



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

INPE-9695-TDI/855

**CARACTERIZAÇÃO DE UM SISTEMA IMAGEADOR
INFRAVERMELHO TERMAL ATRAVÉS DE SUAS RESOLUÇÕES
ESPACIAL E RADIOMÉTRICA**

Maurício Derenne

Dissertação de Mestrado em Sensoriamento Remoto, orientada pelo Dr. Alberto Waingort Setzer, aprovada em 09 de outubro de 2002.

528.711.7

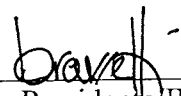
DERENNE, M.

Caracterização de um sistema imageador infravermelho termal através de suas resoluções espacial e radiométrica / M. Derenne. – São José dos Campos: INPE, 2002. 129p. – (INPE-9695-TDI/855).

1. Imageador infravermelho. 2. Função de transferência de modulação. 3. Razão sinal-ruído. 4. Função de espalha – mento pontual. I. Título.

Aprovado pela Banca Examinadora em cumprimento a requisito exigido para a obtenção do Título de **Mestre em Sensoriamento Remoto.**

Dr. João Antonio Lorenzetti



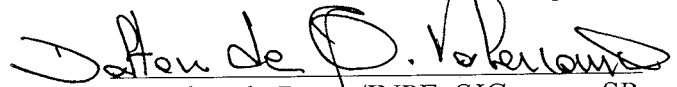
Presidente/INPE, SJCampos-SP

Dr. Alberto Waingort Setzer



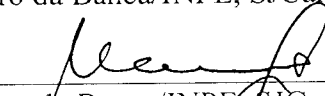
Orientador/INPE, SJCampos-SP

Dr. Dalton de Morisson Valeriano



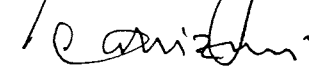
Membro da Banca/INPE, SJCampos-SP

Dr. Mario Luiz Selingardi



Membro da Banca/INPE, SJCampos-SP

Dr. Cezar Celeste Ghizoni



Membro da Banca
Convidado Equatorial Sistemas
SJCampos-SP

Candidato: Maurício Dernenne

São José dos Campos, 09 de outubro de 2002.

AGRADECIMENTOS

Ao Doutor Alberto W. Setzer pelo apoio incondicional em todas as fases do programa de mestrado. Agradeço sua orientação, incentivo, sugestões, críticas e principalmente sua amizade.

Ao Engenheiro Amauri Silva Montes, mentor intelectual do SISIMI, que incontáveis vezes me auxiliou tanto na realização dos experimentos no laboratório, como em sugestões e revisão desta dissertação.

Aos técnicos Nelson Goulart da Silva e Paulo Silva Melo e aos companheiros Geraldo e Francisco, do Laboratório de Sensores Ópticos, pela ajuda na operação dos equipamentos e montagem dos experimentos em laboratório.

Aos companheiros Antônio Frederico Bastos, Eduardo Viegas Dalle Lucca e Ho Wen Cheng pelo suporte técnico e apoio nos experimentos em campo.

Aos membros da banca examinadora, pela paciência e pelas correções e sugestões propostas no trabalho.

Aos companheiros de Sensoriamento Remoto do INPE, pelos incentivos e conselhos úteis e espontâneos que permearam nossa convivência.

Aos companheiros do Instituto de Estudos Avançados do CTA, pela oportunidade e crença no meu propósito de estudo e trabalho.

Finalmente, à minha esposa, Daniele Cörner Derenne, pelo amor, carinho e confiança depositados em mim.

RESUMO

A faixa espectral do infravermelho termal para sensores aerotransportados ainda é pouco explorada no País. O Instituto de Estudos Avançados (IEAv) do Centro Técnico Aeroespacial (CTA) desenvolveu o Sistema Imageador Infravermelho Termal (SISIMI), um sensor-protótipo termal aerotransportado que opera na faixa de 8 a 12,5 μm e com imageamento por varredura rotatória de 720 linhas/s. O **objetivo** desta dissertação é caracterizar o SISIMI através da determinação das suas resoluções espacial e radiométrica. A resolução espacial efetiva (EIFOV) foi calculada pelo levantamento da Função de Transferência de Modulação (MTF), enquanto a radiométrica foi determinada pelo cálculo da Diferença de Temperatura Equivalente ao Ruído (NETD). Foram realizados experimentos no Laboratório de Sensores Ópticos do INPE e em campo, com vôos para aquisição de imagens. Para a determinação da MTF em laboratório, utilizou-se um colimador com fendas para simular a função impulso na entrada, e obter a Função de Espalhamento Pontual (FEP) na saída. A Transformada de Fourier da FEP determinou a MTF do sensor. Na determinação da NETD, o SISIMI foi colocado em bancada para imagear três recipientes contíguos contendo água limpa, simulando corpo negro. Aplicando-se uma diferença de temperatura entre alvo (recipiente central) e fundo (recipientes laterais), mediu-se a tensão pico-a-pico do sinal e, vedando-se a entrada óptica do sensor, mediu-se a tensão “rms” do ruído. A curva de MTF de campo foi obtida por meio da simulação da função impulsiva em sobrevôo, com imageamento de tiras de alumínio polidas sobre lona plástica preta, e explorando-se suas propriedades de emissividade. Para levantamento da NETD, a lona foi o alvo e o concreto do pátio de estacionamento de aeronaves serviu de fundo uniforme. A partir dos resultados encontrados em três níveis (teórico, laboratório e campo), foi feita a análise da consistência dos valores levantados e determinadas as resoluções do protótipo do SISIMI disponível para testes: **EIFOV = 12,6 \pm 0,4 mrad, NETD = 1,2 \pm 0,2 K**. Estes valores refletem as deficiências do imageador, mas são compatíveis para um protótipo da década de 80. São propostas modificações no sensor a fim de melhorar o desempenho e a qualidade da imagem, como por exemplo alinhamento do sistema óptico e reforço na blindagem metálica do motor do prisma e na fiação por onde passa o sinal elétrico. Recomenda-se o uso do SISIMI tanto em aplicações militares como em pesquisas ambientais.

CHARACTERIZATION OF A THERMAL INFRARED LINE SCANNER TROUGH ITS SPATIAL AND RADIOMETRIC RESOLUTIONS

ABSTRACT

The thermal infrared spectral bands in airborne sensors are still little explored in Brazil. The Institute of Advanced Studies (IEAv) at the Aerospace Technical Center (CTA) developed the Thermal Infrared Imaging System (SISIMI), an aerial surveillance prototype sensor operating in the 8 to 12.5 μm band with a rotating imaging scanner of 720 lines/s. The objective of this dissertation is to characterize the SISIMI trough its spatial and radiometric resolutions. The Effective Instantaneous Field of View (EIFOV) was calculated with the Modulation Transfer Function (MTF), while the radiometric resolution was determined with the estimate of the Noise Equivalent Temperature Difference (NETD). The experiments were conducted at INPE's Optical Sensors Laboratory and in the field with image acquisition flights. For the MTF determination in the laboratory, a collimator with slits was used to simulate the impulse function and to obtain the output Point Spread Function (PSF). The PSF Fourier Transform determined the sensor MTF. In the NETD estimate, the SISIMI was placed at a bench to image three contiguous recipients with clean water, thus simulating a black body. The peak-to-peak signal tension was measured by the application of a temperature difference between the target (central recipient) and the background (side recipients) and the "rms" noise tension was measured after the sealing of the optical aperture of the sensor,. The field MTF curve was obtained through the impulse function simulation in an airplane pass, when polished aluminum stripes were placed over a thick black plastic sheet, and the emissivity properties were also investigated. To obtain the NETD in the field, the plastic canvas became the target and the airfield concrete parking lot was the constant background. Based on the results found at three levels (theoretical, laboratory and field) an analysis of the consistency of the values obtained was made and the resolutions of the SISIMI prototype were determined: $\text{EIFOV} = 12.6 \pm 0.4 \text{ mrad}$, $\text{NETD} = 1.2 \pm 0.2 \text{ K}$. These values indicate limitations in the imager but are compatible with a prototype from the 80s'. Modifications are proposed in the sensor to improve the performance and quality of the images, such as an alignment of the optical system, reinforcement of the metallic shield of the prism's motor and in the cabling that conducts the electric signals. The use of the SISIMI is suggested in military applications as well as in environmental research.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	
LISTA DE TABELAS	
LISTA DE SÍMBOLOS	
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO E OBJETIVOS	19
CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
2.1 - Radiação Termal e Radiometria	25
2.2 - Caracterização de Imageadores Termais de Varredura de Linha	38
2.2.1 - Determinação da Resolução Espacial Efetiva	39
2.2.2 - Determinação da Resolução Radiométrica	65
CAPÍTULO 3 - MATERIAIS E MÉTODOS	77
3.1 - Sistema Imageador Infravermelho Termal (SISIMI)	79
3.1.1 - Subsistema Embarcado (SISIMI-E)	80
3.1.2 - Subsistema de Solo (SISIMI-S)	88
3.2 - Experimentos em Laboratório	91
3.3 - Experimentos em Campo	103
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS: DISCUSSÃO E ANÁLISE	109
4.1 – Resolução Espacial	109
4.2 – Resolução Radiométrica	119
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÃO E SUGESTÕES	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	127

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1.1 Esquema do sistema imageador desenvolvido por Demori (1985).....	19
1.2 Fotografia do SISIMI.....	21
2.1 Espectro eletromagnético.....	24
2.2 Imagens diurna (esquerda) e noturna (direita) de um mesmo alvo (Refinaria do Vale do Paraíba – REVAP) obtidas com o SISIMI.....	26
2.3 Absorção atmosférica em comprimentos de onda de 0 a 15 μm	27
2.4 Comparação da resposta espectral típica de um detector PC HgCdTe e janela atmosférica ao nível do mar na faixa de 8 a 14 μm	28
2.5 Ângulo sólido.....	29
2.6 Emitância espectral para corpo negro, corpo cinza e radiador seletivo	31
2.7 Valores de emissividade típicos de alguns materiais (8 a 14 μm).....	32
2.8 Distribuição espectral da energia irradiada de corpos negros a várias temperaturas.....	33
2.9 Espectro normalizado de corpo negro representativo do Sol e da Terra, apresentado em escala logarítmica de comprimento de onda.....	35
2.10 Linearidade da emitância espectral para comprimentos de onda de 10 a 13 μm	36
2.11 Interação da radiação com o objeto.....	37
2.12 Imageamento por varredura de linhas.....	39

2.13	Justaposição de linhas de imagem contíguas.....	40
2.14	Resultados da sub-amostragem e super-amostragem da cena.....	42
2.15	Função de Espalhamento Pontual ou “Point Spread Function” (PSF)..	43
2.16	Conceito de sistema.....	45
2.17	Construção da função imagem pela decomposição da função objeto em funções delta.....	47
2.18	Formação do sinal no processo de convolução.....	48
2.19	Padrão espacial de barras para medidas de MTF.....	50
2.20	Teorema da Convolução.....	51
2.21	Definição de Transferência de Modulação para três frequências espaciais.....	53
2.22	Filtro RC passa-baixa duplo.....	58
2.23	Filtro RC passa-alta.....	59
2.24	Comportamento do sinal na formação da imagem.....	59
2.25	Acoplamento capacitivo após imageamento de alvo quente.....	60
2.26	Efeito de distorção na imagem.....	63
2.27	Esquema demonstrativo da relação IFOV e EIFOV.....	64
2.28	Padrão de teste para a determinação da NETD.....	74
3.1	Fluxograma de metodologia da dissertação de mestrado.....	77
3.2	Esquema da Unidade Imageadora do SISIMI.....	81

3.3	Detectividade espectral específica normalizada para o elemento 1 do detector s/n 99-7-393C da EG&G Optoelectronics na faixa de 2 a 13,5 μm	83
3.4	Esquema do processo de varredura do SISIMI.....	84
3.5	Esquema do sinal produzido pelo detector do SISIMI.....	85
3.6	Montagem do SISIMI na aeronave EMB - 110 “Bandeirante”	87
3.7	Diagrama da Unidade da Amostragem e Ganho (UAG).....	89
3.8	Diagrama Unidade de Digitalização e Montagem da Imagem (UDM)	89
3.9	Configuração do dispositivo para determinação da MTF em laboratório.....	92
3.10	Distância de trabalho usando colimador e fonte extensa.....	94
3.11	Exemplo da resposta impulsiva do SISIMI no osciloscópio.....	98
3.12	Programa de FFT em IDL.....	99
3.13	Configuração do dispositivo para determinação da NETD em laboratório.....	101
3.14	Foto do alvo no experimento em laboratório da NETD.....	102
3.15	Sinal de saída para duas linhas de varredura no experimento em laboratório da NETD.....	102
3.16	Foto do sinal de ruído visualizado no osciloscópio no experimento da NETD em laboratório.....	103
3.17	Fotos dos alvos imageados no experimento de campo.....	105
3.18	Imagem dos alvos imageados no experimento de campo.....	106

4.1	Percurso óptico da REM no telescópio do SISIMI.....	111
4.2	Curva de MTF óptica teórica do SISIMI.....	111
4.3	Curva de MTF teórica determinada pela geometria do detector.....	112
4.4	Curva de MTF teórica determinada pelo filtro eletrônico.....	113
4.5	Curva de MTF teórica determinada pela eletrônica do SISIMI.....	114
4.6	Curva de MTF teórica total do SISIMI.....	115
4.7	Curva de MTF laboratorial total do SISIMI.....	118
4.8	Curva de MTF de campo do SISIMI.....	119

LISTA DE TABELAS

Pág.

3.1	Principais características do SISIMI.....	80
-----	---	----

LISTA DE SÍMBOLOS

A_0	- área de coleta efetiva da óptica, cm^2
A_d	- área do detector, cm^2
d	- dimensão do detector, mm
D	- diâmetro de abertura do sistema óptico, mm
D	- detectividade espectral, W^{-1}
D^*	- detectividade específica, $\text{cmHz}^{1/2}\text{W}^{-1}$
$D^*(\lambda_p)$	- detectividade específica de pico, $\text{Hz}^{1/2}\text{cmW}^{-1}$
f	- distância focal da óptica, mm
f_a	- frequência de amostragem, Hz
f_c	- frequência máxima óptica, cy/mrad
$f_{3\text{dB}}$	- frequência elétrica característica do detector, Hz
Δf	- largura de faixa eletrônica do sinal, Hz
Δf_R	- largura de faixa eletrônica do ruído, Hz
H	- altura de vôo, m
L	- radiância, $\text{Wm}^{-2}\text{sr}^{-1}$
M	- emitância, Wm^{-2}
n	- número de espelhos
n	- número de bits
n_1	- número de faces do prisma de varredura
n_2	- número de detectores
NP_L	- número de pixels por linha
r_m	- refletividade espectral do espelho
t_d	- tempo de residência (ou integração) do detector (“dwell time”), s

t_L	- tempo de imageamento de uma linha, s
T	- período de rotação, s
T	- temperatura absoluta, K
V	- velocidade da aeronave em relação ao solo, ms^{-1}
V_s	- tensão pico-a-pico do sinal de saída, mV
V_n	- tensão rms produzida pelo ruído, mV
ω	- frequência de rotação do espelho de varredura, s^{-1}
α	- resolução angular longitudinal (IFOV) _y , rad
τ_R	- constante de tempo, s
Ω	- ângulo sólido, sr
Φ	- fluxo radiante, W
λ	- comprimento de onda, μm
(u)	- frequência espacial, cy/mrad ou cy/mm
ε	- emissividade
ρ	- reflectância
α	- absorptância
τ	- transmitância
τ_0	- eficiência de transmissão espectral média da óptica

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO E OBJETIVOS

No Brasil, poucas pesquisas foram realizadas utilizando dados de imageadores termais aerotransportados. Em 1969, o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) adquiriu um imageador termal “Bendix” de varredura mecânica para a faixa de 8 a 14 μm , mas as pesquisas foram prejudicadas devido ao baixo desempenho do sensor (Bastos, 1989 e Yoshioka, 1986). Em 1984, o próprio INPE desenvolveu um imageador termal na mesma faixa espectral, utilizando alguns componentes do sensor “Bendix” que se achava inoperante (Demori, 1985). Este sensor utilizava um detector circular de Chumbo, Estanho e Telúrio (PbSnTe) refrigerado a nitrogênio e possuía campo de visada transversal (FOV) de 120° e campo de visada instantâneo (IFOV) de 2,5 mrad – Figura 1.1.

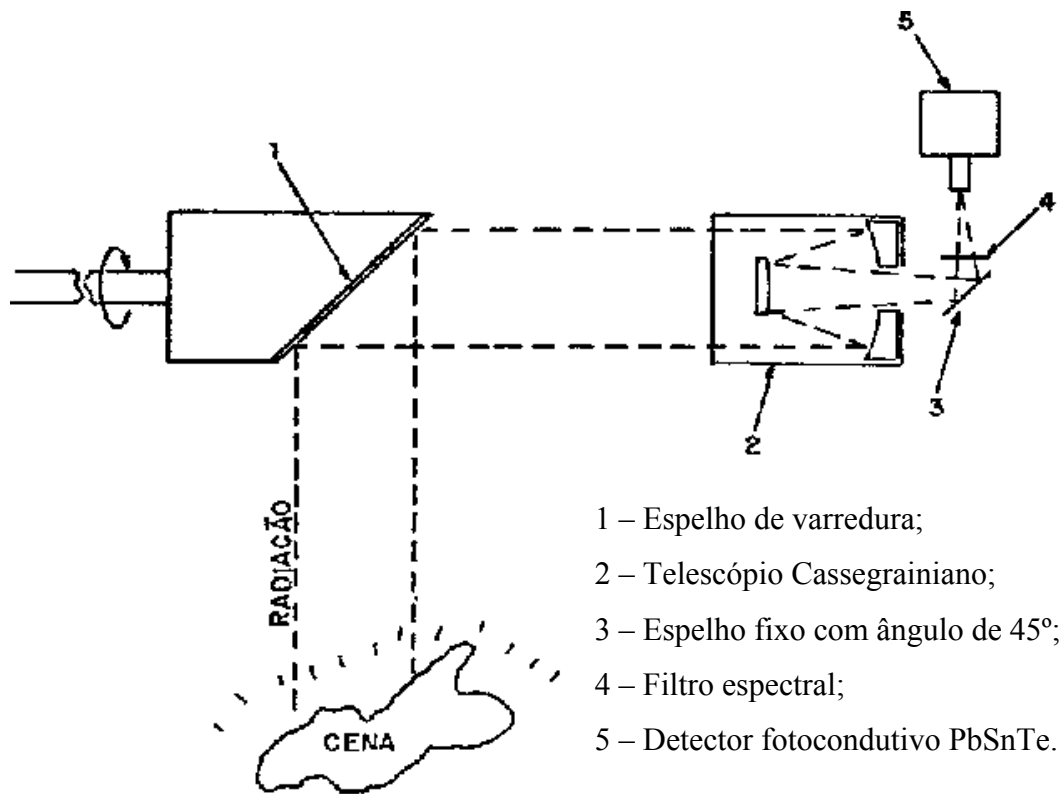


FIGURA 1.1 Esquema do sistema imageador desenvolvido por Demori-1985.

Iniciaram-se, então, a partir de imagens obtidas a bordo de uma pequena aeronave, estudos do comportamento de alguns alvos com dimensões e temperaturas comuns controladas, através da análise do efeito da Função de Transferência de Modulação (MTF - "Modulation Transfer Function") do sistema imageador, para obtenção da resolução geométrica linear (Yoshioka, 1986).

Este sistema sofreu algumas modificações, principalmente a substituição da unidade de registro de dados do tipo filme fotográfico por gravador analógico com fitas magnéticas padrão "VHS". Bastos (1989) determinou as resoluções espacial (3,5 mrad) e radiométrica (3,1°C) nesta nova configuração. A resolução espacial foi determinada a partir da MTF do sistema, com experimentos onde foram imageados alvos artificiais como água sobre asfalto e sobre concreto, tiras de alumínio sobre lona e sobre plástico, e explorando diferenças de emissividade e temperatura. A resolução radiométrica foi obtida através de experimentos em laboratório no INPE, determinando-se a NETD ("Noise Equivalent Temperature Difference"); também avaliou-se qualitativamente a MDTD ("Minimum Detectable Temperature Difference"). Desta forma, Bastos (1989) considerou que uma metodologia para caracterização de sistemas imageadores termais de varredura de linha (IRLS – "Infrared Line Scanner") tenha ficado estabelecida no país. Segundo Holst (1996), Lloyd (1996), McCracken (1996) e Wolfe (1996), a medição criteriosa de tais parâmetros é necessária para avaliar o desempenho de um IRLS e indicar a qualidade da imagem gerada.

O Sistema Imageador Infravermelho Termal (SISIMI) – Figura 1.2 - é um sensor-protótipo, desenvolvido a partir de 1987 pelo IEAv/CTA (Instituto de Estudos Avançados do Centro Técnico Aeroespacial) em São José dos Campos, SP. É um imageador aerotransportado de varredura de linha projetado para operar na faixa espectral do infravermelho termal, de 08 a 14 μm (Bastos, 1998). Sistemas que utilizam tal tecnologia foram

desenvolvidos inicialmente para fins militares a partir da década de 60, em particular para operação em aeronaves de reconhecimento aéreo (Wolfe, 1978 e 1996 e Yoshioka, 1986). São normalmente empregados em missões nas quais a aeronave faz somente uma passagem sobre o alvo desejado, deslocando-se a alta velocidade e em geral a baixa altura (McCracken, 1996). Em tais circunstâncias, é necessário que o imageador possua grande campo de visada na direção transversal à do deslocamento da aeronave para aumentar a probabilidade de registro do alvo desejado. O SISIMI foi projetado para a utilização em aeronaves de reconhecimento da Força Aérea Brasileira (FAB), porém pode ser adaptado e instalado em outras plataformas aéreas (Lucca e Bastos, 2001). Embora venha gerando imagens desde 1989, as suas resoluções espacial e radiométrica ainda não foram avaliadas.

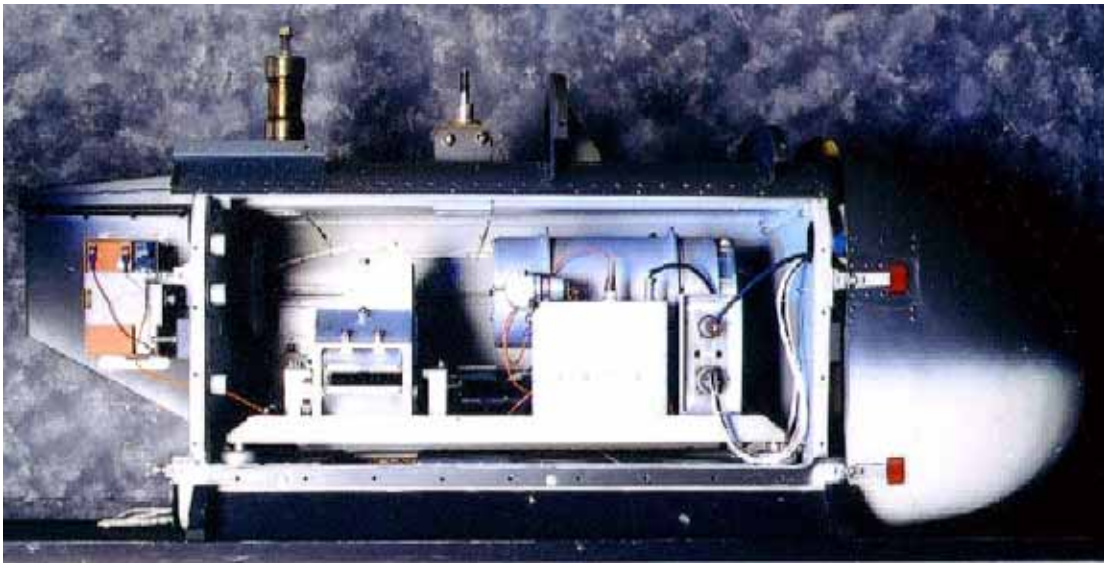


FIGURA 1.2 – Fotografia do SISIMI.

Além do SISIMI, outro IRLS aerotransportado trazido para o país ocasionalmente desde 1992 é o AIRDAS (“Airborne Infrared Disaster Assessment System”), baseado num cabeçote óptico RS-25, desenvolvido nos Estados Unidos pela Texas Instruments (Pereira, 2000). O sistema foi reconfigurado pela Agência Aeroespacial Norte-Americana, NASA/Ames,

para operar com quatro bandas espectrais: 0,64 a 0,71 μm ; 1,57 a 1,70 μm ; 3,75 a 4,05 μm e 5,5 a 13 μm . Possui um FOV de 108° e um IFOV de 2,62 mrad (NASA/Ames, 2001). Atualmente é utilizado pelo IBAMA (Instituto Brasileiro do Meio Ambiente e dos Recursos Naturais Renováveis) na localização de ilícitos ambientais, monitoramento de queimadas e incêndios florestais, desmatamentos e exploração ilegal de madeira, principalmente na região amazônica (Pereira, 2000). Porém, trata-se de tecnologia não nacional, sem qualquer domínio da mesma por grupos ou indivíduos brasileiros.

O presente trabalho insere-se nesta seqüência de eventos, e se propõe a determinar características relevantes do SISIMI. Especificamente, o **objetivo** desta dissertação de mestrado é caracterizar o SISIMI através da determinação das suas resoluções espacial e radiométrica.

O trabalho se inicia com a revisão bibliográfica que fundamenta teoricamente o trabalho, e é apresentada no capítulo 2, abrangendo dois tópicos: Radiação Termal e Radiometria e Caracterização de Imageadores Termais de Varredura de Linha. No capítulo 3 são abordados os materiais e métodos utilizados na determinação das resoluções espacial e radiométrica do SISIMI. No capítulo seguinte, são apresentados os resultados do trabalho e a análise da consistência dos valores levantados. Também são propostas modificações no sensor para melhorar seu desempenho e a qualidade das imagens. No último capítulo, são feitas as considerações finais que concluem o trabalho. Em seguida são citadas as referências bibliográficas utilizadas.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Segundo Lillesand e Kiefer (1994), Sensoriamento Remoto (SR) é a ciência e a arte de obter informação acerca de um objeto, área ou fenômeno, através da análise de dados adquiridos por um dispositivo que não está em contato com o objeto, área ou fenômeno. Slater (1980) apresenta o SR como um conjunto de atividades de coleta de informações relativas à superfície terrestre, utilizando sensores instalados a bordo de plataformas em altitude (satélites e aeronaves, por exemplo) e medições em campo e laboratório. Sensores são equipamentos capazes de coletar energia e convertê-la em sinal passível de registro e extração de informações.

Das inúmeras formas de energia disponíveis na natureza, o SR utiliza primordialmente a radiação eletromagnética (REM). Na radiação, diferentemente dos processos de condução e convecção, a energia é transferida sem necessitar de um meio material. A REM se propaga de forma ondulatória, mas entretanto apresenta também comportamento quântico ou corpuscular durante os processos de absorção e emissão (Novo, 1989). Neste contexto, o objetivo do SR é determinar as propriedades de objetos na superfície terrestre pela detecção, registro e análise da REM refletida e/ou emitida.

O espectro eletromagnético (EEM) abrange desde os raios cósmicos até as ondas de rádio e é ordenado em função do comprimento de onda (ou frequência) – Figura 2.1. Os sistemas comuns de SR operam em uma ou mais porções das faixas espectrais que se estendem do visível até as microondas. O infravermelho termal (IVT) é a faixa que está relacionada com a emissão de REM por alvos. Segundo Slater (1980), o intervalo espectral do IVT óptico se estende aproximadamente de 6 a 15 μm ; entretanto, a faixa compreendida entre 2,5 e 6 μm também apresenta fluxo termal emitido, compreendendo a influência do fluxo solar refletido. Lillesand e Kiefer (1994)

consideram que o intervalo espectral do IVT abrange os comprimentos de onda entre 3 μm e 1mm.

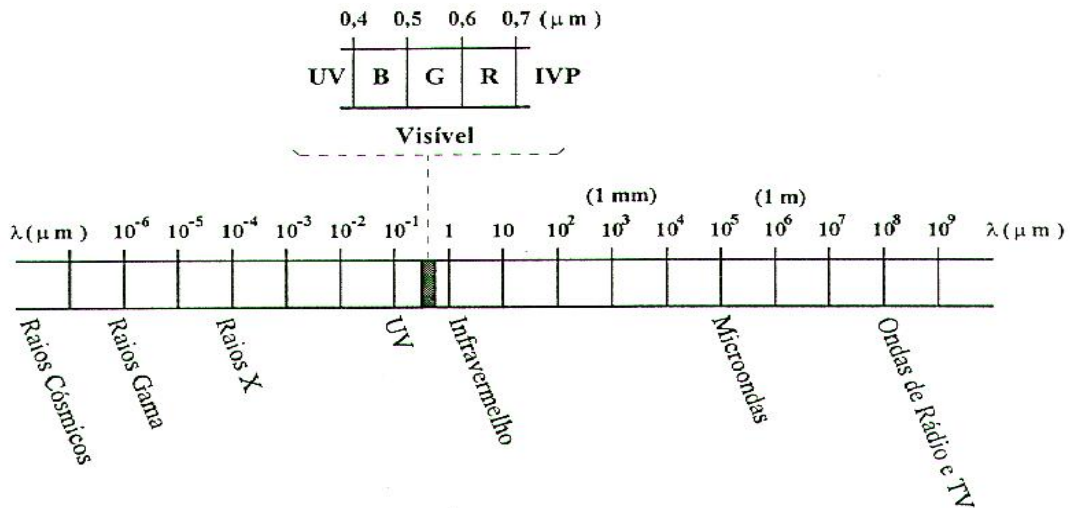


FIGURA 2.1 – Espectro eletromagnético.

FONTE: adaptada de Lillesand e Kiefer (1994).

Este trabalho faz referências às leis de radiação termal e às grandezas radiométricas e, para facilitar o entendimento dos processos físicos envolvidos, elas estão resumidas no item 2.1. Para esclarecimentos mais aprofundados sobre este assunto, sugere-se consultar Slater (1980), Lillesand e Kiefer (1994), Lloyd (1996) e Wolfe (1996), e entre os autores nacionais, Novo (1989) e Moreira (2001); os quais serviram de base para o texto abaixo. O item 2.2 apresenta fundamentos quanto à caracterização de sensores termais de varredura de linha; como este tema é encontrado apenas em outros idiomas, optou-se por incluir revisão mais detalhada nesta dissertação, recomendando-se para maiores detalhes Slater (1980), Lloyd (1975 e 1996), McCracken (1996), Holst (1996) e Wolfe (1996).

2.1 Radiação Termal e Radiometria

Um sistema de aquisição de dados em SR deve contemplar os seguintes elementos constituintes: fonte de radiação, efeitos atmosféricos, características do alvo, características do sensor e geometria de aquisição, entre outros. A seguir serão comentados alguns aspectos relevantes destes elementos, com ênfase nas suas implicações na faixa do IVT.

Em relação à fonte de energia disponível para o sensor, podemos categorizar os sistemas em passivos e ativos. Nos passivos, a principal fonte de energia é o Sol. A energia recebida pelo sensor é causada pela reflexão da energia solar no alvo ou por espalhamento na atmosfera ou é proveniente de emissão do próprio alvo. Na faixa do IVT, a energia emitida pelos alvos é função de sua temperatura segundo as conhecidas Leis de Planck e de Stefan-Boltzman, seja ela resultante da absorção da energia solar ou de fonte interna própria como a combustão. Em contraste, nos sensores ativos, o próprio sistema emite um pulso de REM em direção ao alvo, detectando a porção que é refletida ou retroespalhada em sua direção (Lillesand e Kiefer, 1994).

Para a utilização em aeronaves de reconhecimento aéreo e considerando que no teatro de defesa moderno o ambiente eletromagnético é extremamente controlado, a tecnologia de sensores passivos apresenta grandes vantagens. Na medida em que não há emissão de REM pelo sensor, a possibilidade de detecção indesejada desta aeronave fica reduzida. Além disto, operando na faixa do IVT, o sensor possibilita a aquisição de dados mesmo no período noturno – Figura 2.2. Ao contrário, os sensores que utilizam somente a radiação solar refletida não são capazes de coletar dados úteis durante a noite.



FIGURA 2.2 – Imagens diurna (esquerda) e noturna (direita) de um mesmo alvo (Refinaria do Vale do Paraíba – REVAP) obtidas com o SISIMI.

Considerando que o sistema óptico sensor-alvo está inserido em um meio atenuador como a atmosfera terrestre, verifica-se que as características da energia incidente sobre o alvo e por ele refletida ou emitida serão alteradas por interação com os componentes atmosféricos (moléculas dos diversos gases constituintes, como o vapor d'água, e particulados). Em plataformas aéreas, entretanto, a atenuação atmosférica decorrente dos processos de espalhamento e absorção pode ser reduzida, devido à menor altitude de vôo que as plataformas orbitais (Novo, 1989 e Slater, 1980).

Em algumas pesquisas no IVT as interferências atmosféricas costumam ser desprezadas, especialmente para alturas inferiores a 154 metros (500 pés). (Lorenz, 1968). Quando o vôo de aquisição das imagens é realizado a baixa altura e em dia ensolarado, as alterações no resultado são ínfimas. Todavia, para vôos a grandes altitudes, estes efeitos devem obrigatoriamente ser corrigidos através de modelos computacionais. Os efeitos causados por grandes ângulos de varredura e pela radiação de percurso também devem ser considerados. No IVT interferências comuns da faixa visível e IVP como a fumaça e a névoa seca são minimizadas. Nuvens e chuvas no entanto limitam a operação de um sensor termal (McCracken, 1996).

