponencial. Neste trabalho adotou-se este expoente sendo de ordem 2,5, segundo o *datasheet* do monitor utilizado. Isso significa que quando é informado ao monitor para que esse exiba um determinado *pixel* com uma intensidade X, na verdade este será mostrado com uma intensidade $X^{2,5}$. A Figura 3.20 ilustra em (a) um sinal de entrada que se deseja exibir no monitor, com seu respectivo gráfico, e em (b) o sinal efetivamente exibido pelo monitor. Percebe-se que o sinal exibido está mais escuro que o sinal de entrada.

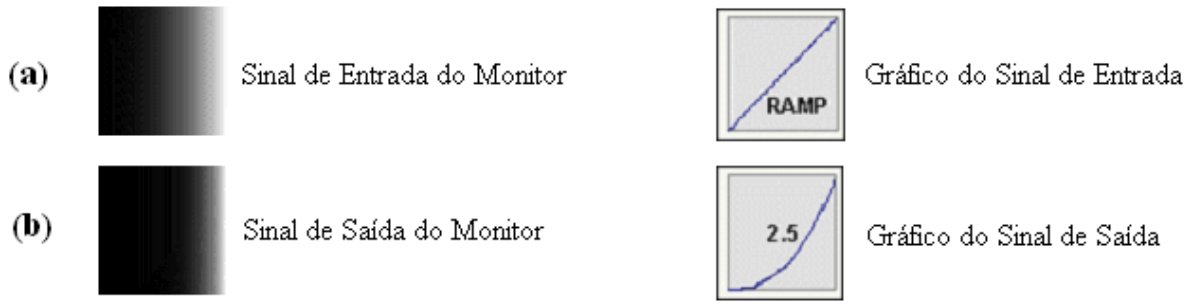



Figura 3.20: (a) Sinal de Entrada do monitor e (b) sinal de saída sem correção gamma.

Para corrigir esse problema, deve-se utilizar a correção gamma. Para tal, deve-se conhecer a relação entre a tensão que é enviada ao monitor e a intensidade que é produzida, o sinal pode ser corrigido antes de o monitor recebê-lo. O sinal de entrada é ajustado de modo que seja o complemento da curva produzida pelo monitor. O sinal de entrada é elevado à potência do inverso do fator gamma do monitor em questão, que nesse trabalho é 2,5, corrigindo-o e fazendo com que ele seja exibido na intensidade desejada. A Figura 3.21 mostra em (a) um sinal de entrada que se deseja exibir no monitor, em (b) o sinal de entrada foi corrigido para anular a distorção provocada pelo monitor e em (c) o sinal de saída exibido pelo

monitor. Percebe-se que o sinal exibido não apresenta distorção em relação ao sinal de entrada.

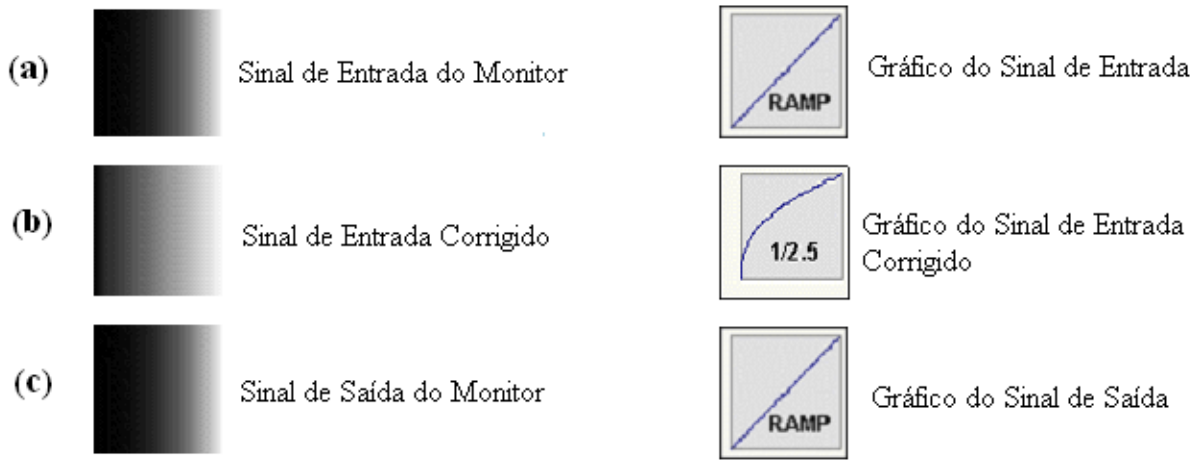



Figura 3.21: (a) Sinal de Entrada do monitor, (b) Sinal de Entrada corrigido e (c) sinal de saída com correção gamma

Dessa forma, se o sinal de entrada é digital, com ENOB de 8 *bits*, tem-se que (HOLST, 2008b):

$$V_{OUT}(DN) = INT\left(0{,}5 + 255 \times \left(\frac{V_{IN}(DN)}{255}\right)^{1/\gamma}\right) \tag{3.26}$$

Onde $\gamma = 2{,}5$. É importante ressaltar que após se aplicar a correção gamma, a relação entre o sinal digital de entrada e o de saída não é mais linear. Esta relação não linear afeta todo o conjunto de dados coletados e pode ser matematicamente quantificada e removida.

## 3.5. Métricas de Desempenho

A análise de desempenho de uma câmera de imagem térmica inclui figuras de mérito que avaliam, no contexto da imagem, características eletro-ópticas, tais como: ruídos espaço-temporais, potência equivalente de ruído (*Noise Equivalent Power*, NEP), responsividade dos *pixel*s (*Signal Transfer Function*, SiTF), relação sinal-ruído (*Noise Equivalent Temperature Difference*, NETD), entre outras.

### 3.5.1. Ruído Espaço-Temporal

A abordagem para análise de ruído segue o modelo tridimensional desenvolvido por D'Agostino e Webb (D`AGOSTINO; WEBB, 1991). Neste modelo, o ruído é dividido em um conjunto de sete componentes que se relacionam com ruído temporal e espacial para um sistema de coordenadas tridimensionais, Figura 3.22. Este tipo de abordagem permite a caracterização completa de todas as fontes de ruído. Analisar o ruído desta maneira tem a vantagem de simplificar a compreensão de sua fenomenologia, pois incorpora fatores complexos existentes nas formulações de modelos matemáticos de ruído.

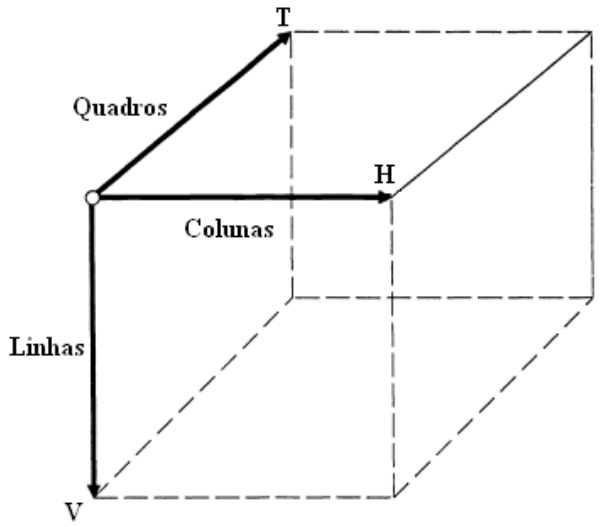



Figura 3.22: Sistema de coordenadas tridimensionais.

A Tabela 3.2 separa as componentes de ruído tridimendionais em componentes espaciais e temporais. Dependendo do modo de concepção e operação do sistema, qualquer uma dessas componentes pode ser a dominante. A origem de cada uma dessas componentes é significativamente diferente, e sua existência e manifestação depende especificamente da concepção do sistema de imagem térmica, ou seja, não necessariamente todas as componentes de ruído estarão presentes em todos os sitemas. Algumas fontes de ruído, tal como microfonia, são mais difíceis de serem descritas, pois podem se manisfestar de várias formas diferentes. Em muitos sistemas, as componentes de ruído temporais são desprezadas, ou seja, $\sigma_{TV} = \sigma_{TH} = \sigma_T = 0$. Contudo, isto não significa que tais componentes não devam ser medidas, pois se estas componentes temporais forem

significativas, então o sistema eletrônico do projeto deve ser revisto. O impacto das componentes de ruído temporal no desempenho do sistema de imagem térmica é desconhecido.

Tabela 3.2 - Descrição das componentes de ruído tridimensionais.

| **Componentes de Ruído** | **Variação de *Pixel*** | **Variação de Linha** | **Variação de Coluna** | **Variação de Quadro** |
|---|---|---|---|---|
| **Temporal** | $\sigma_{TVH}$ | $\sigma_{TV}$ | $\sigma_{TH}$ | $\sigma_{T}$ |
| **Espacial** | $\sigma_{VH}$ | $\sigma_{V}$ | $\sigma_{H}$ | X |

A Tabela 3.3 lista as sete componentes de ruído e alguns possíveis fatores que podem contribuir para cada uma.