A maioria dos sensores é projetada para coletar a REM em regiões com baixa atenuação pela atmosfera, conhecidas como “janelas atmosféricas”. A Figura 2.3 apresenta as principais “janelas” para o SR passivo. Na região termal óptica existem duas: de 3 a 5 μm e de 8 a 14 μm (Lillesand e Kiefer, 1994). As faixas de 5 a 8 μm e de 14 μm a 1mm apresentam baixa transmitância devido principalmente à forte absorção pelo vapor d’água e gás carbônico.

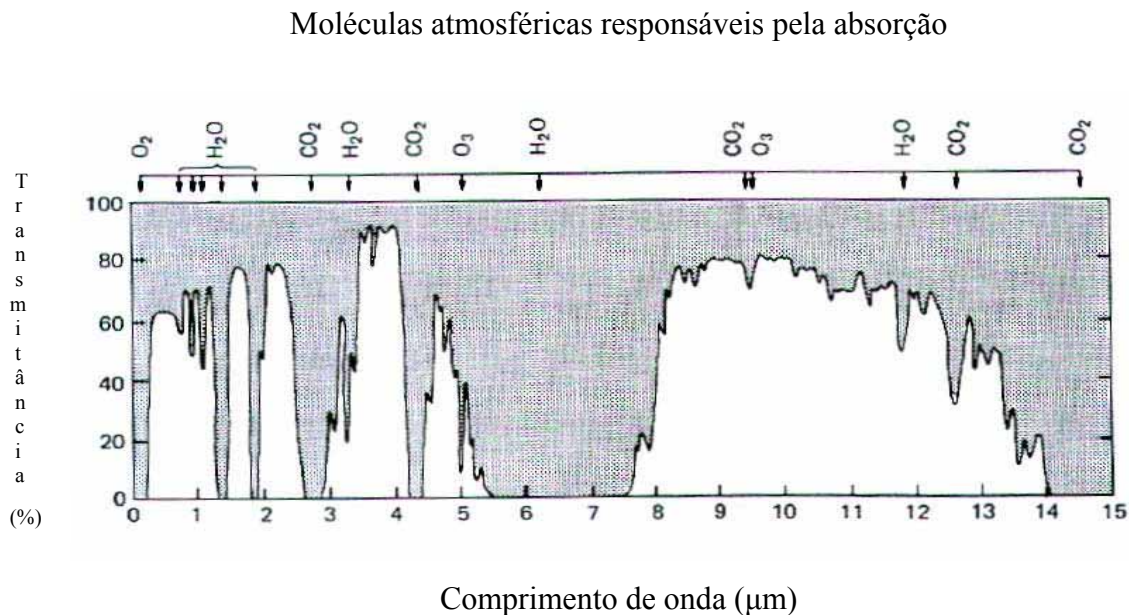


FIGURA 2.3 Absorção atmosférica em comprimentos de onda de 0 a 15 μm .

FONTE: adaptada de Lillesand e Kiefer (1994).

A partir dos anos 60, os primeiros IRLS foram produzidos para a janela de 3 a 5 μm utilizando detectores fotocondutivos (PC) de Índio e Antimônio (InSb) (McCracken, 1996). Entretanto, segundo a lei de deslocamento de Wien, o pico de emitância para a maioria dos alvos naturais ocorre próximo a 10 μm . Para a faixa de 8 a 14 μm , devido à resposta espectral, normalmente são utilizados detectores PC de Mercúrio, Cádmiio e Telúrio (HgCdTe). A Figura 2.4 mostra a transmitância atmosférica e a resposta espectral de um detector PC HgCdTe típico na faixa de 8 a 14 μm . O pico de resposta destes detectores geralmente situa-se próximo a 11 μm . Em condições de ar úmido

ou chuva fina entretanto assume-se uma faixa espectral menor, de 8 a 12,5 μm (McCracken, 1996). Se o objetivo for detectar alvos quentes como queimadas, a faixa de 3 a 5 μm deve ser usada.

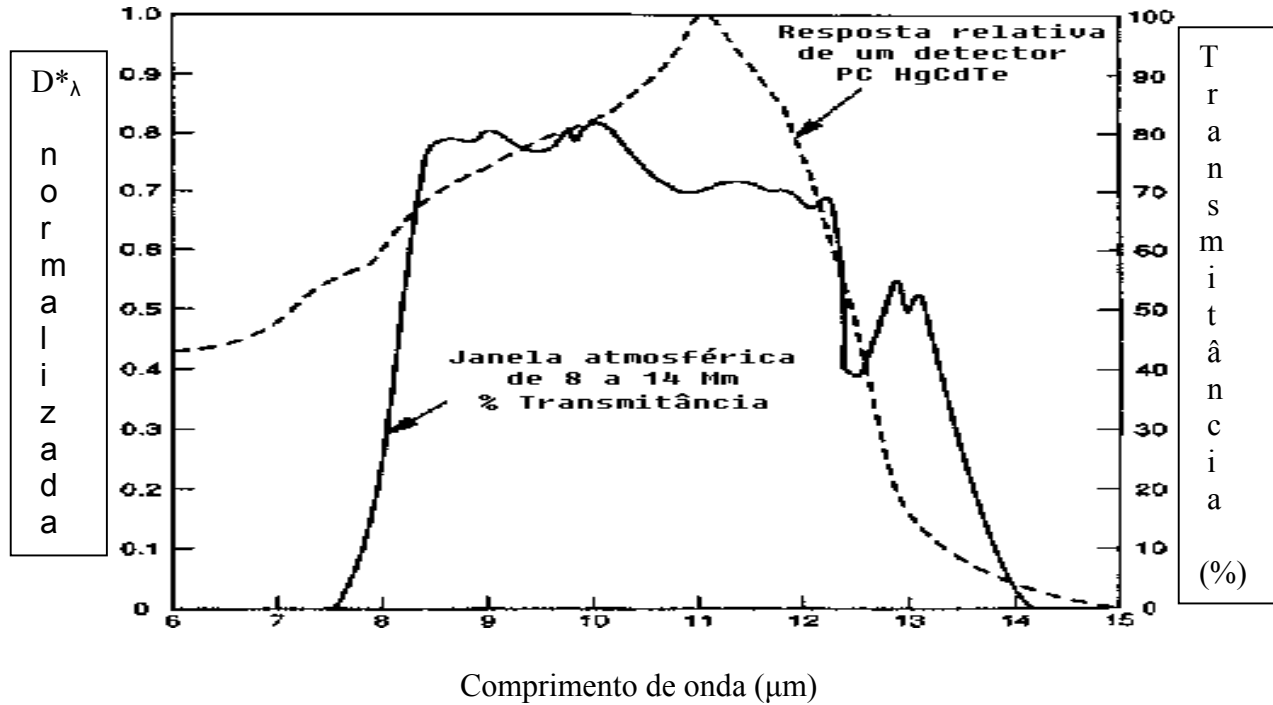


FIGURA 2.4 – Comparação da resposta espectral típica de detector PC HgCdTe e janelagem atmosférica nível do mar na faixa 8 a 14 μm .

FONTE: adaptada de McCracken (1996).

A base das tecnologias aplicadas em SR é a coleta de medidas que representam as alterações sofridas pela REM quando esta interage com os componentes da atmosfera e superfície. Estas informações são provenientes de medidas radiométricas. A radiometria é um conjunto de técnicas utilizadas para quantificar a energia radiante recebida pelo sensor. No IVT, a radiância (L) numa determinada direção é dada pelo fluxo radiante emitido ($\partial\Phi$) por unidade de ângulo sólido ($\partial\omega$) e por unidade de área da amostra de superfície projetada na direção da medição ($\partial A \cos\theta$):

$$L = \frac{\partial\phi}{\partial A \cos\theta \partial\omega} \quad (\text{Wm}^{-2}\text{sr}^{-1}) \quad (2.1)$$

O fluxo radiante é a taxa de transferência da energia radiante por unidade de tempo. O ângulo sólido é dado pela razão entre a área amostral de um cone cujo vértice está no centro de uma calota esférica e o quadrado do raio desta esfera (Wolfe, 1996) – Figura 2.5. Ele é determinado pelo IFOV do imageador. Verifica-se então que a radiância é uma grandeza quase sempre direcional, que depende da geometria de aquisição da imagem. Em um IRLS, o próprio processo de varredura transversal de linhas provoca uma variação na geometria de aquisição entre cada elemento de cena de uma linha (Lloyd, 1996 e McCracken, 1996).

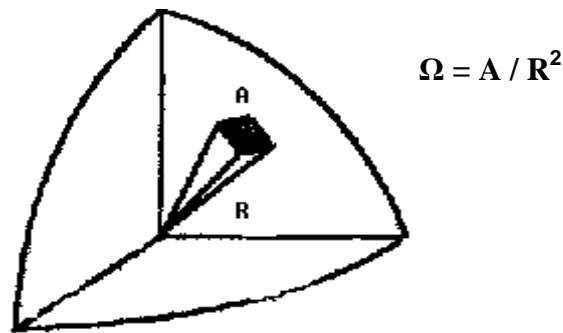


FIGURA 2.5 – Ângulo sólido.

FONTE: extraída de Wolfe (1996).

Outra grandeza importante da faixa termal é a emitância (M). Ela é dada pela razão entre o fluxo radiante emitido por um alvo e a área da superfície deste alvo:

$$M = \frac{\partial \phi}{\partial A} \quad (\text{Wm}^{-2}) \quad (2.2)$$

Os principais efeitos observados quando a REM incide sobre a superfície de um corpo são: reflexão, transmissão, absorção e espalhamento. Quando a superfície de um material é polida, os efeitos de reflexão e transmissão processam-se segundo ângulos bem definidos. No entanto, a maioria dos alvos encontrados na natureza possuem superfícies difusas. Segundo Wolfe (1996), Lambert definiu uma superfície perfeitamente difusa como aquela

que possui radiância constante para qualquer ângulo de observação. Considerando que grande parte dos alvos naturais se comportam como superfícies lambertianas, constata-se que a emitância hemisférica pode ser calculada pela relação:

$$M = \pi L \quad (\text{Wm}^{-2}) \quad (2.3)$$

Observa-se também que o fluxo radiante depende exclusivamente da radiância da fonte e da geometria de propagação. Torna-se então fundamental o estudo da radiância e de suas relações com outros parâmetros dos materiais, tais como emissividade e temperatura.

Sabe-se que qualquer corpo com temperatura absoluta maior que zero (K) emite radiação termal. Esta radiação é basicamente função da temperatura do objeto e de sua emissividade espectral, sendo esta definida como a capacidade que um objeto possui de emitir REM comparativamente a um irradiador perfeito ou corpo negro (CN). Como cada alvo tem características próprias de emissão, para podermos analisar estas diferenças de maneira coerente, necessitamos deste referencial padrão (Novo, 1989).

Por definição, podemos considerar que um CN é uma porção de matéria idealizada, consistindo de grande número de átomos ou moléculas absorvendo e emitindo REM em todas as partes do EEM e que satisfaz as seguintes propriedades: primeiramente, toda radiação que incide sobre ele é completamente absorvida (daí, o termo “corpo negro”); e segundo, a máxima taxa possível de emissão radiante para cada temperatura sempre ocorre e é realizada em todas as direções, isotropicamente. Isto significa que um CN apresenta emissividade espectral constante e igual à unidade (Novo, 1989). Embora esta seja uma definição teórica de um corpo que não existe na prática, várias substâncias apresentam, em determinadas faixas do EEM, características de emissão muito próximas às de um CN. Um exemplo é a superfície do oceano na faixa do IVT.

Um corpo real entretanto tem sua emitância espectral radiante (M_λ) menor que aquela de um corpo negro (M_{cn}). Assim, definimos matematicamente a emissividade (ϵ) de um corpo real para uma dada temperatura, como:

$$\epsilon_\lambda = \frac{M_\lambda}{M_{cn}} \quad (2.4)$$

A maioria dos corpos se comporta como radiadores seletivos nos quais a emissividade varia com o comprimento de onda (λ). Além disto, o tipo de material e suas características como cor, rugosidade e umidade também influenciam a emissividade. Para facilitar algumas pesquisas, é comum assumir que os alvos se comportam como corpos cinzas para determinadas faixas espectrais. Tal como um CN, o corpo cinza também tem uma emissividade independente de λ (não seletiva), porém seu valor é inferior à unidade. A Figura 2.6 mostra a emitância espectral para CN, corpo cinza e radiador seletivo e a Figura 2.7 mostra as emissividades típicas de alguns materiais no intervalo espectral de 8 a 14 μm .

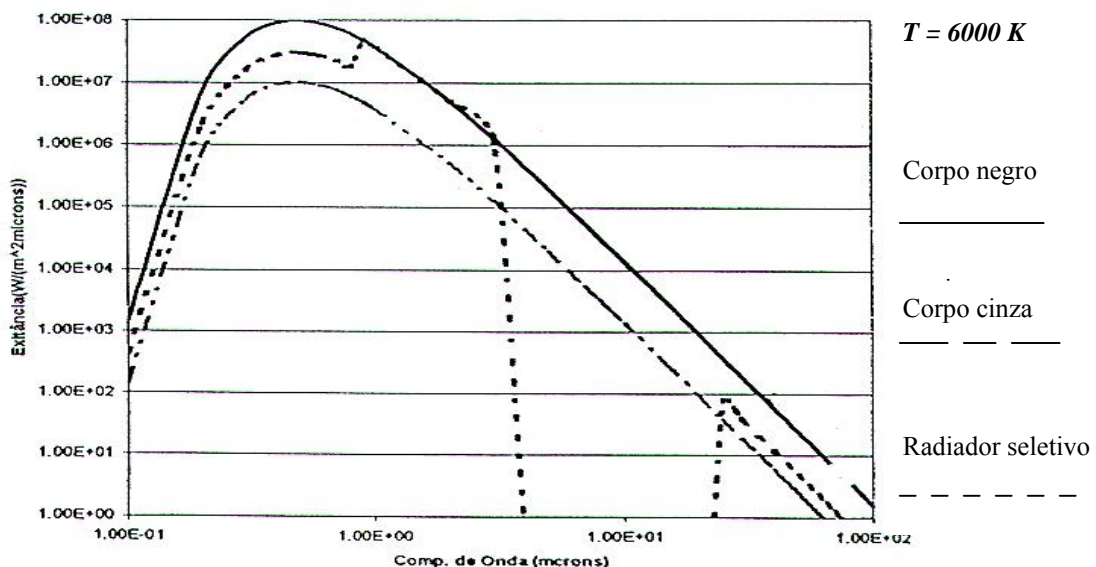


FIGURA 2.6 – Emitância espectral para corpo negro, corpo cinza e radiador seletivo.

FONTE: adaptada de Lillesand e Kiefer (1994).

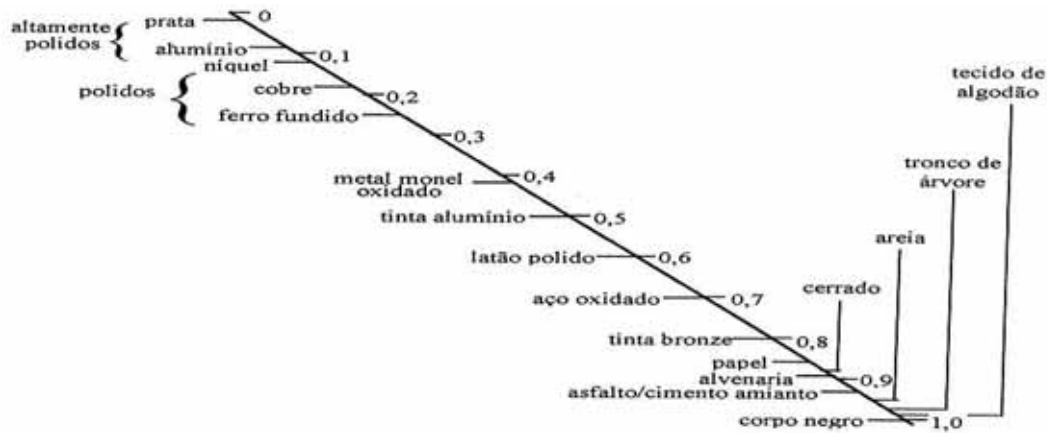


FIGURA 2.7 - Valores de emissividade típicos de alguns materiais 8 a 14 μm

FONTE: adaptada de Lillesand e Kiefer (1994).

Além da emissividade, a inércia térmica dos alvos é outro fator importante no mapeamento térmico. Ela está relacionada com o calor específico dos alvos, a densidade e a condutividade térmica dos materiais que os envolvem. Isto explica a variação diferenciada de temperatura das superfícies em diferentes horários do dia e da noite (Lloyd, 1996).

Algumas leis da radiação como as de Planck, Stefan-Boltzmann, do Deslocamento de Wien, Rayleigh-Jeans e Kirchhoff, bem como a relação entre temperatura real e temperatura radiométrica são apresentadas a seguir para complementar esta fundamentação teórica.

Supondo que a radiação não é emitida de forma contínua, mas em pacotes discretos de energia, a Lei de Planck explica o espectro de emissão termal. A equação de Planck, apresentada abaixo, fornece a emitância ou exitância radiante (M_λ) de um CN para uma dada temperatura e para diferentes comprimentos de onda. Deve-se notar que ela calcula a exitância radiante espectral, isto é, o fluxo radiante por unidade de área e por unidade de comprimento de onda. Como a energia é comumente medida numa faixa finita de valores de λ , os valores dados pela equação devem ser integrados para cada faixa do EEM, considerando também os efeitos atmosféricos e a resposta espectral do detector.

$$M_{\lambda} = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5 \left[\exp\left(\frac{hc}{\lambda kT}\right) - 1 \right]} \quad (\text{Wm}^{-2}\mu\text{m}^{-1}) \quad (2.5)$$

onde,

$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$ (constante de Boltzmann);

$h = 6,626 \times 10^{-34} \text{ J s}$ (constante de Planck);

$c = 3 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$ (velocidade da luz no vácuo);

λ é o comprimento de onda (m);

T é a temperatura absoluta (K).

A partir desta fórmula, ao examinar M_{λ} em função do comprimento de onda para uma dada temperatura, verifica-se que o espectro de emitância termal de um CN apresenta uma subida rápida até um máximo e uma caída mais suave em direção aos comprimentos de onda longos, conforme mostra a Figura 2.8.

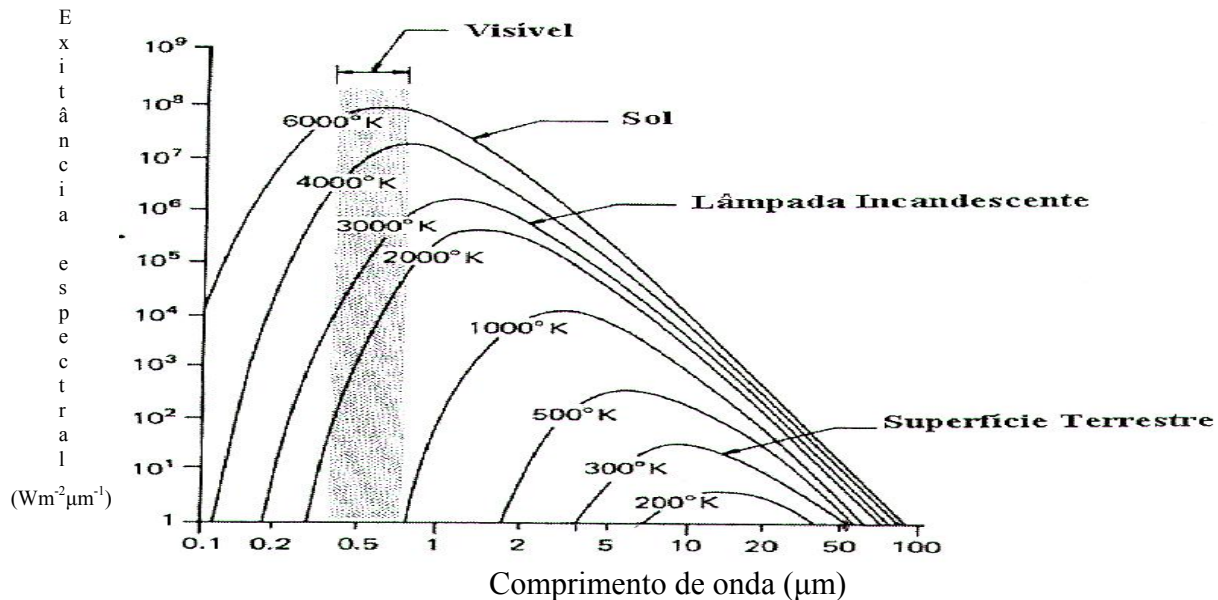


FIGURA 2.8 – Distribuição espectral da energia irradiada de corpos negros a várias temperaturas.

FONTE: adaptada de Lillesand e Kiefer (1994).

Se tomarmos a equação de Planck e a integrarmos para valores de $\lambda = 0$ a $\lambda = \infty$, teremos a exitância radiante total (em todo o espectro), para todo o hemisfério, produzida por um corpo negro de 1 m^2 de área. A equação resultante é denominada Lei de Stefan-Boltzmann e é dada por:

$$M = \sigma T^4 \quad (\text{W m}^{-2}) \quad (2.6)$$

onde,

$$\sigma = 5,67 \times 10^{-8} \text{ Wm}^{-2}\text{K}^{-4} \quad (\text{constante de Stefan-Boltzmann})$$

Como a exitância radiante total (M) varia com a quarta potência da temperatura (T), pequenas variações em T causam grandes variações em M. Esta é uma das razões pela qual sistemas sensores remotos que operam na faixa do IVT, podem discriminar diferenças de temperaturas de determinados alvos em fração grau.

O comprimento de onda correspondente à máxima emitância termal ($\lambda_{\text{máx}}$) pode ser determinado calculando-se a derivada da equação de Planck em relação a λ e igualando-a a zero. A equação resultante, denominada Lei do Deslocamento de Wien, tem a seguinte forma:

$$\lambda_{\text{máx}} = \frac{2898,3}{T} \quad (\mu\text{m}) \quad (2.7)$$

Esta lei permite a determinação da temperatura de uma fonte de radiação através do levantamento do seu espectro de radiação termal. O comprimento de onda correspondente à máxima emissão fornece imediatamente informação sobre a temperatura do corpo. Em concordância com esta lei temos o fato de que a radiação solar está concentrada nas faixas espectrais do visível e IVP ($T = 6000 \text{ K}$; $\lambda_{\text{máx}} \approx 0,5 \mu\text{m}$) enquanto a radiação emitida pela superfície terrestre e sua atmosfera está confinada no IVT ($T = 300 \text{ K}$; $\lambda_{\text{máx}} \approx 9,7 \mu\text{m}$) - Figura 2.9.

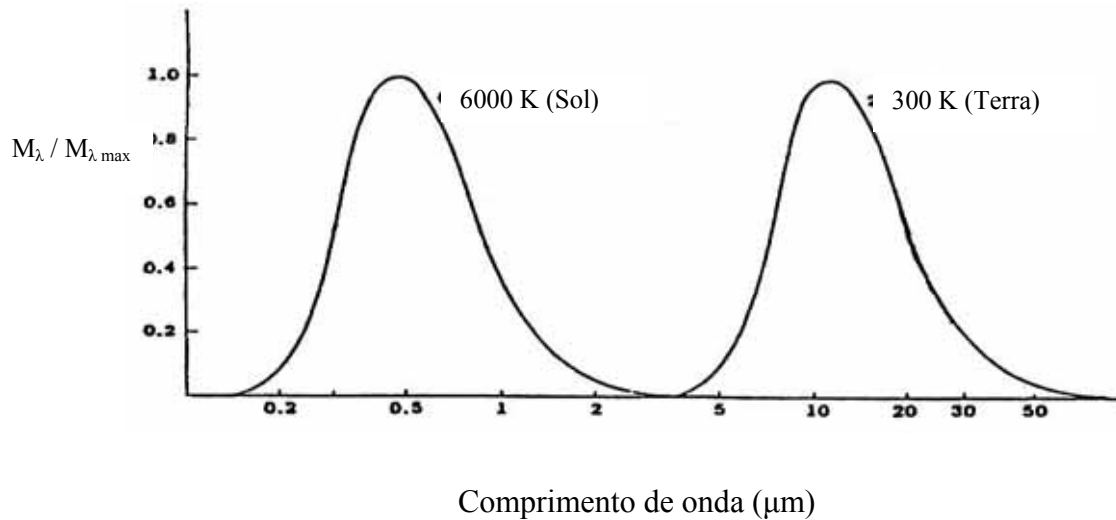


FIGURA 2.9 – Espectro normalizado do corpo negro representativo do Sol e da Terra, apresentado em escala logarítmica de comprimento de onda.

FONTE: extraída de Lorenzetti (2000).

Para comprimentos de onda suficientemente longos em relação ao espectro de emitância para dada T, pode-se mostrar que a equação de Planck se simplifica para uma aproximação, a Lei de Rayleigh-Jeans:

$$M_{\lambda} \cong \frac{2\pi ckT}{\lambda^4} \quad (\text{Wm}^{-2}\mu\text{m}^{-1}) \quad (2.8)$$

Segundo esta equação, a emitância pode ser considerada linearmente dependente da temperatura para dado comprimento de onda, como mostra a Figura 2.10.

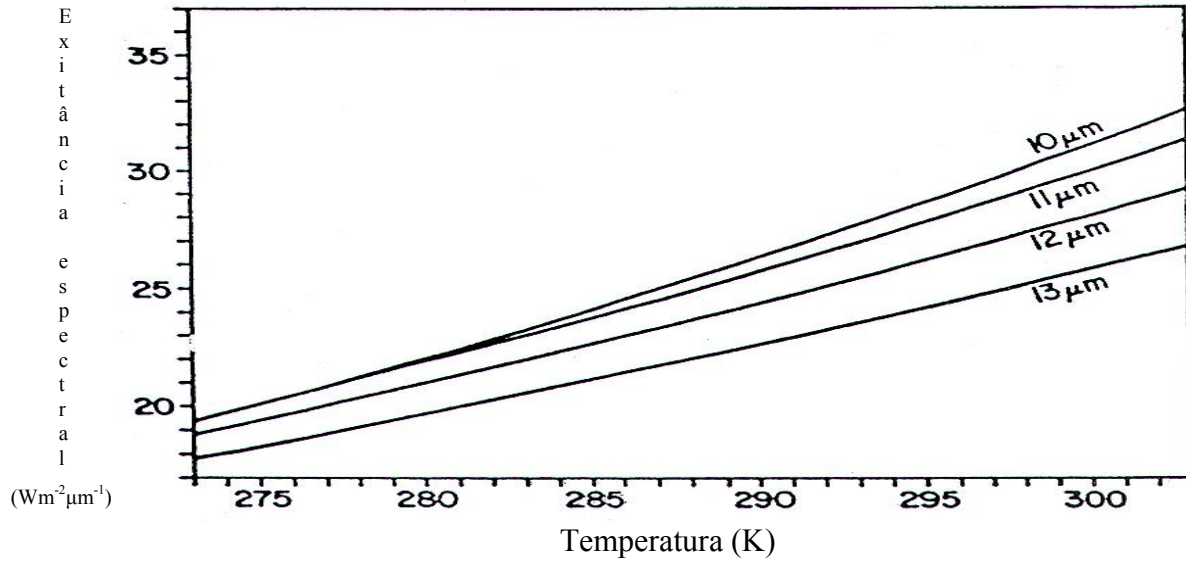


FIGURA 2.10 – Linearidade da emitância espectral para comprimentos de onda de 10 a 13 μm.

FONTE: extraída de Lorenzetti (2000).

A Lei de Kirchhoff se baseia em condições de equilíbrio termal, em que a emissividade espectral de um objeto é igual à sua absorptância espectral:

$$\epsilon_{\lambda} = \alpha_{\lambda} \quad (2.9)$$

Considerando que o fluxo radiante incidente (Φ_{inc}) sobre um material pode ser decomposto em seus componentes refletido, absorvido e transmitido - Figura 2.11, guardando sempre o princípio da conservação de energia, temos:

$$\Phi_{\text{inc}} = \Phi_{\text{refl}} + \Phi_{\text{abs}} + \Phi_{\text{trans}} \quad (2.10)$$

Dividindo todos os termos por Φ_{inc} , temos:

$$1 = \rho + \alpha + \tau \quad (2.11)$$

onde, ρ é a reflectância; α é a absorptância e τ é a transmitância. Estas são as propriedades radiométricas do objeto analisado e dependem das suas

propriedades físico-químicas. São grandezas adimensionais e seus valores oscilam entre 0 e 1.

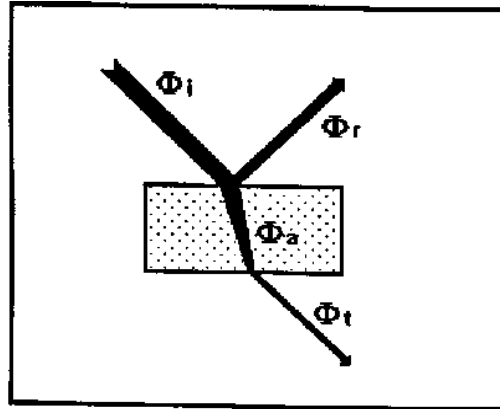


FIGURA 2.11 – Interação da radiação com o objeto.

FONTE: extraída de Lorenzetti (2000).

Considerando ainda que, para o SR, os objetos são comumente assumidos como opacos à radiação termal, logo $\tau = 0$, então:

$$\alpha = 1 - \rho \quad (2.12)$$

Assim:

$$\varepsilon_\lambda = 1 - \rho_\lambda = \alpha_\lambda \quad (2.13)$$

Esta lei mostra que, quando um material é bom emissor numa determinada faixa espectral, necessariamente também é um bom absorvedor e um pobre refletor nesta faixa.

Além da emissividade, a radiação emitida por um corpo é função da sua temperatura. A temperatura de brilho ou aparente é aquela determinada através de medidas radiométricas, assumindo que o corpo sendo analisado se comporta como CN. Por definição, ela é a temperatura na qual um CN hipotético teria uma exitância total igual à exitância total do corpo real considerando sua temperatura real. Podemos escrever matematicamente esta definição da seguinte forma:

$$M_{cn}(T_b) = M_{cr}(T_r) = \varepsilon M_{cn}(T_r) \quad (2.14)$$

Usando a lei de Stefan-Boltzmann, temos:

$$\sigma T_b^4 = \varepsilon \sigma T_r^4 \quad (2.15)$$

Portanto, a relação entre a temperatura de brilho (T_b) e a temperatura real (T_r) é dada por:

$$T_b = \varepsilon^{1/4} T_r \quad (2.16)$$

Assim, T_b é sempre menor que a T_r de um corpo. Esta diferença será tão maior quanto menor for a emissividade deste corpo.

2.2 Caracterização de Imageadores Termiais de Varredura de Linha

A utilização operacional de sensores ópticos está condicionada a parâmetros técnicos fundamentais, normalmente definidos na especificação do equipamento. Alguns deles, por exemplo, estão relacionados com os detectores, tais como responsividade e detectividade. Outros, como o EIFOV e a NETD, caracterizam o sistema como um todo. Segundo Holst (1996), Lloyd (1996), McCracken (1996) e Wolfe (1996), a medição criteriosa de tais parâmetros é necessária para avaliar o desempenho de um IRLS e indicar a qualidade da imagem gerada.

Nesta seção, os principais parâmetros técnicos de um IRLS são apresentados, pois nesta dissertação é caracterizado um IRLS através da determinação das suas resoluções espacial e radiométrica. A resolução espacial efetiva (EIFOV) é calculada a partir do levantamento da Função de Transferência de Modulação (MTF), enquanto que a radiométrica é determinada pelo cálculo da Diferença de Temperatura Equivalente ao Ruído (NETD).

2.2.1 Determinação da Resolução Espacial Efetiva

Segundo McCracken (1996), um sistema imageador infravermelho termal de varredura de linha, IRLS, é um dispositivo capaz de coletar, detectar e transformar a radiação termal emitida por alvos, gerando uma imagem correspondente. Esta imagem é formada a partir de um espelho rotativo que realiza a varredura de faixas transversais à direção de voo e pelo deslocamento da plataforma com o voo – Figura 2.12.

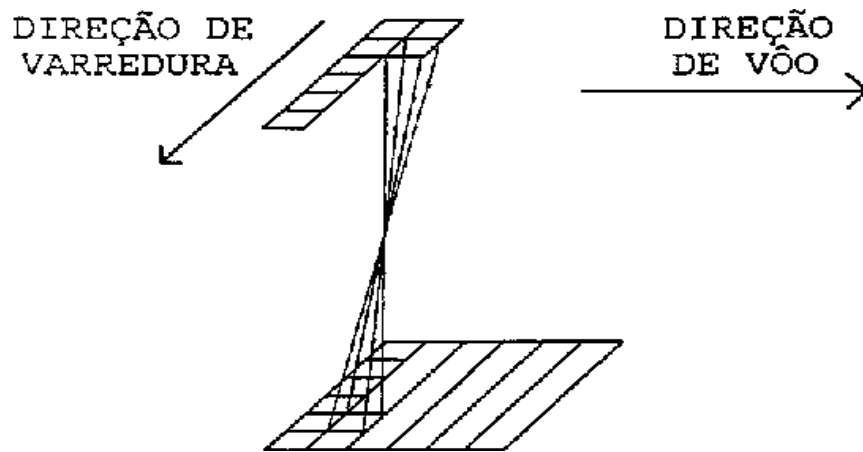


FIGURA 2.12 – Imageamento por varredura de linhas.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

A sincronização deste deslocamento com a frequência de varredura do espelho propicia a justaposição das faixas varridas. Deste modo, uma imagem contínua da cena sobrevoada é formada. A precisa justaposição das linhas de imagem ocorre quando a distância percorrida pela aeronave entre a aquisição de duas linhas de imagem sucessivas (malha de amostragem longitudinal) é igual à extensão da superfície imageada coberta por uma linha no sentido do deslocamento da aeronave (resolução linear longitudinal) – Figura 2.13.