Tabela 3.3 - Possíveis contribuições para as componentes de ruído.

| **Componente de Ruído** | **Descrição** | **Prováveis Fontes de Ruído** |
|---|---|---|
| $\sigma_{TVH}$ | Ruído aleatório do detector | Aleatório |
| $\sigma_{VH}$ | Ruído espacial sem variância entre quadros | FPN, Não-uniformidade |
| $\sigma_{TH}$ | Ruído temporal com variância na média das colunas entre quadros (*rain*) | Circuito Eletrônico de Leitura |
| $\sigma_{TV}$ | Ruído temporal com variância na média das linhas entre quadros (*streaking*) | Circuito Eletrônico de Leitura |
| $\sigma_{V}$ | Ruído espacial com variância na média das linhas e invariante no tempo (*horizontal lines*) | Circuito Eletrônico de Leitura e/ou interpolação entre linhas |
| $\sigma_{H}$ | Ruído espacial com variância na média das colunas e invariante no tempo (*vertical lines)* | Circuito Eletrônico de Leitura |
| $\sigma_{T}$ | Ruído temporal de processamento com variância da intensidade entre quadros (flicker) | Processamento digital |

Para sistemas que utilizam detectores matriciais, o ruído fixo padrão, o ruído de linha e de coluna são os principais contribuíntes do ruído total do sistema, Equação 3.27.

$$\sigma_{SYS} = \sqrt{\sigma_{TVH}^2 + \sigma_{VH}^2 + \sigma_{TV}^2 + \sigma_{TH}^2 + \sigma_{T}^2 + \sigma_{V}^2 + \sigma_{H}^2} \qquad (3.27)$$

A Tabela 3.4 lista os valores recomendados (NVThermIP, 2012) para a relação entre as componentes de ruído em detectores matriciais. Tais valores são válidos como referência caso se meça as componentes de ruído imediatamente após a calibração do equipamento e com a temperatura de fundo da imagem próxima a

temperatura de calibração. Essas referências não devem ser interpretadas para subjulgar se um sistema é adequado ou não para qualquer aplicação em particular. Sistemas com FPN elevado, por exemplo, podem ser extremamente indicados para certas aplicações.

Tabela 3.4 - Valores recomendados pela NVThermIP para detectores matriciais.

| Relação | Pouco Ruído | Ruído Moderado | Muito Ruído |
|---|---|---|---|
| $\sigma_{VH}/\sigma_{TVH}$ | 0,2 | 0,5 | 1 a 2 |
| $\sigma_{TV}/\sigma_{TVH}$ | 0 | 0 | 0 |
| $\sigma_{TH}/\sigma_{TVH}$ | 0 | 0 | 0 |
| $\sigma_{V}/\sigma_{TVH}$ | 0,2 | 0,5 | 1 a 2 |
| $\sigma_{H}/\sigma_{TVH}$ | 0,2 | 0,5 | 1 a 2 |

O cálculo das componentes de ruído tridimensional se origina da manipulação estatística de um conjunto de matrizes provenientes da média dos dados originais estabelecidos ao longo dos eixos independentes, Figura 3.22. As equações 3.28, 3.29 e 3.30 são matrizes bidimensionais, sendo $\overline{P_{XY}}$ o quadro médio.

$$\overline{P_{XY}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_{XY}^{i}}{n} \tag{3.28}$$

$$\overline{P_{Y}}^{i} = \frac{\sum_{X \in B_x} P_{XY}^{i}}{b_X} \tag{3.29}$$

$$\overline{P_{X}}^{i} = \frac{\sum_{Y \in B_y} P_{XY}^{i}}{b_Y} \tag{3.30}$$

Sendo $P_{XY}^{i}$ o valor do *pixel* presente na coluna x e na linha y da imagem i, n é o número de quadros utilizados para se realizar a méda, $b_x$ é o número de colunas da imagem e $b_y$ é o número de linhas da imagem.

De forma complementar, um conjunto de matrizes 1D são calculadas como se mostra nas equações 3.31, 3.32 e 3.33.

$$\overline{P^{i}} = \frac{\sum_{X,\, Y \in B} P_{XY}^{i}}{b_X \times b_Y} \tag{3.31}$$

$$\overline{P_X} = \frac{\sum_{i=1;Y \in B}^{n} P_{XY}^{i}}{n \times b_Y} \tag{3.32}$$

$$\overline{P_Y} = \frac{\sum_{i=1;X\in B}^{n} P_{XY}^{i}}{n \times b_X} \tag{3.33}$$

As componentes de ruído tridimensional de cada um dos eixos independentes da Figura 3.22 são obtidas como nas equações 3.34, 3.35 e 3.36:

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{n \times \sum_{i=1}^{n} \overline{P^i}^2 - \left( \sum_{i=1}^{n} \overline{P^i} \right)^2}{n \times ( n - 1 )}} \tag{3.34}$$

$$\sigma_V = \sqrt{\frac{b_Y \times \sum_{Y\in B} \overline{P_Y}^2 - \left( \sum_{Y\in B} \overline{P_Y} \right)^2}{b_Y \times ( b_Y - 1 )}} \tag{3.35}$$

$$\sigma_H = \sqrt{\frac{b_X \times \sum_{X\in B} \overline{P_X}^2 - \left( \sum_{X\in B} \overline{P_X} \right)^2}{b_X \times ( b_X - 1 )}} \tag{3.36}$$

As componentes de ruído tridimensional para os pares de eixos independentes da Figura 3.22 são obtidas utilizando as matrizes bidimencionais anteriormente definidas nas equações 3.28, 3.29 e 3.30:

$$\overline{P_{XY}^{`}} = \overline{P_{XY}} - \overline{P_Y} - \overline{P_X} \tag{3.37}$$

$$\sigma_{VH} = \sqrt{\frac{b_X \times b_Y \times \sum_{X,\, Y\in B} \overline{P_{XY}^{`}}^2 - \left( \sum_{X,Y\in B} \overline{P_{XY}^{`}} \right)^2}{b_X \times b_Y \times ( b_X \times b_Y - 1 )}} \tag{3.38}$$

$$\overline{P_Y^{i`}} = \overline{P_Y^{i}} - \overline{P^i} - \overline{P_Y} \tag{3.39}$$

$$\sigma_{TV} = \sqrt{\frac{n \times b_Y \times \sum_{i=1;Y\in B}^{n} \overline{P_Y^{i`}}^2 - \left( \sum_{i=1;Y\in B}^{n} \overline{P_Y^{i`}} \right)^2}{n \times b_Y \times ( n \times b_Y - 1 )}} \tag{3.40}$$

$$\overline{P_X^{i`}} = \overline{P_X^{i}} - \overline{P^i} - \overline{P_X} \tag{3.41}$$

$$\sigma_{TH} = \sqrt{\frac{n \times b_X \times \sum_{i=1;X\in B}^{n} \overline{P_X^{i`}}^2 - \left( \sum_{i=1;X\in B}^{n} \overline{P_X^{i`}} \right)^2}{n \times b_X \times ( n \times b_X - 1 )}} \tag{3.42}$$

O componente de ruído independente de todos os eixos, Figura 3.22, é calculado a partir do conjunto de quadros (matriz 3D), removendo-se os componentes anteriormente definidos, dessa forma:

$$\overline{P_{XY}^{i}} = P_{XY}^{i} - \overline{P_{XY}} - \overline{P_{Y}^{i}} - \overline{P_{X}^{i}} - \overline{P^{i}} - \overline{P_{X}} - \overline{P_{Y}} \tag{3.43}$$

$$\sigma_{TVH} = \sqrt{\frac{n \times b_X \times b_Y \times \sum_{i=1;X,Y\in B}^{n} \overline{P_{XY}^{i}}^{2} - \left( \sum_{i=1;X,Y\in B}^{n} \overline{P_{XY}^{i}} \right)^{2}}{n \times b_X \times b_Y \times ( n \times b_X \times b_Y - 1 )}} \tag{3.44}$$

O componente que representa o ruído total do sistema $\sigma_{SYS}$ é calculado como mostrado na Equação 3.27.

## 3.5.2. Responsividade (SiTF)

Neste experimento, um alvo fixo (*target*) de formato 4 barras, cada barra com largura de 35mm, foi utilizado acoplado a um corpo negro diferencial de área estendida. O sistema de imagem térmica a ser medido foi colocado na entrada de um colimador de forma que a imagem do corpo negro ocupe mais de 80% do campo de visão (*field of view*, FOV) do sistema de imagem. A fundamentação teórica acerca da função responsividade foi abordada na subseção 2.2.3.

A temperatura do corpo negro ($T_a$) é aumentada/diminuída enquanto se mantém constante a temperatura do alvo ($T_b$) em 20°C, temperatura ambiente. A diferença de temperatura entre o corpo negro e o alvo é dada pela Equação 3.45.

$$\Delta T = T_b - T_a \tag{3.45}$$

Ao passo que se aumenta/diminui a temperatura do corpo negro, obtém-se a diferença na resposta dos *pixel*s ($\Delta V$). Esse procedimento é repetido para diferentes valores de $\Delta T$ até que o valor de $\Delta V$ estabilize em um valor constante, tanto para a saturação do sistema na direção positiva como para a direção negativa de $\Delta T$. A partir dos valores medidos é possível plotar os valores de $\Delta V$ versus $\Delta T$ a fim de se obter a curva de responsividade do sistema. Abaixo encontra-se o procedimento de

teste, detalhado, para se traçar a curva de responsividade e se calcular o SiTF do sistema:

1) Desativar o algoritmos de controle automático de ganho e fixar o ganho do sistema em um valor pré determinado;

2) Esolher uma região da imagem onde se irá medir a variação de intensidade dos *pixel*s ($\Delta V$). Medir esta variação para diferentes valores de $\Delta T$, positivos e negativos;

3) Multiplicar os valores de $\Delta T$ pela transmitância do colimador e pela transmitância atmosférica, a fim de se obter um $\Delta T_{aparente}$;

4) De posse do conjunto de dados $\Delta V$ e $\Delta T$, calcular o valor do SiTF utilizando o método dos mínimos quadrados, de acordo com a Equação 3.46.

$$SiTF = \frac{N\sum_{i=1}^{N}\Delta V_i \Delta T_i - \sum_{i=1}^{N}\Delta V_i \sum_{i=1}^{N}\Delta T_i}{N\sum_{i=1}^{N}(\Delta T_i)^2 - \left(\sum_{i=1}^{N}\Delta T_i\right)^2} \tag{3.46}$$

## 3.5.3. Potência Equivalente de Ruído (NEP)

A potência equivalente de ruído (NEP) é uma medida definitiva da sensibilidade de um detector, e é convenientemente utilizada para estimar a relação sinal-ruído. NEP fornece a potência de radiação incidente no detector necessária para fornecer SNR = 1. Por exemplo, se for disponibilizada uma potência do sinal incidente 10 vezes superior ao NEP, o valor de SNR será 10.

NEP é uma função do ruído do sistema, da responsividade (SiTF) e da derivada da função de Planck na temperatura de fundo, expressa,neste trabalho, em Watts (W). Dessa forma, a Equação 3.47 expressa o valor de NEP sendo:

$$NEP = \left[\frac{\sigma_i}{SiTF}\right] \times \left[\frac{dW(\lambda,T)}{dT}\right] \times \left[BW \times A_{opt}\right] \tag{3.47}$$

Sendo $\sigma_i$ uma componente de ruído tridimensional, SiTF a responsividade medida no detector, BW é a banda espectral na qual o detector funciona, $A_{opt}$ é a área óptica do *pixel* do detector e $dW(\lambda,T)/dT$ é a derivada da função de Planck ($c_1$ e $c_2$ são as constantes de Planck):

$$\frac{dW(\lambda,T)}{dT} = \frac{c_1 c_2 e^{c_2/\lambda T}}{\lambda^6 T^2 (e^{c_2/\lambda T} - 1)^2} \tag{3.48}$$

### 3.5.4. *Noise Equivalent Temperature Difference* (NETD)

NETD indica a mínima diferença de temperatura que gera um sinal igual a variância do ruído, ou seja, SNR = 1 (subseção 2.2.7). Esta figura de mérito mede o desempenho de sistemas de imagem térmica, pois é função da responsividade, da largura de banda de ruído e do tempo de integração do detector.

Abaixo encontra-se o método para medir esta figura de mérito:

1) Capturar, aproximadamente, 100 quadros consecutivos e criar uma matriz tridimensional de dados, onde cada elemento é o valor digital de um *pixel*;

2) Deve-se aplicar ao conjunto de dados um filtro passa alta a fim de remover as componentes de baixa frequência. Usualmente se utiliza 150kHz como frequência de corte para sistemas NTSC ou 186kHz como frequência de corte para sistemas PAL;

3) Deve-se calcular as componentes de ruído (subseção 3.5.1) para cada *pixel*;

4) O valor de NETD para um elemento sensor (*pixel*) é dado como sendo o desvio padrão da variação temporal de intensidade do *pixel* no tempo, ou seja, deve-se calcular a componente $\sigma_{TVH}$ para cada *pixel*;

5) O NETD de toda a imagem é calculada como sendo o NETD médio de todos os *pixel*s;

6) Neste ponto, o NETD calculado está em termos de tensão ou níveis digitais. Contudo, é usual que se meça o NETD em °C. Para tal, utiliza-se a Equação 3.49;

$$\text{NETD [°C]} = \frac{\text{NETD [ V ]}}{\text{SiTF [ V/°C ]}} \tag{3.49}$$

# 4. Resultados e Discussões

## 4.1. Correção de Não Uniformidade (NUC)

De acordo com o exposto na subseção 3.4.2, apesar de todas as precauções e controles em cada estágio do processo de fabricação do detector, faz-se necessário aplicar pelo menos um método de NUC (correção de ganho e *offset*) para se obter uma imagem aprimorada.

A Figura 4.1 mostra a dispersão na resposta do detector utilizando uma cena uniforme (incluindo os efeitos de campo de visão). Caso não houvesse dispersão, o resultado esperado seria que todos os *pixel*s possuissem a mesma resposta, contudo, observa-se uma distribuição da resposta dos *pixel*s em torno do ponto 100, assume-se que estes diferentes valores estejam normalmente distribuidos, ou seja, obedeçam a uma distribuição gaussiana.

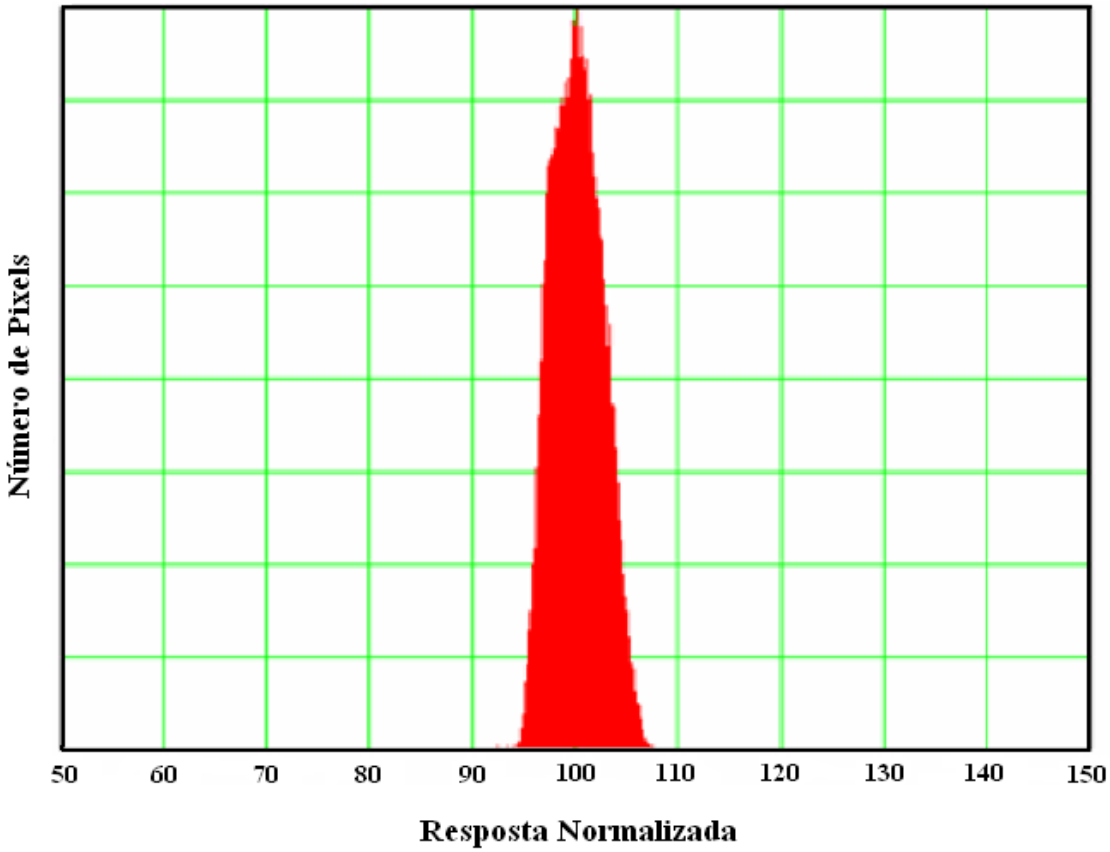



Figura 4.1: Dispersão na resposta do detector em frente a um corpo negro

A Figura 4.2 indica a contribuição dos efeitos de campo de visão e da fabricação do pixel, citados na subseção 3.4.2, para a dispersão na resposta entre os elementos sensores.

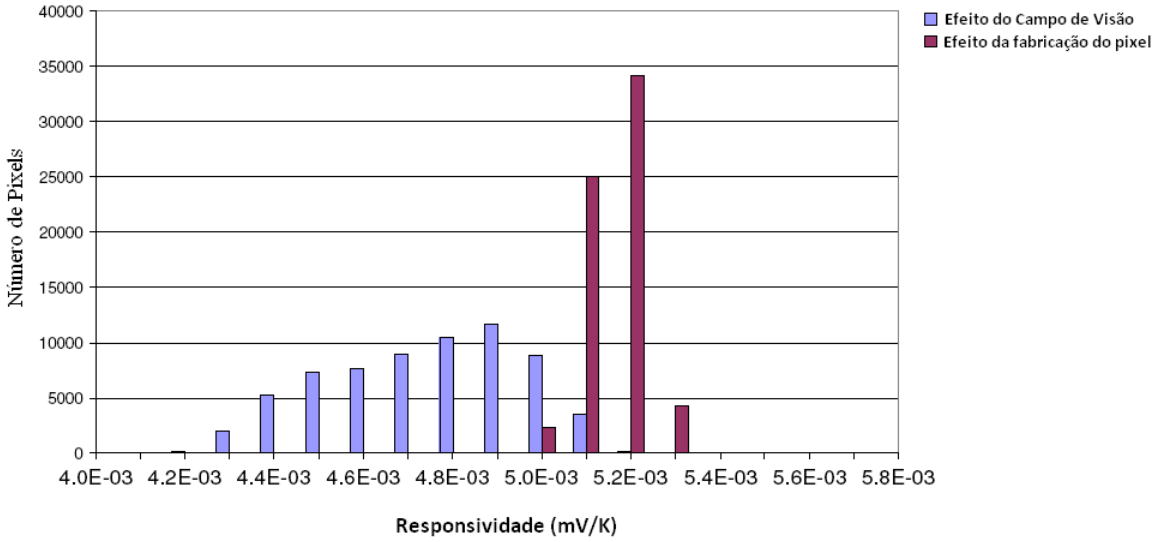



Figura 4.2: Contribuição de cada efeito para a dispersão entre *pixel*s

Uma simples análise quantitativa indica a predominância do efeito de diferença de responsividade devido ao efeito do campo de visão.