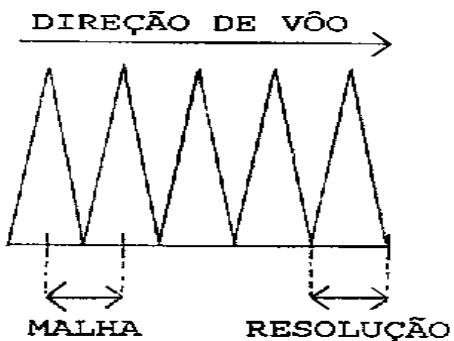


FIGURA 2.13 – Justaposição de linhas de imagem contíguas.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

A satisfação da condição de igualdade entre malha (M) e resolução (R) depende de determinados parâmetros operacionais do imageador e da aeronave. Abaixo são apresentadas as equações que determinam M e R:

$$M = \frac{V}{n_1 n_2 \omega} \quad (\text{m}) \quad (2.17)$$

$$R = H\alpha \quad (\text{m}) \quad (2.18)$$

onde,

V é a velocidade da aeronave em relação ao solo (ms^{-1});

n_1 é o número de faces do prisma de varredura;

n_2 é o número de detectores;

ω é a freqüência de rotação do espelho de varredura (s^{-1});

H é a altura de vôo (m);

α é a resolução angular longitudinal (IFOV) (rad).

Como a imagem de um IRLS é composta por linhas adquiridas seqüencialmente à medida que a plataforma sobrevoa a área imageada, para que não ocorram superposição de linhas nem falhas de recobrimento do terreno, a aeronave deve manter uma determinada razão entre velocidade e altura de vôo (razão V/H). Segundo McCracken (1996), ela descreve a taxa angular de movimento da cena em relação ao deslocamento

da plataforma, e ainda o resultante movimento da imagem no plano focal. Esta razão determina o envelope de vôo a ser observado para assegurar que as imagens sejam geometricamente bem formadas. Ela é obtida igualando-se M a R e reunindo os parâmetros da aeronave num dos termos e os parâmetros do imageador no outro, conforme a equação abaixo:

$$\frac{V}{H} = \alpha \cdot \omega \cdot n_1 \cdot n_2 \quad (\text{rad s}^{-1}) \quad (2.19)$$

Esta equação mostra que para cada velocidade haverá apenas uma altura de imageamento se os parâmetros do sensor forem mantidos constantes. Como a velocidade da aeronave, uma vez estabelecida, é um parâmetro sujeito a variações muito pequenas, isto implicaria numa sensível restrição à faixa de alturas de vôo adequadas à operação do IRLS. Uma solução para suprimir esta limitação é a amostragem de linhas, que pode ser feita por uma unidade de solo (Bastos, 1998). Ela permite gerar imagens geometricamente bem formadas dentro de uma ampla faixa de velocidades e alturas de vôo. Outra solução é a possibilidade de regulagem da frequência de rotação do prisma de varredura (McCracken, 1996); normalmente esta modificação só pode ser feita no solo, antes do início do vôo para aquisição das imagens.

Pelo que foi exposto, ocorre a geração de imagens geometricamente mal formadas no sentido longitudinal sempre que M for diferente de R. Para M maior que R, a cena é sub-amostrada e os alvos aparecem menores. Caso contrário a cena é super-amostrada, com excesso de linhas e alvos alongados. Os resultados destes dois casos são mostrados na Figura 2.14.

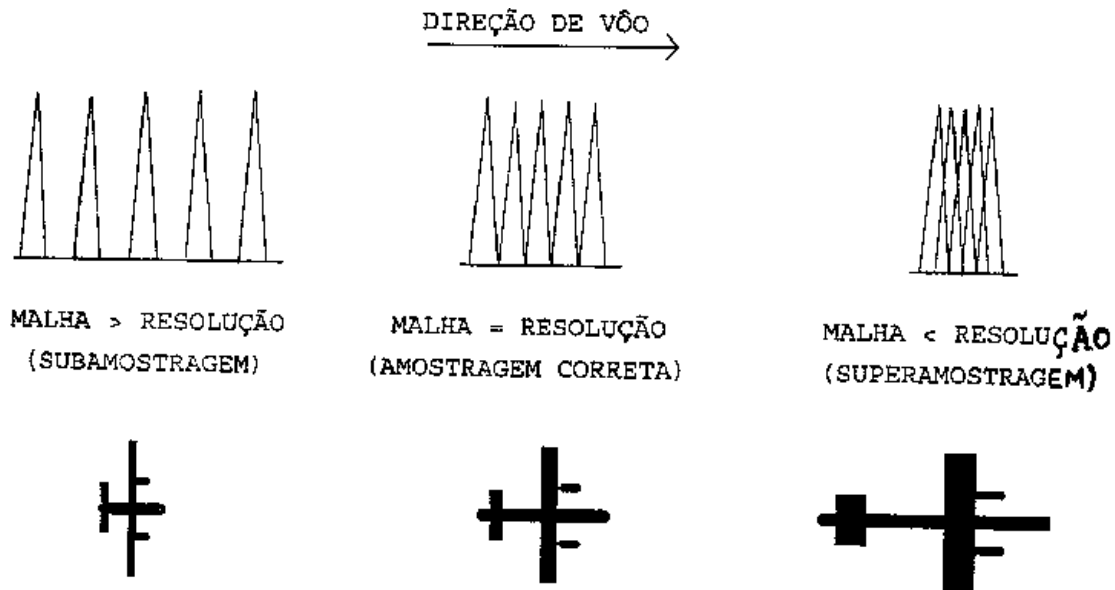


FIGURA 2.14 Resultados da sub-amostragem e super-amostragem da cena.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

A situação decorrente da sub-amostragem não pode ser corrigida adequadamente, pois as linhas necessárias para completar a imagem não foram adquiridas. Por outro lado, as linhas em excesso decorrentes da super-amostragem podem ser retiradas, corrigindo-se a imagem. Normalmente um IRLS é projetado para adquirir linhas em excesso, considerando o envelope de vôo da plataforma e o tipo de missão a ser realizada (McCracken, 1996).

Para se corrigir geometricamente a imagem de uma cena super-amostrada deve-se dividir o número de linhas adquiridas com o imageador pela razão de amostragem da cena. Assim, determina-se a quantidade de linhas necessárias para a montagem de uma imagem geometricamente bem formada. A razão de amostragem de uma cena (A) é expressa matematicamente da seguinte forma:

$$A = \frac{R}{M} = \frac{H\alpha\omega\ln 2}{V} \quad (2.20)$$

Desta forma, pode-se dizer que a justaposição longitudinal das linhas que formam a imagem é realizada por um processo de amostragem. Na varredura transversal entretanto considera-se em geral que a imagem é formada por um processo de convolução do sinal proveniente da cena imageada e a influência das limitações do sistema sensor (Lloyd, 1975 e 1996). Esta influência é comumente representada por uma função, denominada Função de Espalhamento Pontual (FEP) ou “Point Spread Function” (PSF), que representa o comportamento do sensor na geração da imagem – Figura 2.15.

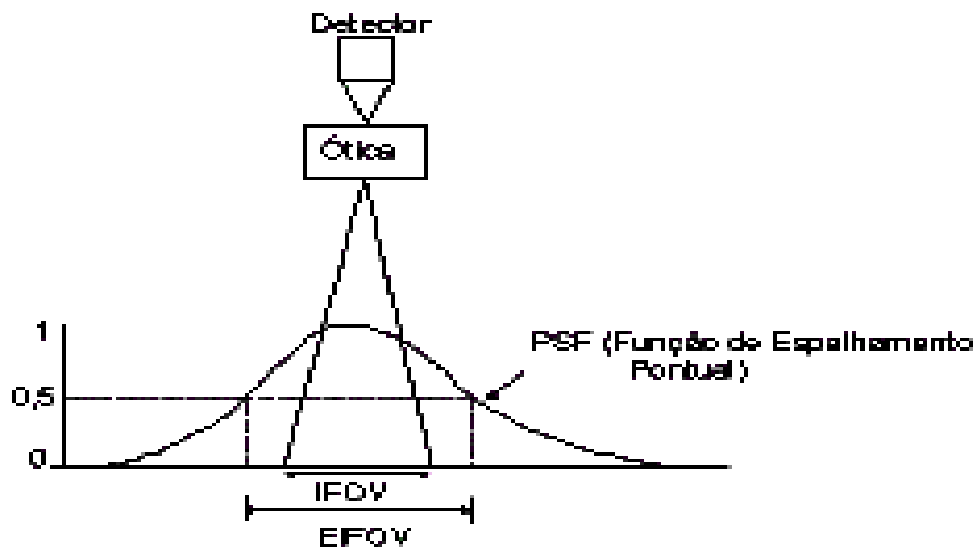


FIGURA 2.15 – Função de Espalhamento Pontual ou “Point Spread Function” (PSF).

FONTE: extraída de Fonseca (2000).

Na convolução, a todos alvos imageados numa cena determinada pelo IFOV do sistema, correspondem a um único valor de nível de cinza (NC) num elemento de imagem (píxel). O NC varia com o valor obtido da integração dos diversos valores de radiância dos alvos desta cena. Enfim, tal como acontece longitudinalmente, é feito um procedimento de amostragem antes da visualização ou digitalização das imagens (Lloyd, 1975 e 1996). Desta

forma, em última análise, o tamanho do píxel na visualização da imagem é definido pelo intervalo de amostragem utilizado.

Apesar do IFOV de um sensor definir um elemento da cena imageada, o tamanho do píxel (“picture element”) na imagem está relacionado a outro fator. Píxel é o menor elemento da imagem gerada ao qual está associado um valor de radiância. O seu tamanho é definido pelo intervalo ou taxa de amostragem do sinal gerado pelo imageamento ao longo do tempo (Slater, 1980).

O valor do IFOV está baseado apenas num fator geométrico, não levando em consideração os efeitos de difração e aberração da óptica, de movimento do sensor em relação ao solo, de tempo de resposta do detector e de processamento eletrônico, tal como os procedimentos de filtragem e reamostragem do sinal. Estes efeitos causam degradação na imagem gerada, atuando como um filtro passa-baixo. A MTF é a função que permite avaliar o desempenho do sistema considerando as diversas causas de degradação.

Um IRLS é basicamente um sistema eletro-óptico. Para a determinação do EIFOV a partir da MTF, considera-se que o sistema sensor obedece o Teorema de Nyquist e a Teoria de Sistemas Lineares (Lloyd, 1975).

Durante o processo de aquisição e formação da imagem, as freqüências de amostragem do sinal devem obedecer no mínimo os limites ditados pelo Teorema de Nyquist (Holst, 1996). Segundo este teorema, qualquer sinal contínuo pode ser reconstruído a partir de suas amostras, desde que o sinal seja limitado em banda, e a freqüência de amostragem (f_a) seja maior ou igual ao dobro da maior freqüência (f_m) presente no sinal a ser reconstruído (Oppenheim et al., 1983):

$$f_a \geq 2 f_m \quad (2.21)$$

A Teoria de Sistemas Lineares estabelece que um sistema linear é caracterizado pela sua função de transferência. Apesar destes sistemas constituírem uma pequena parcela daqueles encontrados na natureza, sob certos limites, pode-se considerar linear grande parte dos sistemas não lineares. Para o caso de sistemas ópticos, este tipo de tratamento já está bem estabelecido (Goodman, 1968). Mais recentemente esta teoria vem sendo aplicada também para a análise de sistemas eletrônicos (Lloyd, 1975). A linearidade é condição indispensável na caracterização de sistemas eletro-ópticos (Lloyd, 1975 e 1996 e McCracken, 1996).

Um sistema pode ser considerado como um conjunto de elementos inter-relacionados, onde para uma função de entrada (excitação) há uma função de saída (resposta). Um sistema S que relaciona uma função de entrada $x(n)$ a uma função de saída $y(n)$ é representado por:

$$y(n) = S[x(n)]$$

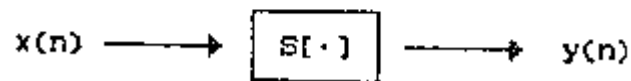


FIGURA 2.16 – Conceito de sistema.

FONTE: extraída de Bastos (1989).

O conhecimento da resposta de um sistema para um conjunto de valores de entrada nem sempre permite inferir a resposta para outros conjuntos de entrada. Os sistemas lineares obedecem o Princípio da Superposição, em que a resposta de um sistema para uma função de entrada composta é resultado da decomposição desta função em suas componentes básicas. A resposta do sistema é então obtida somando-se as respostas das componentes básicas da excitação (Lloyd, 1975 e 1996).

Além da linearidade, considera-se que os sistemas possuem as seguintes características: causalidade, estabilidade e invariância no tempo e espaço.

Os ruídos introduzidos pelo sistema também devem ser desprezados, considerando-os suficientemente reduzidos pelos processos de filtragem (Lloyd, 1975 e 1996).

Um sistema é causal quando só há resposta após a aplicação de um sinal de entrada; a estabilidade ocorre quando, para uma excitação limitada, corresponde uma resposta limitada. Em um sistema linear invariante no tempo, se $y(t)$ é a resposta devido a $x(t)$, então $y(t-t_0)$ será a resposta a $x(t-t_0)$ (Lloyd, 1975).

Através da decomposição da função de entrada em funções delta de Dirac e considerando o sistema invariante no tempo, demonstra-se que a função de saída pode ser representada pela seguinte equação, denominada Integral de Superposição (Lloyd, 1975):

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (2.22)$$

A função delta de Dirac foi introduzida por Paul Dirac em 1928 para simplificar o tratamento de certos problemas da mecânica quântica. Uma função de impulso unitário é uma função $f(t)$ que produz um impulso igual à unidade. O limite de uma sucessão de impulsos unitários com intervalos decrescentes aproximando-se de zero é designado função delta de Dirac. Ela não é realmente uma função mas um funcional (limite de funções). Qualquer função arbitrária pode ser representada por uma soma infinita de funções delta (Lloyd, 1975).

Considerando também a invariabilidade espacial, demonstra-se a função de saída através da convolução da função de entrada e da resposta impulsiva do sistema sensor, $h(\omega)$ (Lloyd, 1975):

$$y(\omega) = x(\omega) * h(\omega) \quad (2.23)$$

Neste caso $h(\omega)$ age como função peso para as diferentes componentes do espectro de freqüência da função de entrada - Figura 2.17. Ela também é

denominada Função de Espalhamento Pontual (FEP). A Figura 2.18 apresenta a formação do sinal no processo de convolução.

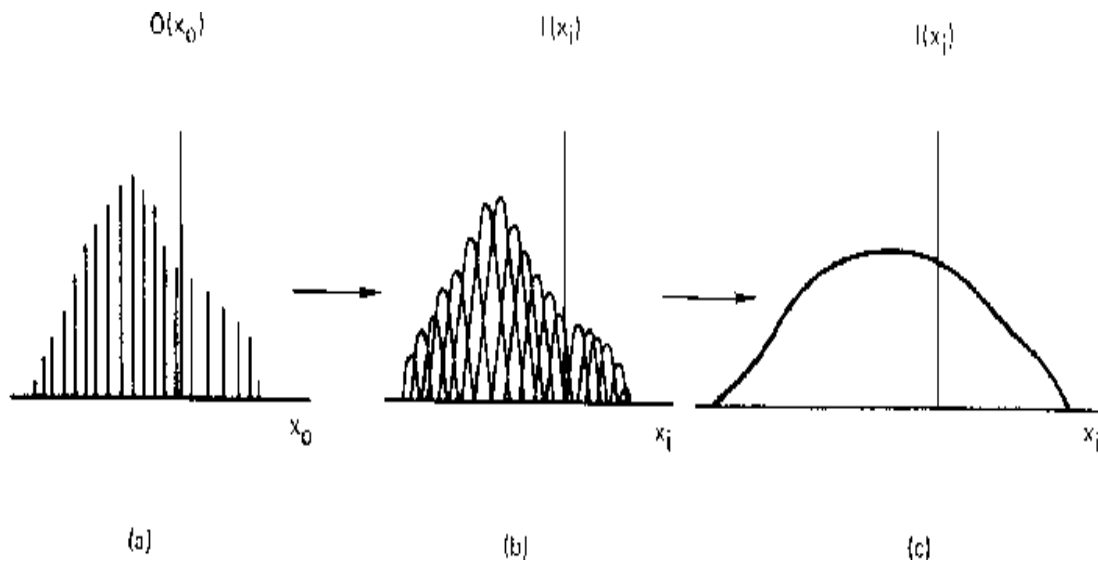


FIGURA 2.17 – Construção da função imagem pela decomposição da função objeto em funções delta (a); substituição por funções de espalhamento que agem como função peso para as diferentes componentes do espectro de frequência da função de entrada (b); função de saída (imagem): resultado da soma das FEP (c).

FONTE: extraída de Lloyd (1975).

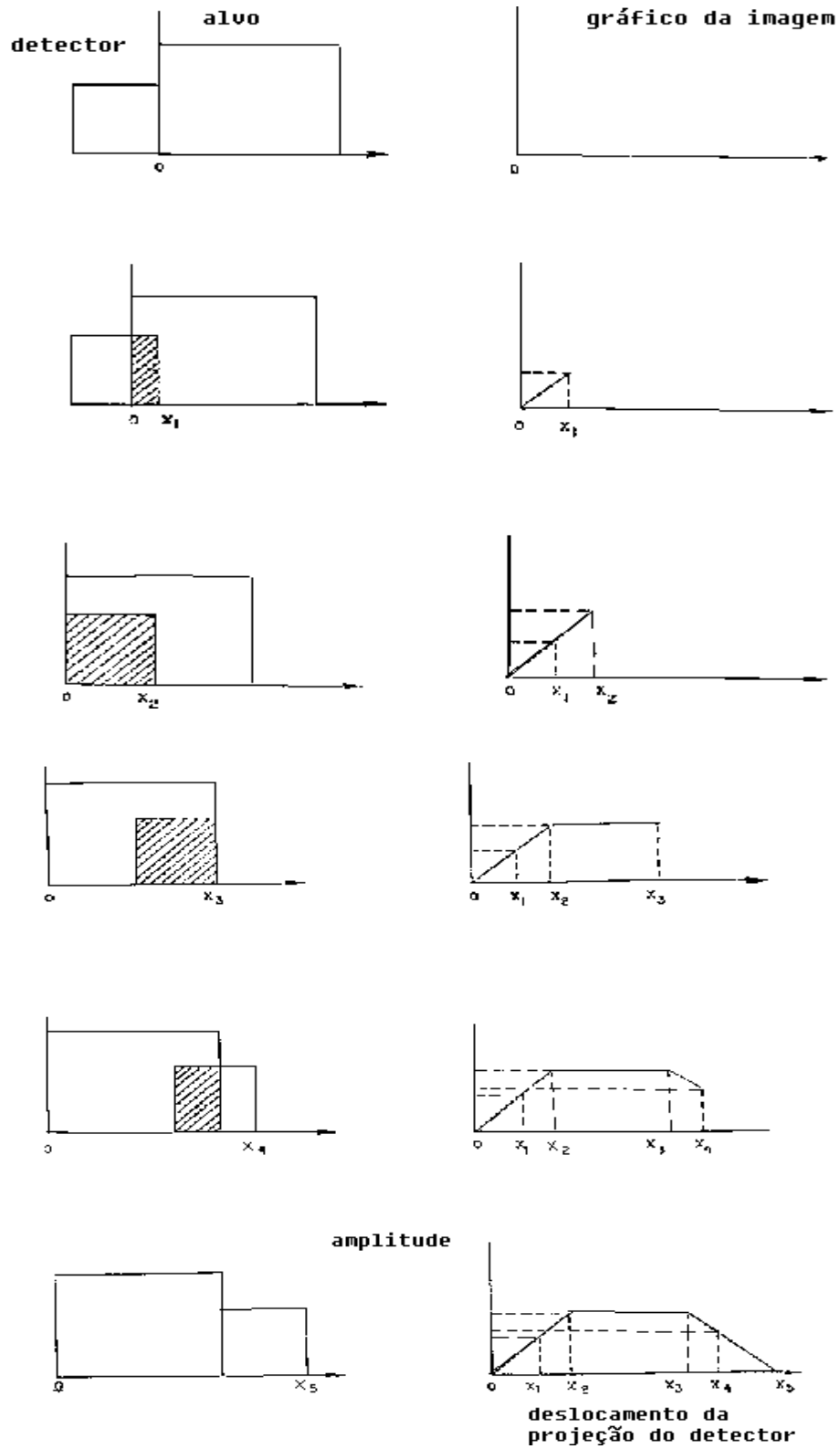


FIGURA 2.18 – Formação do sinal no processo de convolução.

FONTE: extraída de Yoshioka (1986).

A FEP representa a influência das limitações do sensor (sistema óptico, detectores, filtros eletrônicos, taxa de amostragem) na geração da imagem. Segundo Rosenfeld e Kak (1982), a FEP é a resposta de um sistema a uma entrada tipo função impulso. Esta função é determinada a partir da Função de Espalhamento Linear (“Line Spread Function” – LSF) para diferentes direções e ângulos de observação. Segundo Lloyd (1975), a LSF é a resposta de um sistema para uma função de entrada constituída idealmente de uma linha luminosa de espessura de décimo de milímetro e composta de uma seqüência de funções delta. Neste caso estas funções se caracterizam por apresentarem todas as freqüências espaciais (zero a infinito) num único sentido direcional. Conclui-se então que a resposta de um sistema linear a uma função qualquer pode ser inferida a partir do conhecimento da sua resposta a uma função impulso.

Considerando que a convolução da cena com a FEP do sensor produz uma cópia borrada da cena, então o sistema imageador funciona como um filtro passa-baixo, pois os detalhes (altas freqüências) são minimizados na imagem pelo efeito de espalhamento do sensor (Slater, 1980). A imagem é normalmente representada no domínio do espaço. A representação no domínio da freqüência é denominada espectro da imagem e é obtida através de Transformadas de Fourier (TF) da imagem original. A freqüência espacial está relacionada com a variação dos NC na imagem. Variações abruptas estão associadas a bordas contrastadas de alvos e freqüências altas. Variações suaves estão associadas a objetos homogêneos e baixas freqüências. A TF da FEP de um IRLS permite a análise do comportamento do sensor no domínio da freqüência espacial. O resultado desta TF é chamada de Função de Transferência do Sistema, parâmetro fundamental na caracterização de qualquer sistema linear (Wolfe, 1996).

Experimentalmente este efeito pode ser verificado quando um padrão espacial de faixas contíguas – Figura 2.19 - é imageado por um sistema óptico (Holst, 1996, Lloyd, 1975 e McCracken, 1996). Neste caso as bordas

das barras degradam-se em virtude da redução pelo sistema da amplitude dos componentes harmônicos de frequência mais alta. Desta forma verifica-se que é possível simular uma função impulso através da exploração de elementos da imagem com estruturas geométricas e radiométricas identificáveis ou resultantes de alvos artificiais com parâmetros pré-determinados.

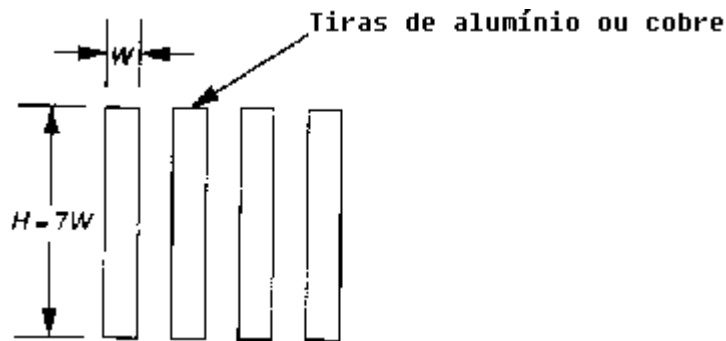


FIGURA 2.19 – Padrão espacial de barras para medidas de MTF.

FONTE: adaptada de McCracken (1996).

Holst (1996), Lloyd (1975) e McCracken (1996), entre outros, sugerem alguns procedimentos para a simulação da função impulso em campo e em laboratório. Malaret (1985) utiliza uma estrada para modelar descontinuidade e estimar a FEP. Conclui que uma estrada de 6 a 7 metros de largura pode representar uma função impulso para imagens Landsat/TM de resolução igual a 30 metros. Holst (1996) sugere a utilização de um fio de metal estreito e aquecido para a simulação da função impulso em laboratório. Bastos (1989), explorando diferenças de emissividade e temperatura, realizou experimentos onde foram imageados alvos artificiais como água sobre asfalto e sobre concreto, tiras de alumínio sobre lona e sobre plástico. Em laboratório, utilizou um feixe estreito de radiação termal colimada para modelar uma descontinuidade e levantar a FEP de um IRLS. Deve-se observar entretanto que o IFOV da função impulso simulada deve ser bem

menor que o IFOV do sensor. Holst (1996) recomenda um valor pelo menos dez vezes menor.

Também é possível obter a FEP de um sensor a partir da sua resposta a uma função degrau. Entretanto este procedimento pode acentuar o ruído e comprometer o cálculo da função de transferência (Holst, 1996). Bastos (1989) utilizou as duas metodologias e verificou melhores resultados com o uso da função impulso.

Como foi visto, a aplicação da Análise de Fourier a sistemas lineares torna possível que o processo de múltiplas convoluções na formação da imagem seja tratado no domínio da frequência, simplificando sua manipulação. O Teorema da Convolução dita que a TF da convolução de duas funções é igual ao produto da TF de cada função (Lloyd, 1996) – Figura 2.20:

$$F(x*h) = F(x) \cdot F(h) \quad (2.24)$$

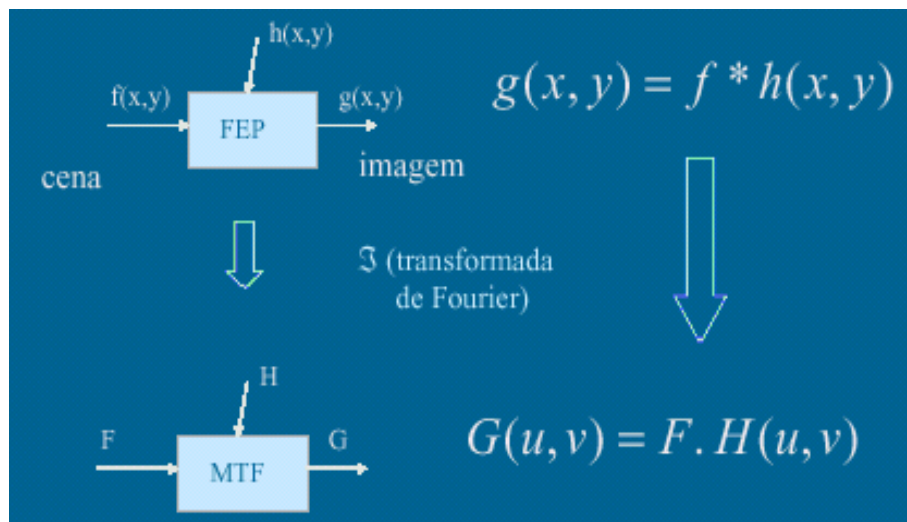


FIGURA 2.20 – Teorema da Convolução.

FONTE: extraída de Fonseca (2000).

$F(h)$ é a TF da FEP e é denominada, para sistemas eletro-ópticos, Função de Transferência Óptica ou “Optical Transfer Function” (OTF). Ela descreve a habilidade do sistema para recompor a frequência espacial contida na

cena imageada (Holst, 1996). A OTF é uma função complexa cujo módulo é denominado Função de Transferência de Modulação ("Modulation Transfer Function" - MTF) e cujo valor é normalizado para a unidade na frequência zero, por convenção. O argumento da OTF é denominado Função de Transferência de Fase ("Phase Transfer Function" – PTF) e refere-se ao deslocamento de fase introduzido pelo sistema (Lloyd, 1975):

$$OTF(f) = MTF \cdot e^{iPTF} \quad (2.25)$$

$$OTF(0) = 1 \quad (2.26)$$

$$MTF = |OTF| \quad (2.27)$$

Segundo Holst (1996) e Wolfe (1996), a MTF para uma dada frequência espacial também pode ser expressa pela relação adimensional:

$$MTF = \frac{\text{Modulação do sinal da imagem}}{\text{Modulação do sinal do objeto}} \quad (2.28)$$

A Figura 2.21 mostra a MTF de um sistema como resultado da razão entre as modulações da imagem (saída) e do objeto (entrada). A modulação representa a diferença entre os níveis de intensidade máximo e mínimo de uma cena (Holst, 1996) ou entre o alvo de interesse e o fundo (Wolfe, 1996). Desta forma, expressa-se matematicamente a modulação de radiância de uma cena por:

$$\text{Modulação} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}} \quad (2.29)$$

A partir das equações 2.3 e 2.4, pode-se escrever que:

$$L_{cr} = \varepsilon L_{cn}(T) \quad (\text{Wm}^{-2}\text{sr}^{-1}) \quad (2.30)$$

Assim, para sistemas que operam na faixa do IVT, demonstra-se que a MTF pode ser associada a variações de temperatura ou emissividade. Segundo

Slater (1980), MTF é a resposta em frequência de um componente ou sistema óptico, para uma entrada constituída por uma onda senoidal resultante da distribuição de radiância de teste padrão.

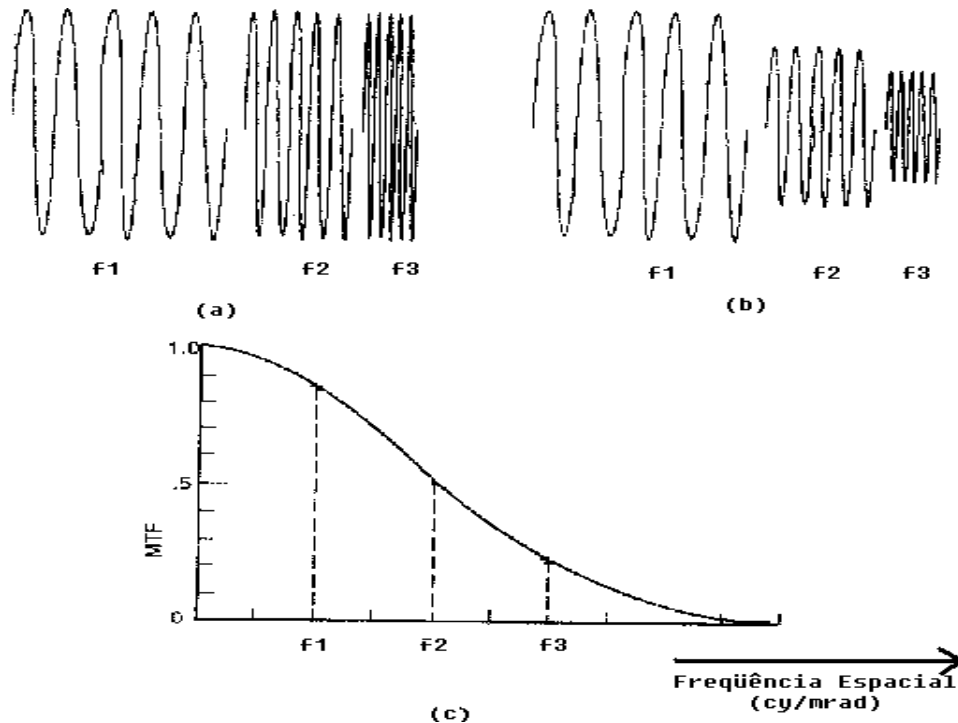


FIGURA 2.21 – Definição de Transferência de Modulação para três frequências espaciais: (a) modulação da entrada (objeto), (b) modulação da saída (imagem) e (c) MTF.

FONTE: adaptada de Holst (1996).

Desta forma, a MTF para sistemas eletrônicos de imageamento também pode ser determinada em laboratório a partir da geração de sinais senoidais elétricos de entrada. As respostas do sistema podem ser visualizadas diretamente num osciloscópio, fornecendo valores para compor a curva da MTF (Holst, 1996). Deve-se aumentar a frequência temporal de entrada até que a amplitude do sinal de saída e conseqüentemente a MTF comece a diminuir. A partir desta frequência os detalhes associados são reproduzidos na imagem com menos contraste. O limite ocorre na frequência máxima, quando a MTF é zero (Holst, 1996).

Programas computacionais calculam a TF automaticamente, e em particular, o método de “Fast Fourier Transform” (FFT) permite implementar a TF (Holst, 1996). Bastos (1989), por exemplo, utilizou com sucesso um programa de FFT para determinar a MTF de um IRLS construído no INPE (Demori, 1985).

A partir da equação 2.24, considera-se que a MTF total de um sistema pode ser determinada pelo produto das MTFs dos subsistemas que a compõem (Lloyd, 1975 e 1996). Estes subsistemas podem ser individualizados pela natureza da excitação e resposta. Nestas condições, podem ser identificados três subsistemas básicos num IRLS: óptica, detector e eletrônica (Bastos, 1989):

$$MTF_{sistema} = MTF_{\text{óptica}} \times MTF_{\text{detector}} \times MTF_{\text{eletrônica}} \quad (2.31)$$

Além destes, deve-se considerar a MTF da unidade de pós-processamento, principalmente devido ao efeito de reamostragem que eventualmente possa ser implementado para a apresentação da imagem final. Segundo Holst (1996), este efeito é uma característica inerente de qualquer sistema eletrônico de imageamento e não deve ser negligenciado no cálculo da MTF total do sistema. McCracken (1996) apresenta um esquema detalhado do cálculo teórico da MTF considerando cada possível subsistema de um IRLS.

Como foi visto, vários fenômenos resultam em perda de detalhes da cena imageada. Segundo Lloyd (1996), os mais importantes são a difração da óptica, a geometria do detector e a filtragem eletrônica. Entretanto, outros fenômenos também dificultam a reprodução da cena pelo sensor: aberrações ópticas, vibrações aleatórias ou senoidais, desalinhamentos no sistema óptico, constante responsiva de tempo ou tempo de integração do detector, dificuldades de focalização precisa da REM no detector, desgastes ou irregularidades nas superfícies ópticas, possíveis variações na velocidade de varredura do espelho rotativo e ruídos variados (Lloyd, 1996 e McCracken, 1996).

Considerando idealmente apenas os princípios da óptica geométrica, a MTF resultante da óptica é igual à unidade para todo o espectro de frequências. Neste caso, pode-se considerar que a imagem é formada a partir de um feixe de raios de REM paralelos provenientes de uma cena e não ocorre qualquer espalhamento ou desvio neste feixe ao atravessar a abertura óptica de um IRLS. No entanto, a REM tem características ondulatórias, que fazem com que o feixe proveniente de um objeto distante se espalhe ao passar por uma abertura. Este fenômeno é chamado de difração óptica (Wolfe, 1996).

A difração ocorre com qualquer tipo de onda. Consideremos que uma onda, propagando-se na superfície da água, encontre um obstáculo dotado de estreita abertura. Observa-se que a parte da onda que atravessou o obstáculo passa a se difundir em todas direções. Entretanto, este fenômeno somente é nítido quando as dimensões da abertura no obstáculo forem da ordem de grandeza do comprimento de onda da onda incidente. No caso da luz em geral, sua difração é mais difícil de ser percebida, pois os obstáculos e aberturas em que ela incide são normalmente bastante grandes em relação ao seu comprimento de onda. A difração é explicada pelo Princípio de Huygens: quando aberturas ou obstáculos são atingidos pela frente de onda, eles tornam-se fontes de ondas secundárias com múltiplas direções de propagação, contornando o obstáculo.

Segundo Lloyd (1975), os IRLS que operam na faixa de 8 a 14 μm são tipicamente limitados por difração. Para sistemas ópticos com aberturas circulares, sem obstruções, nem aberrações geométricas, a MTF pode ser dada por (Lloyd, 1975 e 1996, McCracken, 1996 e Wolfe, 1996):

$$MTF_{opt} = \frac{2}{\pi} \left\{ \arccos\left(\frac{f}{f_c}\right) - \left(\frac{f}{f_c}\right) \left[1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 \right]^{1/2} \right\}, \text{ para } \frac{f}{f_c} \leq 1. \quad (2.32)$$

onde,

$$f_c = \frac{D}{\lambda_m} \quad (\text{cy/mrad}) \quad \text{é a frequência de corte óptica;}$$

D é o diâmetro de abertura do sistema óptico (mm);

λ_m é o comprimento de onda médio da banda espectral detector (μm)

Sistemas ópticos com aberturas retangulares também possuem fórmula característica apresentada por vários autores, como por exemplo, Lloyd (1975). Ópticas circulares com obstrução central circular são comuns, principalmente em telescópios de superfícies reflexivas (Wolfe, 1996). Lloyd (1975) mostra a influência da área obstruída da óptica no cálculo da MTF.

Além da difração, aberrações podem produzir degradações na MTF óptica de um sistema. Genericamente, elas podem ser definidas como quaisquer desvios nos feixes de REM idealizados (Wolfe, 1996). Suas origens são diversas e as principais são: esféricas, comáticas, astigmáticas, distorções, curvatura de campo, entre outras (Lloyd, 1975).

Atualmente, existem programas computacionais capazes de simular o caminho óptico de um imageador, incluindo o fenômeno de difração e as principais aberrações no cálculo da MTF. Entretanto, os cálculos normalmente baseiam-se no desenho original do sensor; desgastes naturais e eventuais erros de construção do imageador, montagem ou confecção das superfícies espelhadas podem causar resultados reais inferiores aos encontrados por um programa óptico de desenho.

A maioria dos detectores instalados em IRLS apresentam uma geometria espacial retangular. Por conveniência, considera-se que o detector amostra a cena durante uma varredura de linha em função das suas dimensões e da distância focal (f) da óptica (Lloyd, 1996 e McCracken, 1996). Neste caso, pode-se assumir uma função retangular como resposta impulsiva (FEP) do detector. A TF desta função determina a MTF do detector (Lloyd, 1975):

$$MTF_{det} = sinc(\alpha f) = \frac{\text{sen}(\pi \alpha f)}{\pi \alpha f} \quad (2.33)$$

onde,

$\alpha = d / f$ (mrad) é o IFOV angular do sensor.

Além da difração óptica e da geometria do detector, a filtragem do sinal realizada pelos circuitos eletrônicos contribui na determinação da MTF de um IRLS. Esta filtragem ocorre desde o momento em que o detector transforma a REM em sinal elétrico. O próprio detector normalmente se comporta como um filtro passa-baixo, pois existe retardo na sua resposta às mudanças na intensidade da REM recebida durante a varredura de linha (Lloyd, 1975 e McCracken, 1996). Este atraso é determinado pela sua constante responsiva de tempo. Pré-amplificadores, amplificadores, circuitos de ganho, processadores de vídeo e filtros adicionais também contribuem na determinação da MTF eletrônica.

Segundo Lloyd (1975), a filtragem no sinal elétrico realizada por qualquer circuito eletrônico pode normalmente ser aproximada por uma combinação de filtros Resistores-Capacitores (RC) ideais. Usualmente, a maioria dos circuitos eletrônicos, inclusive o detector, podem ser modelados como filtros passa-baixos simples. A MTF, neste caso, é dada por:

$$MTF_{elet} = \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (2.34)$$

onde,

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (Hz) é frequência elétrica característica detector} \quad (2.35)$$

Ela corresponde à frequência na qual o sinal de voltagem é 3dB (50%) abaixo do seu valor de baixa frequência (McCracken, 1996). Para os

detectores, a frequência característica é determinada pela constante de tempo (τ_R), que é a medida da sua velocidade de resposta (Slater, 1980):

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\tau_R} \quad (\text{Hz}) \quad (2.36)$$

Os filtros passa-baixos atenuam as altas frequências, suavizando a imagem e reduzindo ruídos. A partir da equação 2.34, Yoshioka (1986) resolve a MTF para circuitos eletrônicos caracterizados por filtros passa-baixos duplos – Figura 2.22:

$$MTF_{elet} = \frac{1}{(1 + 7\omega^2 R^2 C^2 + \omega^4 R^4 C^4)^{1/2}} \quad (2.37)$$

onde: $\omega = 2\pi f$ (Hz)

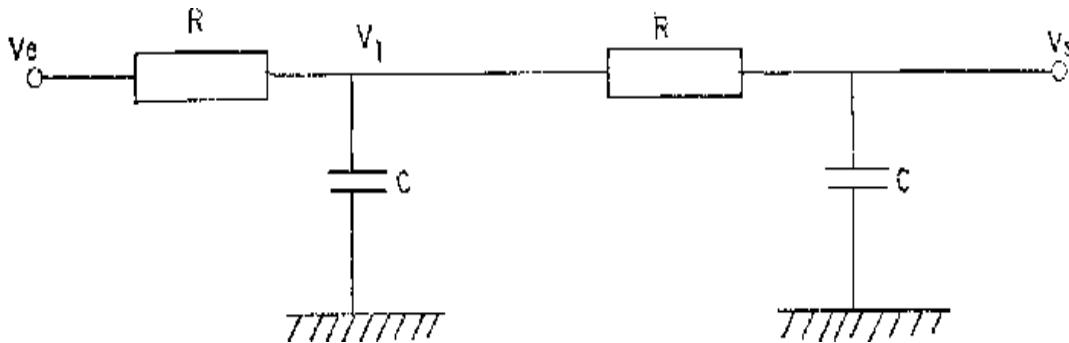


FIGURA 2.22 – Filtro RC passa-baixo duplo.

FONTE: extraída de Yoshioka (1986).

Normalmente, um IRLS também possui um filtro passa-alto na saída do detector– Figura 2.23. Ele bloqueia a passagem dos sinais de baixa frequência, próximos a zero, realçando as diferenças de temperatura. Sua finalidade é remover o sinal DC, mais suscetível a ruídos e variações de polarização do sensor, só permitindo a passagem do sinal AC, com a informação relevante.

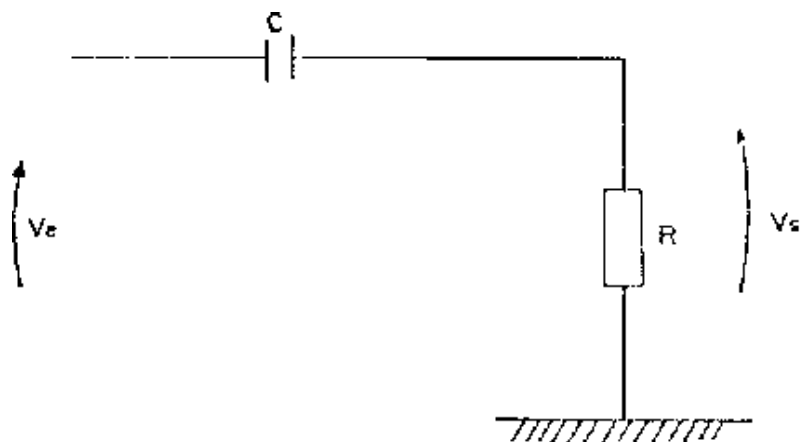


FIGURA 2.23 – Filtro RC passa-alto.

FONTE: extraída de Yoshioka (1986).

Desta forma, iguala-se a zero o valor médio do sinal e aumenta-se o alcance dinâmico, DR – “Dynamic Range” (Lloyd, 1996 e Holst, 1996). Então, após a ampliação, mas antes de sua gravação, adiciona-se um valor artificial ao sinal para compatibilizá-lo com a unidade de gravação e digitalização – Figura 2.24. Este valor corresponde ao NC médio (Holst, 1996).

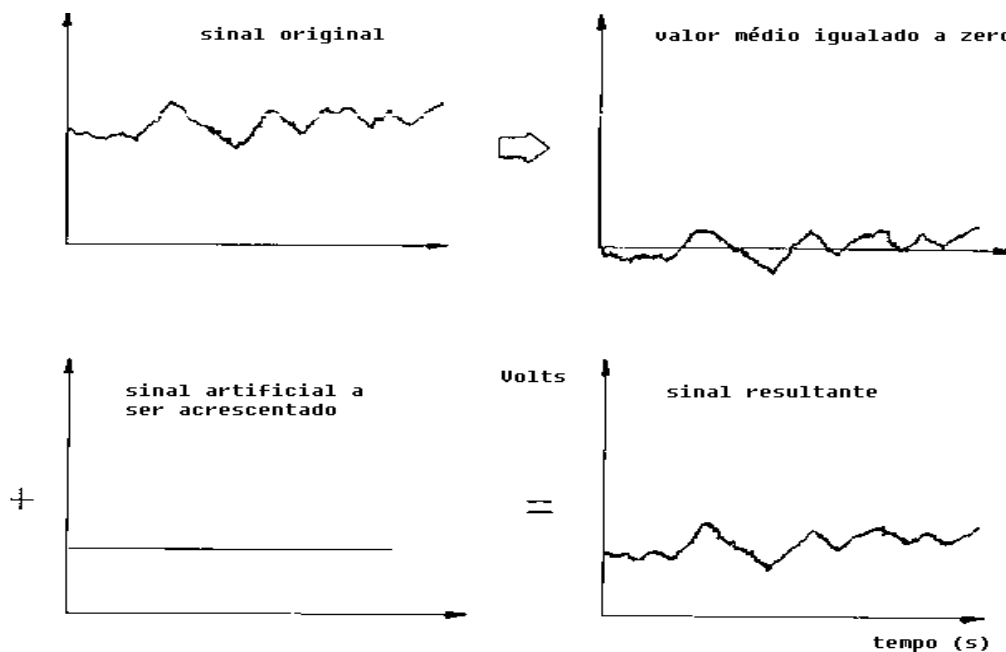


FIGURA 2.24 – Comportamento do sinal na formação da imagem.

FONTE: extraída de Yoshioka (1986).

Este procedimento entretanto causa um efeito prejudicial à formação da imagem, conhecido como acoplamento capacitivo. Devido à varredura de linha, após o imageamento de um alvo relativamente extenso muito quente ou muito frio, o valor adicionado tende a compensar o valor do NC do alvo (Lloyd, 1975). Conforme já observado em Yoshioka (1986), após o imageamento de um alvo quente (claro na imagem), o alvo seguinte no sentido de varredura tenderá a aparecer mais frio (mais escuro na imagem) do que realmente é, até um ponto em que o efeito não influencia mais a formação da imagem e vice-versa – Figura 2.25. A MTF para filtros passa-altos é dada por (Lloyd, 1975 e 1996):

$$MTF_{elet} = \left(\frac{f}{f_{3dB}} \right) \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (2.38)$$

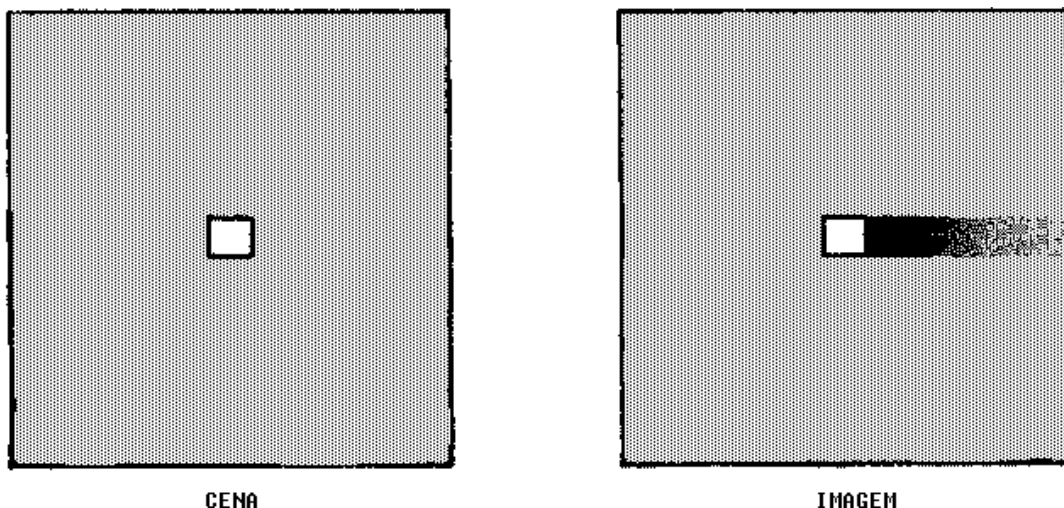


FIGURA 2.25 – Acoplamento capacitivo após imageamento de alvo quente.

FONTE: extraída de Lloyd (1975).

Os subsistemas possuem variáveis de entrada e saída de diferentes naturezas: REM para o conjunto óptico e tensão ou corrente para a eletrônica. Conseqüentemente, suas respectivas MTFs possuem diferentes argumentos, por exemplo: ciclo por milímetro ou ciclo por miliradiano para a

óptica; Hertz (ciclos por segundo) para a eletrônica. Isto significa que a óptica utiliza frequências espaciais e a eletrônica utiliza frequências temporais. Estas são o recíproco do tempo, enquanto aquelas são o recíproco da distância espacial (Wolfe, 1996). Naturalmente existe uma relação direta entre estas grandezas. Lloyd (1975) apresenta a relação 2.39 e Yoshioka (1986) demonstrou matematicamente estas relações:

$$f(\text{Hz}) = \frac{\alpha}{t_d} \cdot f(\text{cy/mrad}) \quad (2.39)$$

$$f(\text{cy/mm}) = \frac{T}{2\pi f} \cdot f(\text{Hz}) \quad (2.40)$$

$$f(\text{cy/mm}) = \frac{1}{d} \cdot f(\text{cy/mrad}) \quad (2.41)$$

onde,

α é o IFOV angular do sensor (mrad);

t_d é o tempo de residência (ou integração) detector (“dwell time”) (s);

d é a distância focal da óptica (mm);

T é o período de rotação do espelho que recebe a REM dos alvos (s).

Quando o espelho giratório é constituído de um prisma, em geral duas faces espelhadas enxergam o alvo ao mesmo tempo. Desta forma, o período de rotação é reduzido pela metade na equação 2.33:

$$f(\text{cy/mm}) = \frac{T}{4\pi d} \cdot f(\text{Hz}) \quad (2.42)$$

Segundo Slater (1980), o IFOV (“Instantaneous Field of View”) de um sistema de SR é o campo de visada instantâneo do sensor, limitado pela abertura angular do imageador. Desta forma, o IFOV é o ângulo óptico de observação de um sensor em qualquer instante. Em outras palavras, é a projeção geométrica na superfície terrestre da parte útil do detector. O IFOV determina a resolução espacial nominal de um sistema sensor. É uma

grandeza que pode ser medida tanto em valores angulares como lineares, conforme as equações abaixo:

$$\text{IFOV}_{\text{angular}} = \frac{d}{f} \quad (\text{mrad}) \quad (2.43)$$

$$\text{IFOV}_{\text{linear}} = \frac{(hd)}{f} \quad (\text{m}) \quad (2.44)$$

onde,

d é a dimensão do detector (mm);

f é a distância focal (mm);

h é a altura de vôo (m).

Em um IRLS, entretanto, o próprio processo de varredura transversal de linhas provoca variação na geometria de aquisição entre cada elemento de cena de uma mesma linha. Além da influência na radiância captada pelo sensor, esta variação pode acarretar distorções na imagem, sobretudo em plataformas que operam a baixas alturas e com FOV da ordem de 120° – Figura 2.26. Verifica-se assim que a resolução geométrica, isto é, o tamanho do elemento de cena imageado, varia ao longo da linha de varredura. Ou seja, a resolução se degrada em direção à linha do horizonte.

Este efeito de perspectiva pode ser corrigido no processamento eletrônico observando-se a lei do cosseno do ângulo de varredura. Desta forma, o tamanho do elemento de cena imageado fica constante, mas o IFOV angular varia com o ângulo de varredura (McCracken, 1996). Normalmente se assume que o IFOV na linha nadir, perpendicular à superfície, caracteriza a resolução espacial do sistema sensor.

Outras distorções comuns em imagens de IRLS são causadas pelos movimentos de rolamento (“roll”), arfagem (“pitch”) e derrapagem (“yaw”) da plataforma, especialmente em aeronaves de pequeno porte (McCracken,

1996). Atualmente, o uso de sistemas giroscópios acoplados ao sistema sensor podem minimizar estas variações.

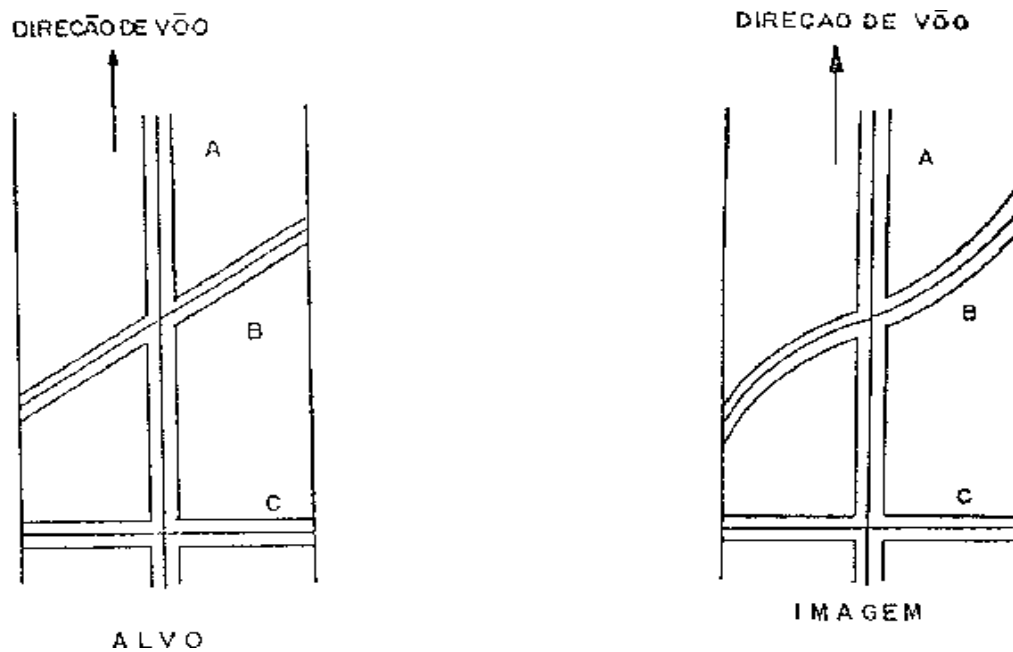


FIGURA 2.26 – Efeito de distorção na imagem.

FONTE: extraída de Yoshioka (1986).

Um outro parâmetro, denominado Campo de Visada Instantâneo Efetivo (“Effective Instantaneous Field of View” – EIFOV), também é utilizado. Segundo Slater (1980), o EIFOV é definido pela frequência espacial que reduz pela metade a intensidade de modulação de uma distribuição senoidal de radiância devido à MTF do sistema. Em outras palavras, o valor do EIFOV está associado ao valor de frequência espacial quando a MTF do sistema sensor é 0,5 (Slater, 1980) – Figura 2.27. O EIFOV determina a resolução espacial efetiva de um sensor.

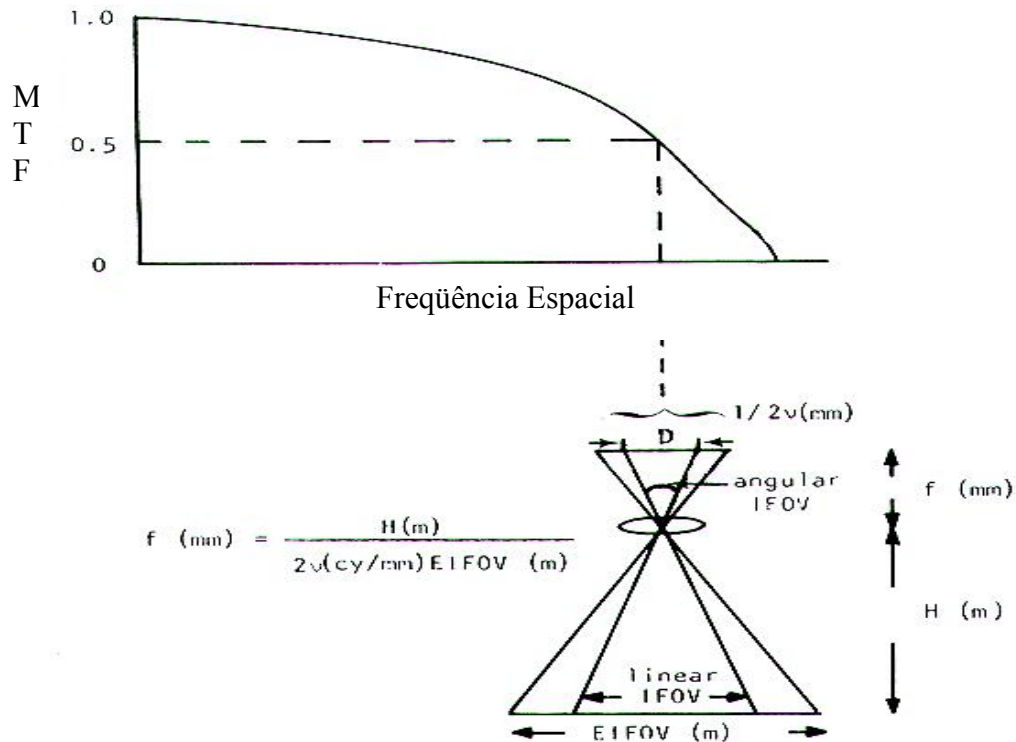


FIGURA 2.27 – Esquema demonstrativo da relação IFOV e EIFOV.

FONTE: extraída de Slater (1980).

O EIFOV também é uma grandeza que pode ser medida tanto em valores angulares como lineares. A figura acima apresenta a fórmula para o cálculo do EIFOV linear para frequências espaciais em ciclos por milímetro. Para o cálculo do EIFOV angular basta que se retire a altura de vôo desta equação. A partir da equação 2.41, pode-se calcular também o EIFOV em miliradianos, conforme abaixo:

$$EIFOV_{angular} = \frac{1}{2\nu \text{ (cy/mrad)}} \quad (2.45)$$

onde, (ν) é a frequência espacial quando a MTF do sistema é igual a 0,5.

2.2.2 Determinação da Resolução Radiométrica

A resolução radiométrica pode ser definida como a menor diferença de brilho que um sistema sensor é capaz de perceber (Lillesand e Kiefer, 1994). Ela determina se o alvo pode ser visto na imagem em função de seu contraste com alvos vizinhos (Slater, 1980). Na faixa do IVT, esta diferença é dada pela temperatura aparente dos objetos.

Um dos parâmetros comumente utilizados para determinar a resolução radiométrica de um IRLS é a Diferença de Temperatura Equivalente ao Ruído, NETD - "Noise Equivalent Temperature Difference" (McCracken, 1996 e Wolfe, 1996). Segundo Lloyd (1975), a NETD é o parâmetro mais antigo e universalmente usado de medida da habilidade de um sistema em discriminar sinais de ruídos. Ela é a diferença de temperatura que resolve um sinal exatamente igual ao ruído (Wolfe, 1996). Também pode ser definida como a diferença de temperatura de um alvo em relação ao fundo que produz uma razão sinal-ruído (SNR – "Signal-to-Noise Ratio") igual à unidade (Lloyd, 1975 e Slater, 1980).

Em sentido amplo, ruído é definido por Holst (1996) como qualquer sinal indesejado proveniente de fontes variadas. Os ruídos são flutuações espontâneas, aleatórias ou não, que provocam degradações na imagem e a conseqüente perda de fidelidade, impondo limites na detecção da informação (Lloyd, 1996). Podem ser gerados externamente por radiação de fundo e variações atmosféricas ou, internamente, pelos próprios componentes do sistema sensor (Slater, 1980). Os ruídos externos podem ser reduzidos com a limitação da resolução espacial ou espectral do sensor. As características do sistema que podem ser modificadas para aumentar a relação sinal-ruído incluem o campo de visada instantâneo, a banda espectral e o tempo de residência ("dwell time") do sensor (Lillesand e Kiefer, 1994).

Dentre os ruídos internos, destacam-se os do detector. Ao irradiarmos um detector com um nível de fluxo de REM constante, sua resposta elétrica será sempre variável (Slater, 1980). Isto ocorre devido à presença de uma flutuação imprevisível na sua resposta, conhecida por ruído. Segundo Slater (1980), os principais ruídos em detectores fotocondutivos (PC) são: de geração-recombinação (G-R), $1/f$, Johnson, “shot” e de temperatura.

O ruído de G-R está presente em todos os detectores PC e ocorre devido a flutuações estatísticas nas razões de geração e recombinação de partículas carregadas nos elementos fotosensíveis do detector. Ele também é conhecido por ruído de fóton, pois estas flutuações estão associadas em parte à razão aleatória de chegada dos fótons no detector (Lloyd, 1996 e Slater, 1980).

O ruído $1/f$ ocorre tipicamente em baixas frequências (Holst, 1996) e está presente em todos os detectores. Também é conhecido por ruído de modulação ou de corrente (Slater, 1980), ou ainda de excesso ou “flicker” (Lloyd, 1996). Sua causa é atribuída a irregularidades da superfície do detector e ruídos de contacto (Slater, 1980). Segundo Lloyd (1996), ele ocorre devido a variações nas resistências de contacto causadas por oscilações caóticas no estado potencial das superfícies.

O ruído de Johnson, também chamado de ruído termal ou de Nyquist, é causado por variações aleatórias na corrente do elemento resistivo do detector (Lloyd, 1996). À medida que a temperatura deste elemento aumenta, ocorre um aumento na voltagem elétrica do ruído (Slater, 1980).

O ruído “shot” advém da chegada aleatória de elétrons ao detector (Slater, 1980), enquanto o ruído de temperatura ocorre devido a variações de ganho e “offset” nos detectores sensíveis a pequenas oscilações de temperatura do sistema de criogenia que refrigera os elementos fotosensíveis (Lloyd, 1996).

Além dos ruídos do detector, interferências eletrônicas diversas, como: microfonia, variações elétricas da fonte de força do IRLS e

eletromagnetismo, também causam alterações nos sinais. Lloyd (1996) classifica estas interferências como ruído de “pickup”. Normalmente são ruídos espectrais e dependem do meio em que o IRLS está operando (Lloyd, 1996).

A microfonia pode ocorrer devido ao sistema de criogenia do detector, por causa do movimento do pistão ou devido a variações na pressão interna do gás de refrigeração (Lloyd, 1996). Espelhos rotativos, por exemplo, também são fontes de um forte ruído acústico (McCracken, 1996). Outra fonte de ruído é a microfonia gerada pela vibração mecânica do motor que traciona o espelho.

Um IRLS necessita usualmente de uma fonte de força externa. No caso de sistemas aeroembarcados, a força proporcionada pela aeronave é tipicamente ruidosa e variável, necessitando de condicionamento e filtragem (McCracken, 1996). Além disso, os circuitos eletrônicos de um IRLS são suscetíveis à maioria das interferências condutivas e radiativas (McCracken, 1996). O motor que traciona a rotação do espelho, por exemplo, pode produzir indução eletromagnética sobre detector, cabos à entrada do pré-amplificador e no próprio pré-amplificador, pois nestes pontos o sinal ainda é muito baixo sendo mais facilmente contaminado.

Sistemas de auxílio à navegação, como radares, também podem interferir eletromagneticamente no sinal, danificando a imagem final (McCracken, 1996). A blindagem metálica da fiação por onde passa o sinal elétrico atenua fortemente este tipo de ruído, mas não o elimina completamente. Além disso, um IRLS deve possuir um eficiente esquema de aterramento (McCracken, 1996).

Lloyd (1996) e Slater (1980) apresentam fórmulas matemáticas para se calcular separadamente o ruído de algumas destas fontes. Outras fontes de ruídos são citadas na literatura, como por exemplo, o ruído proveniente da radiação de fundo de superfícies ópticas (Lloyd, 1996).

Normalmente IRLSs são projetados para que o detector seja a fonte dominante de ruídos. Em cálculos preliminares apenas duas fontes de ruído são usualmente consideradas: detector e pré-amplificador. Em detectores PC, até mesmo o ruído do pré-amplificador pode ser ignorado, devido ao ganho fotocondutivo (McCracken, 1996). Quando pequenas fontes são combinadas com grandes fontes de ruído, conforme a equação 2.39, as fontes menores tornam-se pouco significativas. Desta forma, cálculos teóricos da NETD costumam assumir que o detector é a única fonte de ruídos do sistema (McCracken, 1996).

$$P_n = (P_D^2 + P_{PA}^2 + P_A^2)^{1/2} \quad (W) \quad (2.46)$$

onde,

P_n é a potência de ruído total do sistema (W);

P_D é a potência de ruído do detector (W);

P_{PA} é a potência de ruído do pré-amplificador (W);

P_A é a potência de ruído do amplificador (W).

Equipamentos utilizados para gravação dos sinais, pós-processamento e visualização das imagens também são fontes de ruídos e devem ser considerados no cálculo da sensibilidade e performance total de um IRLS (Holst, 1996 e McCracken, 1996). Segundo McCracken (1996) a NETD é usualmente medida na saída do pré-amplificador. Historicamente, entretanto, a NETD foi definida na saída do estágio de pós-amplificação (Holst, 1996). Para medidas sistêmicas, a NETD deve ser medida na saída do vídeo analógico ou mesmo na saída do monitor (Holst, 1996).

Segundo Lloyd (1975), para assegurar que todos ruídos antes da unidade de visualização sejam contabilizados, é comum que os sinais de teste da NETD sejam computados no estágio final de processamento onde um sinal de vídeo analógico ainda exista. Isto significa normalmente antes do multiplexador ou do modulador de amplitude do sinal.

O controle do nível médio do sinal e o alcance dinâmico (DR) de um IRLS também são importantes para a qualidade e utilidade da imagem gerada (McCracken, 1996). A limitação do DR está normalmente relacionada com a necessidade de compressão do sinal para sua compatibilização com os equipamentos eletrônicos de pós-processamento. Desta forma, a saturação em ambas as direções a partir do valor médio do sinal é tipicamente limitada eletronicamente pelo DR de um amplificador ou do conversor analógico-digital (Holst, 1996). Segundo Slater (1980), a compressão do sinal ocorre em níveis altos de radiância da cena e a expansão do sinal ocorre em níveis baixos de radiância. O DR é então definido pela razão entre o máximo e o mínimo valor mensurável do sinal. Para IRLS, o valor mínimo é usualmente o nível de ruído ou a NETD (Holst, 1996). Segundo Lloyd (1996), o DR é o valor de SNR quando o sinal está saturado.