A Figura 4.3 é um exemplo de imagem obtida diretamente do detector sem nenhum pré-processamento.

Figura 4.3: Imagem oriunda do detector sem nenhum algoritmo de pré-processamento.

Em termos gráficos, o que ocorre é que todos os *pixel*s deveriam possuir uma mesma resposta mediante um mesmo estímulo, o que é representado pela reta vermelha na Figura 4.4. Contudo, observa-se que para cada *pixel* existe uma resposta diferente, provocada pela dispersão entre os *pixels*, seja pelo efeito do campo de visão, seja pela diferença de responsividade entre eles. Sendo assim, cada *pixel* possui uma resposta com um coeficiente angular e com um coeficiente linear diferentes, como representado pelas curvas em azul, verde e laranja na Figura 4.5. Ao se aplicar o ganho α(x,y) a cada *pixel*, o que ocorre é uma rotação da resposta, deixando o coeficiente angular de todas as curvas igual ao coeficiente angular da curva vermelha, como ilustrado na Figura 4.6. E ao se aplicar o *offset* β(x,y) a cada *pixel*, o que ocorre é uma translação das resposta, deixando o coeficiente linear de todas as curvas igual ao coeficiente linear da curva vermelha, como ilustrado na Figura 4.7. Ao final do método de calibração de dois pontos, todas as respostas de todos os *pixel*s devem coincidir, ou seja, possuir o mesmo coeficiente angular e linear.