Mesmo que o sinal após o pré-amplificador seja linear para um DR amplo, não é possível ainda, com a tecnologia existente, gravar ou visualizar uma imagem sem que seja feita alguma compressão não-linear no sinal (McCracken, 1996). Esta compressão causa o ruído de digitalização (McCracken, 1996) ou de quantização (Slater, 1980). Se o sinal é digitalizado, o DR é normalmente limitado pelo número de bits (n), onde (McCracken, 1996):

$$DR = 2^n \quad (2.47)$$

Felizmente, na maioria das aplicações, a linearidade para todo o DR não é essencial e alguma compressão é desejável, pois não é necessário o conhecimento da exata temperatura de objetos muito quentes da cena, sendo usualmente suficiente mostrar que um objeto é significativamente mais quente que seus vizinhos (McCracken, 1996).

Em laboratório, a NETD é obtida através da medida da SNR do sinal de saída em algum ponto do processamento eletrônico (McCracken, 1996). A SNR descreve a qualidade do processo de detecção do sinal. Ela é dada

pela razão linear da amplitude do sinal pela raiz quadrada da variância estatística do ruído (Lloyd, 1996). Normalmente, relaciona-se a SNR com a probabilidade de detecção de alvos por um observador. Considera-se usualmente que uma SNR superior a 2,25 é suficiente para uma probabilidade de detecção de 50% e SNR em torno de 5,5 para 100% de probabilidade (McCracken, 1996).

Para caracterizar a capacidade radiométrica de um IRLS em detectar variações no sinal, foram criados alguns parâmetros: NEP, NEI e NETD, entre outros. A medida mais simples do ruído de um IRLS é a sensibilidade, que é dada pelo valor de mudança no sinal que se iguala à raiz quadrada média (“root mean square” – rms) do quadrado do ruído no ponto de detecção (Lloyd, 1996).

Como já foi visto, o detector produz um sinal elétrico proporcional à REM incidente. Deste modo, o sinal proveniente do alvo só será detectado se for maior que o ruído gerado pelo próprio sistema. Assim, o nível de ruído torna-se o fator limitante à mínima quantidade de REM a ser detectada, determinando, para IRLSs, a mínima diferença de temperatura que pode ser medida. À potência equivalente a esta diferença, denomina-se Potência Equivalente ao Ruído, NEP – “Noise Equivalent Power” (Yoshioka, 1986).

Considerando que o sinal de saída de um detector é sempre acompanhado de uma tensão de pequena amplitude não originada pelo fluxo radiante proveniente do alvo, mas pelo ruído, a potência ou fluxo radiante na superfície do detector que produz uma tensão rms de saída do detector igual à tensão rms de ruído é a NEP (Lloyd, 1996 e Slater,1980). Ela é determinada pela equação abaixo:

$$NEP = \frac{\phi_{inc}}{\left(\frac{V_s}{V_n} \right)} \quad (W) \quad (2.48)$$

onde,

Φ_{inc} é a potência radiante incidente (W);

V_s é a tensão rms do sinal de saída (V);

V_n é a tensão rms produzida pelo ruído (V);

Segundo McCracken (1996), NEP é a potência do sinal quando esta se iguala à potência do ruído. Comparando dois detectores, desde que todos os outros parâmetros sejam idênticos, aquele com menor NEP é superior. Com a finalidade de se ter uma figura de mérito que aumentasse de magnitude com a melhora na performance, inverteu-se a NEP e criou-se a detectividade espectral (D) (McCracken, 1996):

$$D = \frac{1}{NEP} \quad (W^{-1}) \quad (2.49)$$

Considerando a dependência do desempenho de um detector em relação à sua área (A_d) e à largura de faixa eletrônica do ruído (Δf_R) no detector, normaliza-se a detectividade espectral e utiliza-se a detectividade específica (D^*) (McCracken, 1996 e Slater, 1980):

$$D^* = DA_d^{1/2} \Delta f_R^{1/2} \quad (cmHz^{1/2}W^{-1}) \quad (2.50)$$

Este parâmetro é normalmente associado às propriedades do material utilizado na fabricação do detector (Lloyd, 1996). Fabricantes de detectores usualmente reportam apenas a detectividade específica de pico ($D^*(\lambda_p)$) (Lloyd, 1996). Desta forma, em algumas equações para o cálculo teórico da NETD, é comum a normalização de D^* em função de $D^*(\lambda_p)$ (McCracken, 1996).

A largura de faixa eletrônica do sinal (Δf) de um IRLS é um fator determinante do seu desempenho. Ela é determinada pela razão que a informação é transferida pelo detector. Quanto maior esta largura, maior o ruído e pior a performance. A menor frequência necessária para a completa transferência de dados é dada por (Wolfe, 1996):

$$\Delta f = \frac{1}{2t_d} \quad (\text{Hz}) \quad (2.51)$$

onde,

t_d é o tempo de residência do detector (“dwell time”) (s).

Idealmente t_d é dado pela razão entre o tempo de imageamento de uma linha (t_L) pelo número de pixels por linha (NP_L). Ele é definido como o tempo requerido pelo detector para “varrer” uma distância igual à sua dimensão na direção de varredura. t_L é calculado a partir do campo de visada (FOV) do sensor, da velocidade de rotação (ω) e do número de faces (n_1) do espelho rotatório. NP_L é calculado pela razão entre o FOV do IRLS e o IFOV do detector (McCracken, 1996 e Wolfe, 1996). Assim:

$$t_d = \frac{t_L}{NP_L} \quad (\text{s}) \quad (2.52)$$

$$t_L = \frac{FOV}{\pi n_1 \omega} \quad (\text{s}) \quad (2.53)$$

$$NP_L = \frac{FOV}{IFOV} \quad (2.54)$$

Esta largura de faixa idealizada entretanto não considera variações na velocidade de rotação do espelho giratório (Wolfe, 1996) e ignora qualquer esquema de amostragem realizado pelo IRLS ou pela unidade de pós-processamento (McCracken, 1996).

A largura de faixa eletrônica do ruído (Δf_R) advém da largura de faixa eletrônica do sinal, aplicando-se nesta um fator de filtragem “K”. Este fator depende do envelope da banda de passagem equivalente ao sistema como um todo, incluindo qualquer unidade de visualização ou gravação (McCracken, 1996). Para estimativas conservadoras preliminares costuma-se usar $K = \pi/2 = 1,57$ (Lloyd, 1975) e $K = 1,18$ para sistemas com

unidades de visualização que previnem ruídos de alta frequência espacial, funcionando como filtros passa-baixos (McCracken, 1996). Desta forma:

$$\Delta f_R = K\Delta f \quad (\text{Hz}) \quad (2.55)$$

A partir destes conceitos básicos, demonstram-se equações para o cálculo teórico da NEI e NETD (McCracken, 1996 e Lloyd, 1996). A NEI (“Noise Equivalent Irradiance”) é definida como o valor de irradiância na abertura óptica de coleta de um IRLS que produz uma SNR igual à unidade (Lloyd, 1996). É comumente usada como parâmetro de mérito para sistemas de detecção de fontes pontuais (Lloyd, 1996).

A NETD é normalmente definida como uma medida de laboratório na qual se assume que as fontes (alvo e fundo) são corpos negros e que a transmissão atmosférica é igual à unidade (Lloyd, 1975). Ela é a diferença de temperatura (ΔT) entre o alvo e o fundo que produz uma razão entre a tensão pico-a-pico do sinal e a tensão rms do ruído igual à unidade. Desta forma, a NETD é dada por:

$$NETD = \frac{\Delta T}{\left(\frac{V_s}{V_n}\right)} \quad (\text{K}) \quad (2.56)$$

onde,

ΔT é a diferença de temperatura entre o alvo e o fundo (K);

V_s é a tensão pico-a-pico do sinal de saída (mV);

V_n é a tensão rms produzida pelo ruído (mV).

Na montagem do padrão de teste da NETD, as dimensões do alvo devem ser suficientemente largas em relação à resolução espacial do sensor de modo que a resposta em frequência do sistema não reduza significativamente a amplitude do sinal (Lloyd, 1975 e 1996). Ainda, para assegurar uma tensão do sinal várias vezes maior que a tensão de ruído,

Lloyd (1975) recomenda que ΔT exceda a NETD esperada em pelo menos dez vezes. A figura abaixo mostra o padrão de teste usualmente utilizado:

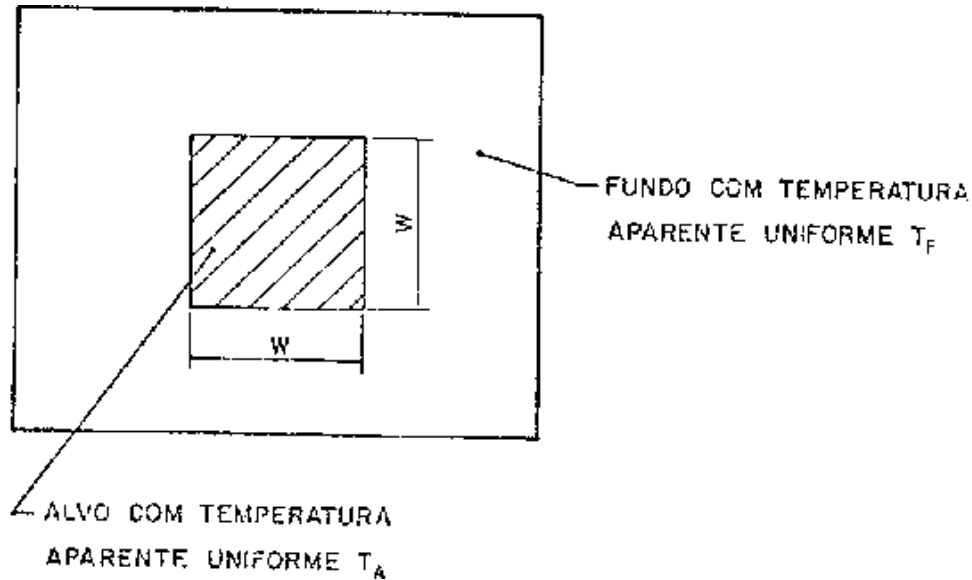


FIGURA 2.28 – Padrão de teste para a determinação da NETD.

FONTE: adaptada de Lloyd (1975).

Em relação ao cálculo teórico da NETD, vários autores, como por exemplo Lloyd (1996) e McCracken (1996), apresentam inúmeras derivações utilizando, cada um, os parâmetros que consideram mais úteis. Lloyd (1975) sugere uma equação simples e prática, dada por:

$$NETD = \frac{\pi A_d^{1/2} \Delta f_R^{1/2}}{\alpha^2 A_0 \tau_0 D^*(\lambda_p) \left(\frac{\Delta M}{\Delta T} \right)} \quad (K) \quad (2.57)$$

onde,

A_d é a área do detector (cm^2);

Δf_R é a largura de faixa eletrônica do ruído (Hz);

α é o IFOV (rad);

A_0 é a área de coleta efetiva da óptica (cm^2);

$D^*(\lambda_p)$ é a detectividade específica de pico ($\text{Hz}^{1/2} \text{cmW}^{-1}$);

τ_0 é eficiência de transmissão espectral média óptica (adimensional);

$\frac{\Delta M}{\Delta T}$ é a mudança efetiva na emitância radiante espectral em função da temperatura ($Wcm^{-2}K^{-1}$).

A partir dos conceitos e das equações de radiação termal e radiometria da seção 2.1 deste capítulo e assumindo que a temperatura de fundo é 300 K e que a detectividade específica espectral é nula para comprimentos de onda superiores ao comprimento de onda onde ocorre a detectividade máxima (λ_p), Lloyd (1975) demonstra que:

$$\frac{\Delta M}{\Delta T} = \frac{0,16}{\lambda_p} \int_{\lambda_1}^{\lambda_p} M_{\lambda}(300^{\circ} K) d\lambda \quad (2.58)$$

Em relação à óptica, as várias obscurações e limitações de abertura da área de coleta de fótons da cena devem ser contabilizadas na determinação do valor de sua área de coleta efetiva. Além disso, IRLSs que utilizam apenas espelhos reflexivos no sistema óptico, feitos do mesmo tipo de material, apresentam a seguinte transmissão óptica (McCracken, 1996):

$$\tau_0 = r_m^n \quad (2.59)$$

onde,

r_m é a refletividade espectral do espelho;

n é o número de espelhos.

Espelhos são caracterizados pela refletividade de suas superfícies, polimento e pelas propriedades do material de que são feitos. Ouro, prata e alumínio são os materiais mais comuns em IRLSs. Destes, a prata facilmente perde sua capacidade refletiva e o ouro é um metal nobre e caro. O alumínio normalmente necessita de um óxido para fixação e como camada protetora. O ouro apresenta uma refletividade em torno de 98% no IVT, enquanto o alumínio é de 96%. Na maioria dos casos, esta diferença é considerada mínima. Para sistemas espaciais afetados pela própria

emissão, o ouro apresenta a vantagem de ter aproximadamente a metade da emissividade do alumínio (Wolfe, 1996).

Cálculos teóricos no entanto desconsideram normalmente efeitos causados pelas condições e pelo tempo de uso do sensor. Espelhos devem ter manutenção preventiva periódica e ser trocados de tempos em tempos, pois podem estar expostos, por exemplo, ao vento, vibrações e inúmeras sujeiras provenientes do contacto direto com o meio ambiente, especialmente quando aerotransportados. Além da óptica, detector e eletrônica também possuem vida útil, quando o desempenho do IRLS é maximizado. Após anos em uso, normalmente os parâmetros de desempenho do sensor tendem a se distanciar do ideal teórico até um limite em que não fornece mais dados úteis e é desativado.

Além do EIFOV e da NETD, outros parâmetros utilizados na avaliação do desempenho de IRLS são “Minimum Resolvable Temperature Difference” (MRTD) e “Minimum Detectable Temperature Difference” (MDTD). A MRTD descreve a dependência da sensibilidade do sistema com a frequência de amostragem espacial, enquanto a MDTD a descreve com as dimensões do alvo, sendo utilizada quando a radiação de fundo é uniforme (Lloyd, 1975). Ambos simulam a percepção visual de um observador, levando em consideração aspectos relativos à resolução espacial, e à radiométrica. Estes parâmetros de mérito, entretanto, ainda não foram universalmente aceitas para caracterização de IRLS (McCracken, 1996 e Wolfe, 1996).

CAPÍTULO 3

MATERIAIS E MÉTODOS

A metodologia deste trabalho está baseada em três passos para levantamento da MTF e NETD: cálculos teóricos, experimentos no laboratório de sensores ópticos do INPE e experimentos em campo com vôos de avaliação. Os valores encontrados são então comparados e avaliados para determinação das resoluções espacial e radiométrica do SISIMI. A metodologia é apresentada no fluxograma da Figura 3.1.

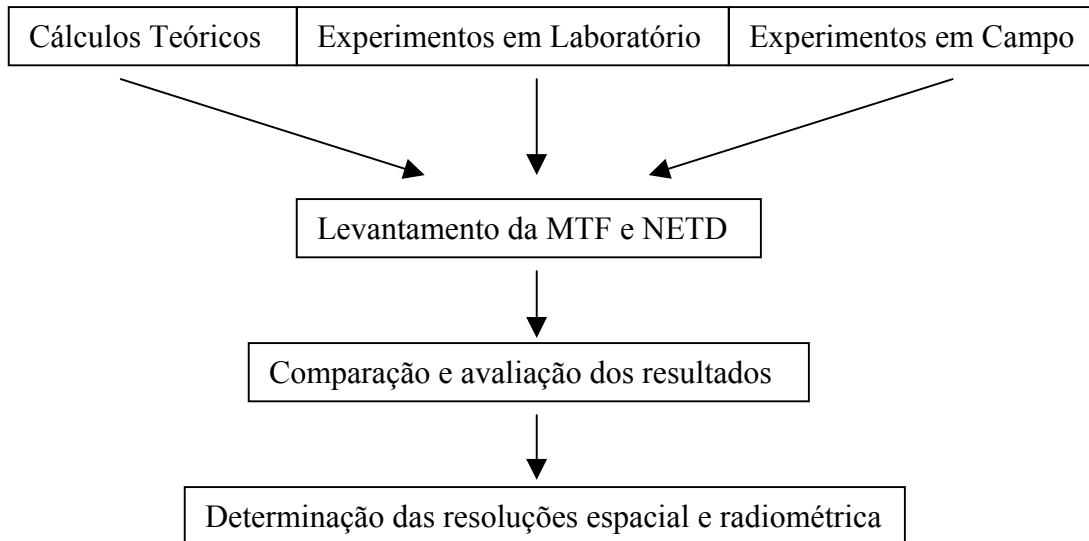


FIGURA 3.1 Fluxograma de metodologia da dissertação de mestrado.

Naturalmente, cálculos teóricos tendem a apresentar melhores resultados que aqueles encontrados em experimentos. Por outro lado, experimentos laboratoriais também não consideram todas as variáveis encontradas numa situação real de imageamento. Desta forma, seus resultados também tendem a ser melhores que os de campo.

Os cálculos teóricos estão baseados nas formulações matemáticas apresentadas no Capítulo 2. Neste caso, são consideradas condições ideais de operação do sistema sensor e desprezadas influências do meio externo no seu funcionamento. Especificadamente a equação 2.57 é utilizada para o

cálculo da NETD e as equações 2.32, 2.33 e 2.37 descrevem o comportamento teórico ideal da MTF da óptica, geometria do detector e circuitos eletrônicos do SISIMI, respectivamente. Também utiliza-se o programa óptico de desenho ZEMAX, desenvolvido pela “Focus Software, Inc.”, para verificar a MTF óptica do SISIMI. Enfim, a equação 2.31 determina a MTF do sistema total. O EIFOV é calculado a partir da MTF total pela equação 2.45.

Além do equipamento imageador – SISIMI, os materiais necessários para os experimentos em laboratório no levantamento da MTF total do sensor foram: fontes de radiação laser, visível e infravermelha; microscópio para medição de fenda; colimador; espelho plano e osciloscópio. Para verificação e calibração da fenda também foi utilizada uma objetiva “Hasselblad” de alta precisão. Paralelamente, foram realizados experimentos para levantamento somente da MTF eletrônica (exceto detector e unidades de gravação e pós-processamento) do SISIMI, em que se empregou duas fontes: uma de 15 V e outra de 12 V, um gerador eletrônico de sinais senoidais e outro osciloscópio. Para levantamento da NETD, um alvo constituído de três recipientes contíguos contendo água, termômetros e osciloscópio foram utilizados nos experimentos no laboratório.

Para os experimentos em campo, alvos artificiais - tiras de alumínio polidas sobre lona plástica preta para MTF e lona plástica preta sobre concreto para NETD - foram montados na superfície terrestre e imageados pelo SISIMI a bordo da aeronave EMB - 110 Bandeirante do INPE. No solo, um sistema de armazenamento de dados (“data logger”) acoplado a cinco termômetros permitia a gravação das temperaturas reais dos materiais e do ambiente. Também foi utilizado um radiômetro “Thermopoint” para medição da temperatura aparente dos alvos.

Este capítulo está dividido em três seções: apresentação do SISIMI, experimentos em laboratório e experimentos em campo. Nestas duas últimas seções, são discutidas as metodologias utilizadas na realização dos

experimentos e são apresentados em detalhes os equipamentos utilizados na medição da MTF e NETD.

3.1 Sistema Imageador Infravermelho Termal (SISIMI)

O SISIMI é um sistema passivo de imageamento termal por varredura linear (IRLS) para a faixa de 8 a 14 μm , de visada vertical e amplo campo de varredura na direção transversal ao deslocamento da aeronave com FOV de 120°. É capaz de detectar e discriminar diferentes níveis de radiação emitida por objetos naturais e artificiais, produzindo uma imagem do padrão radiante detectado. O sensor foi desenvolvido para realizar missões de reconhecimento aéreo diurno e noturno em aeronaves de caça da FAB e sua futura produção industrial obedecerá requisitos operacionais típicos para este tipo de emprego (Bastos, 1998).

Atualmente existem três protótipos iguais fabricados pelo IEAv/CTA, dos quais dois estão em condições de operação. Foram desenvolvidos como demonstradores de tecnologia e constituem o ponto de partida para o desenvolvimento e industrialização do imageador operacional definitivo. Já foram submetidos a uma série de ensaios a bordo das aeronaves “AT-26” (Xavante) e “R-95” (Bandeirante), cujos objetivos foram: integrar o imageador às plataformas, verificar o funcionamento dos subsistemas, detectar e corrigir problemas no imageamento e analisar, preliminarmente, a qualidade geométrica e radiométrica das imagens geradas (Lucca e Bastos, 2001). Este trabalho finaliza a caracterização do SISIMI com a determinação das suas resoluções espacial e radiométrica. As principais características dos protótipos são apresentadas na tabela 3.1.

O SISIMI é composto por um subsistema embarcado para imageamento (SISIMI-E) e um subsistema de solo para processamento e visualização dos dados (SISIMI-S). Cada subsistema possui várias unidades, que serão descritas a seguir. Estas informações foram essencialmente extraídas de Bastos (1998).

TABELA 3.1 – PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO SISIMI.

Faixa Espectral	8 a 14 μm
Campo de Visada Transversal (FOV)	120°
Campo de Visada Instantâneo (IFOV)	0,75 mrad
Distância Focal (f)	400 mm
Diâmetro de abertura de coleta da óptica	120 mm (telescópio Newtoniano)
Detector	Fotocondutivo HgCdTe de 0,3 x 0,3 mm
Refrigeração	ciclo fechado Stirling - gás Hélio a 77 K
Detectividade específica de pico ($D^*(\lambda_p)$)	$5,4 \cdot 10^{10} \text{ cm (Hz)}^{1/2} \text{ W}^{-1}$
Gravação	Fita VHS 2h
Peso do Subsistema Embarcado	25 Kg

3.1.1 Subsistema Embarcado (SISIMI-E)

O processo de imageamento utilizado pelo SISIMI-E baseia-se na segmentação da cena em linhas por meio de varreduras transversais à trajetória de voo. A contínua e precisa justaposição de cada linha à subsequente no processamento produz uma imagem contínua da cena.

O SISIMI-E compõe-se de cinco unidades: Imageadora (UI), Eletrônica (UE), Gravação (UG), Painel de Controle (UC) e “Pod”/acondicionador (UP). Estas duas últimas unidades podem ser modificadas, dependendo da plataforma em que o SISIMI está operando.

A UI - Figura 3.2 - compõe-se basicamente de dois dispositivos, óptico e detector. O óptico tem a função de coletar, colimar e focalizar a radiação

proveniente dos alvos sobre o dispositivo detector e pode ser dividido em três conjuntos (prisma, espelhos planos e telescópio).

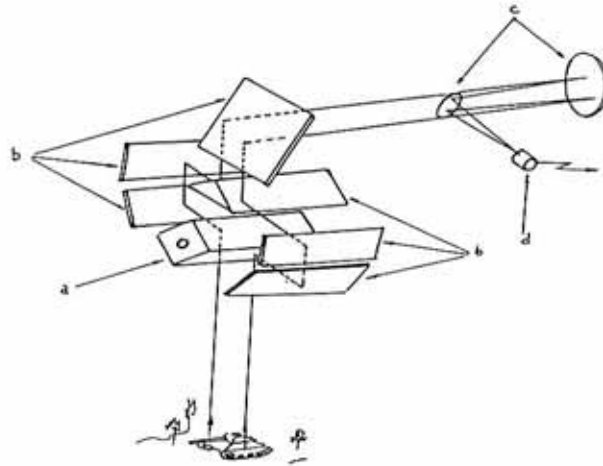


FIGURA 3.2 – Esquema da Unidade Imageadora do SISIMI.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

O primeiro conjunto (Figura 3.2a) é composto de um prisma giratório, de base quadrada, com quatro faces espelhadas retangulares de 5 cm de largura por 9 cm de comprimento. Possui um eixo mecânico preso à estrutura por rolamentos e mancais. Este conjunto é acionado por um sistema de correia dentada acoplada a um motor elétrico de corrente contínua alimentado pela fonte de força da plataforma (28 V CC). Este motor gira o eixo do prisma a 10.800 rpm (180 rps), em média. Como o prisma possui 4 faces, ele promove a varredura de 720 linhas/s. O objetivo do conjunto é realizar a varredura transversal de imageamento, cujo FOV é 120°. A justaposição das linhas de imagem geradas pelas varreduras exige o deslocamento da aeronave em velocidade sincronizada com a frequência de rotação do prisma.

O segundo conjunto (Figura 3.2b) é constituído por um sistema de espelhos planos fixos, cuja função é direcionar a radiação incidente no prisma giratório até a entrada do telescópio, em cujo plano focal ficam situados os detectores. O telescópio (Figura 3.2c) é do tipo Newtoniano, com espelho côncavo, distância focal de 400 mm, diâmetro de abertura de coleta da

óptica de 120 mm e obstrução circular central de 23 mm. Todas as superfícies ópticas apresentam planicidade maior que λ e metalização em alumínio com camada protetora de óxido de silício com espessura menor que 200 nm.

O dispositivo detector (Figura 3.2d) é constituído por uma rede de cinco elementos fotossensíveis com dimensões de 0,3 x 0,3 mm cada. Estes elementos são apontados opticamente ao solo de modo a se alinharem na direção da trajetória de voo e assim gerarem, cada um, uma linha de imagem. Eles são transdutores do tipo quântico, elaborados a partir de materiais semicondutores. No caso do SISIMI, são fotocondutivos (PC) e feitos da liga Mercúrio, Cádmiio e Telúrio (HgCdTe), possuindo a propriedade de variar a condutividade quando expostos à radiação de comprimentos de onda da faixa do IVT. Cada elemento possui um FOV de 15° e é protegido por uma janela anti-reflexiva de Germânio (EG&G, 1999).

Na presente configuração, por dificuldades na multiplexagem do sinal, o SISIMI está operando somente com um dos cinco elementos detectores, estando os demais desativados. Também não utiliza um filtro espectral que permita somente a detecção pelos elementos fotossensíveis da REM na faixa espectral desejada. Segundo o fabricante (EG&G, 1999), o detector utilizado no protótipo deste trabalho apresenta, para 500 mV e 10 KHz, responsividade de pico, $R(\lambda_p)$, de $2,3 \cdot 10^4 \text{ V W}^{-1}$ e detectividade específica de pico, $D^*(\lambda_p)$, de $5,4 \cdot 10^{10} \text{ cm (Hz)}^{1/2} \text{ W}^{-1}$, onde $\lambda_p = 10,8 \text{ }\mu\text{m}$. A Figura 3.3 apresenta a resposta da detectividade espectral específica normalizada para o detector empregado neste trabalho na faixa de 2 a 13,5 μm . Deve-se notar uma eficiência na resposta espectral do detector superior a 80% na faixa de 8 a 12 μm . A partir de 12 μm ocorre um decréscimo acentuado na resposta, atingindo valores inferiores a 50% a partir de 12,7 μm e a 20% a partir de 13 μm . Para a faixa de 3 a 5 μm , a eficiência é, em média, de 50%.

O dispositivo detector possui também sistema de criogenia, destinado a manter a temperatura dos elementos a 77 K durante a operação do sensor.

A refrigeração dos elementos detectores é destinada a reduzir a agitação térmica de sua rede cristalina e é condição fundamental para seu funcionamento. No SISIMI, o sistema criogênico é de ciclo fechado, consistindo de um pequeno compressor isolado em uma cápsula, na qual se fez vácuo e em cuja extremidade interna estão instalados os elementos detectores. Utiliza o ciclo termodinâmico “Stirling” e gás hélio como meio de refrigeração. Neste ciclo, o gás utilizado na refrigeração retorna ao compressor, não ocorrendo, desta maneira, qualquer perda.

Os elementos do dispositivo detector registram a existência e a variação do fluxo radiante incidente pela variação proporcional da resistência elétrica da célula fotossensível. Esta variação modula a tensão de polarização do detector, produzindo um sinal representativo do padrão de variação da linha imageada. O dispositivo detector fornece então à UE um sinal elétrico proporcional à potência da radiação coletada e colimada pela óptica.

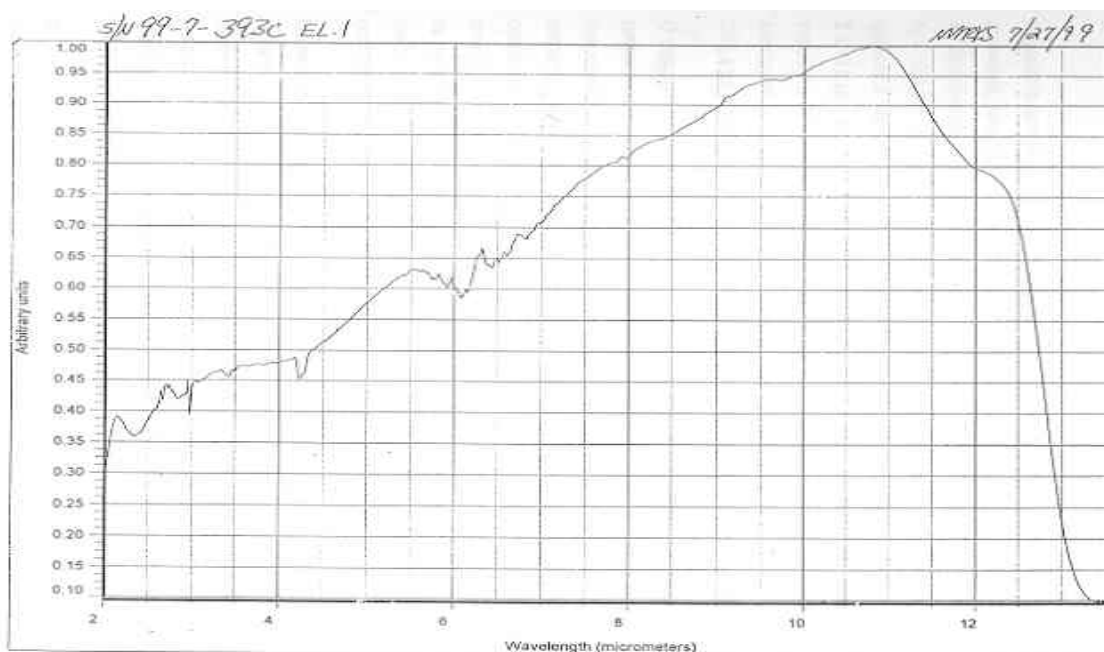


FIGURA 3.3 - Detectividade espectral específica normalizada para o elemento 1 do detector s/n 99-7-393C da EG&G Optoelectronics na faixa de 2 a 13,5 μm .

FONTE: extraída de EG&G (1999).

No processo de varredura, duas faces do prisma observam ao mesmo tempo um elemento de cena e a energia emitida é dividida em duas partes, que serão novamente integradas na entrada do telescópio - Figura 3.4.

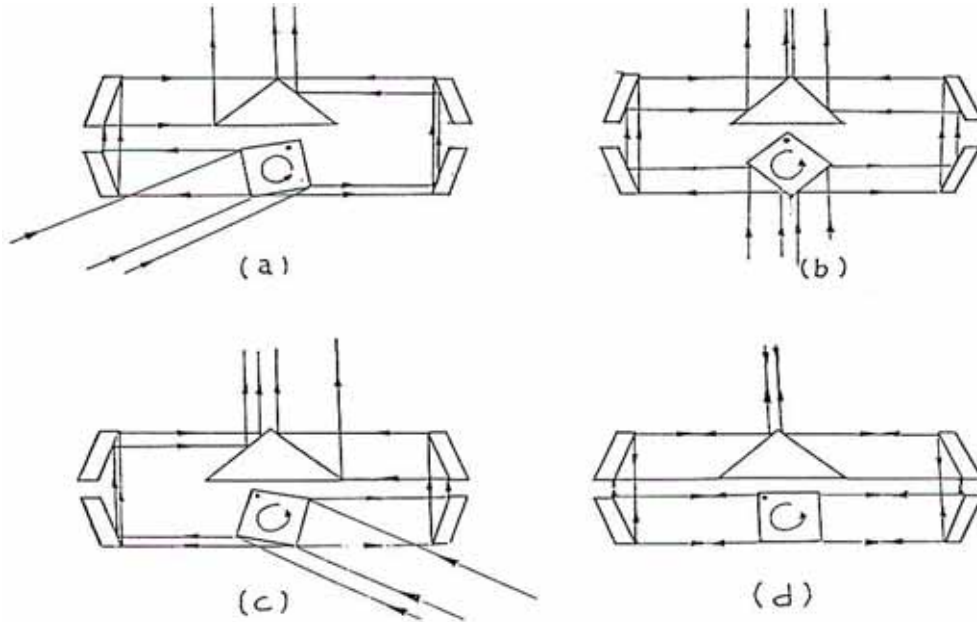


FIGURA 3.4 – Esquema do processo de varredura do SISIMI.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

Em (a), o prisma capta a radiação proveniente da região à esquerda da aeronave. Em (b), o prisma observa o solo imediatamente abaixo da aeronave. Em (c), ele vê a região à direita e, em (d), não capta a radiação proveniente do solo, mas vê o próprio detector. Em (a), (b) e (c), o detector fornece um sinal elétrico proporcional à radiação termal recebida do solo, enquanto em (d), ele fornece um sinal denominado "Cold Spike" - Figura 3.5.

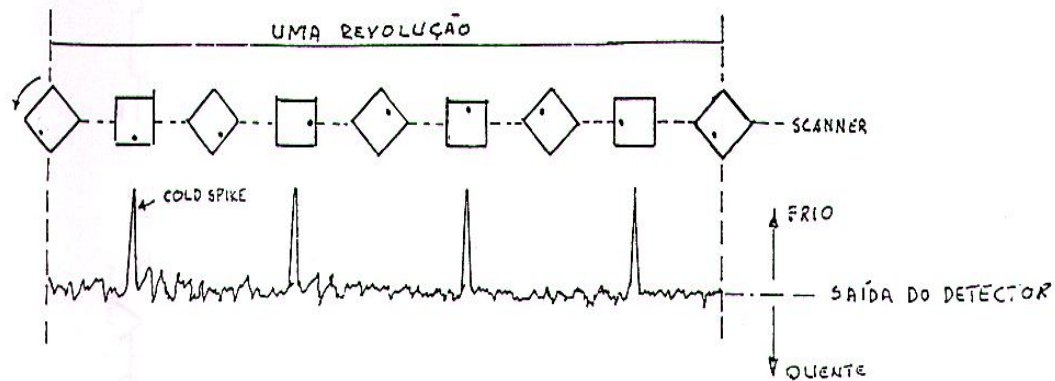


FIGURA 3.5 – Esquema do sinal produzido pelo detector no SISIMI.

FONTE: extraída de Bastos (1998).

A UE tem a função de processar o sinal fornecido pelo detector. Este processamento permite que uma representação visível da cena seja posteriormente apresentada em um sistema de vídeo. Ela efetua a amplificação, filtragem e multiplexagem (ordenamento) do sinal. Provê também pulsos de sincronismo, de forma a possibilitar um sinal compatível com a UG. Realiza ainda o controle de estabilização da imagem, compensando eventuais movimentos não comandados da plataforma, através de um sistema giroscópio. Compõe-se de fonte e circuitos de pré-amplificação e amplificação, de controle e, de proteção e estabilização.

Como a força proporcionada pela aeronave é tipicamente ruidosa e variável, duas baterias recarregáveis (“Panasonic”, modelo AG-BP212), de 12 V e 2,3 Ah servem de fonte de força para detector e pré-amplificador. Nestes pontos o sinal ainda é muito baixo, facilmente contaminado por ruídos e interferências condutivas e radiativas.

O detector fornece à UE um sinal elétrico analógico, que é então amplificado pelo conjunto pré-amplificador e amplificadores, com ganhos na ordem de 10^4 e resultando em um sinal de até 1V pp (pico-a-pico), chamado de sinal de luminância.

Sempre que o prisma se encontra na posição horizontal, um conjunto laser-prisma-detector de laser gera um pulso de sincronismo de linha (SINC), que determina o início de cada varredura. A partir do SINC, o sistema giroscópio estabilizador gera o pulso de início de linha (IL). Na situação em que a aeronave está na posição perfeitamente horizontal (sem “roll”), o IL é defasado 30° em relação ao SINC, considerando 180° entre 2 SINC sucessivos. Este ângulo de defasagem é comandado pelo giroscópio. Na configuração atual do SISIMI, este ângulo diminui para inclinações à esquerda e aumenta para inclinações à direita. O IL é então multiplexado com o sinal de luminância para produzir o sinal de vídeo que é gravado pela UG.

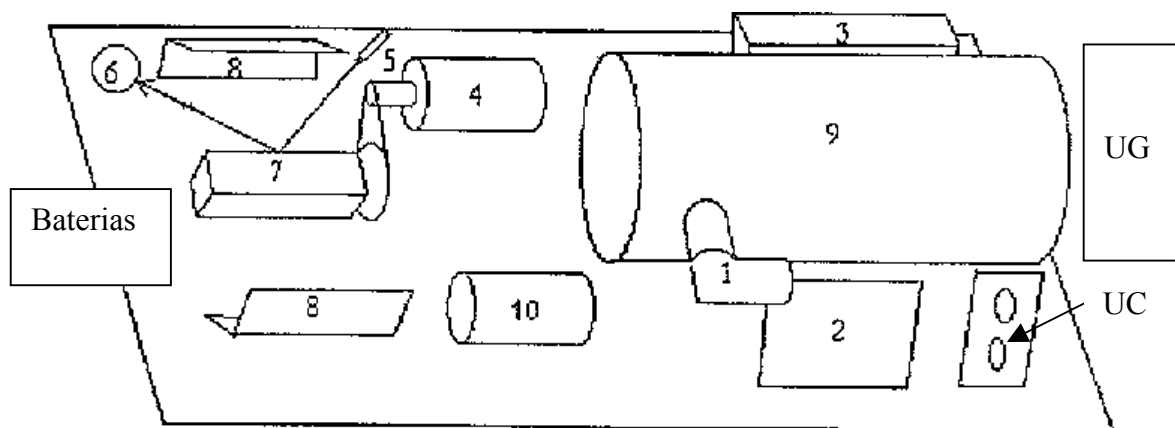
A UG tem a finalidade de gravar em forma analógica os sinais fornecidos pela UE. Ela é constituída por um gravador de vídeo padrão VHS portátil (“Panasonic”, modelo AG-7450), modificado para operar como gravador analógico de larga faixa de passagem.

A UC possibilita o controle do SISIMI-E pelo piloto da aeronave. Compõe-se de um painel instalado na cabine de pilotagem. A inicialização é feita por meio de botão que comanda automaticamente e, segundo um encadeamento apropriado, todas as fases necessárias à preparação do SISIMI-E para imageamento. Estas fases incluem acionamento da refrigeração do detector, abertura da porta de proteção da janela de imageamento e ativação do circuito de proteção do detector. Após o tempo necessário para conclusão desta rotina, o sistema entra em condição operacional (“Stand by”), indicado pelo “led” “OPER”. O imageamento e gravação são iniciados com o acionamento do botão “GRAV”, sendo encerrado com um segundo acionamento do mesmo botão.

A UP tem a finalidade de acondicionar todos os componentes do SISIMI-E, exceto a UC que fica no interior da aeronave. Ela é uma estrutura de alumínio colocada na parte inferior da asa da aeronave e é dividida em três seções: frontal, central e posterior. A frontal abriga a UG e parte da UE,

sendo protegida por uma carenagem removível de fibra. A central abriga a UI e possui duas janelas: uma de inspeção (lateral) e outra de imageamento (ventral). A primeira janela é protegida por uma carenagem metálica removível, enquanto a segunda é protegida por uma porta ventral de acionamento elétrico e comandado pela UC. A seção posterior abrigava o dispositivo de refrigeração do detector quando este era de ciclo aberto e o nitrogênio era utilizado como meio de refrigeração. A UP contém ainda cablagens e conectores de interligação dos componentes da UE, além de conexões de alimentação elétrica externa.

Para a utilização na aeronave EMB - 110 “Bandeirante” do INPE, o SISIMI-E foi montado sobre uma plataforma de madeira – Figura 3.6 - e fixado no assoalho interno do avião, que possui uma janela ventral retrátil. O peso aproximado do subsistema embarcado (exceto UP) é de 25 Kg. Também foram instalados amortecedores de borracha sob o conjunto, no contato com a plataforma de madeira, para minimizar as vibrações inerentes da aeronave.



- | | |
|--|-----------------------|
| 1. Detector; | 6. Detector de laser; |
| 2. Pré-amplificador e amplificadores; | 7. Prisma; |
| 3. Módulo de controle do sinal para gravação | 8. Espelhos planos; |
| 4. Motor do prisma; | 9. Telescópio; |
| 5. Laser; | 10. Giroscópio. |

FIGURA 3.6 – Montagem do SISIMI na aeronave EMB - 110 “Bandeirante”.

3.1.2 Subsistema de Solo (SISIMI-S)

O SISIMI-S é destinado a reproduzir em solo as imagens gravadas em vôo, permitindo sua interpretação. Consiste de Unidade de Amostragem de Linhas e Controle de Ganho (UAG), Unidade de Digitalização e Montagem da Imagem (UDM), Unidade de Visualização (UV) constituída de um monitor de TV e um videocassete, e Unidade de Apoio à Interpretação (UAI), que compreende os equipamentos computacionais e periféricos.

A UAG permite o ajuste da razão velocidade/altura de vôo, V/H . Ela realiza uma amostragem de linhas que permite gerar imagens geometricamente bem formadas dentro de uma ampla faixa de velocidades e alturas de vôo. Através da UAG, o operador determina o fator de amostragem de linhas a ser usado a partir da velocidade e altura da aeronave durante o imageamento, informados pelo piloto. Desta forma, as linhas selecionadas são enviadas da UAG para a UDM, que as usa para montar os quadros de imagem mostrados na UV. A configuração atual do SISIMI-S para aeronave "AT-26 Xavante" permite 15 possibilidades de ajuste, desde $0,25 \text{ rad s}^{-1}$ até o V/H máximo de $0,54 \text{ rad s}^{-1}$. No entanto, é possível modificar o fator de amostragem da UAG, de modo a se conseguir um V/H máximo superior a $0,54 \text{ rad s}^{-1}$ ou inferior a $0,25 \text{ rad s}^{-1}$.

A UAG também permite o controle manual de ganho, possibilitando amplificação do sinal analógico. Como o sinal gerado pelo detector do SISIMI tem amplitude da ordem de microvolts e a faixa dinâmica dos sistemas de gravação, digitalização e visualização é da ordem de 1 volt, torna-se necessário a aplicação de um ganho ao sinal do detector, amplificando-o convenientemente de modo a compatibilizá-lo com estes sistemas. O ganho é ajustado através de um botão, observando o resultado diretamente na imagem que aparece no monitor de TV. Se o ganho for maior que o necessário, ocorrerá saturação na imagem. Se for menor, a imagem exibirá baixo contraste.

Ela ainda detecta os pulsos de sincronismo de linha e gera pulsos de sincronismo de elementos de imagem (CLP), conforme ilustrado na Figura

3.7. Os sinais de saída da UAG são : pulso de início de linha (IL), pulso de sincronismo de píxel (CLP) e sinal de vídeo (VS). Como estes sinais não são compatíveis com sistemas comuns de vídeo ou computador, há uma interface digitalizadora que permite a montagem dos quadros de imagem.

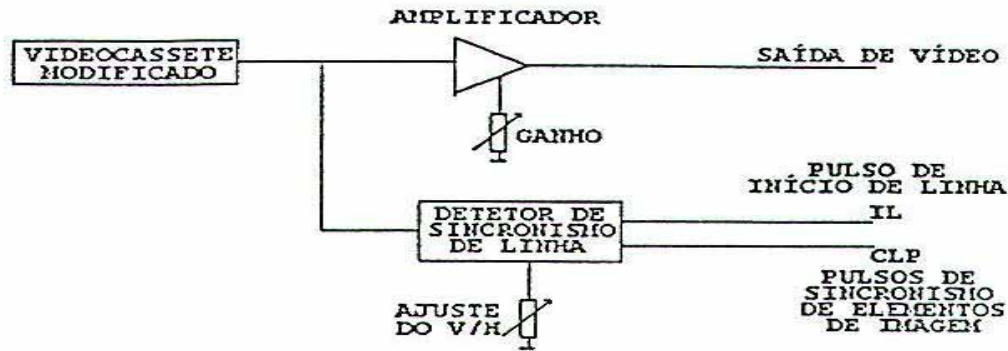


FIGURA 3.7 – Diagrama da Unidade da Amostragem e Ganho (UAG).

FONTE: extraída de Bastos (1998).

A UDM compatibiliza os sinais gerados pela UAG com os sinais convencionais de vídeo, possibilitando tanto a visualização da imagem inteira, degradada pelas limitações do monitor, como a visualização de parte da imagem com resolução máxima. Permite também a transferência da imagem para um computador, conforme mostrado na Figura 3.8.

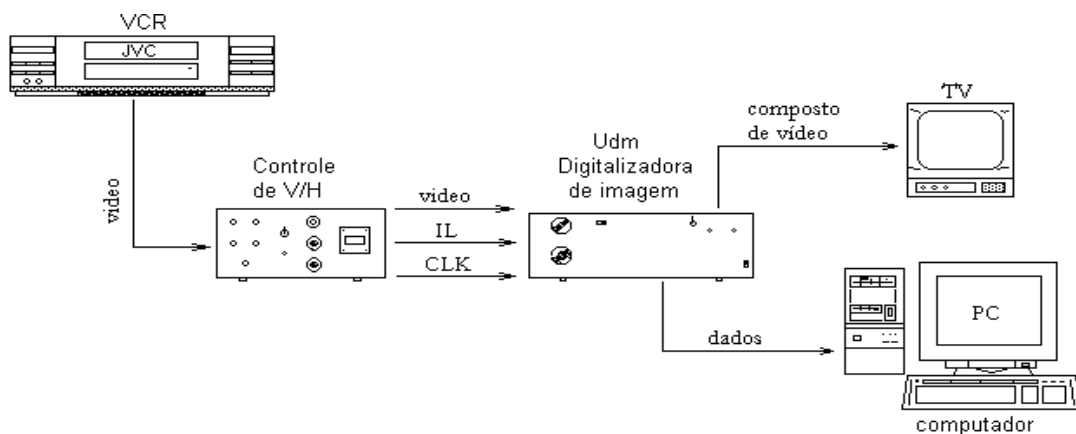


FIGURA 3.8 - Diagrama da Unidade de Digitalização e Montagem da Imagem (UDM).

As linhas de imagem selecionadas para visualização são enviadas da UAG para a UDM. Nesta unidade, um conversor analógico-digital converte o sinal em 256 níveis digitais, enviando o sinal digitalizado para uma memória. Essa memória é atualizada continuamente à medida que novas linhas de imagem são recebidas. O conjunto de linhas armazenadas num determinado momento compõe um quadro de imagem. Este quadro vai se modificando com a substituição das linhas antigas pelas novas. O conteúdo da memória é lido quadro-a-quadro, sendo em seguida convertido novamente em sinal analógico. A leitura da memória é executada na frequência padrão dos monitores de TV e, desta maneira, a imagem pode ser visualizada.

Para que toda a faixa coberta pelo FOV do imageador seja apresentada na tela, o conteúdo da memória é amostrado e a imagem exibida não possui resolução máxima. Entretanto, o operador pode selecionar apenas um trecho da memória de modo a ver uma imagem de melhor resolução. Neste caso, a UDM permite selecionar uma dentre 12 regiões da memória, sendo que elas são parcialmente superpostas, de modo que um alvo situado na borda de uma região possa ser visualizado no centro em outra região. A UDM possui ainda uma chave de armazenamento de memória. Quando acionada, a memória pára de aceitar novas linhas da UAG e a imagem apresentada na TV fica armazenada.

A imagem armazenada na UDM pode ser enviada a um computador para receber processamentos, tais como: realce de contraste, aplicação de cores e outras ferramentas de auxílio à interpretação. Para isto, a UDM possui um cabo de conexão e um programa que faz a leitura de sua memória. O seu conteúdo é então armazenado em um arquivo "bitmap" de 1365 x 1024 pixels, que pode ser lido e processado por qualquer programa de processamento de imagens.

3.2 Experimentos em Laboratório

Foram realizados dois experimentos no Laboratório de Eletro-Óptica da Divisão de Eletrônica Aeroespacial do INPE, cuja finalidade foi determinar a MTF e NETD do SISIMI. Este laboratório localiza-se na área limpa (“classe 10.000”) para evitar que particulados contaminem a montagem de componentes eletro-ópticos, especialmente de sensores aeroespaciais. A utilização de um laboratório com isolamento eletromagnético também seria conveniente neste trabalho, especialmente na determinação da NETD, devido à sua suscetibilidade às interferências ruidosas externas, como a própria rede elétrica (60 Hz) do laboratório; entretanto, este tipo de laboratório não esteve disponível.

Avaliou-se nesta dissertação apenas um dos três protótipos existentes do SISIMI. Naturalmente, por ser um protótipo, esperam-se modificações ao longo do tempo para atualização ou troca de componentes, com variações significativas entre este protótipo e a versão definitiva e mesmo entre os protótipos.

Para determinação da MTF, o dispositivo da Figura 3.9 foi montado numa bancada fixa, com amortecimento para minimizar vibrações mecânicas, de 1,20 x 2,50 m. O imageador, conforme apresentado na Figura 3.6, foi colocado sobre apoiadores fixados em trilhos sobre a bancada, de modo que ficasse paralelo à ela, ligeiramente acima dos outros equipamentos, e permitisse que um espelho plano retangular de 10,2 cm por 7 cm, com espessura de 6 mm e 45° de ângulo com a bancada fosse colocado sob o prisma de varredura, numa distância de aproximadamente 23 cm. A distância entre este espelho e a abertura óptica do colimador era de um metro.

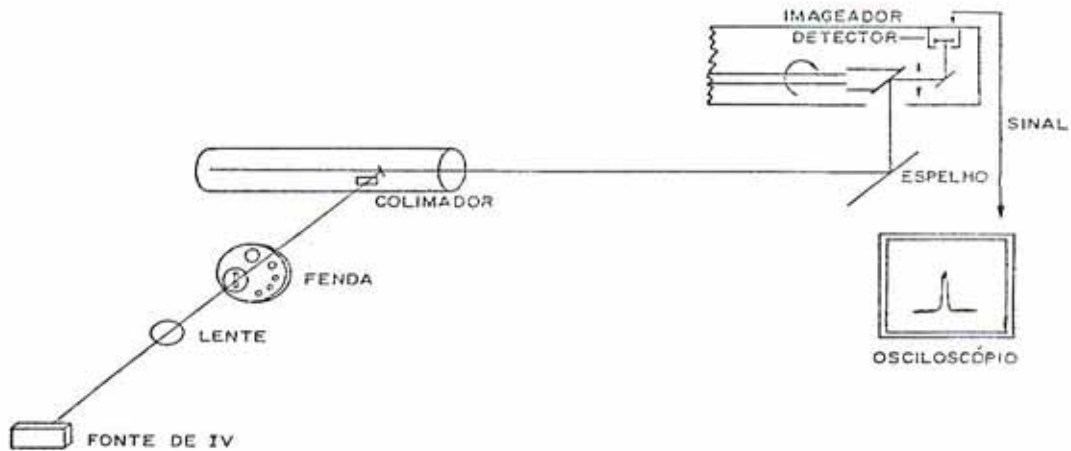


FIGURA 3.9 – Configuração do dispositivo para determinação da MTF em laboratório.

FONTE: adaptada de Bastos (1989).

Colimadores são equipamentos com lentes ou espelhos que opticamente colocam alvos no infinito. Eles tornam disponível, a partir de uma fonte no infinito, a simulação de características de radiação, como: cor, temperatura, irradiância e tamanho de alvo. Segundo Holst (1996), as aberrações ópticas do colimador utilizado devem ser significativamente menores que as aberrações do sistema a ser testado. Como as aberrações são inversamente proporcionais ao $f/\#$ ($n^\circ f$ ou razão focal), que é dado pela razão entre a distância focal e o diâmetro de abertura da óptica, o $f/\#$ do colimador deve ser maior que o $f/\#$ do sensor. Equivalentemente, a distância focal do colimador deve ser bem maior que a do sistema sob teste. Holst (1996) sugere que o colimador apresente uma distância focal pelo menos cinco vezes maior que a do sistema.

Colimadores podem conter superfícies ópticas refrativas ou reflexivas. Ambas podem ser usadas para testes na faixa espectral visível, mas superfícies reflexivas são geralmente utilizadas na faixa do infravermelho, pois a óptica refrativa tende a ser dispersiva nesta banda espectral. Além

disso, espelhos reflexivos não apresentam aberrações cromáticas (Holst, 1996).

Como aberrações esféricas não estão presentes em espelhos parabólicos, estes são uma melhor escolha. Além disso, colimadores que utilizam espelhos parabólicos fora do eixo são ainda mais indicados, pois a fonte de radiação não interfere fisicamente no feixe colimado, não havendo obscurecimento e minimizando a possibilidade de radiação espúria (Holst, 1996).

O colimador utilizado neste experimento foi o modelo 6-101, produzido pela “Barnes Engineering Company”. É um colimador fora do eixo parabólico, com distância focal de 650,24 mm e diâmetro de abertura óptico de 121,92 mm ($f/\# = 5,3$). Suas superfícies reflexivas são de alumínio evaporado, seguido de uma camada de monóxido de silício. Possui sete orifícios circulares selecionáveis, de 0,2 mm a 6,5 mm, para entrada da radiação proveniente da fonte (Barnes, 1969).

A radiação entra no colimador por um destes orifícios, localizados no seu plano focal, e é refletida por um espelho diagonal plano em direção ao espelho parabólico côncavo, onde é colimada e redirecionada para a abertura de saída. Como o SISIMI apresenta distância focal de 400 mm e diâmetro de abertura óptica de 120 mm ($f/\# = 3,3$), o $f/\#$ do colimador é aproximadamente 1,6 vezes maior que o $f/\#$ do SISIMI.

Fontes pontuais produzem raios paralelos quando colocadas no plano focal do colimador; uma fonte extensa de tamanho d_s apenas pode ser vista numa determinada região que se estende até uma distância (L) a partir da abertura óptica do colimador. Desta forma, o feixe de radiação na saída do colimador somente terá forma cilíndrica se a abertura da fonte de radiação no plano focal do colimador for infinitesimal. Na prática, o tamanho finito desta entrada causa um cone radiativo na saída do colimador, que se abre com a distância. Assim, num padrão de testes, o IRLS deve ser colocado dentro

deste cone definido pela abertura óptica do colimador (D_{col}) e pela distância L - Figura 3.10. A máxima distância (R) para a colocação de um sistema imageador é determinada pela sua abertura óptica (D_{sis}):

$$R = \frac{f_{col}(D_{col} - D_{sis})}{d_s} \quad (\text{mm}) \quad (3.1)$$

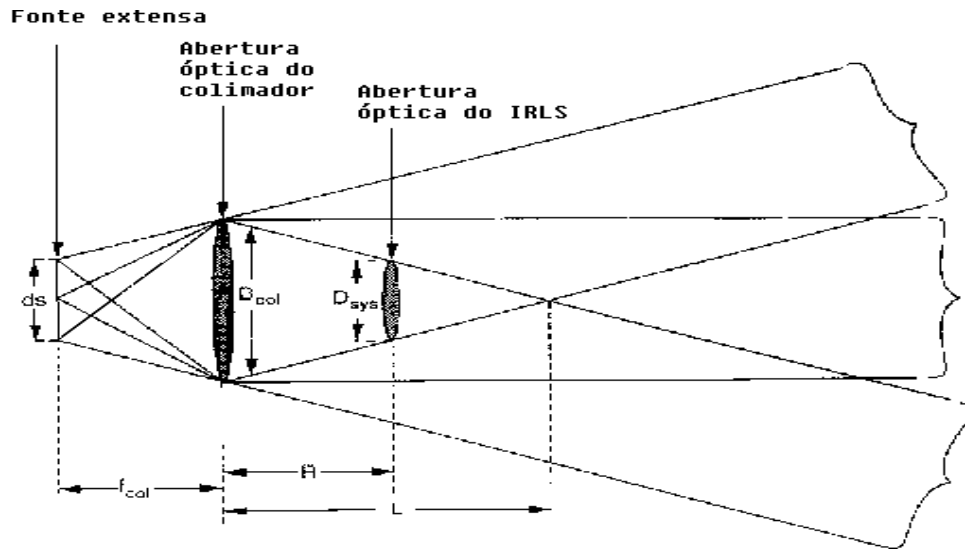


FIGURA 3.10 – Distância de trabalho usando colimador e fonte extensa.

FONTE: adaptada de Holst (1996).

Nesta distância máxima R , o IRLS deve estar precisamente alinhado com o colimador. Para aliviar dificuldades de alinhamento, o sistema sensor deve ser colocado numa distância inferior. Neste experimento, o espelho plano que direciona a radiação para a óptica do SISIMI foi colocado a um metro do colimador. Desta forma, a partir da equação 3.1, o tamanho da fonte (d_s) deve ser inferior a 1,25 mm. Considerou-se que todos espelhos planos obedecem aos princípios da óptica geométrica e refletem idealmente raios paralelos de REM até a entrada do telescópio do SISIMI.

Para realizar o alinhamento dos componentes ópticos (colimador, espelho plano e prisma) do experimento, uma fonte laser de Hélio-Neônio (HeNe), com potência máxima de 5mW, foi utilizada. Colocou-se esta fonte na posição da fonte de IV da Figura 3.9, retirou-se a lente, utilizou-se o maior

orifício de abertura da óptica do colimador (6,5 mm) e colocou-se uma face do prisma para baixo, paralelo à superfície da bancada. Desta forma, o feixe laser refletiu no prisma, no espelho plano e retornou ao interior do colimador no mesmo ponto em que havia saído do colimador. A sobreposição dos feixes de ida e de volta e sua centralização nas superfícies ópticas garantiu o alinhamento óptico.

Também se verificou preliminarmente a projeção do feixe de radiação sobre o detector. Esta visualização foi feita retirando-se o conjunto detector e colocando-se um anteparo de papel vegetal em seu lugar, no plano focal da óptica. Girou-se então manualmente o prisma, até a posição em que a óptica do sensor fizesse o feixe laser passar pelo seu plano focal.

Em seguida, substituiu-se a fonte laser por uma fonte de radiação visível (lâmpada de 500 W e 120 V). O objetivo, neste caso, foi verificar o tamanho da fenda no plano focal do detector. No orifício de 6,5 mm do colimador, montou-se uma fenda no sentido vertical com o uso de duas lâminas finas e afiadas de alumínio, uma em cada lado. Para simular a função impulso, o IFOV da fenda deve ser bem menor que o IFOV do sensor. Holst (1996) recomenda um valor pelo menos dez vezes menor. Assim, neste caso, a espessura da fenda deve ser menor que 0,48 mm para possibilitar a simulação da função impulso.

O orifício maior do colimador foi utilizado para facilitar a colocação das lâminas exatamente no seu plano focal e possibilitar a simulação de uma linha de espessura mínima (LSF) que, mesmo com algum eventual desalinhamento das superfícies ópticas do SISIMI, fizesse com que a projeção da fenda durante os testes passasse no plano focal do detector.

Foram feitos testes com fendas de 0,1 mm, 0,04 mm e 0,02 mm. As espessuras das fendas foram aferidas por meio de um microscópio "Hartman", com ampliação de 40 vezes e retículo de precisão de até 0,02 mm. Verificou-se que mesmo com a menor fenda, sua projeção no

plano focal do detector era da ordem de 0,5 mm, muito maior que o esperado, inferior a 0,1 mm considerando todas as aberrações ópticas do SISIMI.

Para verificar a calibração das fendas e dos orifícios do colimador, foi colocado à frente de sua abertura óptica uma objetiva "Hasselblad" de alta precisão, com distância focal de 50 mm. Com um papel vegetal no foco da objetiva, mediu-se com o microscópio as dimensões das projeções das fendas e orifícios. Verificou-se que, para fendas menores que 0,2 mm, a espessura da fenda projetada atinge um limite, em torno de 0,04 mm. Desta forma, considerou-se que o colimador atingiu as especificações técnicas necessárias para este experimento e que a largura excessiva da fenda projetada no plano focal do detector era decorrente da própria degradação da óptica do sensor. Os possíveis motivos desta degradação serão apresentados no capítulo seguinte.

Enfim, substituiu-se a fonte de radiação visível pela fonte "Globar" de radiação infravermelha e acionou-se o SISIMI. Entretanto, esta fonte apresentou rompimento interno no seu elemento de aquecimento e ficou inutilizável. Como o detector do SISIMI também apresenta sensibilidade na faixa visível do espectro (EG&G, 1999) e este tipo de teste depende exclusivamente da espessura do alvo no colimador, a intensidade da fonte e a conseqüente amplitude do sinal não influencia na determinação da MTF, desde que seja suficientemente alta para prover uma boa SNR, sem que o sinal entre numa região não-linear (Holst, 1996). Desta forma, considerou-se que a utilização da fonte de radiação visível ao invés da fonte de radiação infravermelha no experimento apresenta variações desprezíveis nos resultados.

Para acionamento do imageador, utilizou-se uma fonte estabilizada "Tectrol", modelo TCA 40-30, potência de 1200 W e saída até 40V DC/30 A. Esta fonte alimentou o SISIMI com 28V DC, a mesma tensão utilizada pelo sensor quando instalado em aeronaves. Neste caso, o SISIMI utilizou 10 A de

corrente e o motor elétrico rotacionou o prisma a aproximadamente 10.800 rpm, medidos num tacômetro digital.

O sinal gerado pelo SISIMI pôde então ser visualizado num osciloscópio. Holst (1996) recomenda que o equipamento de medição apresente largura de faixa eletrônica (Δf) maior que a do IRLS para evitar problemas de fase. Neste experimento, foi utilizado o osciloscópio “HP 54601B”, com Δf superior a 100 MHz, e ponteiros de teste “HP 10070A”, com Δf superior a 20 MHz (Hewlett Packard, 1992). Considerou-se, desta forma, que o equipamento de medição não interferiu nas medidas realizadas.

Considerando que detector e pré-amplificador são alimentados por baterias, isolando-se do resto da eletrônica, a medição do sinal foi feita sistematicamente em dois pontos: saída do pré-amplificador e após o estágio de saída para gravação, quando o sinal analógico é enviado para UG. Este estágio comporta o multiplexador e o modulador de amplitude do sinal e serve para compatibilizar o sinal para gravação. Como o sinal ainda estava muito baixo na saída do detector, não foi possível medi-lo neste ponto. Como o gravador analógico foi modificado para operar com banda de passagem do sinal, superior a 4 MHz, considerou-se que a medida do sinal após o estágio de saída para gravação caracteriza o SISIMI-E. Estas medidas foram feitas para verificar, em separado, a influência na MTF dos conjuntos “óptico-detector-pré-amplificador” e “amplificadores-filtros adicionais-estágio de saída para gravação”.

O sinal de saída visualizado no osciloscópio representa a resposta impulsiva (FEP) do sistema à função impulso simulada pela fenda – Figura 3.11. Observando o Teorema de Nyquist, amostrou-se o sinal em intervalos constantes de tempo e normalizaram-se os valores de tensão, adotando-se o valor nulo para ambos os lados da FEP. Segundo Holst (1996), a maioria dos algoritmos para cálculos de TF necessita de amostras equidistantes para facilitar a interpolação entre as amostras. Antes da aplicação da TF, a resposta do fundo também deve ser removida. Normalmente assume-se que

esta resposta é uniforme e igual a zero (Holst, 1996). Estes procedimentos permitiram a aplicação do programa de FFT, apresentado na Figura 3.12, para obtenção da curva da MTF. Utilizando o valor de frequência correspondente à MTF de 0,5 na equação 2.45, determinou-se o EIFOV do sistema.

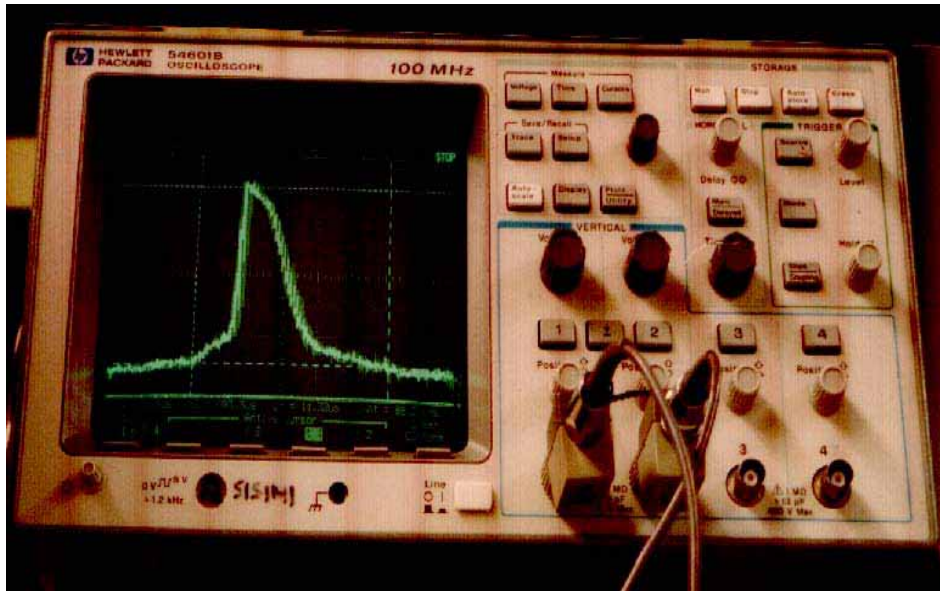


FIGURA 3.11 – Exemplo da resposta impulsiva do SISIMI no osciloscópio.

```

pro RespostaImpulsiva
;vetor com as tensões
v =
[0,7.81,10.94,17.19,34.37,68.75,114.06,174.96,209.36,203.16,174.96,148.46,$
107.86,90.66,68.75,53.12,43.75,34.37,26.56,21.87,15.62,9.37,3.12,0]
;número de medidas de tensão
n = n_elements(v)
;tempo entre as amostras
dt = 0.5D-6
;frequência entre na fft
df = 1/(dt*n)
;fator de reamostragem. A fft do sinal será interpolada com k_i*n pontos
para melhorar a precisão na medida da frequência de metade do pico
k_i = 1000
;vetor com os instantes de tempos das medidas
t = dindgen(n+1)*dt
;transformada de fourier do sinal de tensão
vf = abs(fft(v))
;vetor com os valores de frequência na transformada de fourier
f = dindgen(n)*df

```

```

;frequência entre as amostras da fft interpolada
dfi = df/k_i
;número de amostras na fft interpolada
ni = n*k_i
;novo vetor com as frequências da fft interpolada
fi = dindgen(ni+1)*dfi
;cálculo da fft interpolada
vfi = interpol(vf,f,fi)
;mede o pico da fft, que está sempre em zero.
pico = max(vfi[0:n*k_i/2])
;localiza a amostra de tensão que é a metade do pico
p3db_i = max(where(vfi[0:n*k_i/2] GT pico*0.5))
;imprime o valor do pico e a metade do valor do pico
print,pico,pico/2
;imprime o valor da frequência cujo valor é a metade do pico
print,fi[p3db_i]
;constrói o gráfico da fft interpolada do sinal (apenas metade)
plot,fi[0:n*k_i/2],vfi[0:n*k_i/2]
;sobrepõe em vermelho ao gráfico anterior, a parte do sinal que está acima
;da metade do pico
oplot,fi[0:p3db_i],vfi[0:p3db_i],color = 200,psym = 3

end

```

FIGURA 3.12 – Programa de FFT em IDL.