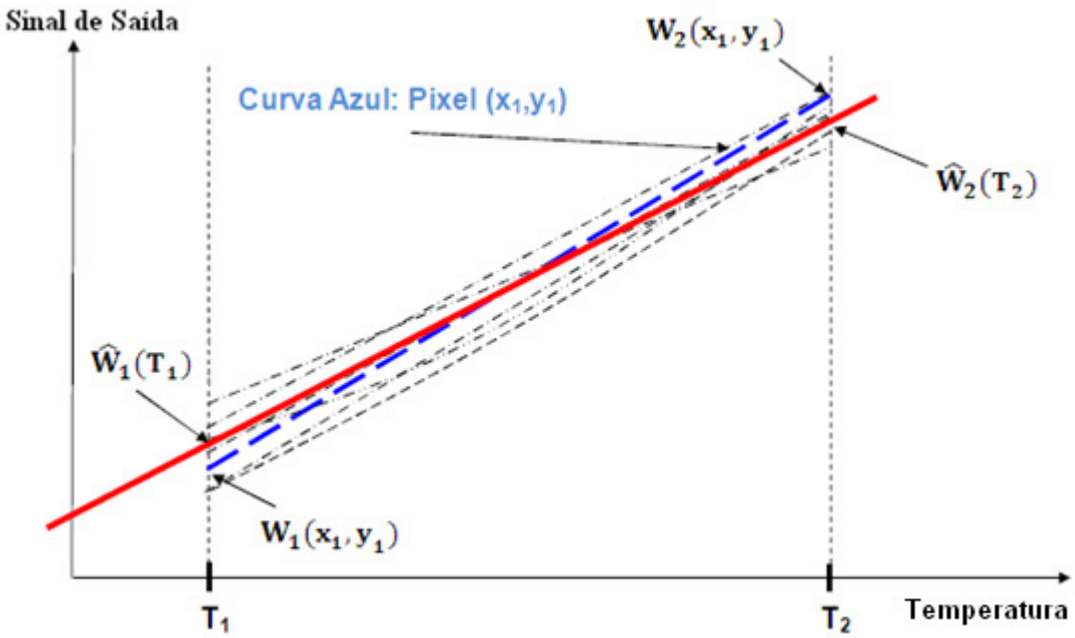



Figura 4.4: Ilustração da resposta de um *pixel*

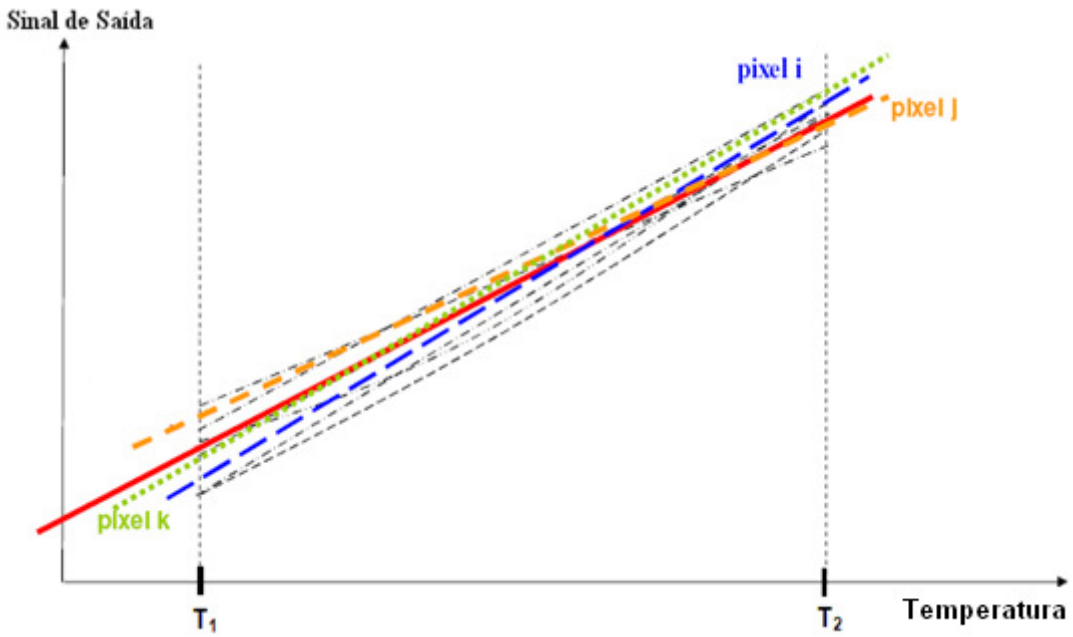



Figura 4.5: Ilustração da dispersão entre *pixel*s

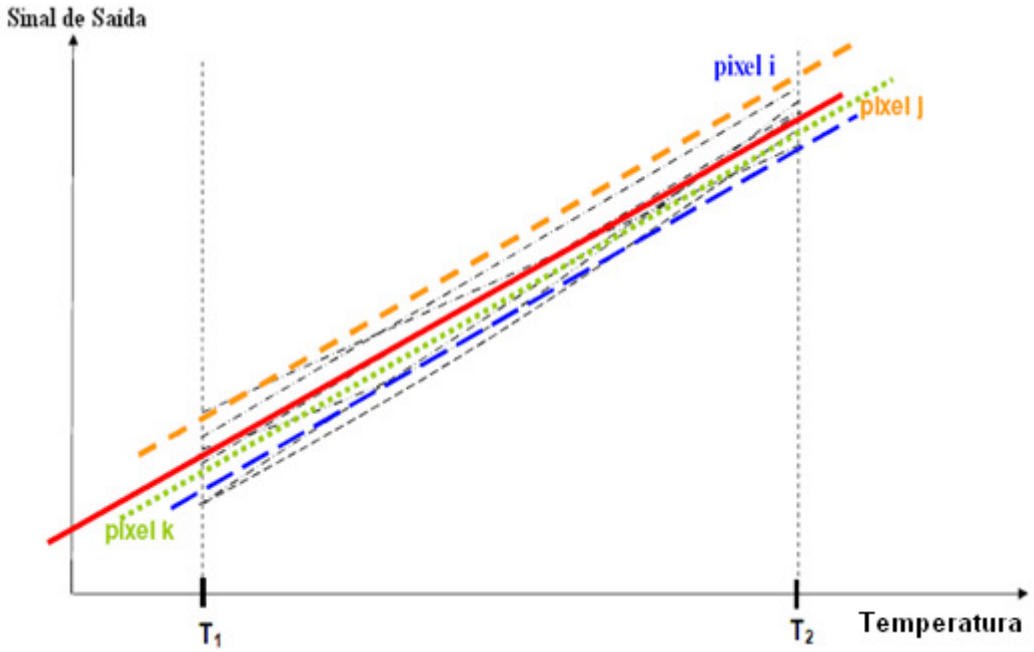



Figura 4.6: Ilustração da correção do coeficiente angular

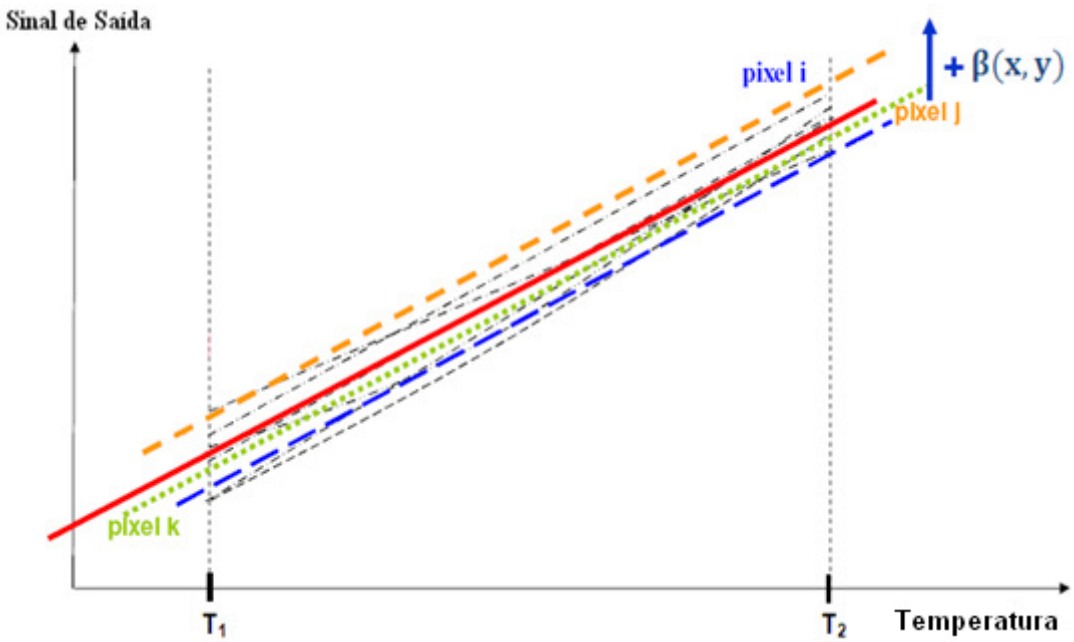



Figura 4.7: Ilustração da correção do coeficiente linear

Contudo, falta definir a quantidade de quadros necessária para se efetuar o método de calibração de dois pontos, ou seja, falta definir o valor de N na Equação 3.1. O número de quadros utilizados para se calcular a média espacial pode variar entre N=50 a N=200. Neste intervalo observa-se um comportamento linear e praticamente invariante do valor do FPN (< 300µV) em relação ao número de quadros, como mostra a Figura 4.8. Dessa forma, neste trabalho tomou-se N=50 a fim de minimizar o custo computacional.

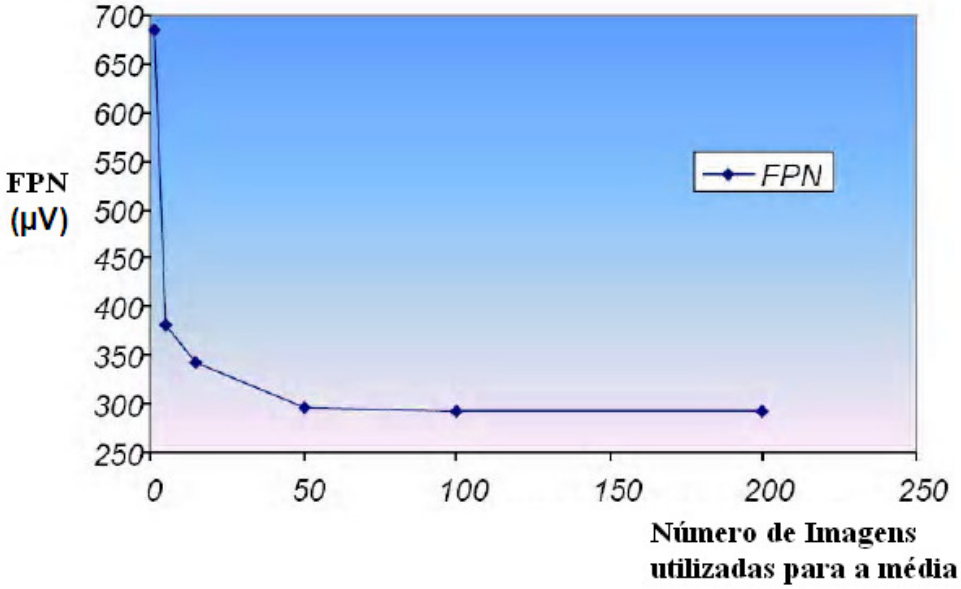



Figura 4.8: Relação entre FPN residual e número de imagens para a média espacial (N)

As figuras 4.9 a 4.11 mostram exemplos de imagens antes e depois de se aplicar o método de calibração de dois pontos para a correção de não uniformidade.

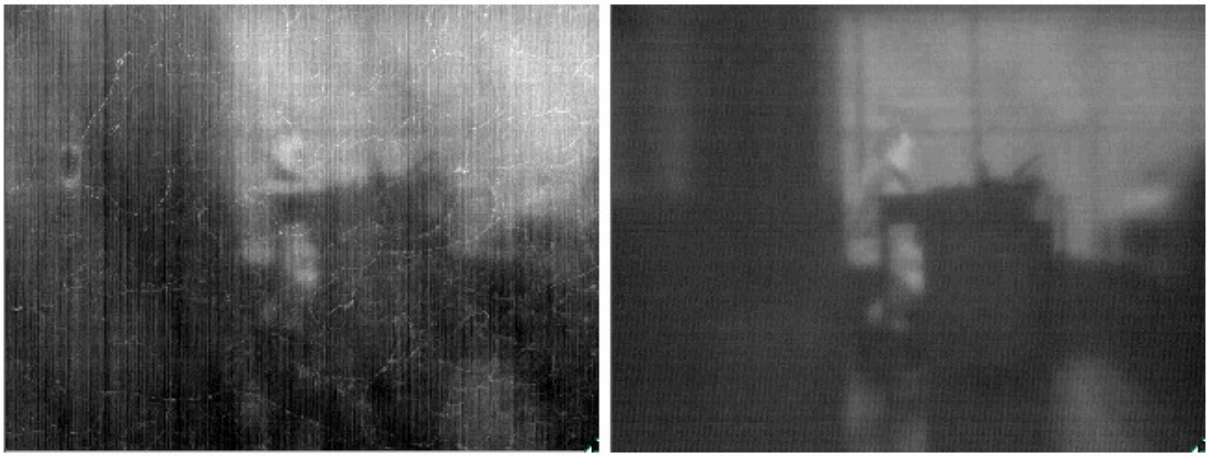


Figura 4.9: Foto de um homem sentado em sua mesa: **sem** NUC (esquerda) e **com** NUC (direita)

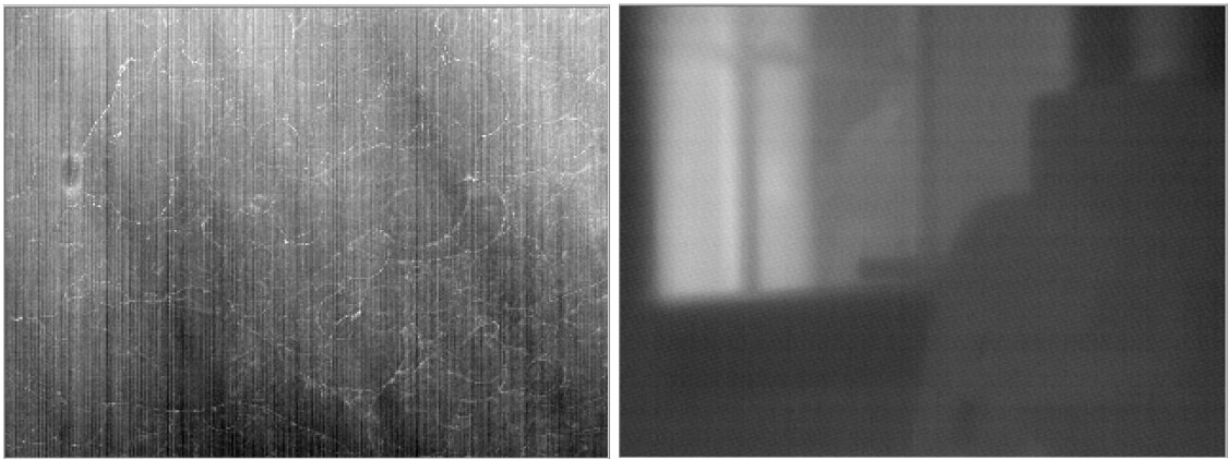


Figura 4.10: Foto da janela do laboratório: **sem** NUC (esquerda) e **com** NUC (direita)

Figura 4.11: Foto de um homem caminhando: **sem** NUC (esquerda) e **com** NUC (direita)

## 4.2. Correção de *offset*

De acordo com o exposto na subseção 3.4.3, este processamento deve ser executado toda a vez que se ligar o detector e de forma periódica enquanto este for mantido ligado. Testes indicaram que este processo deve ser executado a cada 20 minutos. Este período de atualização do coeficiente linear depende do detector empregado e deve ser avaliado de forma empírica.