Paralelamente foram realizados experimentos para levantamento somente da MTF eletrônica (exceto detector e UG) do SISIMI-E, em que se empregou duas fontes: 15 V e 12 V; gerador eletrônico de sinais senoidais “HP 3314A” e osciloscópio “Tektronix 2215A”, com Δf superior a 60 MHz.

A fonte de 15 V alimentou o pré-amplificador e a fonte de 12 V alimentou amplificadores e estágio de saída para gravação. O gerador forneceu sinais elétricos senoidais à entrada do componente eletrônico que se desejava avaliar e os sinais eram medidos na sua saída, através da visualização no osciloscópio. A amplitude da tensão do sinal de entrada no entanto não devia saturar o sinal de saída.

Deve-se aumentar a frequência temporal de entrada até que a amplitude da tensão do sinal de saída e, conseqüentemente a MTF, comecem a diminuir. A partir desta frequência, os detalhes associados são reproduzidos na

imagem com menos contraste. O limite ocorre na frequência de corte, quando a MTF é zero. Nos testes, os valores de frequência variaram de 20 Hz até a frequência de corte do respectivo componente ou conjunto eletrônico. Sistemáticamente, foram anotadas as frequências de entrada e os respectivos valores de tensão pico-a-pico de saída para construção da curva MTF. Este experimento permitiu verificar a influência de cada componente eletrônico na MTF do subsistema eletrônico como um todo, identificando os pontos fracos da eletrônica do SISIMI-E.

Para determinação da NETD, foi realizado um experimento conforme a Figura 3.13, no qual o SISIMI-E foi fixado diretamente na bancada, de modo a possibilitar o imageamento do alvo, colocado no chão do laboratório, constituído de três recipientes em PVC contíguos na direção de varredura, contendo água limpa. A NETD foi definida para fontes (alvo e fundo) que se comportam como CN. Considerou-se, neste experimento, que a água limpa se comporta como CN na faixa do IVT. A NETD é definida por Lloyd (1975) como a diferença de temperatura (ΔT) entre o alvo (recipiente central) e o fundo (recipientes laterais) que produz uma razão entre a tensão pico-a-pico do sinal (V_s) e a tensão rms do ruído (V_n), igual à unidade.

Assegurou-se, na montagem do padrão de teste, que as dimensões do alvo fossem suficientemente largas em relação à resolução espacial do sensor de modo que a resposta em frequência do sistema não reduzisse significativamente a amplitude do sinal. Para assegurar que todos ruídos antes da UG fossem contabilizados, os sinais de teste da NETD foram computados no estágio final de processamento da UE, após o estágio de saída para gravação, quando o sinal analógico é enviado para UG, no mesmo ponto em que foi medido o sinal para determinação da MTF do SISIMI-E.

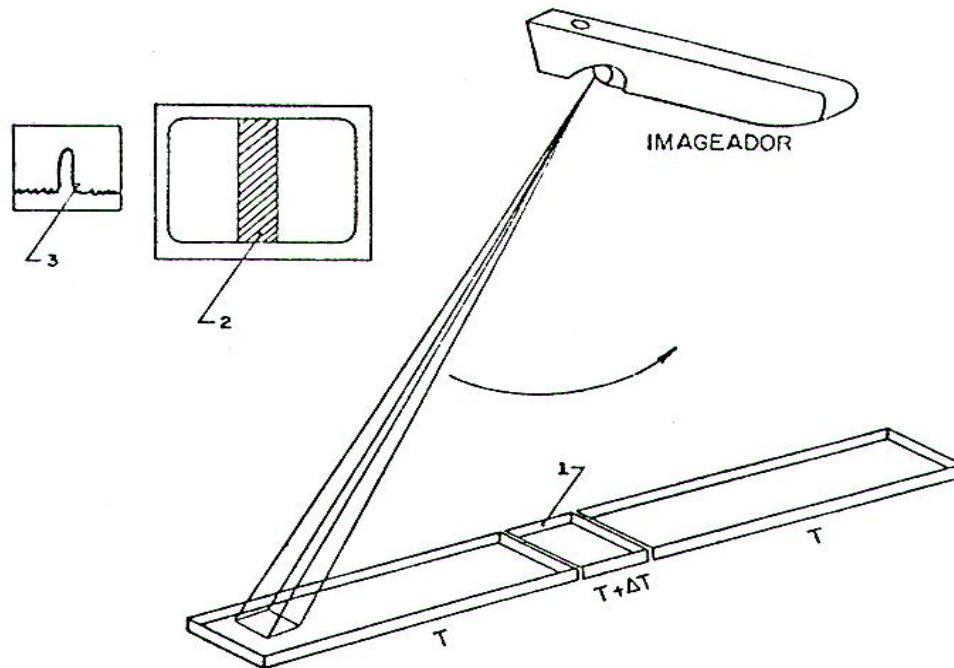


FIGURA 3.13 - Configuração do dispositivo para determinação da NETD em laboratório (1 - alvo; 2 - imagem do alvo no monitor de TV; 3 - sinal de resposta do imageador no osciloscópio).

FONTE: adaptada de Bastos (1989).

Colocou-se então gelo no recipiente central, produzindo uma ΔT entre alvo e fundo, medida através de três termômetros digitais “CSI-T-107”, um em cada recipiente, com acurácia de $\pm 0,2^\circ\text{C}$ – Figura 3.14. A temperatura ambiente, medida por outro termômetro, era de 21°C . Para assegurar uma tensão do sinal várias vezes maior que a tensão de ruído, Lloyd (1975) recomenda que ΔT exceda a NETD esperada em pelo menos dez vezes. Neste experimento, manteve-se ΔT igual a $10 \pm 0,5^\circ\text{C}$. A temperatura do alvo (T_A) manteve-se em torno de 9°C e a temperatura do fundo (T_F) em torno de 19°C .

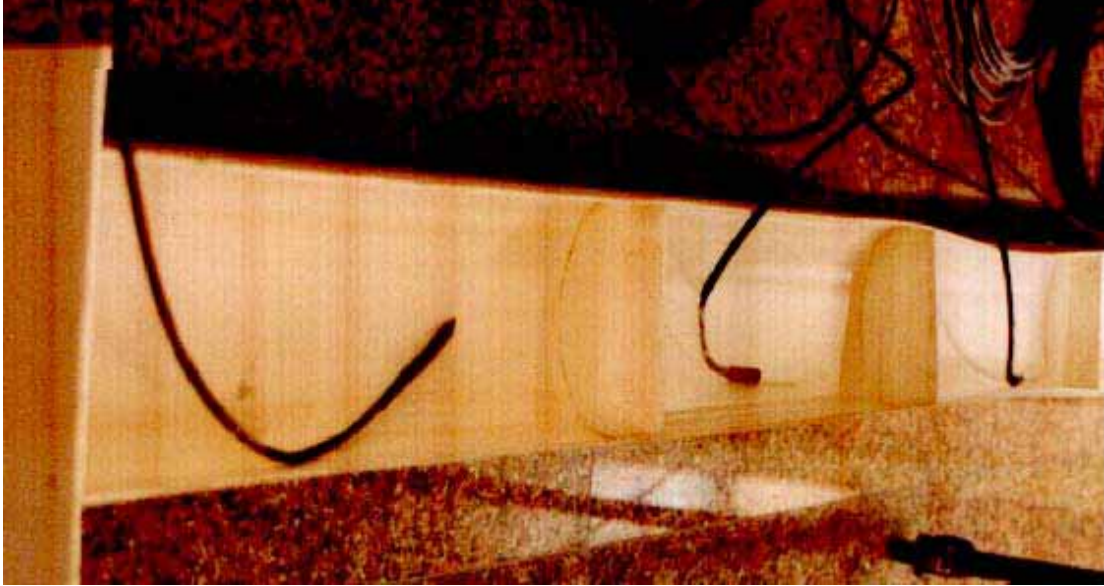


FIGURA 3.14 – Foto do alvo no experimento da NETD em laboratório.

Estabelecida esta diferença de temperatura entre alvo e fundo e acionando o SISIMI, obteve-se um sinal que pôde ser observado e medido no osciloscópio “HP 54601B”. Mantendo-se ΔT constante e igual a 10°C , coletou-se várias medidas para a obtenção do valor médio da tensão pico-a-pico do sinal de saída (V_s) – Figura 3.15. As medidas eram obtidas pela subtração do valor médio do sinal do fundo pelo valor médio do sinal do alvo. A leitura destes valores foi feita diretamente no osciloscópio (Hewlett Packard, 1992).

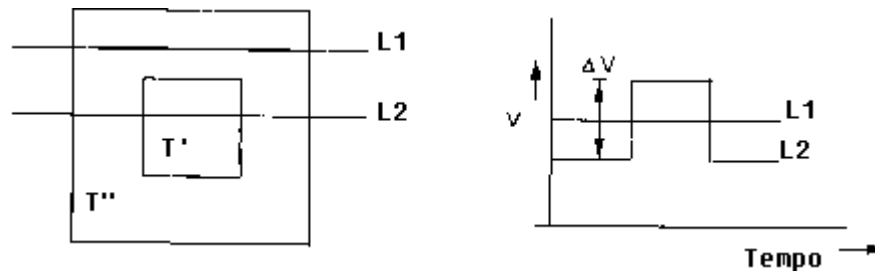


FIGURA 3.15 – Sinal de saída para duas linhas de varredura no experimento da NETD em laboratório.

FONTE: adaptada de Holst (1996).

Para avaliação do ruído, vedou-se a entrada do telescópio com um pano preto opaco não-reflexivo (Holst, 1996). Este procedimento retira a influência da óptica, do “cold-spike” quando o detector vê a si próprio, e do laser, que marca o início de cada linha de imageamento, permitindo a visualização e medição apenas do ruído eletrônico do SISIMI. O valor da tensão rms produzida pelo ruído (V_n) foi dado automaticamente pelo osciloscópio (Hewlett Packard, 1992) – Figura 3.16.

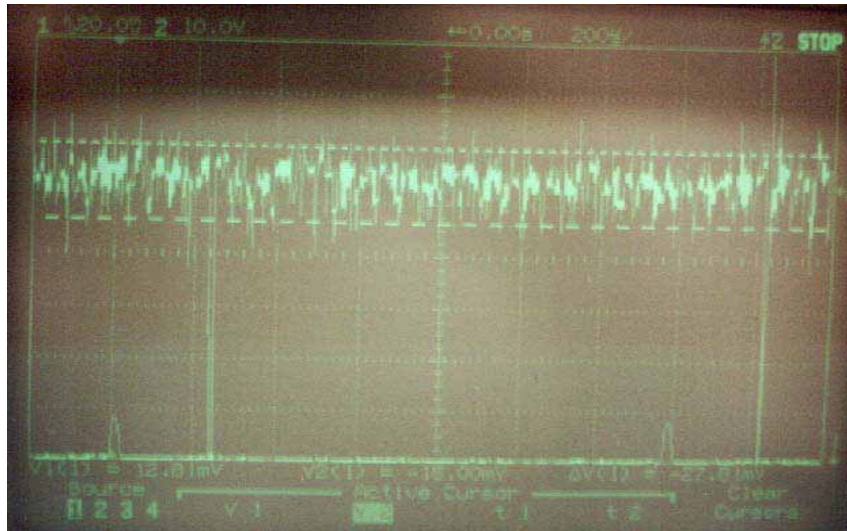


FIGURA 3.16 – Foto do sinal de ruído visualizado no osciloscópio no experimento da NETD em laboratório.

Retirando-se as ponteiros de teste do osciloscópio, verificou-se o valor da tensão produzida pelo ruído do ambiente e do próprio osciloscópio. Este valor foi inferior a 0,4 mV, considerado desprezível nos cálculos de ruído do SISIMI. Obtidos os valores de V_s e V_n para um determinado diferencial de temperatura, calculou-se a NETD através da equação 2.56.

3.3 Experimentos em Campo

Foram realizados vôos de avaliação para verificar a consistência dos valores de MTF e NETD encontrados teoricamente e em laboratório. Alvos artificiais - tiras de alumínio polidas sobre lona plástica preta para MTF e lona plástica preta sobre concreto para NETD - foram montados no pátio de

estacionamento de aeronaves do CTA, no aeroporto de São José dos Campos, e imageados pelo SISIMI a bordo da aeronave EMB - 110 Bandeirante do INPE. No solo, o sistema de armazenamento de dados “Micro Logger 21x” da “Campbell Scientific Inc.”, acoplado a cinco termômetros “CSI-T-107” permitiu a gravação das temperaturas reais dos materiais e do ambiente. Também foi utilizado o radiômetro portátil “Thermopoint 40” da “Agema Infrared Systems”, para a faixa de 8 a 14 μm (Agema, 1987), para medição da temperatura aparente dos alvos, considerando-os com emissividade igual à unidade.

O vôo foi realizado no dia 4 de setembro de 2001, com nove passagens sobre o alvo no período da manhã, das 09:45 às 10:20 h, horário local. O piloto procurou manter a aeronave estável, sem rolamentos laterais e alinhada longitudinalmente com o alvo, realizando as passagens com o equipamento imageador exatamente sobre as tiras (nadir). Informou que a velocidade da aeronave no solo foi mantida em torno de 180 kt (90 ms^{-1}) e as alturas das passagens variaram de 300 a 2000 ft (90 a 600 m). Desta forma, a razão V/H variou de 1 a $0,15 \text{ rad s}^{-1}$. A rotação do prisma de varredura do SISIMI, medido com um tacômetro digital, manteve-se em torno de 10.800 rpm durante todas as passagens.

Segundo a Estação Meteorológica de Superfície do aeroporto, às 10:00 h deste dia, as condições eram de vento calmo, visibilidade acima de 10 km e céu claro, sem nuvens ou nevoeiros, temperatura de 25°C , ponto de orvalho de 13°C e pressão atmosférica de 1019 hPa.

Para a MTF, o objetivo foi simular uma função impulsiva de entrada através do imageamento de alvos artificiais adequados (Malaret, 1985). Conforme já utilizado em Bastos (1989), os alvos foram constituídos de oito tiras de alumínio aeronáutico polidas (baixa emissividade), de 1 m de comprimento e 10 cm de largura cada, contíguas longitudinalmente no sentido de deslocamento da aeronave, dispostas sobre um fundo plástico preto (alta emissividade), com 10 m de comprimento e 8 m de largura – Figura 3.17. A

largura das tiras foi determinada de modo que sua temperatura aparente fosse suficiente para destacar-se do fundo uniforme e permanecer detectável na imagem, simulando uma função impulsiva.



FIGURA 3.17 – Fotos dos alvos imageados no experimento de campo.

Explorou-se neste experimento as propriedades de emissividade do alumínio polido e do plástico opaco. Para a faixa de 8 a 14 μm , o alumínio polido normalmente apresenta emissividade inferior a 0,1 e o plástico opaco em torno de 0,95 (Agema, 1987). Desta forma, na imagem correspondente, as tiras de alumínio (alvo) apareceram escuras, com NC baixos e o plástico preto (fundo) apareceu claro, com NC altos – Figura 3.18.

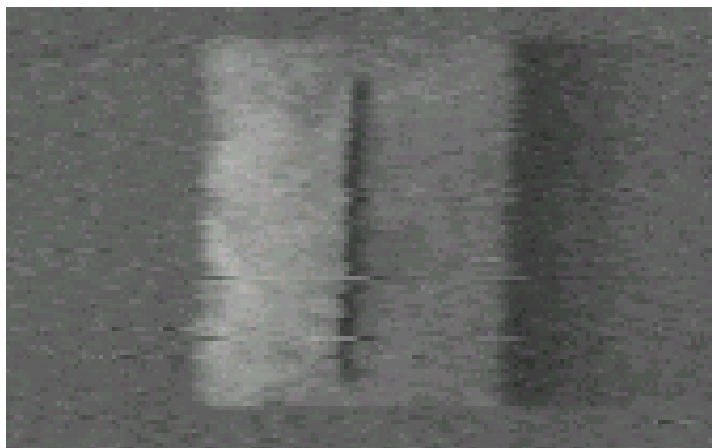


FIGURA 3.18 – Imagem dos alvos imageados no experimento de campo.

Antes da realização de TF na FEP do sistema para levantamento da MTF, a resposta impulsiva (FEP) causada pelo alvo (alumínio) foi digitalizada para visualização da imagem. Segundo Holst (1996), para evitar adição de efeitos de fase no sinal digitalizado, o número de amostras na FEP deve ser suficientemente alto. Estudos (Holst, 1996) sugerem que pelo menos 10 píxeis representem a FEP como um todo. Dentre as imagens geradas nas 9 passagens do SISIMI sobre o alvo, selecionou-se a que melhor representasse a FEP. Desta forma, utilizou-se a passagem realizada a 300 ft (90 m) de altura, com 15 píxeis representando a FEP do sensor. Esta altura corresponde àquela utilizada usualmente por aeronaves militares de reconhecimento aéreo.

Utilizando um Sistema de Informação Geografia (SIG), esta imagem foi analisada. Verificou-se que os oito metros de comprimento das tiras de alumínio estavam compreendidos em aproximadamente 66 linhas de imageamento e que a aeronave não havia passado exatamente alinhada com o alvo. Além disso, o efeito capacitivo provocado na imagem devido à transição entre concreto do pátio e plástico preto mascarava a resposta espectral do plástico, principalmente antes da varredura do alumínio pelo prisma do SISIMI – Figura 3.18.

Para levantamento da MTF prática do SISIMI, selecionaram-se 16 linhas e 15 colunas contíguas da imagem, contendo alvo ao centro e fundo nas bordas. O número de linhas foi limitado pelo pequeno desalinhamento entre aeronave e alvo, sendo que 08 linhas corresponderam a aproximadamente 1 metro de alvo. Calculou-se o NC médio para cada coluna. O número de colunas foi determinado pela estabilização do valor de NC médio (103) após a varredura do alumínio, pois os valores de NC dos píxeis localizados antes da varredura do alvo estavam influenciados pelo acoplamento capacitivo. Após o valor mínimo de NC médio (67), foram necessárias mais 7 colunas até que o NC médio dos píxeis se estabilizasse. Desta forma, selecionaram-se 15 colunas, 7 para cada lado mais a coluna com NC de valor médio mínimo.

Os valores de NC médio das colunas encontrados constituíram as amostras necessárias para construção da FEP da imagem. Considerando o tempo de imageamento de uma linha ($t_L = 0,926$ ms), determinado pela equação 2.53, e a amostragem de 1365 píxeis por linha (NP_L), realizada pelo subsistema de solo do SISIMI, o tempo de $0,678 \mu\text{s}$ entre as amostras foi obtido pela equação 2.52. Após normalização dos valores da FEP, utilizou-se o programa de FFT da Figura 3.12 para construção da curva de MTF. Utilizando o valor de freqüência correspondente à MTF de 0,5 na equação 2.45, determinou-se o EIFOV do sistema.

Para levantamento da NETD, o experimento foi realizado concomitantemente com o experimento da MTF. Consistiu do sobrevôo da lona plástica preta (alvo), com o concreto do pátio de estacionamento de aeronaves servindo de fundo uniforme, conforme sugere a Figura 2.28. Neste caso, alvo e fundo apresentavam emissividade em torno de 0,95 (Agema, 1987). Verificou-se, entretanto, provavelmente devido à cor do plástico, uma diferença entre suas temperaturas aparentes. Esta diferença pode ser observada na Figura 3.18 e nos valores obtidos com o radiômetro portátil termal.

O “Thermopoint” registrou 35°C de temperatura aparente média no concreto e 45°C no plástico. Desta forma, considerou-se que ΔT manteve-se em torno de 10°C. Estes valores foram confirmados pelos termômetros de contacto.

Para medição do sinal (V_s), seleccionou-se 10000 píxeis (100 colunas por 100 linhas contíguas) no concreto e calculou-se num SIG, o NC médio, 97. Da mesma forma, seleccionou-se 1452 píxeis (22 colunas por 66 linhas) no plástico, sem influência capacitiva, e calculou-se o NC médio, 107.

O valor do ruído (V_n) foi obtido a partir dos valores médios de NC das 22 colunas seleccionadas no plástico. Calculou-se a raiz quadrada média (“root mean square” – rms) destes valores para determinação de V_n . Obtidos os valores de V_s e V_n para um determinado diferencial de temperatura, calculou-se a NETD através da equação 2.56.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS: DISCUSSÃO E ANÁLISE

Neste capítulo, são apresentados os resultados do trabalho e a análise da consistência dos valores levantados. Também são propostas modificações no sensor para melhorar seu desempenho e a qualidade das imagens. A partir dos resultados encontrados em três níveis (teórico, laboratório e campo) foram determinadas as resoluções do SISIMI - **EIFOV = 12,6 mrad**, **NETD = 1,2 K**. Sugere-se, entretanto, que cálculos estatísticos detalhados sejam realizados na versão operacional final do sensor.

4.1 Resolução Espacial

A resolução espacial nominal de um sensor é dada pelo seu IFOV angular. No SISIMI, pela equação 2.43, seu valor é de 0,75 mrad. No entanto, este parâmetro desconsidera os efeitos ópticos e eletrônicos do próprio equipamento na deterioração da imagem. A MTF é a função que permite avaliar o desempenho do sistema considerando as diversas causas de degradação espacial. Segundo Slater (1980), o EIFOV é definido pela frequência espacial que reduz pela metade a intensidade de modulação de uma distribuição senoidal de radiância devido à MTF do sistema. Em outras palavras, o valor do EIFOV está associado ao valor de frequência espacial quando a MTF do sistema sensor é 0,5 – Figura 2.27. Ele determina a resolução espacial efetiva de um sensor e pode ser calculado pela equação 2.45.

Nesta dissertação, para efeito de cálculos teóricos, considerou-se três subsistemas básicos no SISIMI: óptico, detector e eletrônico. A MTF total foi determinada pelo produto das MTFs destes subsistemas – equação 2.31. As equações 2.32, 2.33 e 2.37 descreveram, respectivamente, o comportamento teórico ideal da MTF da difração óptica, da geometria do detector e dos circuitos eletrônicos do SISIMI, e serviram para o

levantamento das curvas teóricas de MTF (eixo das ordenadas) por frequência espacial (eixo das abcissas).

Na equação 2.32, para o diâmetro de abertura óptico do SISIMI ($D = 120$ mm) e considerando o comprimento de onda médio da banda espectral do detector (λ_m) igual a $11 \mu\text{m}$ para a faixa de 8 a $14 \mu\text{m}$ (Lloyd, 1975), a frequência de corte óptica encontrada foi de $10,9$ cy/mrad e a frequência espacial que corresponde à MTF de $0,5$ foi de $4,4$ cy/mrad. Estes valores, no entanto, não refletem totalmente a influência óptica na degradação espacial da imagem, uma vez que desconsideram aberrações e obstruções à entrada da radiação no sistema óptico. Além disso, o detector do protótipo avaliado apresenta eficiência superior a 80% na sua resposta espectral na faixa de 8 a $12 \mu\text{m}$, decrescendo abruptamente após $12 \mu\text{m}$ – Figura 3.3.

Um programa óptico de desenho foi então utilizado para verificar a MTF óptica do SISIMI. Considerou-se, neste caso, o detector sensível apenas na faixa de 8 a $12 \mu\text{m}$ e a obstrução circular central de 23 mm de diâmetro na entrada do telescópio do SISIMI – Figura 4.1. O resultado, a curva de MTF, pode ser observado na figura 4.2, onde a frequência espacial de $6,6$ cy/mm ou $2,7$ cy/mrad (equação 2.41, para $T = 5,5$ ms) ou $6,1$ MHz (equação 2.39 para $t_d = 0,33 \mu\text{s}$) correspondeu à MTF de $0,5$. Estas curvas foram utilizadas no levantamento da curva de MTF total teórica do SISIMI. O programa baseou-se no desenho original do sensor; desgastes naturais e eventuais erros de construção do imageador, montagem ou confecção das superfícies espelhadas podem causar resultados reais inferiores aos encontrados.

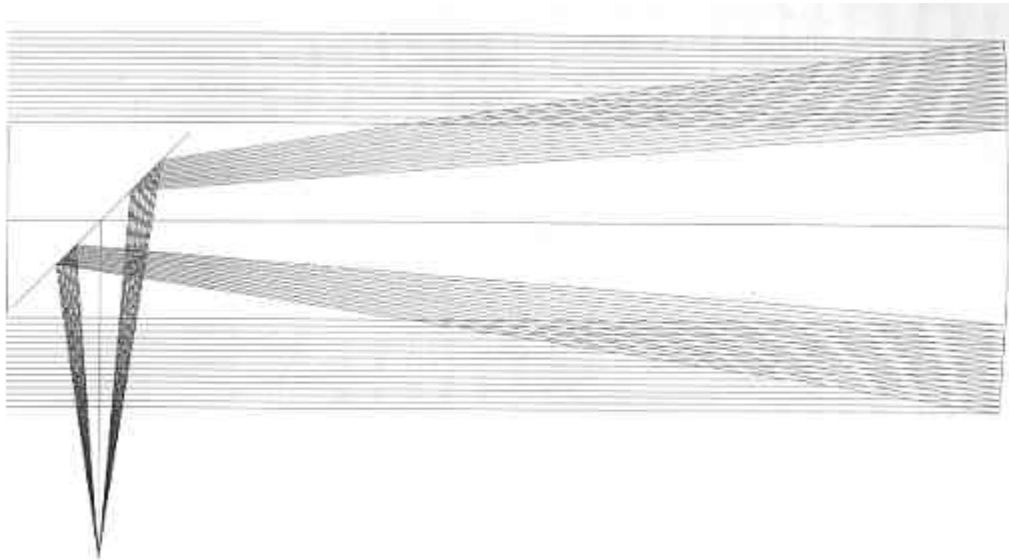


FIGURA 4.1 – Percurso óptico da REM no telescópio do SISIMI.

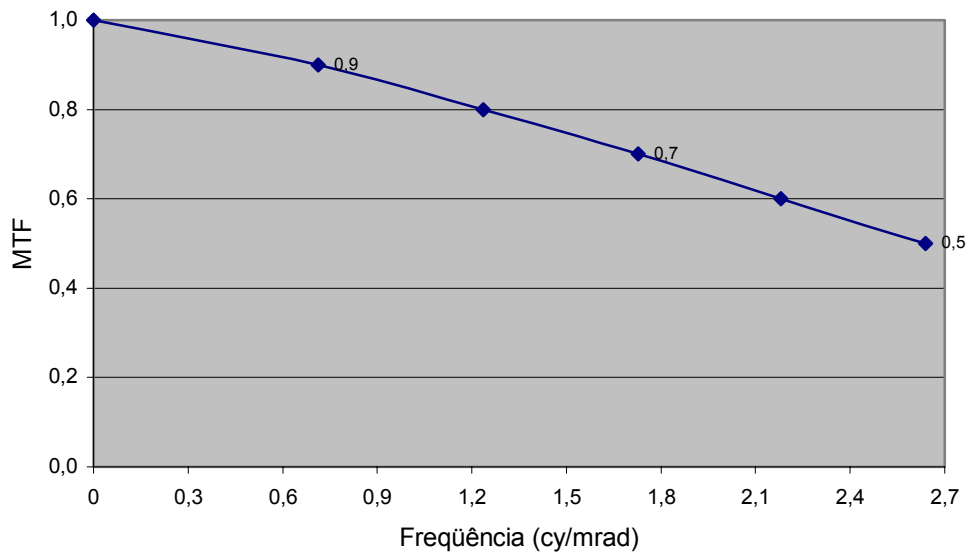


FIGURA 4.2 – Curva de MTF óptica teórica do SISIMI.

Como os detectores do SISIMI apresentam forma quadrangular, a MTF teórica determinada pela geometria do detector foi calculada pela equação 2.33. À frequência espacial de 0,8 cy/mrad ou 1,8 MHz, correspondeu um valor igual a 0,5 na curva de MTF, apresentada na Figura 4.3.

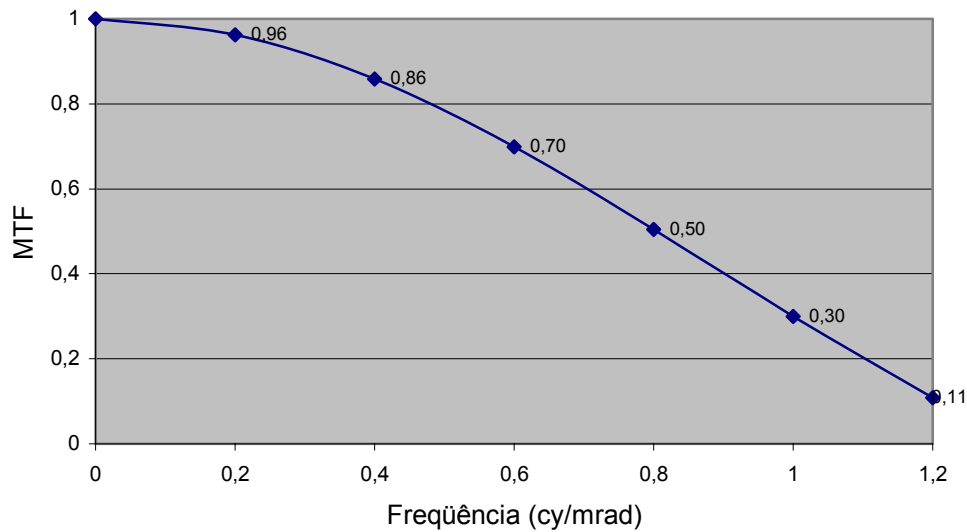


FIGURA 4.3– Curva de MTF teórica determinada pela geometria do detector.

Idealmente, Lloyd (1975) sugere assumir MTF eletrônica igual à unidade para toda a banda de passagem. Entretanto, componentes eletrônicos se comportam normalmente como filtros passa-baixos, atenuando altas frequências, suavizando a imagem e reduzindo ruídos. Segundo Lloyd (1975), a filtragem no sinal elétrico realizada por qualquer circuito eletrônico pode normalmente ser aproximada por uma combinação de filtros Resistores-Capacitores (RC) ideais. Observando o esquema dos circuitos eletrônicos do SISIMI, nota-se que sua limitação ocorre na utilização de um filtro adicional RC passa-baixo duplo após os amplificadores de ganho. Ele serve para evitar possíveis realimentações do sistema eletrônico pelo próprio sinal de saída, deteriorando a imagem final.

A equação 2.37 foi utilizada no cálculo da MTF eletrônica teórica, onde $R = 270 \Omega$ e $C = 1 \text{ nF}$, conforme especificações do equipamento. Desta forma, a frequência de 375 kHz ou 0,17 cy/mrad foi encontrada correspondendo à MTF de 0,5. Este valor ideal não considera a deterioração temporal dos componentes.

Para avaliar esta deterioração, foram realizadas medições em laboratório. O gerador de sinais elétricos senoidais fornecia-os à entrada do filtro e foram

medidos na sua saída por meio da visualização no osciloscópio. Aumentou-se a frequência temporal de entrada até que a amplitude da tensão do sinal de saída e conseqüentemente a MTF começasse a diminuir e atingisse valores próximos a zero. Verificou-se que a frequência de 340 kHz ou 0,15 cy/mrad correspondia à MTF de 0,5, conforme mostra a Figura 4.4. Comprovou-se assim a depreciação na resolução espacial decorrente da diferença entre teoria e experimentação, devido provavelmente ao tempo de uso do filtro.

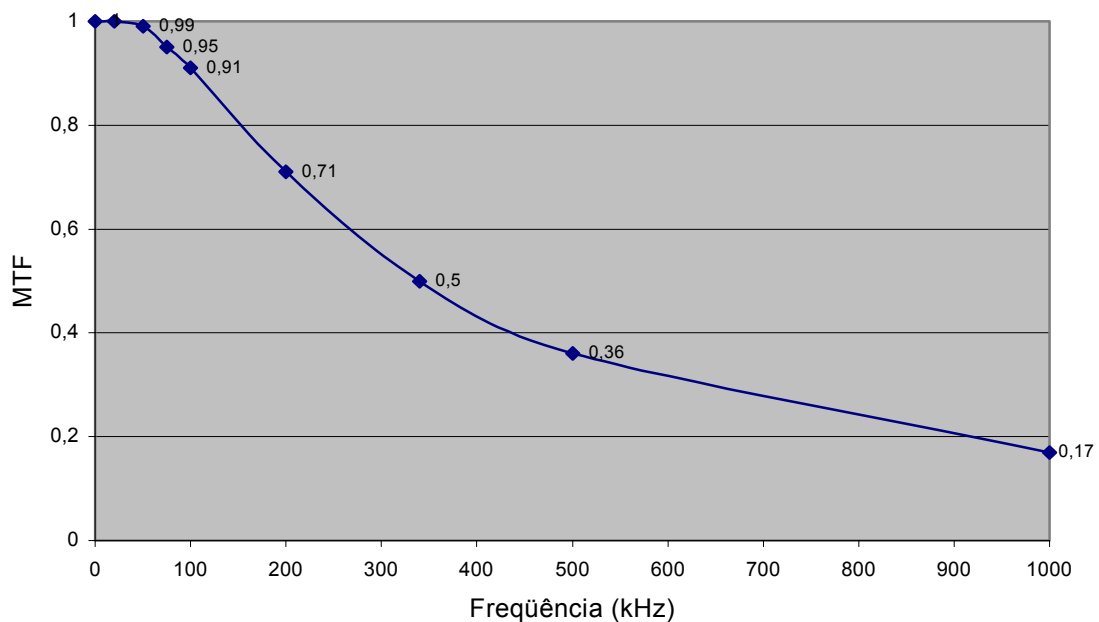


FIGURA 4.4 – Curva de MTF teórica determinada pelo filtro eletrônico.