Após o cálculo do novo coeficiente linear, a tabela de NUC que havia sido armazenada é atualizada, mantendo-se os valores dos coeficientes angulares, α(x,y) (Equação 3.3), e substituindo-se os valores dos coeficientes lineares, de β(x,y) (Equação 3.4) para γ(x,y) (Equação 3.9).

A Figura 4.12 é a medida do FPN residual em função da temperatura. Observa-se que existe FPN residual mesmo sobre as temperaturas de calibração $T_1$ e $T_2$, o que justifica a aplicação do método de correção de *offset*.

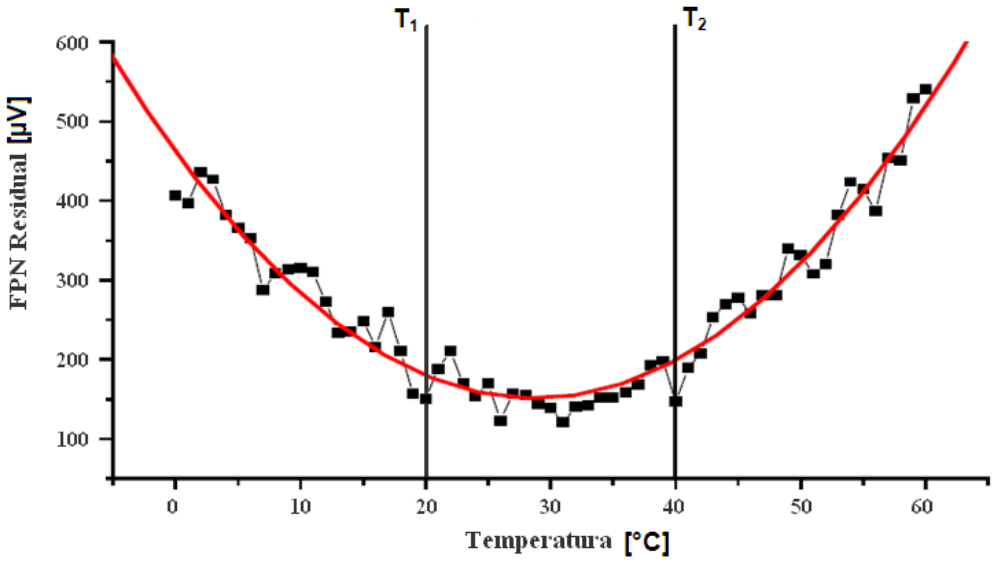



Figura 4.12: FPN residual vs temperatura

As figuras 4.13 a 4.15 mostram exemplos de imagens antes e depois de se aplicar o método de correção de *offset*.

Figura 4.13: Foto de rosto com óculos: **sem** correção de *offset* (esquerda) e **com** correção de *offset* (direita)

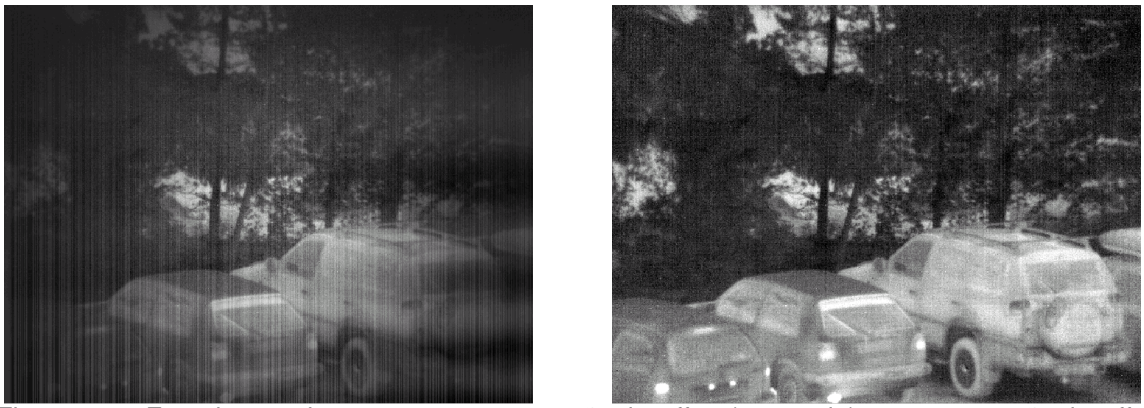


Figura 4.14: Foto do estacionamento: **sem** correção de *offset* (esquerda) e **com** correção de *offset* (direita)

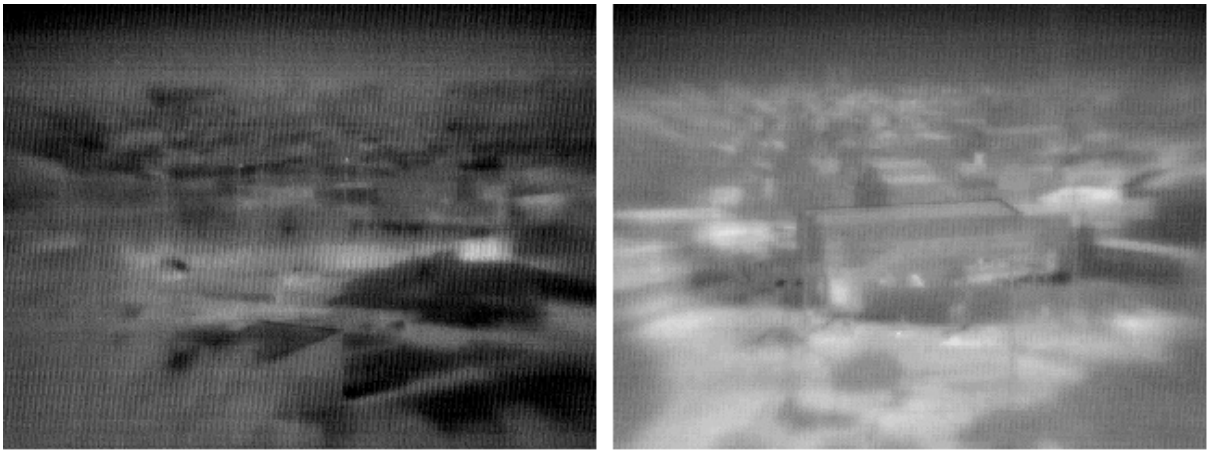
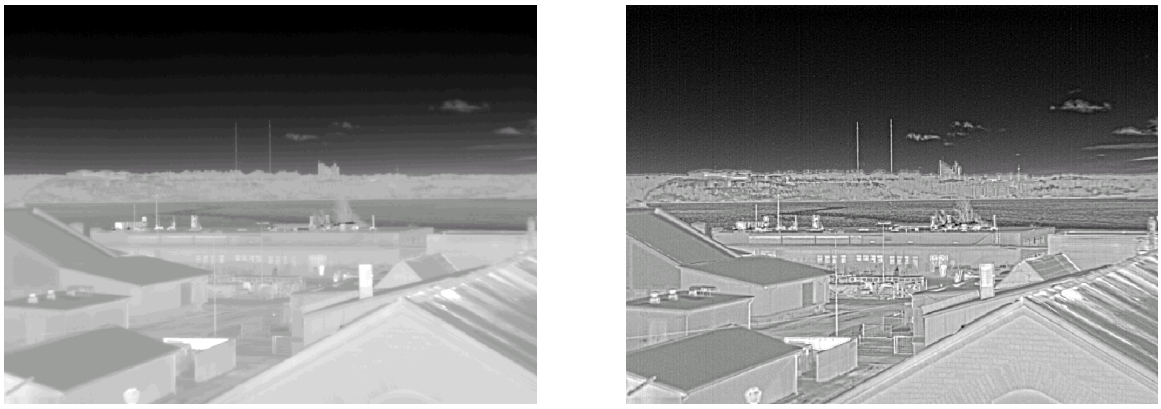


Figura 4.15: Foto panorâmica da rua: **sem** correção de *offset* (esquerda) e **com** correção de *offset* (direita)

## 4.3. Aumento de Contraste da Imagem

De acordo com o exposto na subseção 3.4.5, implementar divisões em *hardware* é um processo custoso. Neste sentido, definiu-se a utilização de um *Look-up-Table* (LUT) para realizar esta operação. Esse LUT possui $(2^N - 1)$ entradas, que correspondem à diferença "fim - início", e palavras de N *bits*, como ilustrado na Figura 3.16 e explicitado na Equação 3.24. A Figura 4.16 (a) ilustra a imagem antes do algoritmo de aumento de contraste e (b) a imagem após o processamento.



**(a)** **(b)**

Figura 4.16: (a) Imagem antes e (b) Imagem depois do algoritmo de aumento de contraste

A Figura 4.17 ilustra imagens obtidas após todos os algoritmos de pré-processamento propostos neste trabalho. Uma análise qualitativa indica que as imagens mostram-se nítidas, coerentes, de baixo nível de ruído e de alto contraste. Faz-se necessário realizar medidas que indiquem quantitativamente o desempenho do sistema com a aplicação de todos os algoritmos de pré-processamento.

Figura 4.17: Imagens obtidas após aplicação de todos os algortimos de pré-processamento.

A subseção 4.4 abordará algumas métricas de desempenho para avaliação quantitativa a partir de figuras de mérito consagradas na literatura. Embora tais métricas sejam largamente utilizadas e de conteúdo teórico difundido, o encadeamento de idéias e a simplificação matemática expostas na subseção 3.5, com seus respectivos resultados expostos na subseção 4.4, dificilmente são encontradas.

## 4.4. Métricas de Desempenho

### 4.4.1. Ruído Espaço-Temporal

Para este trabalho utilizou-se um conjunto de n=50 quadros para compor a matriz tridimensional exemplificada na Figura 3.22 (subseção 3.5.1). Mediante o exposto nas equações 3.27 a 3.44, obteve-se:

Tabela 4.1 - Relação entre as componentes de ruído medidas no sistema montado.

| Ruído Normalizado | Valor Medido |
|---|---|
| $\sigma_{VH}/\sigma_{TVH}$ | 0,19 |
| $\sigma_{TV}/\sigma_{TVH}$ | 0,01 |
| $\sigma_{TH}/\sigma_{TVH}$ | 0,04 |
| $\sigma_{V}/\sigma_{TVH}$ | 0,39 |
| $\sigma_{H}/\sigma_{TVH}$ | 0,15 |

Ao comparar os valores mensurados no sistema proposto neste trabalho, Tabela 4.1, com os valores de refêrencia apresentados na Tabela 3.4 (subseção 3.5.1), nota-se: $\sigma_{TV}/\sigma_{TVH} = 0{,}01 > 0$, o que significa que o sistema apresenta um pouco de ruído temporal com variância na média das colunas entre quadros (*rain noise*); $\sigma_{TH}/\sigma_{TVH} = 0{,}04 > 0$, o que significa que o sistema apresenta um pouco de ruído temporal com variância na média das linhas entre quadros (*streaking noise*) e que $\sigma_{V}/\sigma_{TVH} = 0{,}39 > 0{,}2$, o que significa que o sistema apresenta maior tendência ao ruído espacial com variância na média das linhas e invariante no tempo (*horizontal lines*), sendo que a mais provável fonte desses ruídos seja o circuito eletrônico de leitura. De uma forma geral, percebe-se que a imagem está com muito pouco ruído.

### 4.4.2. *Noise Equivalent Temperature Difference* (NETD)

Conforme definido na subseção 3.5.4, calculou-se o histograma de distribuição dos valores de NETD ao longo de toda a matriz de plano focal, Figura 4.18. Verifica-se que o histograma medido segue uma distribuição normal, o que está de acordo, uma vez que toda a estatística de probabilidade vinculada com o cálculo desta métrica baseia-se em distribuição Gaussiana.

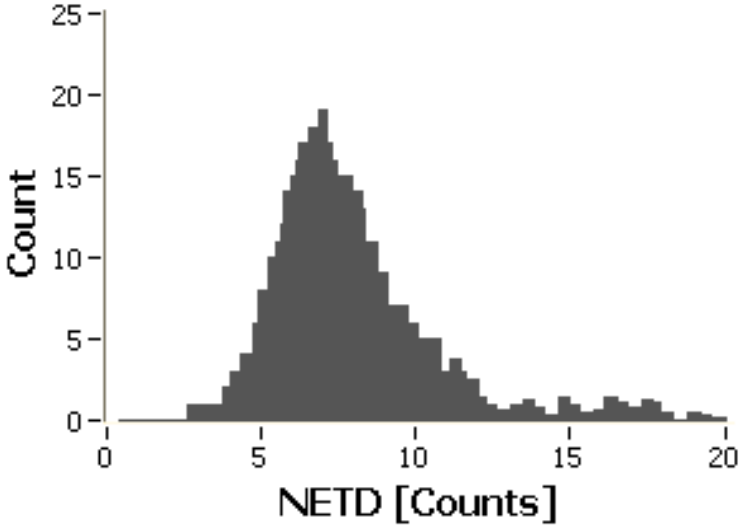



Figura 4.18: Histograma do NETD na matriz do plano focal.

O NETD médio calculado foi de 82,39 mK @ F/1, 300K, 30Hz. O valor de referência para o detector utilizado é NETD < 100 mK, conforme consta no *datasheet* do detector.

### 4.4.3. Responsividade (SiTF)

Conforme definido na subseção 3.5.2, foi possível calcular a Tabela 4.2 que mostra os resultados experimentais para a curva de responsividade do sistema de imagem térmica. Os resultados estão plotados na Figura 4.19. A região linear da curva de responsividade do sistema está entre 1,6°C até -1,6°C, totalizando 3,2°C, como observado na Figura 4.19. Portanto, a faixa dinâmica medida, utilizando o

resultado de NETD = 82,39 mK, é 39:1 ou 32dB. O valor de SiTF calculado, de acordo com a Equação 3.44 (subseção 3.5.2), é de 70,6 mV/°C.

Embora o desempenho do sistema, no que tange a análise de responsividade e faixa dinâmica, seja considerado bom, alguns fatores podem causar variações no SiTF, tais como: baixa transmitância óptica, *vignetting*, aberrações ópticas, baixa responsividade do detector, variações na temperatura do detector, variações na temperatura ambiente durante os testes, controle automático de ganho ativo, algoritmo de correção gamma, entre outros.

Tabela 4.2 - Resultados experimentais para curva de responsividade.

| $\Delta T_{aparente}$ (°C) | $\Delta V$ (mV) |
|---|---|
| -3,0 | -104,0 |
| -2,5 | -106,0 |
| -2,0 | -106,0 |
| -1,5 | -102,0 |
| -1,0 | -72,0 |
| -0,5 | -34,0 |
| 0,5 | 38,0 |
| 1,0 | 76,0 |
| 1,5 | 106,0 |
| 2,0 | 110,0 |
| 2,5 | 104,0 |
| 3,0 | 104,0 |

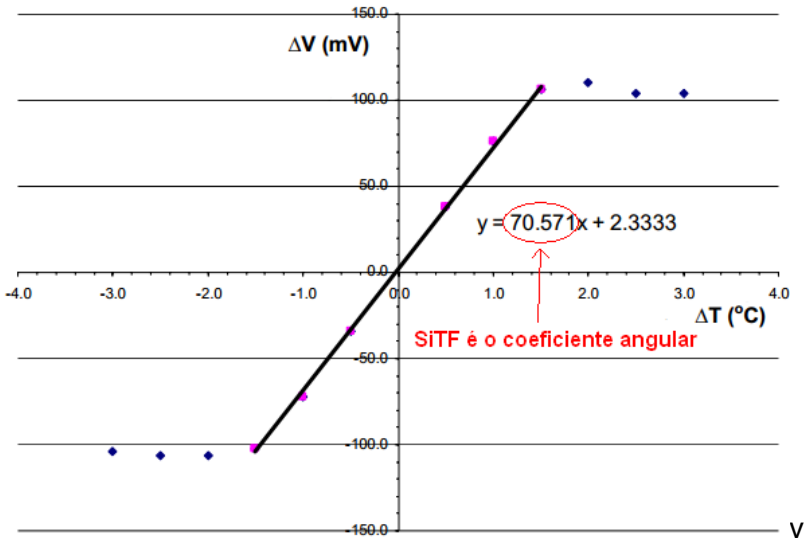



Figura 4.19: Curva de responsividade e SiTF para o sistema de imagem térmica.

### 4.4.4. Potência Equivalente de Ruído (NEP)

Conforme definido na subseção 3.5.3, foi possível calcular a Tabela 4.3 que mostra os valores de NEP para as componentes de ruído calculadas na subseção 4.4.1, considerando o tamanho do *pixel* 25µm x 25µm, faixa espectral de 8µm a 14µm, F/# = 1,0 e temperatura de 300K.

Tabela 4.3 - Potência Equivalente de Ruído (NEP) medida do sistema.

| Componente de Ruído | NEP (pW) |
|---|---|
| $\sigma_T$ | 5,07 |
| $\sigma_V$ | 3,48 |
| $\sigma_H$ | 2,23 |
| $\sigma_{TV}$ | 0,09 |
| $\sigma_{TH}$ | 0,36 |
| $\sigma_{VH}$ | 2,59 |
| $\sigma_{TVH}$ | 8,92 |
| $\sigma_{Sistema}$ | 11,37 |

A performance do sistema está intrinsicamente relacionada à potência equivalente de ruído (NEP). Observa-se que os valores da Tabela 4.3 estão na ordem de grandeza de $10^{-12}$ watts, isso indica que a potência de radiação incidente no detector necessária para fornecer relação sinal-ruído unitária é dessa mesma ordem de grandeza. Dessa forma, quanto menor o valor de NEP, melhor será o desempenho do sistema.

# 5. Conclusões

A pesquisa e o desenvolvimento de tecnologia de imageamento na região espectral do infravermelho distante é incipiente no Brasil. Devido a razões estratégicas e econômicas, a divulgação da metodologia e das técnicas de pré-processamento aqui descritas é insólita e escassa. Neste sentido, este trabalho inova em implementar e divulgar rotinas necessárias para o pré-processamento de imagens térmicas.

Este trabalho além de definir, implementar e avaliar algoritmos de pré-processamento da imagens obtidas no infravermelho distante, também concatena e sintetiza uma vasta literatura que norteia o estudo de pré-processamento e caracterização eletro-óptica de detectores térmicos.

Foi desenvolvida, em Labview e MatLab, uma plataforma computacional de aquisição de sinais digitais, pré-processamento de imagem e caracterização eletro-óptica de detector microbolométrico, não refrigerado, na faixa espectral de 8µm a 14µm. O *software* desenvolvido aplica algoritmos de correcção de não uniformidade, correção de *pixel*s defeituosos, aumento de contraste, compressão de sinais digitais e correção gamma, sem a necessidade de implementação em *hardware*, aumentando a velocidade de implementação e depuração dos códigos.

Pode-se concluir pela análise quantitativa de desempenho dos algoritmos de pré-processamento, realizado por meio de cálculo de figuras de mérito, que o sistema apresenta valores nominais de ruído, relação sinal-ruído, responsividade e potência equivalente de ruído, satisfatórios. A análise qualitativa das imagens indica que estas estão nítidas, coerentes, de baixo nível de ruído e de alto contraste.

Sugere-se como atividade futura a este trabalho, a implementação de algoritmos de *denoising* e filtros bilateriais a fim de diminuir a influência do ruído e aumentar o contraste da imagem.

# Trabalhos Publicados

Nesta seção consta os trabalhos publicados sobre este projeto em ordem cronológica. Alguns deles estão disponíveis para *download*.

**Evento:** VIII Workshop de Visão Computacional – WVC 2012
**Título:** ”Técnicas de Pré-Processamento Digital de Imagens na Faixa Espectral do Infravermelho Distante”.
**Data:** 27 a 30 de Maio de 2012 **Local:** Goiânia – Goiás - Brasil
**Observação:** Aceito para apresentação oral.
***Download***: http://iris.sel.eesc.usp.br/wvc/Anais_WVC2012/pdf/97853.pdf

**Evento:** SPIE *Security + Defence* 2012
**Título:**”*Digital Image Processing Techniques for Uncooled LWIR Thermal Camera*”.
**Data:** 24 a 27 de Setembro de 2012 **Local:** Edinburgh - Reino Unido - UK
**Observação:** Aceito para apresentação oral.
***Download Abstract***:
http://spie.org/app/program/index.cfm?fuseaction=conferencedetail&export_id=x12520&ID=x6206&redir=x6206.xml&conference_id=988276&event_id=984741

**Revista:** *Journal of Aerospace Technology and Management* (JATM)
**Título:** “*Digital Image Processing Techniques with Electro-Optical Characterization and analysis for Uncooled LWIR Thermal Camera*”
**Observação:** Submetido.

# Referências Bibliográficas


AVILLO, A. **Fireground Strategies.** PennWell Books, 2002.

BARTELL, F.O. **Projected Solid Angle and Blackbody Simulators.** Applied Optics, Vol. 28, Issue 6, pp. 1055-1057, 1989.

BELL, E.E. **Radiometric Quantities, Symbols and Units.** In: Proceedings of IRE 47, 1959.

BELLONI, L. **L'eudiometro del Landriani in Actes du symposium international sur les sciences naturelles, la chimie et la pharmacie du 1630 au 1850**. Florence, 1962.

BLUZER, N. **Sensitivity limitations of IRFPAs imposed by detector nonuniformities**. In: Infrared Detectors and Arrays, SPIE Proceedings, Vol. 930. p. 64-75, 1988.

BOYD, R.W. **Radiometry and the Detection of Optical Radiation.** Wiley, New York: 1983.

BUTTMANN, G. **The Shadow of the Telescope**. Charles Scribner's Sons, New York, 1970.

CHEUNG ,Frank N. G. **Data Translation System and Method**. Patent US07/13532, 2007.

CHRISTIANSEN, J. **Thermographic physiology**. Sarasota, FL, H Rein, 1983.

CRAWFORD, D. **The King's Astronomer, William Herschel**. New York: J. Messner, 1968.

D`AGOSTINO, J.; WEBB, C. **3-D Analysis Framework and Measurement Methodology for Imaging System Noise**, SPIE Proceedings, DOI: 10.1117/12.45794, 1991.

DERENIAK, E.L.; BOREMAN, G.D. **Infrared Detectors and Systems.** John Wiley and Sons, New York: 1996.

DERENIAK, E.L.; DEVON, D.; CROWE, G. **Optical Radiation Detectors.** Wiley, New York: 1984.

EISBERG, R.M.; LERNER, L.S. **Física. Fundamentos e Aplicações**. São Paulo: McGraw-Hill,1983.

EQUITZ, W. et al, **System and Method for Efficient Improvement of Image Quality in Cameras**. Patent US0239782 A1, Dec. 2, 2004.

HANSON, C.M. **Uncooled Ferroelectric Thermal Imaging**. In: Proceedings of SPIE 2020, pp. 330-339, 1993.

HOFFMAN, A.; LOOSE, M.; SUNTHARALINGHAM, V. **CMOS Detector Technology.** In: Scientific Detectors for Astronomy 2005, pp. 377–402, Springer Netherlands, 2006.

HOLST, G.C. **Electro-optical imaging system performance.** JCD Publishing,New York: 2008a.

HOLST, G.C. **Testing and Evoluation of Infrared Imaging Systems.** JCD Publishing, New York: 2008b.

HUDSON, R.D. **Infrared System Engineering.** John Wiley and Sons, New York: 1969.

JAMES, J. et al. The State of Computer-Aided Control System Design. **IEEE Control Systems**, Abr 1995. *Open access*. Disponível em: <http://www.inf.ethz.ch/personal/cellier/Pubs/CACSD/csm_95.pdf>. Acesso em: 27 Set. 2011.

JENKINS, F.A.; WHITE, H.E. **Fundamentals of Optics.** McGraw-Hill, New York: 1957.

KNOTT, R.C. **A Heritage of Wings, An Illustrated History of Naval Aviation**. Naval Institute Press, Maryland: 1997.

KOKORINA, V.F. **Glasses for Infrared Optics.** Hardcover, New York: 1996.

KRUSE, P.W. **Uncooled IR Focal Plane Array.** Opto-Electronics Review, No.7, pp.253-258, 1999.

LIDDIARD, K.C. **The active microbolometer: a new concept in infrared detection**. In: Proceedings of SPIE 5274, p.227, 2003.

MCADAM, D. **Nomenclature and Symbols for Radiometry and Photometry.** In: Journal of Optical Society, Vol. 57, Issue 6, pp. 854, 1967.

MIL-STD-1859 **Thermal Imaging Devices, Performance Parameters of.** 15 Set. 1981.

MOONEY, J.M. **Effect of Spatial Noise on the Minimum resolvable Temperature of a Staring Array.** Applied Optics 30, pp.3324–3332, 1991.

MOONEY, J.M. et al. **Responsivity nonuniformity limited performance of infrared staring cameras.** Optical Engineering (ISSN 0091-3286), vol. 28, pp. 1151-1161, 1989.

MURALT, P. **Micromachined infrared detectors based on pyroelectric thin films.** Reports on Progress in Physics 64, 1339–88, 2001.

NVThermIP. **Night Vision Thermal and Image Processing performance model** Military Sensing Information Analysis Center (SENSIAC). *Open access*. Disponível em:<https://www.sensiac.org/external/products/models_simulations/nvesd_overview2.jsf >. Acesso em: 22 Jun. 2012.

OGREN, P.J. et al **Laboratory interfacing using the LabVIEW *software* package**. Journal of Chemical Education, vol. 73, Issue 12, pp.1115, 1996. DOI: 10.1021/ed073p1115

POLLA, D.L.; CHOI, J.R. **Monolithic Pyroelectric Bolometer Arrays** In: Semiconductors and Semimetals, Vol. 4. San Diego: 1997.

RICHARDS, A. **Alien Vision: exploring the electromagnetic spectrum with imaging technology**. SPIE Press (ISBN: 0819485357). 2001.

ROGALSKI, A. **Infrared Photon Detectors.** SPIE Optical Engineering Press. Bellingham WA: 1995.

ROGALSKI, A.; CHRZANOWSKI, K. **Infrared Devices and Techniques**. Opto-electronics Review, 2002.

SCRIBNER, D.A. et al. **Spatial noise in staring IR focal plane arrays**. In: Infrared Detector and Arrays. SPIE Proceedings, Vol.930. 1998.

SCRIBNER, D.A. et al. **Test and Evaluation of stability in IR staring focal plane arrays nonuniformity correction.** In: Test and Evaluation of Infrared Detectors and Arrays, SPIE Proceedings, Vol. 1108, 1984.

SLOANE, T. O.. **Liquid Air, and the Liquefaction of Gases**, W. Henley and Co., New York: 1900.

SMITH, W.J. **Modern Optical Engineering.** McGraw-Hill, New York, 1966.

STURZ, R.A. **Evolving image intensifier tube technology**, SPIE paper, 1999.

TISCHLER, M.B. et al **A multidisciplinary flight control development environment and its application to helicopter**. IEEE Control Systems Magazine, Vol. 19 (4), 1999.

VENTURA, G. et al. **Ciências Físico-Químicas.** Editora Lisboa, 2003.

VERATTI, A. B. **Termografia – Princípios e Aplicações**. 1984.

VINCENT, J.D. **Fundamentals of Infrared Detector Operation and Testing**. Wiley Interscience, 1989.

VROOMBOUT, L.O.; YASUDA, B.J. **Laboratory Characterization of Thermal Imagers.** In: Thermal Imaging, SPIE Proceedings. 1986.

WANG, H. et al. **Fabricating Microbolometer Array on Unplanar Readout Integrated Circuit**. In: International Journal of Infrared and Millimeter Waves 26, 2005.