Este experimento se estendeu aos demais componentes do sistema eletrônico do SISIMI: pré-amplificador (4 MHz para MTF = 0,5), amplificadores (250 kHz) e estágio de saída para gravação (7,6 MHz). Verificou-se então que os amplificadores estavam limitando a resolução espacial do sensor. Ao analisar-se o desenho original do SISIMI e sua configuração atual, notou-se a presença de um filtro adicional composto de um capacitor de 27 pF em paralelo com o segundo amplificador. Imagens anteriores do SISIMI apresentavam intermitentemente menos detalhes radiométricos, como se houvesse uma “névoa” na imagem. Supõe-se que,

para corrigir este ruído, colocou-se este filtro passa-baixo, reforçando o filtro duplo já existente, bloqueando altas freqüências e evitando a provável contaminação do sistema eletrônico por sua própria realimentação. Esta intervenção retirou este ruído intermitente, melhorou a resolução radiométrica, mas deteriorou a resolução espacial. Desta forma, concluiu-se que a colocação deste filtro extra não foi acompanhada de um estudo preliminar que previsse seus impactos na imagem final do protótipo. Ao analisar-se em laboratório o conjunto eletrônico como um todo (pré-amplificador, amplificadores, filtros adicionais e estágio de saída para gravação), verificou-se que uma freqüência próxima a 189 kHz ou 0,08 cy/mrad correspondia a 0,5 na curva de MTF eletrônica – Figura 4.5. Para fins de comparação, esta curva também foi considerada nos cálculos da MTF teórica do sensor.

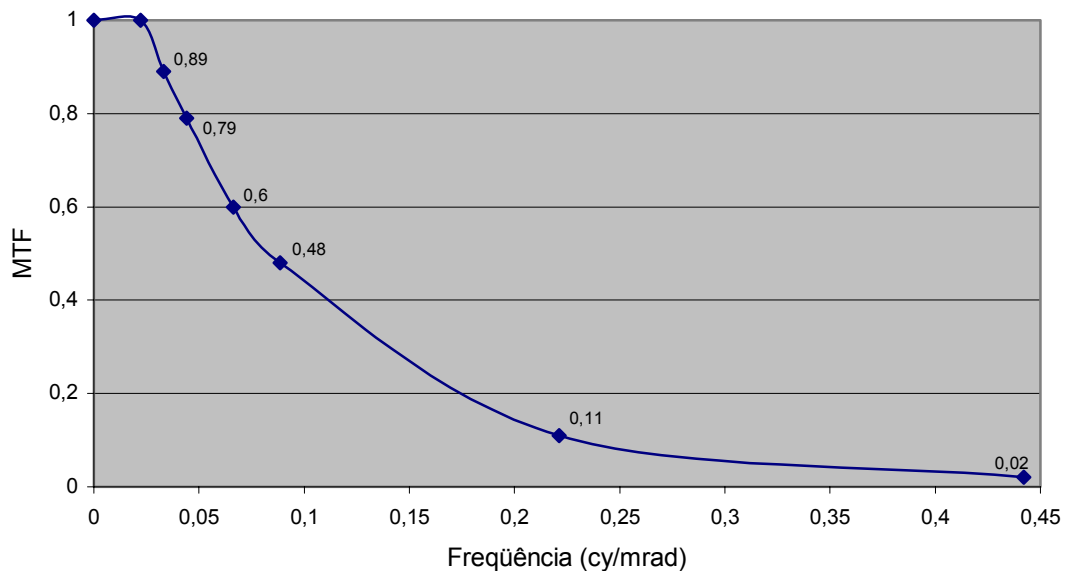


FIGURA 4.5 – Curva de MTF teórica determinada pela eletrônica do SISIMI.

Os amplificadores sem o filtro extra de 27pF apresentaram freqüência característica (MTF = 0,5) superior a 2 MHz. Ainda sem este filtro, mas com o filtro passa-baixo duplo acoplado, apresentaram 1,2 MHz. Mantendo o filtro duplo e substituindo o filtro “névoa” por outro de 10 pF e depois por um de

1,5 pF, a frequência característica encontrada foi de 300 kHz e 680 kHz, respectivamente.

Estes experimentos permitiram avaliar a influência deste filtro passa-baixo para vários valores de capacitância na resolução espacial do sensor. Sugere-se que experimentos práticos, com obtenção de imagens, verifiquem esta influência na imagem final. Verificou-se também a degradação dos componentes eletrônicos deste protótipo. Sugere-se a remodelagem eletrônica do SISIMI, com utilização de circuitos mais modernos.

Pela equação 2.31 e considerando as curvas de MTF das figuras 4.3, 4.4 e 4.6, calculou-se a curva de MTF total teórica, apresentada na Figura 4.6. A frequência de 0,08 cy/mrad ou 187 kHz correspondeu à MTF de 0,5 e foi utilizada na equação 2.45 para determinar o EIFOV teórico: **6 mrad**.

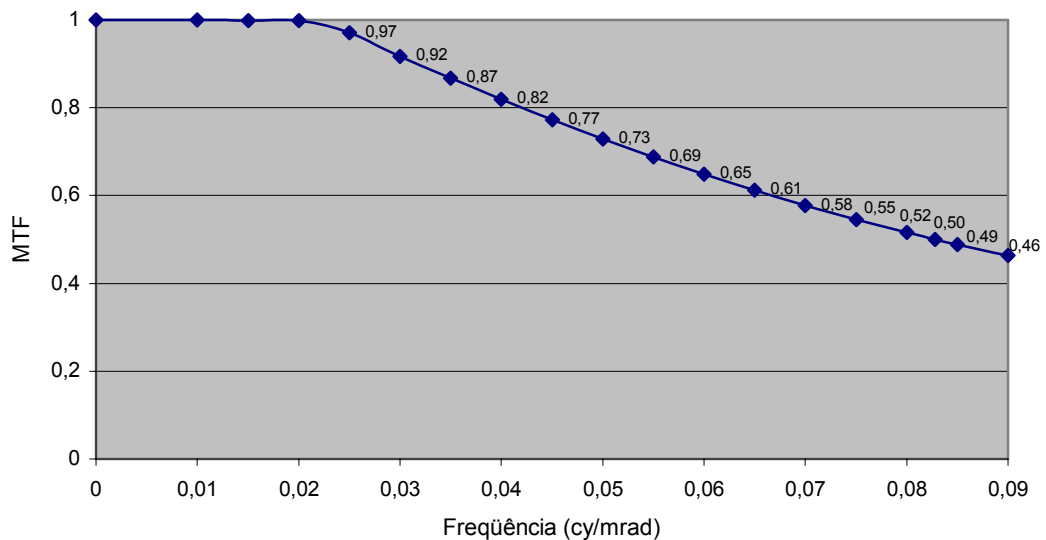


FIGURA 4.6 – Curva de MTF teórica total do SISIMI.

A partir do dispositivo apresentado na figura 3.9 determinou-se a MTF do SISIMI em laboratório. Por meio da fenda, simulou-se a função impulso na entrada e obteve-se a FEP na saída, visualizada no osciloscópio – Figura 3.11. Então, com um programa de FFT, figura 3.12, chegou-se à curva MTF.

Foram feitas várias medições, variando-se a largura da fenda, a posição do detector, a abertura óptica do telescópio e o ponto de medição do sinal de saída. Verificou-se, no capítulo anterior, que a espessura da fenda deveria ser menor que 0,48 mm para possibilitar a simulação da função impulso. Foram feitos testes com fendas de 0,1 mm, 0,04 mm e 0,02 mm. Na saída do pré-amplificador, com o detector na posição em que foi realizado o experimento de campo, as frequências características foram respectivamente 198, 209 e 289 kHz. Observou-se que quanto menor a fenda, melhor a MTF do sistema. Desta forma, não se atingiu um limite, a partir do qual a REM não consegue mais sensibilizar o detector devido à abertura infinitesimal da fenda.

Após a realização dos vôos de avaliação, foi observado em laboratório que o detector não se encontrava exatamente no foco do sistema óptico. Ele foi colocado inicialmente com sua janela de proteção no foco. No entanto, os elementos fotossensíveis ficam afastados desta janela aproximadamente 7 mm., distância suficiente para alargar a FEP observada no osciloscópio e deteriorar a MTF. Devido à imprecisão na localização exata dos elementos, colocou-se o detector no foco óptico do sensor por meio da observação da largura da FEP no osciloscópio. Desta forma, os experimentos em laboratório foram realizados para duas posições do detector: foco e vôo.

A medição do sinal foi feita sistematicamente em dois pontos: saída do pré-amplificador e após o estágio de saída para gravação. Estas medidas foram feitas para verificar, em separado, a influência na MTF dos conjuntos “óptico-detector-pré-amplificador” e “amplificadores-filtros adicionais - estágio de saída para gravação”. Verificou-se que, para o primeiro conjunto, os valores de MTF encontrados estavam muito abaixo dos esperados teoricamente. Com o detector no foco e abertura da fenda de 0,04 mm, a frequência característica encontrada foi de 362 kHz.

Considerando-se que o pré-amplificador já foi analisado em separado, apresentando frequência característica de 4 MHz, e que o detector

funcionava conforme as especificações do fabricante, com frequência característica teórica de 1,8 MHz, foi feita uma análise das superfícies ópticas do SISIMI. Verificou-se que os espelhos planos encontravam-se sujos, com uma camada de poeira. Além disso, algumas peças apresentavam rachaduras ou estavam lascadas. Também se observou que, comparativamente com outro protótipo, o estado de conservação do utilizado nesta dissertação era pior, provavelmente pela maior utilização e exposição do mesmo. Com o tempo, espelhos planos tendem a ficar curvos. Testes complementares com outra óptica talvez apresentem resultados significativamente diferentes. Sugere-se a troca dos espelhos planos do protótipo analisado e manutenção periódica.

Para detector no foco, largura de fenda de 0,1 mm e medição na saída do pré-amplificador, a frequência característica foi de 331 kHz. Considerando que, no processo de varredura do SISIMI, duas faces do prisma observam ao mesmo tempo um elemento de cena e a energia emitida é dividida em duas partes, que são novamente integradas na entrada do telescópio, Figura 3.4, vedou-se um dos lados da entrada do telescópio para verificar o alinhamento óptico dos feixes de REM. Ao vedá-lo, esta frequência aumentou para 389 kHz. Desta forma, concluiu-se que os conjuntos de espelhos planos estavam desalinhados entre si.

Também foram feitas medições retirando-se o filtro “névoa” para apurar sua influência na MTF. Para fenda de 0,04 mm, detector no foco e medição do sinal na saída para gravação, o valor aumentou de 96 kHz para 144 kHz, valor inferior ao encontrado teoricamente.

Para comparação com os dados de campo, considerou-se a curva de MTF de laboratório apresentada na figura 4.7, para fenda de 0,02 mm, detector na posição em que foi realizado o vôo (fora do foco) e medição do sinal realizada após o estágio de saída para gravação, com filtro “névoa”. A frequência característica, neste caso, foi de 113 kHz ou 0,05 cy/mrad e o EIFOV foi de **10 mrad**.

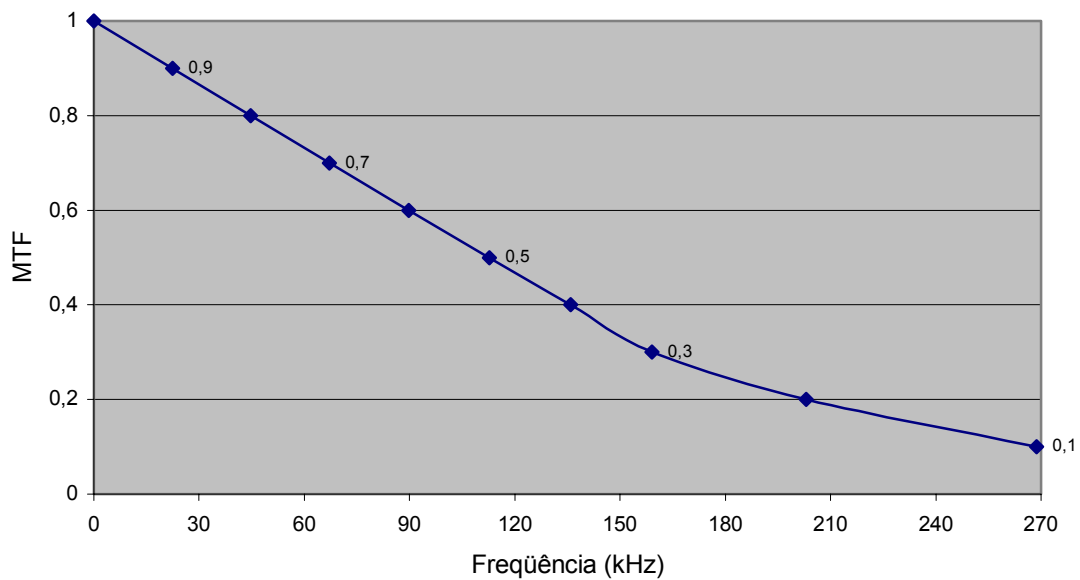


FIGURA 4.7 – Curva de MTF laboratorial total do SISIMI.

A curva de MTF de campo foi obtida por meio da simulação da função impulsiva, com imageamento de tiras de alumínio polidas sobre lona plástica preta, figuras 3.17 e 3.18, e explorando-se suas propriedades de emissividade. A partir da imagem obtida pela aeronave a 300 ft de altura, levantou-se a FEP e, com o programa de FFT apresentado no capítulo 3, chegou-se à curva de MTF, Figura 4.8. Utilizando o valor de frequência correspondente à MTF de 0,5: 89 kHz ou 0,04 cy/mrad, determinou-se o EIFOV do sistema: **12,6 mrad**. Retirando-se o acoplamento capacitivo e considerando, neste caso, a resposta em NC antes da varredura do alvo (alumínio) igual à registrada após a varredura do alvo, a frequência característica foi de 118 kHz ou 0,05 cy/mrad e o EIFOV de 9,6 mrad, bem próximo ao encontrado em laboratório.

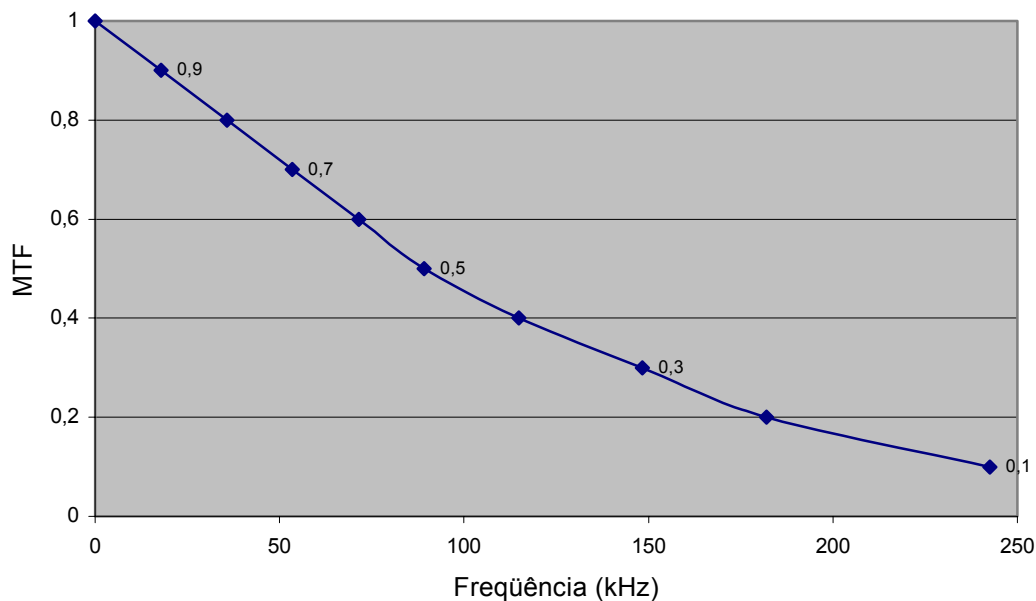


FIGURA 4.8 – Curva de MTF de campo do SISIMI.

Como já foi dito, os valores de EIFOV encontrados referem-se a apenas um dos três protótipos do SISIMI. Verificou-se, pelos cálculos teóricos e pelos experimentos em laboratório, que a eletrônica do sensor está tecnologicamente defasada e que, antes de qualquer modificação no projeto original, estudos e experimentos práticos são necessários para evitar a deterioração das resoluções. O resultado laboratorial aponta também a degradação e falta de manutenção do sistema óptico, enquanto o experimento de campo serviu para mostrar a influência do acoplamento capacitivo, mascarando alvos e deteriorando a resolução espacial.

Os resultados estão compatíveis com o esperado, piorando de resolução: teórico (6 mrad), laboratório (10 mrad) e campo (12,6 mrad). Considerou-se que o EIFOV de campo caracteriza o equipamento; neste caso, para a altura de 300 ft (90 m), a resolução espacial efetiva linear é de **1,1 m**.

4.2 Resolução Radiométrica

A resolução radiométrica pode ser definida como a menor diferença de brilho que um sistema sensor é capaz de perceber (Lillesand e Kiefer, 1994). Ela

determina se o alvo pode ser visto na imagem em função de seu contraste com alvos vizinhos (Slater, 1980). Na faixa do IVT, esta diferença é dada pela temperatura aparente dos objetos. A NETD é normalmente definida como uma medida de laboratório na qual se assume que as fontes (alvo e fundo) são corpos negros e que a transmissão atmosférica é igual à unidade (Lloyd, 1975). Ela é a diferença de temperatura (ΔT) entre o alvo e o fundo que produz uma razão entre a tensão pico-a-pico do sinal e a tensão rms do ruído igual à unidade.

Para o cálculo teórico da NETD, utilizou-se a equação 2.57. Considerou-se a largura de faixa eletrônica do ruído (Δf_R) teórica, calculada pela equação 2.55, igual a 2,36 MHz. Esta largura de faixa idealizada entretanto não considera variações na velocidade de rotação do espelho giratório (Wolfe, 1996) e ignora qualquer esquema de amostragem realizado pelo IRLS ou pela unidade de pós-processamento (McCracken, 1996).

O IFOV angular é $0,75 \cdot 10^{-3}$ rad, a área do detector é de $9 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$ e a detectividade específica de pico, segundo especificação do fabricante (EG&G, 1999), é de $5,4 \cdot 10^{10} \text{ cm (Hz)}^{1/2} \text{ W}^{-1}$. A área de coleta óptica na entrada do telescópio é de 113 cm^2 , mas efetivamente o prisma tetraedro é quem recebe a REM proveniente da cena. Como suas faces possuem 5 cm de largura por 9 cm de comprimento e duas faces do prisma observam a cena simultaneamente, conclui-se por Pitágoras que a área de coleta óptica do prisma é de 63 cm^2 . O telescópio apresenta obstrução central circular de 17 cm^2 de área. Desta forma, considerou-se a área de coleta efetiva da óptica (A_0) igual a 46 cm^2 .

A eficiência de transmissão espectral média da óptica (τ_0) foi calculada pela equação 2.59. No SISIMI, a REM reflete em sete espelhos reflexivos antes de atingir o detector, Figura 3.2. Eles são feitos de alumínio, com refletividade espectral (r_m) de aproximadamente 0,96 (Wolfe, 1996). Assim, considerou-se τ_0 igual a 0,75. Desprezou-se, nos cálculos teóricos, a

deterioração temporal das superfícies espelhadas. Bastos (1989) considerou, para quatro espelhos de alumínio, τ_0 igual a 0,5 ($r_m = 0,85$).

A mudança efetiva na emitância radiante espectral em função da temperatura ($\Delta M/\Delta T$) foi calculada pela equação 2.58 para faixa espectral de 8 a 12 μm considerando $\lambda_p = 12 \mu\text{m}$. Neste caso, $\Delta M/\Delta T = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ Wcm}^{-2}\text{K}^{-1}$. Assim, a partir destes valores, NETD teórica do SISIMI foi **0,6 K**.

Em laboratório, realizou-se um experimento conforme apresentado na figura 3.13. Para um diferencial de temperatura de 10 K entre alvo e fundo, obteve-se um sinal que pôde ser observado e medido no osciloscópio. Com o SISIMI em funcionamento, coletou-se várias medidas para obtenção do valor médio da tensão pico-a-pico do sinal de saída ($V_s = 110 \text{ mV}$). As medidas foram obtidas pela subtração do valor médio do sinal do fundo pelo valor médio do sinal do alvo (Lloyd, 1975). Para avaliação do ruído, vedou-se a entrada do telescópio com um pano preto opaco não-reflexivo (Holst, 1996). O valor da tensão rms produzida pelo ruído ($V_n = 9 \text{ mV}$) e os valores médios de tensão do fundo e do alvo foram obtidos diretamente no osciloscópio (Hewlett Packard, 1992). Conhecendo-se os valores de V_s e V_n para o diferencial de temperatura de 10 K, calculou-se a NETD através da equação 2.56: **0,8 K**.

O valor da tensão produzida pelo ruído do ambiente e do próprio osciloscópio foi desprezado; inferior a 0,4 mV. Observou-se, no entanto, a facilidade na contaminação dos valores anotados quando a fonte que alimentava o sistema era ligada, durante o aquecimento do detector ou quando o motor que rotaciona o prisma começava a funcionar. Supõe-se que até a rede elétrica do laboratório possa contribuir no nível de ruído. Sugere-se a realização de testes de NETD em laboratório com isolamento eletromagnético para o imageador operacional do SISIMI. Também é necessário reforçar a blindagem metálica da fiação por onde passa o sinal elétrico e melhorar o esquema de aterramento do protótipo, pois circuitos

eletrônicos de IRLSs são suscetíveis à maioria das interferências condutivas e radiativas (McCracken, 1996).

Para levantamento da NETD em campo, o experimento consistiu do sobrevôo da lona plástica preta (alvo), com o concreto do pátio de estacionamento de aeronaves servindo de fundo uniforme, conforme mostra a Figura 2.28. Por meio do radiômetro “Thermopoint” e termômetros de contacto, verificou-se uma diferença de 10 K entre suas temperaturas aparentes, figura 3.18.

Por meio de um SIG, amostrou-se alvo e fundo para determinação de seus NC médios. O valor do sinal foi obtido da diferença entre NC médio do plástico e NC médio do concreto, $V_s = 10$ NC. O valor do ruído ($V_n = 1,2$ NC) foi obtido da raiz quadrada média (“root mean square” – rms) dos valores de NC de 1452 píxeis sem acoplamento capacitivo no alvo. Obtidos os valores de V_s e V_n para o diferencial de temperatura de 10 K, calculou-se a NETD através da equação 2.56: **1,2 K**.

Supõe-se que este valor reflete o ruído associado à força proporcionada pela aeronave, tipicamente ruidosa e variável, aos equipamentos de rádio-navegação e à própria instabilidade da plataforma de vôo. Também contribuiu para a depreciação da NETD de campo, a amostragem do sinal realizada pela unidade de processamento no solo (UDM).

Os valores encontrados para NETD: teórico de 0,6 K, laboratório de 0,8 K e campo de 1,2 K, são compatíveis com o esperado, piorando seqüencialmente a resolução radiométrica. Desta forma, adotou-se o resultado de campo, **NETD = 1,2 K**, para caracterizar o SISIMI.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

O **objetivo** desta dissertação foi caracterizar o SISIMI através da determinação das suas resoluções espacial e radiométrica, estabelecendo estes parâmetros técnicos. A resolução espacial efetiva (EIFOV) foi calculada a partir do levantamento da Função de Transferência de Modulação (MTF), enquanto a radiométrica foi determinada pelo cálculo da Diferença de Temperatura Equivalente ao Ruído (NETD). Foram realizados experimentos no Laboratório de Sensores Ópticos do INPE e experimentos em campo, com vôos para aquisição de imagens. A partir dos resultados encontrados em três níveis: teórico, laboratório e campo, foi feita uma análise da consistência dos valores levantados e determinadas as resoluções do SISIMI - **EIFOV = 12,6 mrad**, **NETD = 1,2 K**. Estes valores referem-se apenas a um dos três protótipos em uso do SISIMI. Cálculos estatísticos detalhados devem ser realizados na versão operacional final do imageador.

Desta forma, foram propostas modificações no sensor a fim de melhorar o desempenho e a qualidade da imagem. Inicialmente, sugere-se limpeza periódica das superfícies espelhadas, alinhamento do sistema óptico, marcação adequada da posição do detector para que não seja tirado do foco óptico e reforço na blindagem metálica do motor do prisma e na fiação por onde passa o sinal elétrico.

Também é necessária a realização de testes para verificar o melhor filtro eletrônico, que evite a realimentação dos circuitos, diminua ruídos, mas não deteriore além do necessário a resolução espacial do imageador. A remodelagem de toda eletrônica do SISIMI, com utilização de circuitos mais modernos, deve ser estudada, devido à sua defasagem tecnológica. O subsistema de solo também deve sofrer modificações, para possibilitar amostragem do sinal compatível com a capacidade oferecida pelo detector.

Os espelhos planos devem ser substituídos por novos, com manutenção preventiva periódica. Deve-se procurar ainda um mecanismo que minimize a influência do acoplamento capacitivo na imagem.

A determinação das resoluções espacial e radiométrica do SISIMI permite seu uso em diversas linhas de pesquisa, tendo em vista a escassez de equipamentos aerotransportados que adquirem dados na faixa do IVT no Brasil. Inicialmente projetado para aeronaves de reconhecimento da Força Aérea Brasileira (FAB), foi instalado em setembro de 2001 com finalidades civis a bordo do EMB-110 Bandeirante do INPE, tendo sobrevoado principalmente áreas no chamado "Arco de Desflorestamento", na região meridional da Amazônia, em alturas de 300 a 3.000 m.

Em particular, foram imageadas áreas com frentes de fogo, marcas de queimadas recentes, desmatamento seletivo, manejo sustentável de florestas e solos expostos refletivos. Os resultados confirmam a utilidade para estudos de vegetação desta tecnologia de aplicações militares conhecida na aquisição de dados noturnos e de modo passivo, a qual também minimiza interferências atmosféricas nas faixas visível e infravermelho próximo, devidas por exemplo à fumaça e à névoa seca. Frentes de fogo e combustão fumegante são claramente detectadas pelo sensor, mesmo através da fumaça densa, permitindo avaliar a extensão de incêndios e queimadas; trilhas para desmatamento seletivo são também identificadas devido ao solo das mesmas ter temperaturas mais elevadas que o dossel próximo.

Esta tecnologia nacional sem similar no país indica potencial de uso para outras aplicações no campo ambiental, como detecção de plumas térmicas e de poluição em rios e oceanos e de ilhas de calor em centros urbanos, e de comportamento de alvos diversos em estudos de sensoriamento remoto.

Esta dissertação também consolida uma metodologia de experimentos controlados com testes laboratoriais e em campo a partir de aeronaves para

a faixa do IVT. Além disso, reforça a necessidade da realização de experimentos em aeronaves para verificação de comportamento de sensores em condições reais de operação, antes do seu lançamento definitivo em nível orbital. Este passo do desenvolvimento de sensores orbitais ainda não é completamente utilizado no País.

Este trabalho empregou a capacidade do INPE e do CTA na avaliação do desempenho de um IRLS, mostrando também a importância do acompanhamento conjunto entre engenheiros, pesquisadores e usuários de produtos de SR.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGEMA INFRARED SYSTEMS. **Thermopoint 40**: extended performance model: operator's manual. Danderyd: Agema, 1987.

BARNES ENGINEERING COMPANY. **Instruction manual for off-axis optical collimator model 6-101**. New York: Earle & Jones Inc., 1969.

BASTOS, A. F. **A inter-relação das resoluções espacial e radiométrica na faixa do infravermelho termal**. 1989. 129 p. (INPE-4860-TDL/371). Dissertação (Mestrado em Sensoriamento Remoto) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais,. São José dos Campos.

BASTOS, A. F. **Sistema imageador infravermelho termal - SISIMI**: manual técnico. São José dos Campos: Instituto de Estudos Avançados - Centro Técnico Aeroespacial, 1998. 32 p.

DEMORI, E. **Sistemas sensores de infravermelho com ênfase no desenvolvimento de um imageador de varredura mecânica**. 1985. (INPE-3558-TDL/194). Dissertação (Mestrado em Eletrônica e Comunicações) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais,. São José dos Campos.

FONSECA, L. M. G. **Processamento digital de imagens**: notas de aula. São José dos Campos: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2000.

EG&G OPTOELECTRONICS. **Test results for five element photoconductive mercury cadmium telluride detector**: certificate of compliance. Montgomerville: EG&G, 1999.

GOODMAN, J. W. **Introduction to fourier optics**. New York: McGraw-Hill, 1968.

HEWLETT PACKARD. **HP 54600-series oscilloscopes**: user and service guide. USA: Hewlett Packard, 1992.

HOLST, G. C. Infrared imaging system testing. In: ACCETTA, J. S.; SCHUMAKER, D. L. **The infrared and electro-optical systems handbook**. Ann Arbor: ERIM; Bellingham: SPIE, 1996. v. 5, cap. 4, p. 195-243.

HOOK, S. J.; ABBOT, E. A.; GROVE, C.; KAHLE, A. B.; PALLUCONI, F. Use of multispectral thermal infrared data in geological studies. In: RYERSON, R. A. **Manual of remote sensing**. 3. ed. Falls Church: ASP, 1998. v. 3, cap. 2, p. 59-110.

LILLESAND, T. M.; KIEFER, R. W. **Remote sensing and image interpretation**. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 1994. 750 p.

LLOYD, J. M. **Thermal imaging systems**. New York: Plenum, 1975.

LLOYD, J. M. Fundamentals of electro-optical imaging systems analysis. In: ACCETTA, J. S.; SCHUMAKER, D. L. **The infrared and electro-optical systems handbook**. Ann Arbor: ERIM; Bellingham: SPIE, 1996. v. 4, cap. 1, p. 1-53.

LORENZ, D. Temperature measurements of natural surfaces using infrared radiometers. **Applied Optics**, v. 7, n. 9, p. 1705-1710, Sept. 1968.

LORENZZETTI, J. A. **Princípios físicos de sensoriamento remoto**: notas de aula. São José dos campos: Instituto Nacional de Pesquisa Espaciais, 2000.

LUCCA, E. V. D.; BASTOS, A. F. Sistema imageador infravermelho termal: características, descrição e resultados. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SENSORIAMENTO REMOTO, 10., 2001, Foz do Iguaçu. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 1 CD

MALARET, E. R. **Methods of image restoration for incoherent and coherent systems**. 1985. (Phd Thesis) - Purdue University, West Lafayette.

MCGILLEM, C. D.; ANUTA, P. E.; MALARET, E. R.; YU, K. B. Estimation of a remote sensing system PSF from measured imagery. In: MACHINE PROCESSING OF REMOTELY SENSED DATA, 21-23 June 1983, West Lafayette. **Proceedings...** p. 62-68.

MCCRACKEN, W. L. Infrared line scanning systems. In: ACCETTA, J. S.; SCHUMAKER, D. L. **The infrared and electro-optical systems handbook**. Ann Arbor: ERIM; Bellingham: SPIE, 1996. v. 5, cap. 1, p. 1-101.

MOREIRA, M. A. **Fundamentos do sensoriamento remoto e metodologias de aplicações**. São José dos Campos: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2001. 250 p.

National Aeronautics and Space Administration / Ames Research Center (NASA/AMES). **Airborne infrared disaster assessment system - AIRDAS**. Disponível em: <http://geo.arc.nasa.gov:80/ERAST/ARGOSairdas.html>. Acesso em: 28 abr. 2001.

NOVO, E. M. L. M. **Sensoriamento remoto**: princípios e aplicações. São Paulo: Edgard Blücher, 1989. 308 p.

OPPENHEIN, A. V.; WILLSKY, A. S.; YOUNG, I. T. **Signals and systems**. New York: Prentice-Hall, 1983.

PEREIRA, J. A. R. Instituto Brasileiro do Meio Ambiente e dos Recursos Naturais Renováveis - IBAMA. Comunicação pessoal, 2000.

SLATER, P. N. **Remote sensing: optics and optical systems.** London: Addison-Wesley, 1980. 575 p.

WOLFE, W. L.; ZISSIS, G. J. **The infrared handbook.** Ann Arbor: ERIM, 1978.

WOLFE, W. L. **Introduction to infrared system design.** Bellingham: SPIE, 1996.

YOSHIOKA, H. **Função de transferência de modulação (MTF) na resolução geométrica de imagens na faixa do infravermelho termal.** 1986. 100 p. INPE-3964-TDL/231. Dissertação (Mestrado em Sensoriamento Remoto) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos.