



UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALDEMIR SILVA TEIXEIRA JUNIOR

ANÁLISE ELETRO-ÓPTICA DO RUÍDO DE UM SENSOR DE IMAGEM EM MODO LOGARÍTIMICO À TEMPERATURAS CRIOGÊNICAS

Manaus - AM
2016

Suporte Financeiro:



inct
institutos nacionais
de ciência e tecnologia

ALDEMIR SILVA TEIXEIRA JUNIOR

**ANÁLISE ELETRO-ÓPTICA DO RUÍDO DE UM
SENSOR DE IMAGEM EM MODO
LOGARÍTIMICO À TEMPERATURAS
CRIOGÊNICAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas (UFAM) como requisito necessário para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Eduardo Adriano Cotta

Manaus - AM
Agosto, 2016

© *Todos os direitos autorais reservados.*

Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

T266a Teixeira Junior, Aldemir Silva
Análise eletro-óptica do ruído de um sensor de imagem em modo
logarítmico à temperaturas criogênicas” / Aldemir Silva Teixeira
Junior. 2016
78 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Eduardo Adriano Cotta
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade
Federal do Amazonas.

1. Ruído. 2. LNA. 3. Sensor de imagem. 4. CMOS. 5. Criogênia. I.
Cotta, Eduardo Adriano II. Universidade Federal do Amazonas III.
Título

ALDEMIR DA SILVA TEIXEIRA JÚNIOR

ANÁLISE ELETRO-ÓPTICA DO RUÍDO DE UM SENSOR DE IMAGEM EM
MODO LOGARÍTIMICO À TEMPERATURAS CRIOGÊNICAS

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Amazonas, como
requisito parcial para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica na área de
concentração Microeletrônica

Aprovado em 06 de setembro de 2016.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Prof. Dr. Eduardo Adriano Cotta, Presidente

Universidade Federal do Amazonas- UFAM



Prof. Dr. Carlos Augusto de Moraes Cruz, Membro

Universidade Federal do Amazonas- UFAM



Prof. Dr. Davies William de Lima Monteiro, Membro

Universidade Federal de Minas Gerais- UFMG

O tempo é imbatível.

Agradecimentos

Ao laboratório de óptica de materiais OptiMa-UFAM pelo os recursos e equipamentos sem os quais não seria possível alcançar os objetivos deste trabalho.

Ao Centro de Tecnologia Eletrônica e da Informação - CETELI/UFAM pela disponibilização da infra-estrutura para a formação teórica desse trabalho.

A Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado do Amazonas - Fapeam pela concessão da bolsa de estudos.

RESUMO

As câmeras digitais tornaram-se rapidamente os principais dispositivos de captura de imagem. Elas não só substituíram as câmeras de filme, mas também permitiram novas aplicações. Entre as tecnologias mais importantes no projeto de câmeras digitais está o uso de sensores de imagem CMOS ao invés de dispositivos de carga acoplada (CCD). A tecnologia CMOS permite que haja a integração de captura e processamento em um único chip, reduzindo o tamanho a energia e o custo.

Apesar dessas vantagens os sensores de imagem CMOS, possuem um maior ruído em algumas arquiteturas de projeto do pixel. O ruído deteriora a imagem e determina a sensibilidade do sensor. Nesta dissertação será desenvolvida uma técnica para quantificar o ruído em sensores de imagem CMOS, separando as principais fontes de ruído através de baixas temperaturas (criogênia) e medindo em função da luminosidade.

Em geral esses resultados são obtidos (seja ele em sensores de imagem ou em simples dispositivos), através de equipamentos comerciais dedicados que são extremamente caros (R\$ 260.000,00), um exemplo desses equipamentos seria (*E4727A - Advanced Low Noise Analyzer*), no entanto, este problema pode ser contornado, em parte, utilizando-se sistemas de desenvolvimento próprios, que será um dos objetivos deste trabalho, tornando possível a análise através de equipamentos existentes no laboratório de óptica de materiais - OptiMa.

Palavras-chave: **Ruído, Sensores de Imagem, LNA, CMOS.**

ABSTRACT

Digital cameras became quickly the main image-capturing devices. They not only replaced the film cameras, but also enabled new applications. Among the most important technologies in the design of digital cameras is the use of CMOS image sensors instead of charge-coupled devices (CCD). CMOS technology allows the integration of capture and processing on a single chip, reducing the size, energy and costs. Despite these advantages, CMOS image sensors have an increased noise in some pixel design architectures. The noise deteriorates the image and determines the sensor sensitivity. In this thesis a technique will be developed to quantify the noise in CMOS image sensors, putting aside the main noise sources in low temperatures (cryogenic) and measuring it depending on the brightness. In general, these results are obtained (whether in image sensors or in simple devices) via dedicated commercial equipment that are extremely expensive (about R\$ 260.000,00), an example of such equipment would be (E4727A - Advanced Low Noise Analyzer), however, this problem can be overcome, in part, using own development systems, which will be one of the objectives of this work, making it possible to analyze using existing equipment in the optical laboratory materials - OptiMa.

Keywords: **Noise, Image Sensors, LNA, CMOS.**

LISTA DE FIGURAS

2.1	Diagrama de blocos típico de uma câmera digital [7].	3
2.2	Esquema da arquitetura <i>Interline Transfer</i> [8].	4
2.3	Arquitetura de um sensor de imagem CMOS. Uma matriz bidimensional de píxeis, com circuitos de acesso vertical e horizontal [14].	5
2.4	Circuitos do pixel 3T-APS [14].	6
2.5	Pixel logarítmico [12].	6
2.6	Cinco processos de transporte básicos sob polarização direta na interface M-S que podem ser fontes para o ruído <i>shot</i> . (1) Emissão Termoiônica; (2) Tunelamento; (3) Recombinação; (4) Difusão de elétrons e (5) Difusão de lacunas [20].	8
2.7	Esquema de ligação entre a rede cristalina e o óxido no MOSFET [32].	9
2.8	Três elementos necessários para produzir um problema de interferência, a saber: uma fonte de ruído, circuito receptor e um canal de acoplamento [27].	10
2.9	Acoplamento indutivo entre dois circuitos [29].	10
2.10	Acoplamento capacitivo entre dois circuitos [29].	11
2.11	A fonte de ruído é o motor, e o receptor é o circuito de baixo nível. O canal de acoplamento consiste na radiação gerada pelo motor sendo captada pelo o receptor [29].	12
2.12	Quando dois circuitos compartilham o mesmo terra, a tensão de referência do circuito 1 é afetada pela corrente do circuito 2 e vice-versa [29].	12
2.13	Dois circuitos compartilham a mesma fonte de alimentação, sendo assim a corrente consumida pelo circuito 1 irá afetar a tensão no circuito 2 e vice-versa [29].	13
2.14	(a) Fonte de ruído blindada; (b) Receptor blindado o qual impede a atuação do ruído [29].	14
2.15	Circuito equivalente de um acoplamento capacitivo entre uma fonte de ruído e o receptor [30].	14
2.16	Circuito equivalente da 2.15 ao adicionar uma blindagem [30].	15
2.17	Regras para ligação da blindagem em acoplamento capacitivo: (a) Aterrando o cabo blindado o mais próximo da fonte de sinal; (b) Interligação de cabos blindados; (c) não conectar a blindagem em dois pontos do terra; (d) Não permitir um potencial na blindagem [30].	15
2.18	a) Diminuição da área do <i>loop</i> com a blindagem [29], b) Uso da blindagem para o retorno da corrente de ruído [30].	16
2.19	Corrente de falha num circuito de alimentação AC de 120V [29].	18
2.20	Resistência e indutância de um condutor em função da frequência [29].	19

2.21	(a) Dois tipos de ligação de um único ponto no aterramento de sinal; (b) Vários pontos de ligação para o aterramento de sinal [29].	20
3.1	Sinal de ruído com amplitudes aleatórias em função do tempo [40].	21
3.2	Histograma de uma distribuição de amplitudes [39].	22
3.3	Distribuição Gaussiana do ruído.	23
3.4	Esquema para obtenção do PSD de ruído, (a) usando um filtro de largura de 1 Hz no sinal $x(t)$ e obtendo sua potência normalizada em função da frequência. (b) PSD do sinal [32].	24
3.5	Circuito equivalente para a geração de ruído térmico, R_{on} é a resistência do canal do transistor de reset e C_{pd} é a capacitância do fotodiodo [14].	25
3.6	Ruído em um transistor MOS e sua densidade espectral de potência [14].	25
3.7	Notação utilizada para o amplificador operacional [33].	27
3.8	Resposta ao sinal de entrada aplicado nas configurações: a) não inversora; b) inversora [35].	27
3.9	As três principais configurações utilizadas com op-amp: a) estágio não inversor; b) estágio inversor; c) estágio diferencial [33].	28
3.10	Largura de banda de um op-amp típico em função do ganho para os casos com e sem realimentação [36].	29
3.11	Ruído de referência em função da frequência para todas as fontes internas de ruído de um LNA [38].	30
3.12	Largura de banda equivalente de ruído do amplificador, onde G é o ganho do amplificador, f_c é a frequência onde o ganho do amplificador diminui em 3dB conhecida como frequência de corte [38].	31
3.13	Modelo de ruído de um amp-op [38].	32
3.14	Diagrama em boloco do sensor [37].	32
3.15	Microfotografia da matriz de sensor [37].	33
3.16	a) Esquema elétrico e b) Diagrama em bloco do projeto de amplificação.	34
3.17	Esquema simplificado do AD620 [45].	35
3.18	Acoplamento AC utilizado no estágio de entrada [45].	36
3.19	Sinal acoplado de forma diferencial com a presença do ruído em modo comum [41].	37
3.20	Shield Driver para acoplamento AC [45].	38
3.21	Esquema do filtro passa alta de primeira ordem [43].	39
3.22	Respostas de um filtro passa baixa em função da ordem [44].	39
3.23	Coefficiente de temperatura de um Capacitor eletrolítico [33].	40
3.24	Esquema do filtro passa baixa de primeira ordem [43].	41
4.1	Osciloscópio.	42
4.2	Analisador de espectro.	43
4.3	Criostato.	44

4.4	a) Amplificador de ruído; b) Circuito impresso da placa; c) Disposição mecânica dos componentes.	45
4.5	Valor RMS do resistor 1K na entrada do osciloscópio.	46
4.6	Valor RMS do sinal de saída do circuito de amplificação.	46
4.7	Esquema do circuito montado para medir o ruído do TL071, tendo sua saída ligada a entrada do amplificador para aumentar o nível de ruído do dispositivo e em seguida mensurar a potência espectral através do analisador de espectro.	47
4.8	Sobreposição da medida de ruído do TL071 com os dados extraídos do <i>datasheet</i> , indicando uma boa concordância entre o valor medido e o esperado.	48
4.9	Ajuste de curva da medida de ruído do TL071 com seus parâmetros que indicam a <i>frequency corner</i> e o ruído plano, caracterizando o ruído do dispositivo em baixas e altas frequências.	48
4.10	Esquema de equipamentos utilizados.	49
4.11	Esquema de ligação do <i>chip</i> com os equipamentos utilizados no setup.	49
4.12	Foto ampliada da matriz de píxeis do sensor, os quadrados em branco são regiões em que os píxeis estão parcialmente ou totalmente tampados, os valores de X e Y expressam respectivamente as linhas e colunas da matriz [37].	50
4.13	Medida de ruído no escuro e nas três faixas de temperaturas para os píxeis: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$	51
4.14	Imagem ampliada da região de alta frequência para o pixel $P_{7,7}$, detalhando o aumento no ruído <i>shot</i> a medida que a temperatura diminui.	52
4.15	Medida de ruído com Iluminação de 416 nW e nas três faixas de temperaturas para os píxeis: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$	53
4.16	Imagem ampliada da região de baixa frequência para o pixel $P_{7,7}$, detalhando os picos em frequências específicas a medida que a temperatura diminui.	54
4.17	Medida de ruído com Iluminação de $4,6\mu W$ e nas três faixas de temperaturas para os píxeis: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$	55
4.18	Medida de ruído do pixel $P_{7,7}$ na temperatura de 298K, em função da luminosidade.	56
4.19	Valor da <i>frequency corner</i> variando em função da temperatura e da iluminação para o pixel $P_{7,7}$	56

LISTA DE TABELAS

2.1	Classificação do ruído para cada tipo de sensor [13]	7
2.2	Profundidade de penetração (milímetros) de alguns materiais em função da frequência [29].	17
3.1	Valores de R_g requeridos para uma faixa de Ganho [45].	36
4.1	Tensão de saída do pixel $P_{7,7}$ para a verificação do funcionamento do chip.	57

LISTA DE ABREVEATURAS:

- CMOS** - *Complementary Metal Oxide Semiconductor.*
- CCD** - *Charged Coupled Device.*
- RMS** - *Root Mean Square.*
- SNR** - *Signal-to-Noise Ratio.*
- PPD** - *Pinned Photodiode.*
- FPN** - *Fixed Pattern Noise.*
- PD** - *Photodiode.*
- M-S** - *Junção Metal Semiconductor.*
- DC** - *Direct Current.*
- AC** - *Alternating Current.*
- BW** - *Bandwidth.*
- EMI** - *Electromagnetic Interference.*
- EMC** - *Electromagnetic Compatibility.*
- PCB** - *Printed Circuit Board.*
- MOSFET** - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.*
- PDF** - *Probability Density Function.*
- PSD** - *Power Spectral Density.*
- LNA** - *Low Noise Amplifier.*
- DUT** - *Device Under Test.*
- OP AMP** - *Operational Amplifier.*
- FET** - *Field Effect Transistor.*
- CMRR** - *Common-mode rejection ratio.*
- ENB** - *Equivalent Noise Bandwidth.*

SUMÁRIO

1	Introdução	1
2	Fundamentação Teórica	3
2.1	Sensores de Imagem	3
2.2	Estruturas de Pixel CMOS	5
2.2.1	Sensor de Pixel Ativo, 3T-APS	5
2.3	Ruídos em Sensores de Imagem	6
2.4	Fontes de Ruído	7
2.4.1	Ruído Intrínseco	7
2.4.2	Ruído Extrínseco	9
2.4.3	Como Reduzir o Nível de Ruído?	13
3	Ruído em Dispositivos Eletrônicos	21
3.1	Análise Matemática do Ruído	21
3.2	Modelamento do Ruído em Dispositivos	24
3.2.1	<i>Reset Noise</i>	24
3.2.2	<i>Read Noise</i>	25
3.2.3	<i>Shot Noise</i> no escuro e sob excitação óptica	26
3.2.4	Amplificadores Operacionais	26
3.3	<i>Chip</i> IR2	32
3.4	Projeto de Amplificação	33
3.4.1	Primeiro Estágio	34
3.4.2	Segundo Estágio	38
3.4.3	Terceiro Estágio	40
4	Resultados	42
4.1	Procedimento Experimental	42
4.2	Medidas	47
5	Conclusão	58
5.1	Trabalhos futuros	58
	Referências Bibliográficas	59
	Apêndice A	61
	Programa para Cálculo das características do projeto de amplificação	62

Introdução

Atualmente há dois tipos de sensores digitais de grande importância: o CCD (*Charged Coupled Device*) e o CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Estes dispositivos de estado sólido convertem os fótons incidentes em cargas elétricas. Entretanto, possuem uma forma diferente de funcionamento em relação à sua fotodetecção.

A vantagem de utilizar a tecnologia CMOS em comparação a CCD está na integração da etapa de captura e processamento em um único chip, o que reduz o consumo de energia do sistema e seu custo final. Este tipo de integração permite a miniaturização do sensor com variadas funções para o tratamento da imagem [1].

Como exemplo dessas aplicações podemos citar o projeto de pesquisa do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Nanodispositivos Semicondutores (INCT-DISSE) que desenvolveu um chip para a leitura de sinais na faixa do visível, que será objeto de estudo deste trabalho. O Chip, denominado IR2, foi fabricado com a tecnologia CMOS de $0,35 \mu\text{m}$ com muitas estruturas diferentes com o intuito de serem testadas e investigadas por vários grupos de pesquisa [2].

Em algumas estruturas, os sensores de imagem CMOS, possuem uma baixa relação Sinal-Ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) que expressa o quanto a amplitude do sinal de interesse se sobressai em relação à amplitude do ruído [3].

Como o ruído não tem origem única, ele deve ser analisado como o resultado de uma série de fatores, podendo ser classificados como de origem extrínseca (motores, sinais de rádio frequência e etc.) e intrínseca (temperatura, processo de fabricação entre outros). Assim, a análise e o conhecimento da contribuição do ruído em sensores de imagem são de suma importância, pois pode definir seus limites de operação.

O ruído pode ser definido como variações temporais espontâneas e aleatórias de quantidades físicas ou, mais precisamente, desvios aleatórios destas quantidades em torno de valores médios [4].

Estudos realizados por Johnson [6] baseados no movimento browniano previa que portadores de cargas provocariam uma flutuação no potencial entre os terminais de qualquer resistência em equilíbrio térmico. Este tipo de flutuação foi chamado de ruído térmico.

Medições de ruído também passaram a ser utilizadas como teste não-destrutivo de qualidade (dispositivo em conformidade com especificações previamente definidas) e confiabilidade (certeza sobre seu bom funcionamento durante um longo período de tempo) desses dispositivos [5].

Um bom entendimento dos princípios físicos pode, em alguns casos, ser utilizado para quantificar o ruído gerado intrinsecamente sendo indispensável não só para modelagem, mas para avaliação da sensibilidade de sensores de imagem. Sendo assim, este trabalho tem como objetivo a medição de ruído do chip IR2, para determinar a amplitude de ruído nos píxeis.

Sua caracterização e modelagem torna-se de suma importância para definir sua eficiência e seus limites de operação para que venha a satisfazer o propósito para o qual foi projetado. Este trabalho utilizará equipamentos do laboratório de óptica de materiais (OptiMa-UFAM) em conjunto com um circuito de amplificação desenvolvido para esta caracterização, no qual será possível medir seu nível de ruído em uma ampla faixa de frequências e temperaturas.

Os tipos de ruídos em sensores de imagem serão descritos por este trabalho, iniciando com uma

abordagem teórica e finalizando com um setup experimental para realização de medidas, essa estrutura será explorada nos quatro primeiros capítulos.

No capítulo 2 trataremos a geração do ruído, detalhando suas principais características e sua influência em sensores de imagem. No capítulo 3, serão discutidos os conceitos fundamentais para se descrever matematicamente o ruído, mostrando os efeitos e sua contribuição na resposta final de dispositivos semicondutores. No final deste capítulo, ainda será demonstrado esquematicamente o projeto de amplificação que será utilizado na realização das medidas do chip IR2.

No capítulo 4, iremos demonstrar o setup para a realização das medidas, analisando os resultados experimentais, obtidos no laboratório OptiMa do Depto. de Física da UFAM. Inicialmente será feita uma apresentação dos dados em função da temperatura e da luminosidade e de alguns detalhes experimentais.

Além disso, serão discutidos os modelos de ruído apresentados nos capítulos anteriores e suas limitações em descrever o comportamento do ruído em baixas frequências. As medidas indicam uma correlação entre os píxeis e a ocorrência de picos em frequências bem específicas em temperaturas criogênicas. Estes fenômenos observados criam a possibilidade de se estender os conceitos e aplicações do ruído em sensores de imagens.

Finalmente o capítulo 5 conclui a dissertação e discute métodos para os trabalhos futuros.

Fundamentação Teórica

2.1 Sensores de Imagem

Cada vez mais, câmeras digitais estão se tornando populares, existem câmeras no carro, na casa, nas ruas, nos celulares, no notebook, praticamente em todos os eletroeletrônicos existe uma câmera.

A Figura 2.1 mostra o diagrama de blocos de um sistema típico de uma câmera digital [7], basicamente a câmera captura a cena e converte-a diretamente em formato digital. Funções como processamento de cor, aprimoramento de imagem e compressão da imagem, também podem estar integradas na câmera. Além disso, elas podem ser feitas com tamanho reduzido, leve, baixo custo e baixo consumo de energia.

Tais características únicas de câmeras digitais também permitem novas aplicações, tais como teleconferência, telefones de vídeo, orientação e navegação, aplicações automotivas, visão robótica e etc.

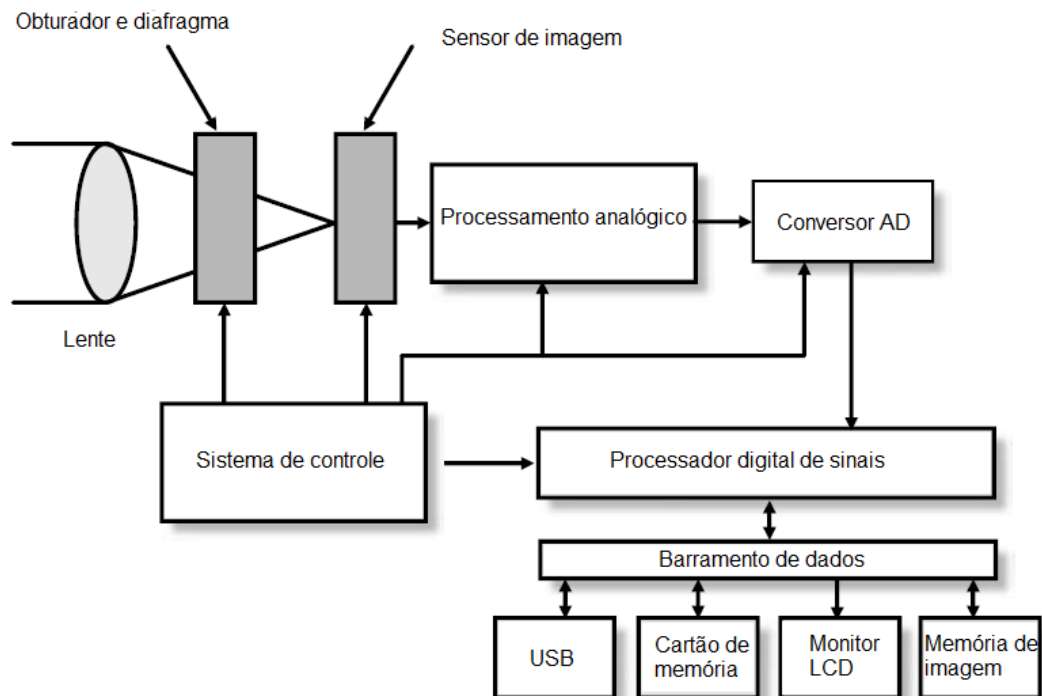


Figura 2.1 - Diagrama de blocos típico de uma câmera digital [7].

Parte das câmeras digitais de hoje usam a tecnologia CCD, onde a matriz fotossensível possui algumas arquiteturas que estão relacionadas com sua aplicação. A Figura 2.2 ilustra o diagrama de blocos da arquitetura *Interline Transfer* muito utilizada em filmadoras. Na matriz de sensores, fótons incidentes são convertidos em cargas elétricas, em seguida acumulados durante um tempo de exposição, após esse tempo a carga acumulada é transferida para os CCDs verticais, e finalmente deslocado para o amplificador, onde será convertido em sinal de tensão [8].

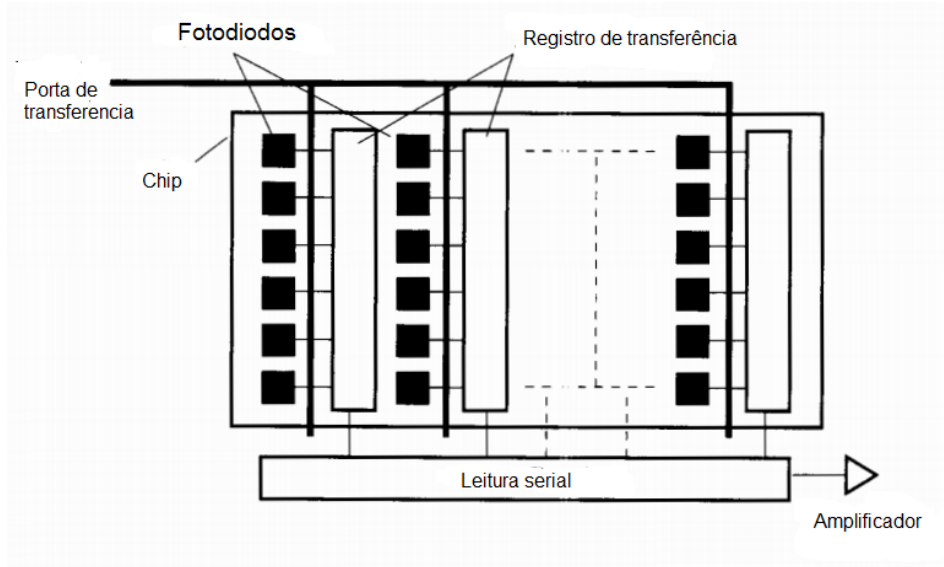


Figura 2.2 - Esquema da arquitetura *Interline Transfer* [8].

As principais características da CCD, estar em poder alcançar um baixo ruído, com alto fator de preenchimento (*fill factor*) [3], porém algumas operações de processamento de sinais são limitadas e a razão é que a leitura sequencial de carga de cada pixel limita sua velocidade, e além disso, por serem dispositivos de alta capacitância são comutados com tensões elevadas (10 V a 15V), consumindo muita energia [8], [10].

Outra desvantagem é que a tecnologia CCD não pode integrar todas as funções da câmera em um único chip, tornando-as relativamente grandes em tamanho, assim, não são bastante utilizados em dispositivos de imagem portátil [14].

Para construir sistemas de imagem portátil com varias funções de processamento, é necessário utilizar a tecnologia CMOS. Por ser capaz de integrar o sensor de imagem, junto com o circuito que controla o sensor ao mesmo tempo em que condiciona o sinal e o processa num único chip. Isto leva à uma das tendências mais importantes na câmera digital, que é o uso de sensores de imagem CMOS em vez de CCD.

A Figura 2.3 mostra a arquitetura de um sensor de imagem CMOS [14]. A área da imagem é uma matriz bidimensional de píxeis, onde cada pixel contém um fotodetector e alguns transístores.

Esta área é o coração da câmera e a qualidade de imagem é em grande parte determinado pelo desempenho desta área. Circuitos de acesso utilizam decodificadores de linha e coluna para ler cada pixel rapidamente e ao fazê-lo, ultrapassa o numero de quadros gerados pelo o sensor CCD.

Apesar de todas as vantagens, alguns tipos de sensores de imagem CMOS têm desempenho inferior quando comparados com os sensores de imagem CCD, (No entanto, com a introdução da tecnologia *pinned photodiode* (PPD), o nível de ruído de sensores de imagem CMOS tornou-se menor do que algumas arquiteturas de sensores CCD [9]), isso porque sensores de imagem CMOS, têm maior ruído temporal, ruído de padrão fixo (FPN - *Fixed Pattern Noise*) mais elevado e maior corrente de escuro, eles não podem fornecer a mesma ampla faixa dinâmica (DR - *Dynamic Range*) e maior relação sinal-ruído (SNR) que os sensores de imagem CCD [10].

Obviamente ao longo do tempo, houve um aprimoramento das características da câmera CCD, relacionada à diminuição da sua potência de dissipação através da redução da energia que é utilizada em seu circuito, além de boa reprodução de imagem, sensores de imagem CCD têm recursos que são úteis para aplicações em cameras digitais. Assim, as tecnologias CCD e CMOS como sensores de imagem seguirão a se expandir em várias direções, mas o avanço rápido do CMOS, aliado à sua versatilidade, o torna uma alternativa cada vez mais utilizada [7].

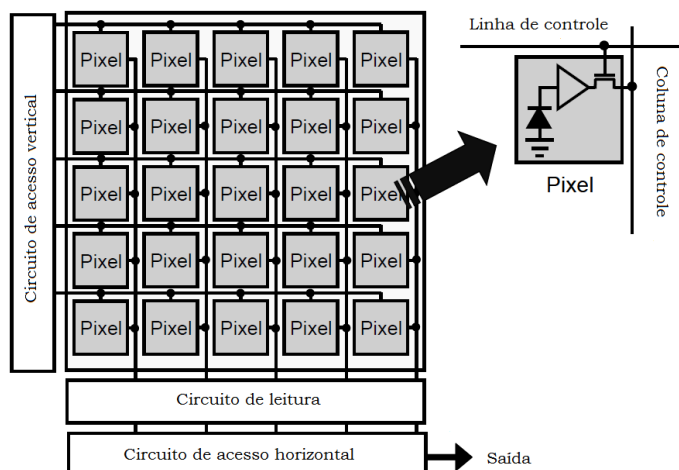


Figura 2.3 - Arquitetura de um sensor de imagem CMOS. Uma matriz bidimensional de píxeis, com circuitos de acesso vertical e horizontal [14].

2.2 Estruturas de Pixel CMOS

Historicamente a primeira estrutura a ser desenvolvida foi o sensor de pixel passivo (PPS - *Passive Pixel Sensor*), em seguida foi desenvolvido o sensor de pixel ativo (APS - *Active Pixel Sensor*) com o intuito de melhorar a qualidade da imagem. Um APS tem três transistores (3T-APS) em um pixel, enquanto um PPS tem apenas um transistor. Existem APS com mais transistores (4T-APS) entretanto o foco será na 3T-APS, devido ser a estrutura no qual foi desenvolvida a parte fotosensível do chip IR2 [14], [2].

2.2.1 Sensor de Pixel Ativo, 3T-APS

O pixel ativo recebe esse nome por possuir um elemento que amplifica o sinal em cada pixel, como mostrado na Figura 2.4. Esta configuração de pixel é chamado 3T-APS, por possuir três transistores e sua operação se da seguinte forma. Primeiro, o transistor de reset M_{RS} é ligado ao V_{dd} , com isso, o fotodiodo PD é resetado para o valor $V_{dd} - V_{th}$, onde V_{th} é a tensão de limiar (*threshold*) do transistor M_{RS} .

Em seguida, o M_{RS} é desligado e o PD fica "eletricamente flutuante" ou em outras palavras "isolado". Quando a luz incide na área fotosensível, os pares elétron-buraco gerados se acumulam na capacitância C_{PD} da junção PD. A carga acumulada muda o potencial no PD (V_{PD}) que diminui de acordo com a intensidade da luz. Depois de um tempo de acumulação, o transistor M_{SEL} é ligado e o sinal de saída do pixel é lido na linha de saída vertical. Quando o processo de leitura for concluído, M_{SEL} é desligado e M_{RS} é novamente ligado para repetir o processo acima [14].

O processo de operação do pixel descrito recebe o nome de modo linear e é a maneira clássica das cameras operarem [2]. Existe também o modo de operação logarítmico que é usado em aplicações que requerem captura de imagens com elevada faixa dinâmica. Entretanto, o pixel logarítmico possui, elevado FPN, baixa SNR e pequena excursão da tensão de saída. Além disso, o pixel logarítmico requer longos tempos para atingir regime permanente para baixas intensidades luminosas. O pixel logarítmico típico é configurado polarizando o transistor de reset em V_{dd} conforme Figura 2.5 [12].

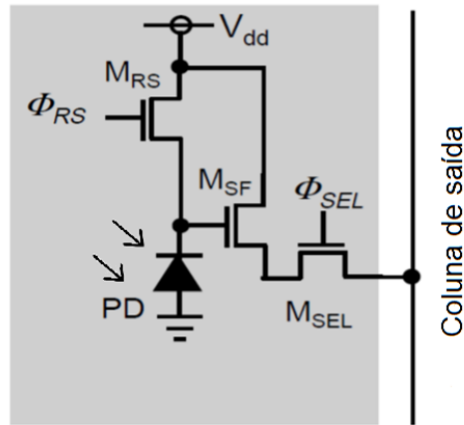


Figura 2.4 - Circuitos do pixel 3T-APS [14].

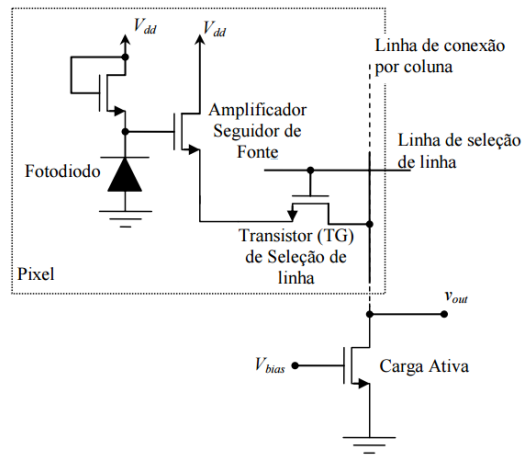


Figura 2.5 - Pixel logarítmico [12].

2.3 Ruídos em Sensores de Imagem

O termo ruído em sensores de imagem pode ser definido como qualquer variação do sinal que deteriora a imagem, determinando a sensibilidade do sensor de imagem, a Tabela 2.1 mostra a classificação dos tipos de ruído em sensores de imagem [13].

Quando o ruído aparece no processo de formação da imagem bidimensional de forma "fixa", em determinadas posições, é referido como FPN, como também pode aparecer flutuações da imagem ao longo do tempo que são referidas como ruído "aleatório" ou "temporal". Circuitos de cancelamento de ruído podem ser utilizados no caso para remover o FPN, e algumas fontes de ruído temporal em sensores de imagem CMOS [12].

Existem três tipos de mecanismos fundamentais no ruído temporal em sistemas eletrônicos: ruído térmico, ruído *shot* e ruído *flicker*. Todos são observados em sensores de imagem CMOS e CCD [7].

Tabela 2.1 - Classificação do ruído para cada tipo de sensor [13]

Ruído	CCD	MOS	CMOS
Temporal	Amplificador Reset Flicker Térmico Corrente de escuro	PD Reset KTC de linha de sinal vertical Pré Amplificador	Reset Transistor de Amplificação Flicker Térmico Amplificador de saída
	Shot (escuro) Shot (iluminação)		
Padrão Fixo	PD (corrente de escuro)		
	Não uniformidade entre os píxeis		
	Corrente de escuro	Seleção de coluna	Threshold do amplificador

Nota: PD, fotodiodo.

2.4 Fontes de Ruído

Fontes de ruído podem ser agrupadas em duas categorias a seguir: (1) Fonte intrínseca de ruído, que surge de flutuações aleatórias nos sistemas físicos, tais como o ruído térmico ou *shot* ou seja, o ruído intrínseco é apenas uma consequência de todas as fontes de ruído associadas à operação física de qualquer dispositivo eletrônico [32]; (2) Fonte de ruído extrínseco, que é gerado fora do sistema em questão, acoplado um sinal indesejado ao sistema, agindo como uma perturbação. Pode-se citar como exemplo de fontes de ruído extrínseco, elementos que irradiam energia eletromagnética tais como motores, *switches* e computadores [29].

A interferência é o efeito indesejável do ruído seja este gerado interno ou externamente, o ruído não pode ser eliminado, somente sua interferência pode ser atenuada. Isto fica mais claro ao analisar o ruído intrínseco, pois sua magnitude está relacionada diretamente com propriedades físicas dos materiais, condições ambientais e com a tecnologia empregada para a fabricação [16].

2.4.1 Ruído Intrínseco

Várias são as fontes de ruído que são geradas nos dispositivos, um deles é conhecido como ruído *shot* ou ruído balístico, que é causado por flutuações aleatórias no movimento de portadores de carga na presença de uma barreira de potencial tais como uma junção metal-semicondutor (M-S) ou junção (P-N) [18].

Dito de outra forma, o fluxo de corrente não é um efeito contínuo. Por exemplo, quando os elétrons encontram uma barreira de potencial numa junção metal-semicondutor, dependendo das características do metal e do semicondutor (dopagem, função trabalho entre outros) o processo de transporte pode ocorrer de cinco formas distintas como indicadas esquematicamente na Figura 2.6.

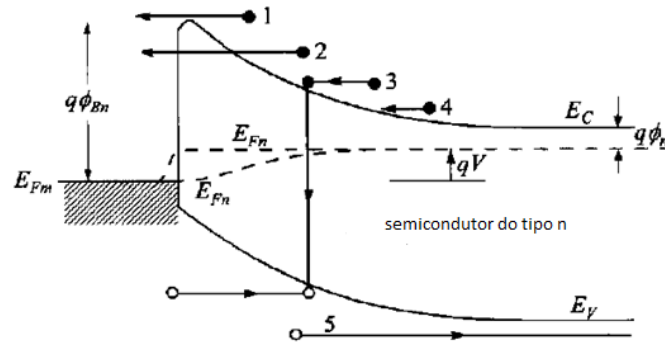


Figura 2.6 - Cinco processos de transporte básicos sob polarização direta na interface M-S que podem ser fontes para o ruído *shot*. (1) Emissão Termo-iônica; (2) Tunelamento; (3) Recombinação; (4) Difusão de elétrons e (5) Difusão de lacunas [20].

Na Figura 2.6 temos que E_{F_n} e E_{F_m} é o nível de Fermi do semicondutor e do metal, E_c e E_v representam a banda de condução e a banda de valência do semicondutor e $q\Phi_n$ é a diferença de energia entre o nível de Fermi e a banda de condução.

Assim, podem ocorrer flutuações na corrente à medida que cada elétron atravessa aleatoriamente a barreira de potencial ($q\Phi_{B_n}$) devido aos diversos processos de transporte. A corrente RMS (*Root Mean Square*, raiz média quadrática é uma medida estatística da magnitude de uma quantidade variável) do ruído *shot* é dada pela equação 2.1:

$$I_{sh} = \sqrt{(2qI_{dc} + 4qI_o) \cdot BW} \quad (2.1)$$

onde q é a carga do elétron, I_{dc} é o valor médio de corrente DC, I_o é a corrente de saturação reversa e BW é a largura de banda de interesse.

Outro tipo de ruído a ser analisado é o térmico, que é causado pelo espalhamento dos portadores de carga num condutor. Em qualquer condutor os elétrons estão livres para se mover ao longo da rede cristalina, podendo ser espalhados pelos núcleos atômicos ou íons da rede. A descrição quântica deste processo envolve a interação dos elétrons com o quantum de vibração da rede que é dependente da temperatura, chamado de *fônon*. Assim, várias microcorrentes podem surgir devido ao movimento aleatório dos elétrons no material [22].

No entanto, em um semicondutor não só o ruído está em função da temperatura como também a condutividade/resistividade, mobilidade, concentração de portadores, nível de Fermi e energia de *gap*. Assim, essa dependência das propriedades dos semicondutores também têm que ser levadas em consideração na análise do ruído térmico, de forma geral, a equação que modela o valor de tensão RMS do ruído térmico pode ser calculado utilizando o modelo de Nyquist denotada pela relação 2.2 [23].

$$V_{th} = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot BW \cdot R} \quad (2.2)$$

onde, k_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta, R é a resistência em ohms para o dispositivo (no caso de um diodo será a resistência de corpo do dispositivo) em estudo [19].

Tanto o ruído *shot* como o ruído térmico possuem resposta plana em uma grande faixa espectral ($BW \simeq 100GHz$), mas existe um tipo de ruído que predomina em baixas frequências ($BW \lesssim 100KHz$) conhecido como ruído *flicker*.

Sua origem é ainda um problema não resolvido, apesar dos grandes avanços, ainda não dispomos de um modelo que possa cobrir todas as particularidades sobre o ruído *flicker*. Estudos indicam que ele pode estar relacionado com as técnicas de produção de dispositivos semicondutores [17], ou imperfeições e impurezas na rede cristalina [15].

Para dispositivos CMOS foram propostos modelos para interpretar o ruído *flicker*. Dentre os modelos mais aceitáveis podemos citar os modelos de *Hooge* [24], *McWhorter* [25] e o modelo unificado [46].

Hooge propõe seu modelo em função da mobilidade enquanto *McWhorter* cria um modelo que se fundamenta nas imperfeições que existem na interface entre o óxido da porta e a superfície do canal de um MOSFET, onde muitas armadilhas são geradas, criando-se estados de energias. Quando os portadores se movimentam pela interface, alguns elétrons são capturados e soltos por tais estados de energia, gerando o ruído em baixas frequências conforme ilustra a Figura 2.7 [32].

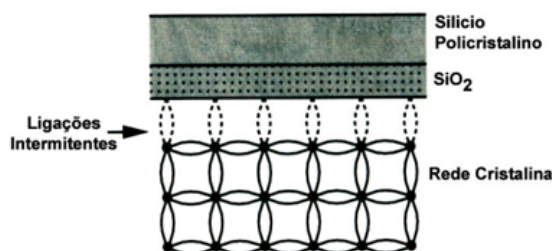


Figura 2.7 - Esquema de ligação entre a rede cristalina e o óxido no MOSFET [32].

O modelo unificado foi desenvolvido por pesquisadores da Universidade de Berkley na Califórnia, e incorpora os mecanismos (moblidade e armadilhas) dos modelos de *Hooge* e *McWhorter* respectivamente. Este modelo unificado pode ser usado para explicar com maior detalhe os fenômenos antes não considerados nos modelos de ruído mais simples, por agora relacionar a temperatura e a tecnologia envolvida na fabricação de dispositivos MOS [46].

Existem outros tipos de ruído como ruído *burst*, ruído avalanche, ruído de Geração e recombinação [26], mas para caracterização temporal de ruído de sensores de imagem como abordado anteriormente os principais são: térmico, *flicker* e *shot* [7].

2.4.2 Ruído Extrínseco

Grande parte dos equipamentos eletrônicos, particularmente os de radio comunicação sejam eles receptores ou transmissores, são sensíveis a interferências eletromagnéticas. Para sistemas eletrônicos tais sinais constituem uma forma grave de poluição.

Os efeitos podem variar desde apenas chuviscos (Por exemplo, interferência na imagem de uma Televisão) para catastrófica (Por exemplo, perda de dados num sistema de comunicação). Algumas destas interferências podem ser tratadas na fonte (desligando a fonte de interferência); outros estão além da nossa capacidade (ondas de radio). O termo utilizado para esta poluição é conhecido como interferência eletromagnética (EMI - *Electromagnetic Interference*); e a capacidade de resistir a tais interferências é chamada de compatibilidade eletromagnética (EMC - *Electromagnetic Compatibility*) [27].

A EMC não será tratada aqui por se tratar de padrões já estabelecidos, que dado à natureza do equipamento (militar, eletrodoméstico e etc.), aborda os limites de operação, susceptibilidade e irradiação eletromagnéticas.

Para que ocorra a EMI é necessária uma fonte de energia, um circuito receptor ou sistema e algum caminho de acoplamento para a energia.

Se não houver fonte de energia ou não houver caminho, não há EMI. Como mostrado na Figura 2.8, existem quatro modos de acoplamento, onde a energia pode se transferir de um lugar para outro: indutivo, capacitivo, irradiada, e conduzida [28].

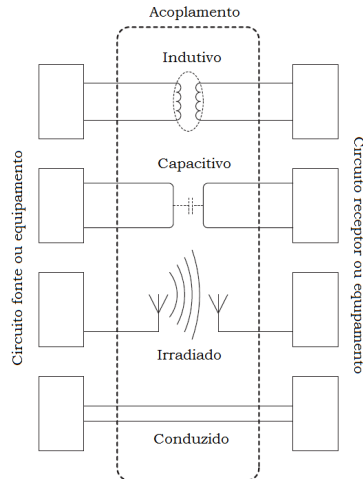


Figura 2.8 - Três elementos necessários para produzir um problema de interferência, a saber: uma fonte de ruído, circuito receptor e um canal de acoplamento [27].

O acoplamento indutivo requer uma fonte de corrente variável no tempo e dois “loops ” ou fios paralelos podendo ser até trilhas numa placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*), onde serão magneticamente acoplados. Como exemplo, pode-se ter um transformador de potência em uma fonte de alimentação de modo que haja um acoplamento a um cabo nas proximidades, a Figura 2.9 ilustra o acoplamento indutivo (magnético) entre dois circuitos.

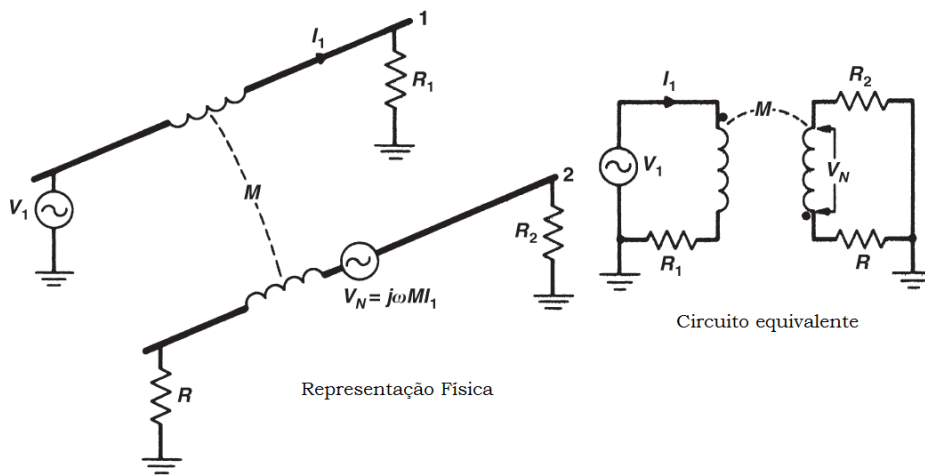


Figura 2.9 - Acoplamento indutivo entre dois circuitos [29].

A tensão induzida pode ser expressa em relação à indutância mútua M entre dois circuitos, como se segue na equação 2.3.

$$V_N = j\omega MI_1 \tag{2.3}$$

onde I_1 é a corrente da fonte, e M é o termo que representa a geometria e a propriedade magnética do meio entre os dois circuitos. A presença de ω na equação 2.3 indica que o acoplamento é diretamente proporcional à frequência [29].

O acoplamento capacitivo necessita de um campo elétrico variável, e ocorre por meio das capacitâncias parasitas existentes entre a fonte e o receptor, isto é, quando existe diferença de potencial entre dois condutores e um dielétrico entre eles. Na prática o dielétrico pode ser o próprio ar, conforme ilustra a Figura 2.10, onde a diferença de potencial entre o condutor 1 e o condutor 2, e o dielétrico que os separa, cria uma capacitância parasita.

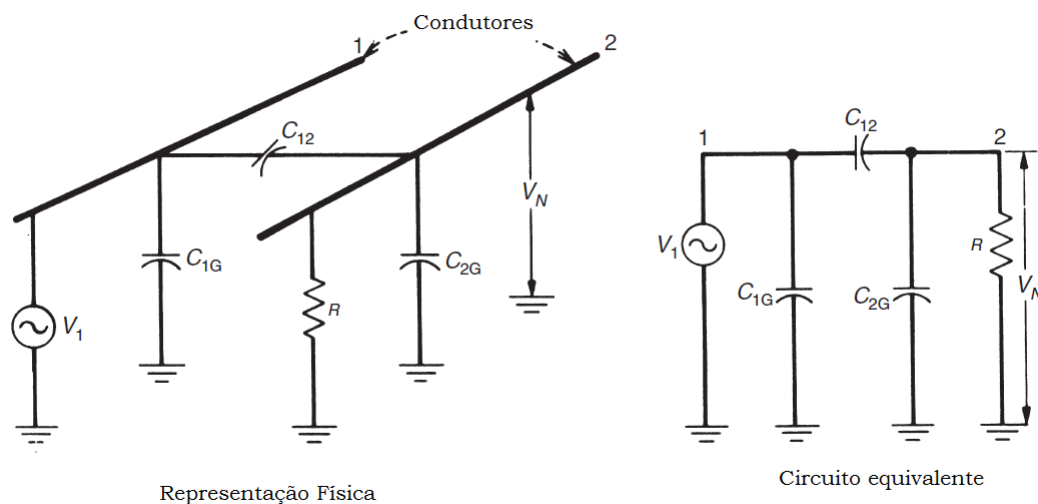


Figura 2.10 - Acoplamento capacitivo entre dois circuitos [29].

onde a capacitância C_{12} é a capacitância parasita entre condutores 1 e 2, C_{1G} e C_{2G} é a capacitância entre o seu respectivo condutor e o terra e R é a impedância do circuito 2. O circuito equivalente do acoplamento também é mostrado na Figura 2.10.

Considerando V_1 como a fonte de interferência e 2 como o circuito afetado ou receptor. Qualquer capacitância conectada diretamente na fonte, tal como C_{1G} pode ser negligenciada, porque não tem efeito sobre o acoplamento de ruído, caso a impedância R do circuito seja menor que a impedância parasita. A tensão de ruído V_N produzido no condutor 2 pode ser expressa pela equação 2.4.

$$V_N = j\omega RC_{12}V_1 \quad (2.4)$$

A equação 2.4 mostra que a tensão de ruído é diretamente proporcional a frequência ω da fonte de ruído, a resistência R do circuito afetado, a capacitância mútua C_{12} entre os condutores 1 e 2, e a magnitude da tensão V_1 .

Ambos os mecanismos de acoplamento capacitivo e indutivo são considerados acoplamento de campo próximo. Isto é o efeito de acoplamento será reduzido se a distância entre fios ou placas for aumentada. Estes tipos de acoplamentos ocorrem tipicamente no interior do produto [29].

O acoplamento irradiado requer duas antenas, uma que será o circuito de transmissão e a outra será o circuito de recepção.

O circuito de transmissão pode também ser uma estrutura, onde a fonte de energia está acoplada ao chassi, equipamentos ou cabos e o receptor pode ser um rádio ou uma TV, este tipo de acoplamento ocorre no exterior do produto.

A Figura 2.11 mostra um exemplo entre um motor elétrico que irradia ondas eletromagnéticas

numa faixa de frequência em que o circuito receptor é sensível.

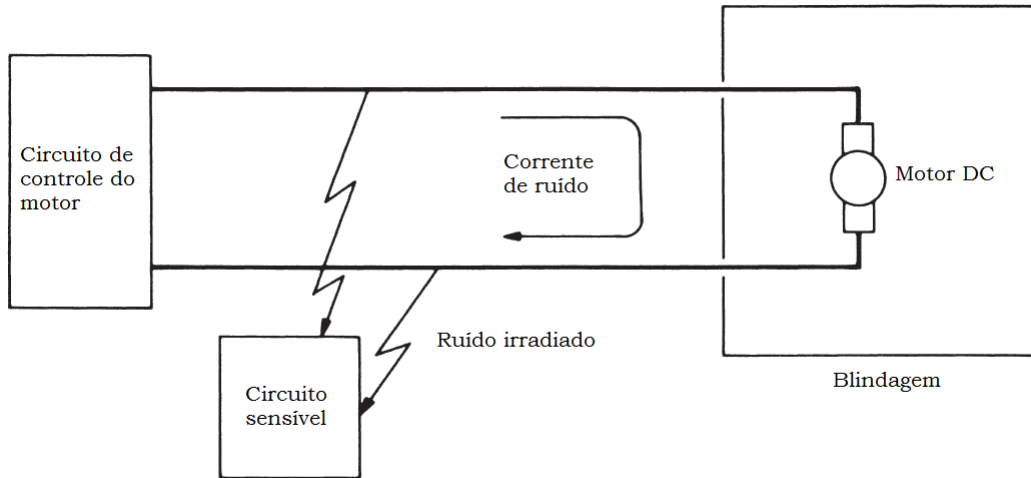


Figura 2.11 - A fonte de ruído é o motor, e o receptor é o circuito de baixo nível. O canal de acoplamento consiste na radiação gerada pelo motor sendo captada pelo o receptor [29].

Por ultimo, o acoplamento conduzido requer uma ligação através de fios entre a fonte e o receptor. Podendo ser gerada por compartilharem o mesmo terra ou a mesma fonte de alimentação, para o primeiro caso onde possuem o mesmo terra (fio aterrado ou a estrutura do chassi), a queda de tensão através da impedância observada por cada circuito é influenciada pelo outro circuito.

A Figura 2.12 mostra um exemplo típico dessa configuração.

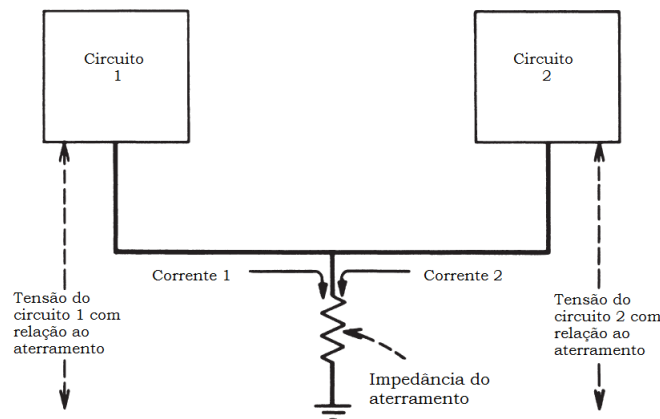


Figura 2.12 - Quando dois circuitos compartilham o mesmo terra, a tensão de referência do circuito 1 é afetada pela corrente do circuito 2 e vice-versa [29].

Para o segundo caso é ilustrado uma distribuição de energia que é mostrado na Figura 2.13. Onde qualquer mudança no consumo de corrente de qualquer circuito, irá afetar a tensão no outro circuito, isso ocorre por compartilharem a mesma impedância seja ela da fonte de energia ou das linhas de transmissão.

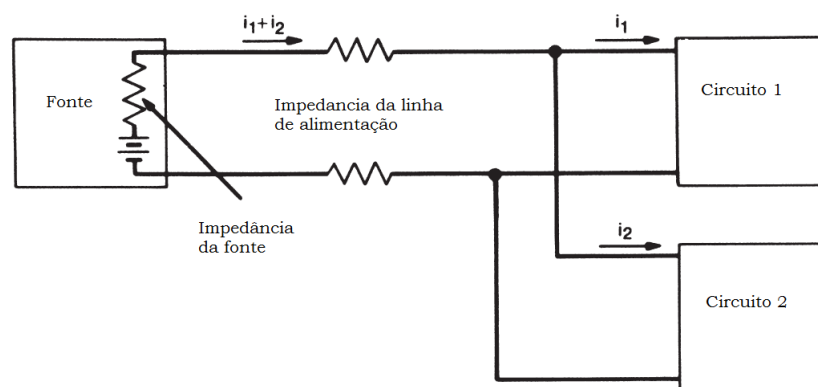


Figura 2.13 - Dois circuitos compartilham a mesma fonte de alimentação, sendo assim a corrente consumida pelo circuito 1 irá afetar a tensão no circuito 2 e vice-versa [29].

Na maioria das vezes, a configuração que compartilha o mesmo terra terá um efeito em baixa frequência (menos de 50 kHz) e é conhecida como *loop* de terra. Geralmente é um problema em áudio onde sua faixa de frequência varia entre 20 Hz – 20 kHz. Isso também ocorre quando dois ou mais subsistemas são alimentados pela mesma fonte. Este tipo de acoplamento pode ser interno ou externo à unidade [29].

2.4.3 Como Reduzir o Nível de Ruído?

Após ser abordado os tipos e as origens do ruído, surge a questão de como reduzir o ruído. O ruído do tipo intrínseco está associado diretamente com as propriedades físicas dos dispositivos.

Por exemplo, para reduzir o nível do ruído térmico, pode-se diminuir a temperatura de trabalho do dispositivo, mas como grande parte dos equipamentos funcionam na temperatura ambiente, seria inviável utilizar essa perspectiva, ou pode-se dependendo das especificações de um determinado projeto eletrônico, alterar o valor dos resistores que constitui o projeto já que o ruído é proporcional ao seu valor.

O problema é que, caso ocorra um aumento de corrente no circuito, devido a mudanças nos elementos resistivos, o ruído *shot* aumentará. Para o ruído *shot* uma alternativa seria utilizar componentes (diodos, transístores) com uma menor largura de banda, mas isso limitaria a operação de equipamentos que trabalham com altas taxas de dados.

O ruído *flicker* poderia ser atenuado, melhorando a tecnologia empregada na fabricação de dispositivos semicondutores. Existem técnicas que atenuam o ruído *flicker* entretanto os métodos não podem ser usados em todos os sistemas [11].

Percebe-se que o ruído gerado internamente é de natureza crítica e por não ser tão facilmente atenuado torna-se o limitante na sensibilidade e na resposta em frequência dos dispositivos.

Por outro lado, a interferência causada pelo ruído externo pode ser atenuada a níveis em que não afetam o circuito.

Como discutido anteriormente, para que exista uma EMI é necessário três itens: Fonte, Meio de acoplamento e Receptor.

Geralmente a fonte e o receptor são mais difíceis de modificar por serem em geral equipamentos ou produtos já prontos, por isso as técnicas atuais atacam diretamente o acoplamento.

A blindagem eletromagnética é uma técnica utilizada para reduzir ou prevenir o acoplamento de sinais indesejados em dado sistema, de forma a permitir que este opere de maneira adequada em seu ambiente, no que diz respeito à interferência eletromagnética.

Por exemplo, se a blindagem envolve a fonte de ruído, como mostrado na 2.14(a), ela oferece proteção para todo o equipamento sensível localizado fora da blindagem.

Uma blindagem pode também ser utilizada para manter a radiação eletromagnética fora de uma região, tal como mostrado na Figura 2.14(b).

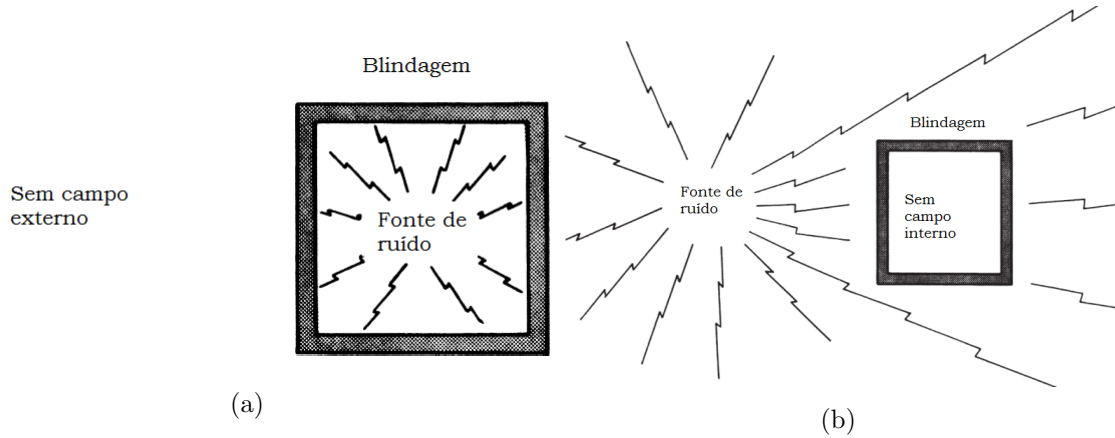


Figura 2.14 - (a) Fonte de ruído blindada; (b) Receptor blindado o qual impede a atuação do ruído [29].

Em EMC a blindagem pode ser especificada em termos da redução do campo magnético e/ou intensidade do campo elétrico, entretanto sua eficiência varia com a frequência, a geometria, a posição dentro da blindagem onde o campo é medido, o tipo de campo que está sendo atenuado, ângulo de incidência, e polarização [29].

Sendo dividida basicamente em dois tipos: metálicas e condutivas. As blindagens condutivas, visam atenuar os campos elétricos e atuam através do princípio de que o fluxo magnético incidente provoca a circulação de correntes (corrente de Foucault) que se opõem ao fluxo que as gerou (Lei de Lenz). A atenuação proporcionada por esta blindagem é diretamente proporcionada à condutividade elétrica do material utilizado na blindagem [31]. Adota-se como exemplo um circuito equivalente para um acoplamento capacitivo conforme a Figura 2.15.

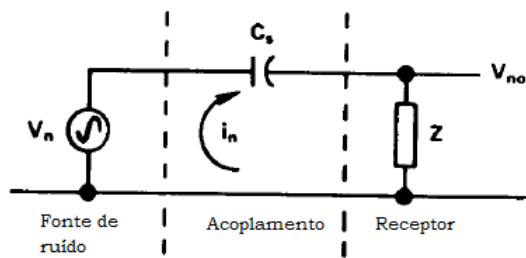


Figura 2.15 - Circuito equivalente de um acoplamento capacitivo entre uma fonte de ruído e o receptor [30].

Quando uma blindagem é adicionada, ocorre uma mudança na Figura 2.15 sendo exemplificada pelo o circuito na Figura 2.16, se assumir que a blindagem tem impedância zero, a corrente no trecho A-B-D-A será $V_n/Z_{C_{s1}}$, mas o ruído no trecho D-B-C-D será zero.

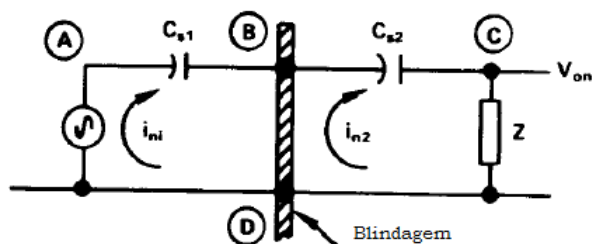


Figura 2.16 - Circuito equivalente da 2.15 ao adicionar uma blindagem [30].

Ao se utilizar, blindagem em acoplamentos capacitivos algumas regras devem ser seguidas:

- Uma blindagem para ser efetiva, a mesma deve ser conectada com um potencial de referência. Se o sinal estiver aterrado (conectado ao chassi), a blindagem deve ser aterrada;
- No caso de cabos blindados a malha deve ser conectada junto ao nó de referência da fonte conforme 2.17(a);
- Caso a blindagem tenham regiões separadas as mesmas devem ser conectadas conforme 2.17(b);
- Não conecte as extremidades da blindagem de um cabo ao terra, pois pode existir uma diferença de potencial em dois pontos do terra, gerando assim uma corrente na blindagem que induzirá uma tensão de ruído no centro do condutor via acoplamento magnético, de acordo com a 2.17(c);
- Não permitir que a blindagem tenha um potencial com relação ao terra pois o mesmo será acoplado capacitivamente para o condutor conforme 2.17(d).

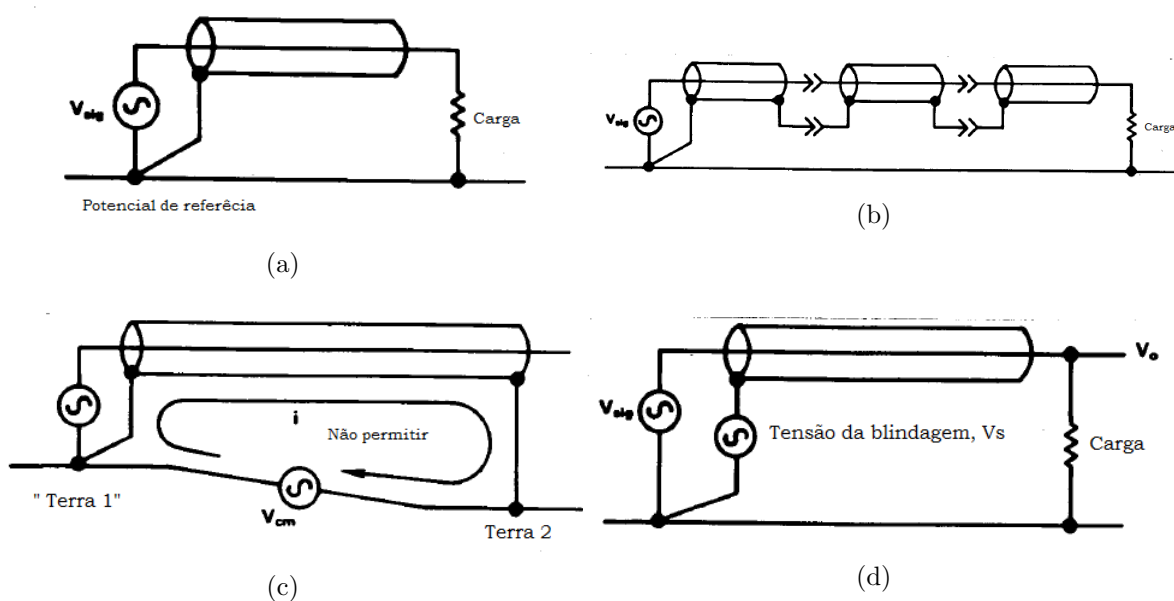


Figura 2.17 - Regras para ligação da blindagem em acoplamento capacitivo: (a) Aterrando o cabo blindado o mais próximo da fonte de sinal; (b) Interligação de cabos blindados; (c) não conectar a blindagem em dois pontos do terra; (d) Não permitir um potencial na blindagem [30].

As blindagens metálicas são indicadas quando se deseja atenuar campos magnéticos. Estas blindagens possibilitam que o fluxo magnético resultante em seu interior seja menor que o fluxo no material utilizado para a blindagem. Para tal, a atenuação proporcionada por essa blindagem é diretamente proporcional à permeabilidade magnética do material utilizado na blindagem.

Ao se utilizar, blindagem em acoplamentos indutivos algumas regras devem ser observadas:

- Evitar correr fios paralelamente ao campo magnético;
- Blindar o receptor ou a fonte com material adequado ao campo magnético em questão;
- Diminuir o *loop* do receptor aterrando em ambas as extremidades da blindagem. Conforme ilustra 2.18 (a);
- Use a malha do cabo blindado como sendo o retorno do ruído de tal forma que se a corrente que flui no centro do condutor for igual a da malha o campo será cancelado. Conforme mostra a 2.18 (b).

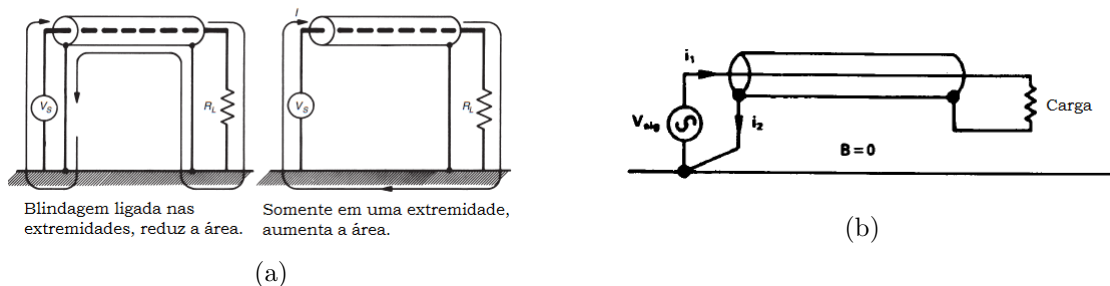


Figura 2.18 - a) Diminuição da área do *loop* com a blindagem [29], b) Uso da blindagem para o retorno da corrente de ruído [30].

De forma geral podemos quantificar a eficiência da blindagem em função do campo eletromagnético e do material, pela a profundidade de penetração ou (*skin depth*), δ , definida como a profundidade requerida para o campo ser atenuado em 37 % de sua amplitude com relação ao ar livre, dada pela a equação 2.5.

$$\delta = 2/\sqrt{(f\mu_r\sigma_r)} \quad (2.5)$$

onde o μ_r . e σ_r são a permeabilidade e condutividade relativa do material da blindagem.

A Tabela 2.2 fornece valores típicos de δ para vários metais em varias faixas de frequências [30].

Tabela 2.2 - Profundidade de penetração (milímetros) de alguns materiais em função da frequência [29].

Frequência	Cobre (em mm.)	Alumínio (em mm.)	Aço (em mm.)
60Hz	8,509	10,8966	0,8636
100Hz	6,604	8,4582	0,6604
1kHz	2,0828	2,667	0,2032
10kHz	0,6604	0,8382	0,0762
100kHz	0,2032	0,2794	0,02032
1MHz	0,0762	0,0762	0,00762
10MHz	0,02032	0,0254	0,00254
100MHz	0,006604	0,00762	0,002032
1000MHz	0,002032	0,00254	0,001016

Tanto para o acoplamento capacitivo e indutivo é observado a necessidade da blindagem de forma a modificar o acoplamento, reduzindo a interferência do ruído. Entretanto, percebe-se em todos os casos a importância de um potencial de referência sem o qual a blindagem perde sua eficiência.

Esse mesmo potencial é também crucial no acoplamento conduzido onde circuitos geram ruídos entre si. Esse potencial é geralmente chamado de *ground* (aterramento), assim deve-se levar em conta este detalhe para resolver grandes partes dos problemas que envolvem ruído.

Quando se fala em aterramento, lembra-se imediatamente daquelas estruturas metálicas enterradas no solo, mas a palavra terra de uma forma geral pode ser o chassi de um equipamento ou até a trilha em um circuito de uma PCB, gerando assim um mal entendido com relação aos tipos de aterramentos existentes [29].

Existem duas categorias de aterramento: aterramento de segurança e aterramento de sinal. A primeira categoria é a que utiliza o arranjo metálico no solo criando um caminho para que na ocorrência de um surto de energia se estabeleça um caminho para essa corrente, protegendo o consumidor, também são utilizados em para raios e subestações.

A segunda categoria é chamada de retorno para se diferenciar do aterramento de segurança, sua função está em criar um caminho de baixa impedância para o circuito como um todo sendo utilizado como potencial de referência [29].

No entanto, o objetivo básico do aterramento deve ser sempre, tornar o equipamento seguro primeiramente, em segundo lugar fazê-lo funcionar adequadamente sem comprometer a segurança [27].

A Figura 2.19 ilustra um exemplo de aplicação de um aterramento de segurança utilizado em residências.

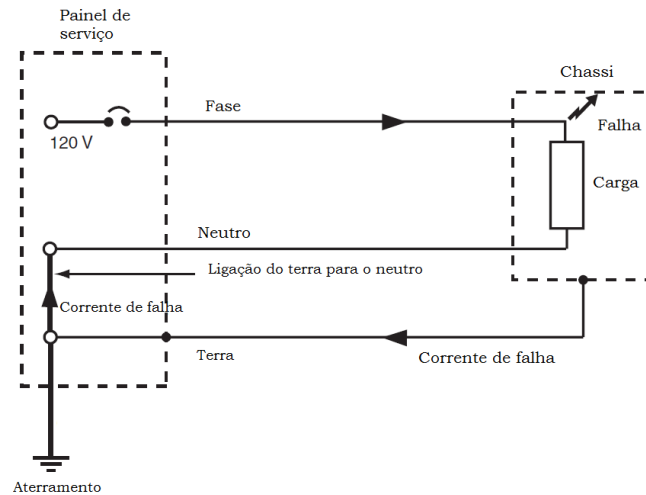


Figura 2.19 - Corrente de falha num circuito de alimentação AC de 120V [29].

Na prática um sistema de distribuição de energia por corrente alternada (AC ou CA) com o sistema de aterramento devidamente instalado irá gerar pequenas diferenças de potenciais em todos os sistemas conectados. Correntes de fuga, campos magnéticos induzidos, capacitores de filtros são a grande causa dessas tensões.

A tensão medida em dois pontos pode ser menor do que algumas centenas de milivolts, essa tensão de ruído, mesmo sendo segura, se acoplada em circuito que trabalha com sinais de baixo nível torna-se um grande problema, com isso o aterramento de segurança AC é de pouco valor pratico como sinal de referência, sua conexão deve ser feita somente quando o requisito for segurança, assim pode-se entender porque equipamentos que trabalham com processamento de pequenos sinais geralmente não são aterrados (notebooks, aviões, celulares, etc.), utilizando sua própria estrutura como referencial [29].

Para o aterramento de sinal a melhor definição, é um caminho de baixa impedância para a corrente de retorno á fonte [28]. Esta definição enfatiza a importância do fluxo de corrente. Isso implica que a corrente está a fluir através de alguma impedância finita, com isso uma diferença de potencial existirá entre dois pontos do circuito. É importante essa definição porque geralmente o aterramento de sinal é definido como um ponto equipotencial.

A característica mais importante de um aterramento de sinal é sua impedância, que é definida pela equação 2.6.

$$Z = R + j\omega L \quad (2.6)$$

A equação 2.6 possui uma componente complexa j e mostra a dependência da impedância com relação à frequência. Para frequências baixas a resistência do condutor vai prevalecer, mas conforme se aumenta a frequência à impedância total do condutor se altera. A Figura 2.20 ilustra a dependência da impedância com relação à frequência de um condutor típico (dezenas de miliohms), podendo ser um cabo coaxial ou ate as trilhas de um circuito.

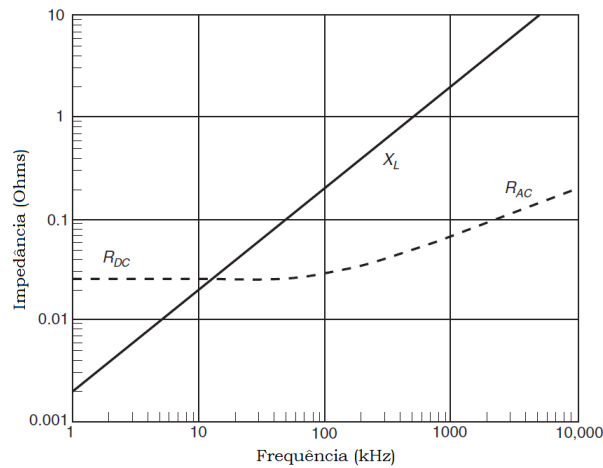


Figura 2.20 - Resistência e indutância de um condutor em função da frequência [29].

No projeto de circuitos, sejam eles analógicos ou digitais o dimensionamento do aterramento de sinal deve ser de acordo com a frequência de operação conforme visto anteriormente, para isso se segue algumas metodologias na hora do projeto que são:

- Para circuitos que funcionam até frequências de 100kHz é usado o arranjo que contém um único ponto de terra, deste arranjo dois esquemas de ligação de retorno podem ser utilizados conforme a 2.21(a);
- A ligação em série é utilizada quando os elementos que constituem o circuito possuem valores de corrente aproximados, sendo o mais fácil de ser projetado em PCB. A conexão em paralelo é utilizada quando existe grande diferença de consumo de corrente em cada elemento sendo mais apropriado para que um circuito não gere ruído para outro;
- Para circuitos que trabalham com altas frequências a configuração multiponto é a mais recomendada conforme ilustra a 2.21(b).

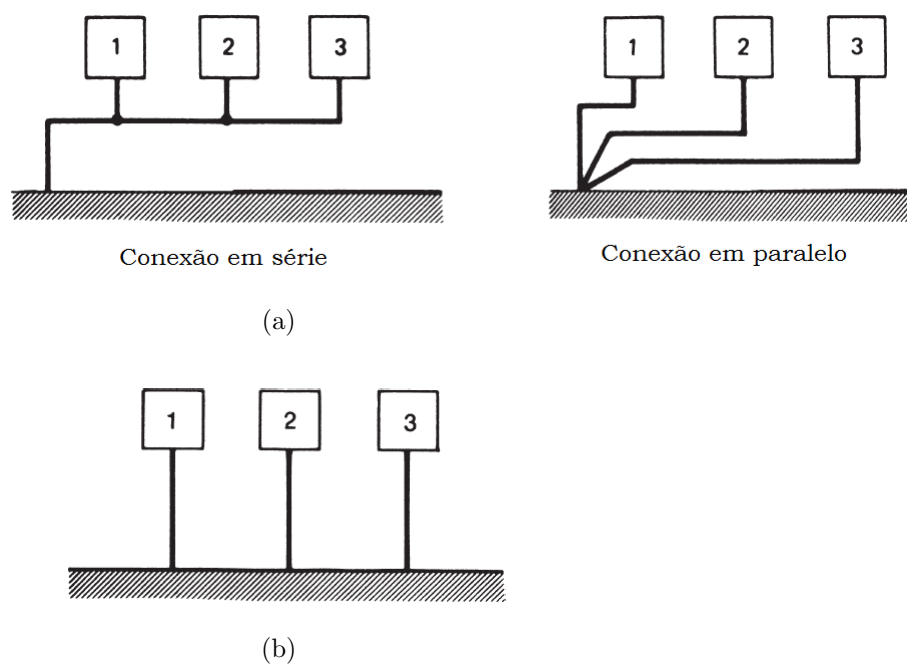


Figura 2.21 - (a) Dois tipos de ligação de um único ponto no aterramento de sinal; (b) Vários pontos de ligação para o aterramento de sinal [29].

Ruído em Dispositivos Eletrônicos

3.1 Análise Matemática do Ruído

O ruído em dispositivos eletrônicos, ocorre de forma aleatória conforme a Figura 3.1. Isto implica que a sua magnitude não pode ser determinada em nenhum instante, mesmo que seus valores iniciais sejam conhecidos, assim uma descrição matemática precisa de um sinal aleatório não é possível [4].

Essa característica do ruído faz com que seja necessário observar sua forma de onda por um longo período de tempo e usando os resultados medidos experimentalmente, implementa-se um modelo matemático estatístico, a fim de que seja possível conhecer suas propriedades que são úteis na análise de circuitos.

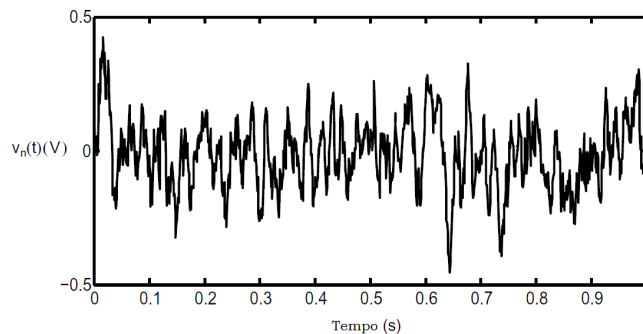


Figura 3.1 - Sinal de ruído com amplitudes aleatórias em função do tempo [40].

Uma das ferramentas bastante utilizadas em estatística é a média aritmética, que tem como finalidade obter um valor que possa expressar um conjunto de valores de uma variável, entretanto ao se calcular o valor médio do ruído ao longo de um determinado período de tempo T sua resposta é igual à zero, mas não é isso que vemos ao medir a influência do ruído em dispositivos.

Para expressar o seu valor efetivo é utilizado a média-quadrática ou a raiz média quadrática (RMS), que são mais indicadas quando a média aritmética, moda e mediana tem valor nulo. Se denotar com $x(t)$ uma variável genérica de ruído dependente do tempo que pode ser tanto uma tensão ou uma corrente, o seu valor médio quadrático é simbolizado pela $\overline{x^2}$ e o valor rms por $X_{rms} = \sqrt{\overline{x^2}}$.

$$X_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (3.1)$$

Para circuitos eletrônicos, o valor RMS de tensão e corrente é respectivamente V_{rms} e I_{rms} . O benefício em saber o valor RMS de um sinal é que ele indica a potência do sinal normalizado. Especificamente, se o sinal aleatório $x(t)$ é aplicado a uma resistência de 1Ω , a potência média dissipada P_{diss} , em watts, é igual à potência de ruído normalizada e é dada por:

$$P_{diss} = \frac{V_{rms}^2}{1\Omega} = V_{rms}^2 \quad (3.2)$$

Esta relação implica que a energia dissipada por um resistor tendo um sinal aleatório aplicado é igual a um nível DC. Por exemplo, um sinal de ruído com um valor eficaz de 1 mV (RMS), dissipa a mesma potência através de uma resistência com uma tensão DC de 1 mV.

Como resultado, o quadrado do valor eficaz, V_{rms}^2 é referido como a potência de ruído normalizada deste sinal. A potência de ruído normalizada é utilizada para obter o ruído total de duas ou mais fontes de ruído quando adicionadas em conjunto, como mostrado na equação 3.3. É claro que a equação 3.2 não está dimensionalmente correta, isso ocorre porque a potência do sinal não é usada em seu sentido convencional, mas para indicar o tamanho do sinal. [34]

$$V_{total(rms)}^2 = V_{1(rms)}^2 + V_{2(rms)}^2 + \frac{2}{T} K \int_0^T V_1(t) V_2(t) dt \quad (3.3)$$

Os dois primeiros termos no lado direito da equação 3.3, são as médias quadráticas individuais das fontes de ruído (ou potências normalizadas). O último termo mostra a correlação entre as duas fontes de sinal, o coeficiente de correlação K deve ser conhecido (com $|K| = 0 \dots 1$). Contudo podemos desprezar o último termo, uma vez que diferentes fontes de ruído intrínseco são tipicamente não correlacionadas. Assim a soma de sinais não correlacionados, é dada pela equação 3.4 [40].

$$V_{total(rms)}^2 = V_{1(rms)}^2 + V_{2(rms)}^2 \quad (3.4)$$

E seu valor RMS total por:

$$V_{total(rms)} = \sqrt{V_{1(rms)}^2 + V_{2(rms)}^2} \quad (3.5)$$

Outro modelo estatístico que é empregado na análise de sinais aleatórios é a distribuição de amplitudes, que surge como resultado da observação do sinal, indicando com que frequência cada valor ocorre.

Este método, também conhecido como função densidade de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*), que associa uma probabilidade a cada resultado numérico de um experimento, ou seja, nos fornece a probabilidade de cada valor de uma variável aleatória, pode ser representada por um histograma de probabilidades conforme Figura 3.2 [32].

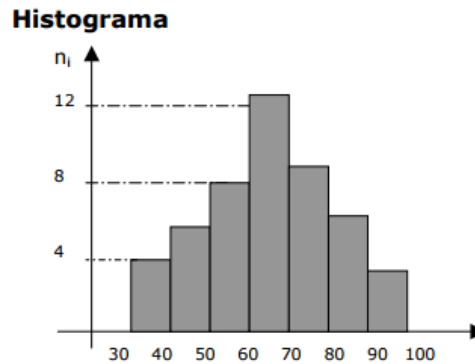


Figura 3.2 - Histograma de uma distribuição de amplitudes [39].

A função densidade de probabilidade normal ou gaussiana é a função mais importante no estudo de

ruído, Figura 3.3. Como o ruído possui N variáveis randômicas e de ocorrências não correlacionadas, pode ser demonstrado que sua função distribuição tende a uma função gaussiana no limite em que $N \rightarrow \infty$.

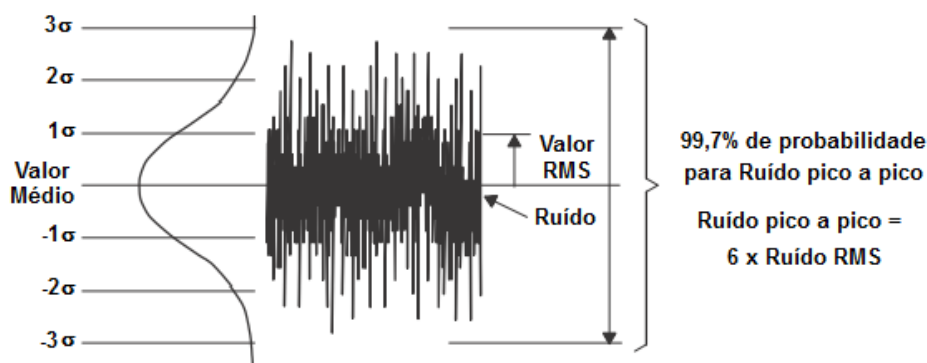


Figura 3.3 - Distribuição Gaussiana do ruído.

Como o ruído térmico ou o ruído *shot* ambos possuem tais características, e podem ser descritos pela função de probabilidade normal. Assumindo que x é uma variável randômica gaussiana, e tendo sua média definida por \bar{x} e a variância por σ_x^2 , a função densidade de probabilidade é dada por:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2}} \quad (3.6)$$

Até agora temos tratado o ruído no domínio do tempo, utilizando ferramentas para o cálculo de sua potência. Apesar de sinais periódicos (como uma onda quadrada) possuírem potência em frequências distintas, sinais aleatórios também têm sua potencia espalhada ao longo do espectro de frequências.

O espectro de frequência do ruído se estende para valores de altas frequências ($10^{14} Hz$). Contudo, este espectro é medido por instrumentos com banda limitada. Portanto, muitas vezes é conveniente expressar o ruído e particularmente seu valor médio quadrático em um $1 Hz$ de largura de banda.

$$S_x = \frac{\overline{x^2}}{\Delta f} \quad (3.7)$$

dados que o valor médio quadrático é proporcional ao quadrado da tensão ou corrente, S_x é chamado de densidade espectral de potência (PSD) de x , e medido em V^2/Hz .

Observe que a raiz quadrada de S_x é também uma quantidade de interesse e a sua unidade é V_{rms}/\sqrt{Hz} .

A fim de obter o ruído total a equação 3.7, só pode ser usada se o ruído for constante com a frequência. Caso contrário, a relação geral entre $\overline{x^2}$ e $S_x(f)$ é:

$$\overline{x^2} = \int_0^{\infty} S_x(f) df \quad (3.8)$$

O valor médio quadrático de um sinal de ruído é a integral de sua densidade espectral sobre todas as frequências. Dessa forma o conceito de potência do ruído torna-se mais intuitivo se definido como o ruído contido em uma banda de frequência.

E finalmente, a Figura 3.4(a) ilustra este conceito e a Figura 3.4(b) mostra o resultado do espectro $S_x(f)$.

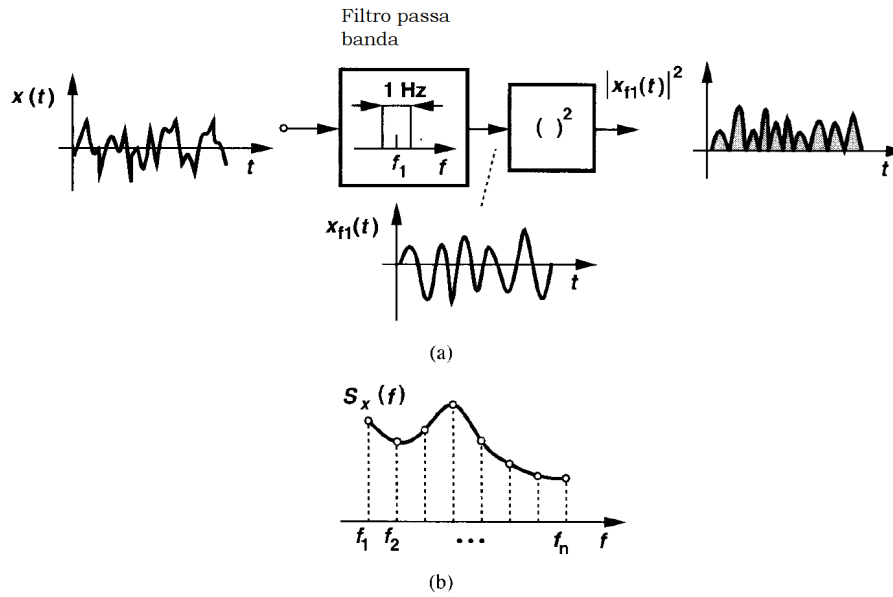


Figura 3.4 - Esquema para obtenção do PSD de ruído, (a) usando um filtro de largura de 1 Hz no sinal $x(t)$ e obtendo sua potência normalizada em função da frequência. (b) PSD do sinal [32].

3.2 Modelamento do Ruído em Dispositivos

Nesta dissertação, estaremos principalmente preocupados com o ruído intrínseco que é gerado internamente pelos sensores de imagem CMOS.

Como vimos o ruído intrínseco é difícil de suprimir, pois está diretamente relacionado com as características físicas dos dispositivos semicondutores, enquanto outras interferências podem ser atenuadas utilizando técnicas de blindagem, aterramento, entre outras, conforme exposto anteriormente.

O ruído temporal numa câmera digital inclui três tipos principais de ruído, o ruído térmico, o *shot*, e *flicker*, estas formas de ruído estão presentes em quase todos os dispositivos de estado sólido e possuem equações que modelam sua contribuição seja ela de forma conjunta ou separada.

A seguir iremos abordar essas formas de ruídos tanto no pixel do chip, como em amplificadores operacionais que serão utilizados na proposta de trabalho.

3.2.1 Reset Noise

Em um sensor de imagem CMOS, a operação de reset provoca principalmente o ruído térmico. Quando a carga acumulada é resetada através do transistor de reset, o ruído térmico $4K_BTR_{on}\Delta f$ é amostrado na capacitância do fotodiodo C_{PD} onde ocorre a acumulação de cargas, sendo Δf a largura de banda e R_{on} a resistência do canal de condução do transistor de reset, como modelado na Figura 3.5

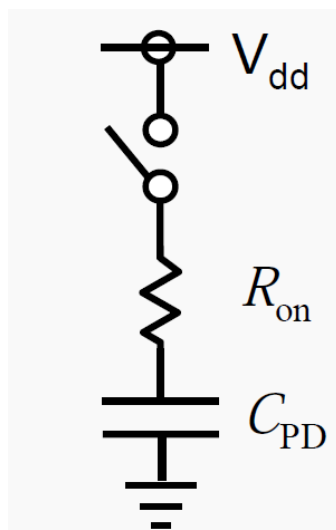


Figura 3.5 - Circuito equivalente para a geração de ruído térmico, R_{on} é a resistência do canal do transistor de reset e C_{pd} é a capacitância do fotodiodo [14].

Considerando o esquema da resistência do canal com a capacitância do fotodiodo, o mesmo forma um filtro passa baixa, assim o ruído pode ser calculado por $K_B T / C_{pd}$, o qual não é dependente de R_{on} , pois aumentando o valor da resistência o valor RMS do ruído aumenta, entretanto sua banda diminui e vice versa [7].

3.2.2 Read Noise

Existe também o ruído nos sensores CMOS relacionado à eletrônica de leitura, incluindo o transistor de amplificação no interior do pixel. No modelo de ruído de um transistor MOS mostrado na Figura 3.6, duas fontes de ruído (térmico e *flicker*), são modeladas em série com o *gate*.

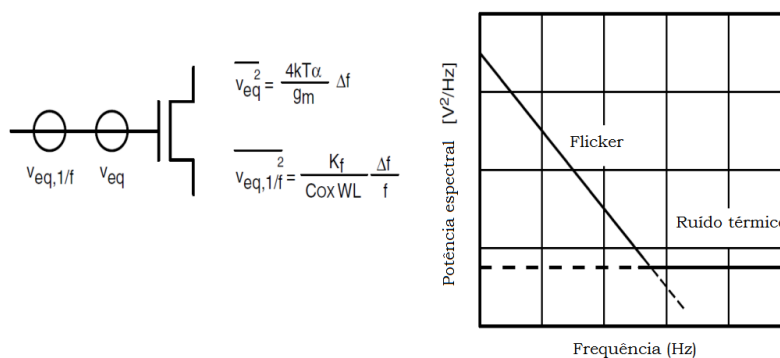


Figura 3.6 - Ruído em um transistor MOS e sua densidade espectral de potência [14].

O ruído térmico é representado por:

$$\overline{V_{th}^2} = \frac{4K_B T \alpha}{g_m} \Delta f \quad (3.9)$$

onde g_m é a transcondutância, α é um coeficiente que depende do modo de operação do transistor MOS. O valor de α é igual a $2/3$ para transistores de canal longo e possui um valor maior para transistores de

canal submicrométricos [7].

O ruído *flicker* é modelado por:

$$\overline{V_{fl}^2} = \frac{K_f}{C_{ox}WL} \cdot \frac{\Delta f}{f} \quad (3.10)$$

onde K_f é uma constante que depende do processo de fabricação [32] e C_{ox} , W , e L , são a capacitância, largura, e comprimento do canal, respectivamente.

3.2.3 Shot Noise no escuro e sob excitação óptica

O ruído *photon shot* é o ruído associado com a chegada aleatória de fótons. É uma expressão de um processo natural. Assim, este ruído é tido como o mais fundamental entre todas as fontes de ruído encontradas em sensores de imagem.

A quantidade de portadores gerados por fótons na área fotossensível é também uma variável aleatória. Se o pixel é exposto a uma fonte de luz uniforme, o tempo entre chegadas de fótons é regido por estatísticas de Poisson.

Pares (elétron-buraco) são gerados nos elementos de detecção de fótons mesmo sem iluminação. Isto é chamado de corrente escura (*dark current*).

Este mecanismo de geração é um processo térmico que depende exponencialmente da temperatura. Igual ao *photon shot*, o ruído *dark current shot* também obedece à estatística de Poisson.

O ruído total do *dark current shot* e *photon shot* é dada por:

$$N_{shot}^2 = N_{dark}^2 + N_{photon}^2 \quad (3.11)$$

onde N_{dark} e N_{photon} são as médias quadráticas dos ruídos *dark current shot* e *photon shot* respectivamente [7].

3.2.4 Amplificadores Operacionais

Os atuais equipamentos que se encontram no laboratório OpTima - UFAM que serão utilizados para medir o ruído possuem uma limitação na sua sensibilidade (Osciloscópio = 1 mV @ 1 MΩ, Analisador de espectro = 100 nV @ 50 Ω).

Para contornar tal problema utilizaremos amplificadores operacionais (op-amp) de baixo ruído, (LNA - *Low Noise Amplifier*) para que o nível de ruído do dispositivo o qual queremos caracterizar (resistor, IR2) seja amplificado e com isso alcance níveis de amplitude que esteja acima da resolução mínima dos equipamentos.

Tal dispositivo deve ser caracterizado para que se conheça sua contribuição no ruído total podendo assim quantificar o ruído do dispositivo em teste (DUT - *Device under test*).

O op-amp é um dispositivo de grande versatilidade, utilizado em eletrônica para o condicionamento de sinais com aplicações em sistemas de controle, telecomunicações, instrumentação, entre outras.

Possui uma entrada inversora, uma entrada não inversora, uma saída e dois terminais usados em sua alimentação. A representação gráfica utilizada para o dispositivo em questão pode ser observada na Figura 3.7.

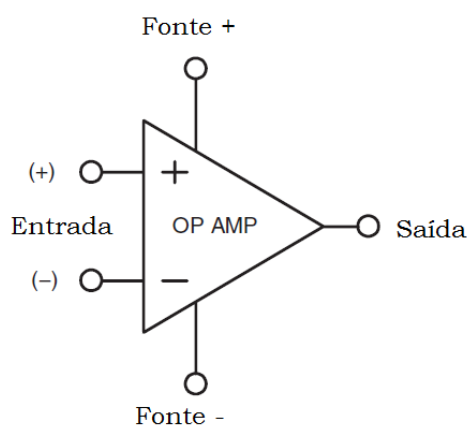


Figura 3.7 - Notação utilizada para o amplificador operacional [33].

As entradas (inversora e não inversora), identificadas pelos símbolos (-) e (+) respectivamente, são assim chamadas, pois ao aplicar um sinal na entrada não inversora produz no terminal de saída uma tensão de polaridade igual àquela aplicada na entrada (Figura 3.8-a), enquanto que a entrada inversora produz no terminal de saída uma tensão de polaridade inversa àquela aplicada na entrada (Figura 3.8-b).



Figura 3.8 - Resposta ao sinal de entrada aplicado nas configurações: a) não inversora; b) inversora [35].

Em grande parte das aplicações de amplificadores operacionais, se utiliza uma realimentação de sua saída em sua entrada inversora, Figura 3.9. Esta é uma técnica utilizada principalmente por permitir a seleção do ganho desejado de um amplificador operacional, trazendo ainda uma série de vantagens, como o aumento da impedância de entrada e diminuição da impedância de saída. [44].

Praticamente todas as conexões de realimentação de um op-amp podem ser categorizadas em alguns tipos básicos. Estes incluem os dois mais frequentemente utilizados, estágio não inversor e inversor, além de um estágio de ganho diferencial relacionado.

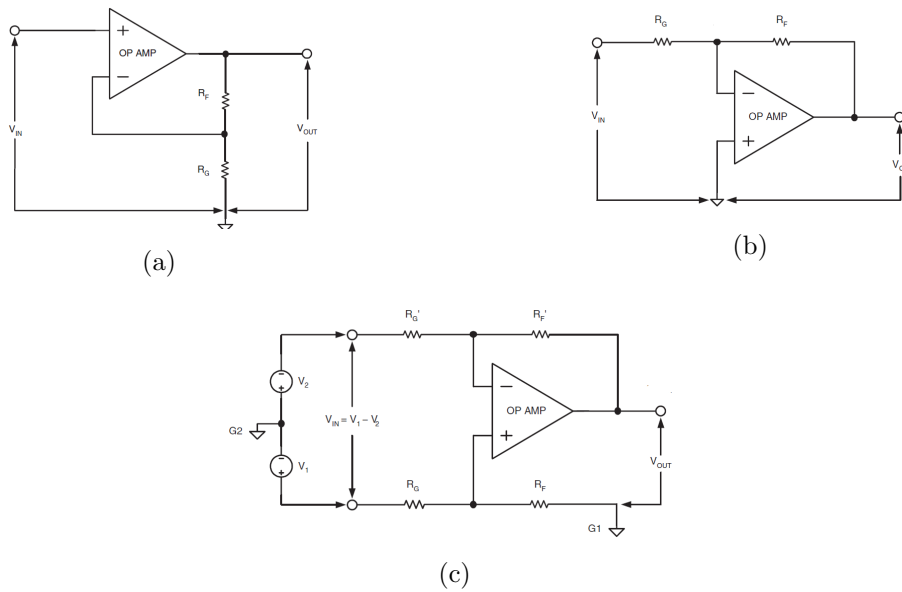


Figura 3.9 - As três principais configurações utilizadas com op-amp: a) estágio não inversor; b) estágio inversor; c) estágio diferencial [33].

A configuração inversora tem como vantagens a capacidade de permitir um ganho (em módulo) maior que 1, podendo ser usado como misturador de sinais, devido à possibilidade da seleção de uma baixa impedância em sua entrada.

O estágio não inversor possui a impedância de entrada fixa e tem um valor que idealmente tende ao infinito. Na prática esta impedância possui ordem de grandeza típica de $7^{10}\Omega$, para amplificadores com entrada do tipo FET (*Field Effect Transistor*) e por isso é mais adequado para a amplificação de tensão.

O modo diferencial possui uma característica importante em que os sinais, quando são opostos nas entradas, são altamente amplificados, enquanto um sinal comum às entradas é atenuado, esta característica operacional, denominada razão de rejeição de modo-comum (CMRR - *Common-Mode Rejection Ratio*), é utilizado em ambientes ruidosos uma vez que o ruído é comum a ambas as entradas.

Para todas as configurações mostradas, seu ganho está relacionado com o valor dos resistores R_f e R_g de forma que quando não existe realimentação o op-amp tem seu valor máximo de ganho, assim existe uma dependência da largura de banda dos amplificadores com o ganho. A Figura 3.10, refere-se à operação em malha aberta, mas quando utiliza-se a realimentação negativa, pode-se estipular um ganho e conseqüentemente a largura de banda do amplificador que ficam condicionados ao produto ganho *versus* largura de banda que é uma constante igual à frequência onde o ganho é unitário [44].

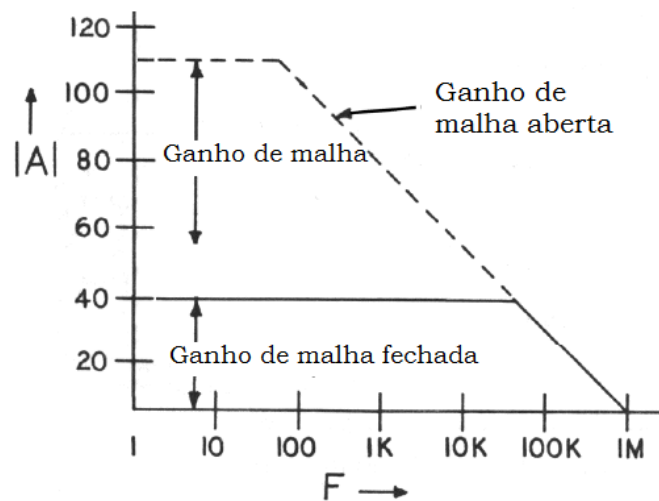


Figura 3.10 - Largura de banda de um op-amp típico em função do ganho para os casos com e sem realimentação [36].

O ruído em um amplificador operacional nunca é especificado como *shot*, térmico, ou *flicker*, pois o ruído no amplificador é devido à contribuição de todas as fontes internas de ruído sendo praticamente impossível separá-las, nesses termos é utilizado o ruído de entrada equivalente, que é uma referência ao ruído interno do amplificador [43].

A Figura 3.11 mostra gráfico do ruído equivalente de um LNA, onde podemos perceber duas regiões distintas:

- Em frequências mais baixas, o ruído $1/f$ é o efeito dominante;
- Frequências mais altas onde o ruído branco (térmico) é o efeito dominante.

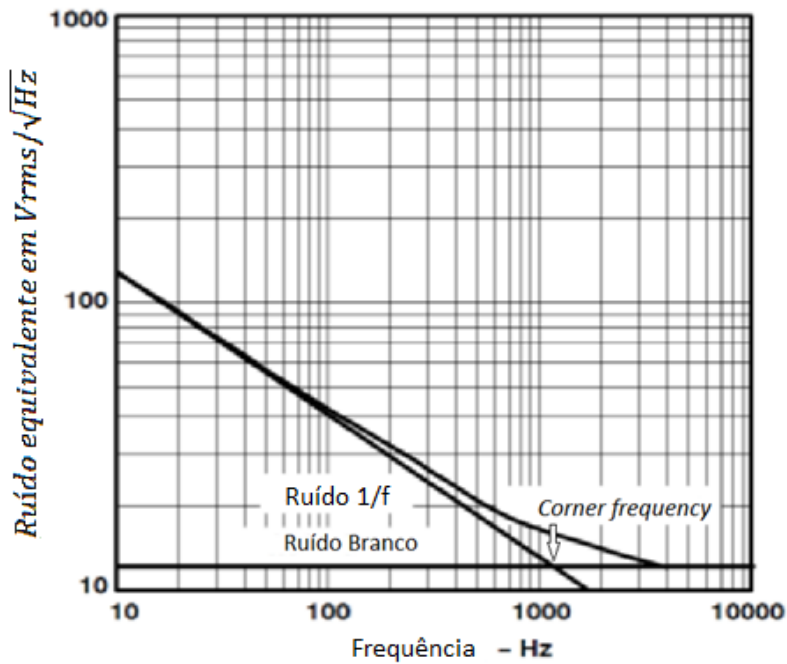


Figura 3.11 - Ruído de referência em função da frequência para todas as fontes internas de ruído de um LNA [38].

O ponto onde as assíntotas do ruído branco e do ruído 1/f possuem valores iguais é conhecido como *corner frequency*, f_{nc} . Note no gráfico da Figura 3.11 que a tensão de ruído no f_{nc} é maior que a região onde predomina o ruído branco devido à adição (utilizando a média quadrática) das fontes de ruído.

A determinação de f_{nc} é importante para o cálculo do ruído *flicker* em uma determinada banda. Assim, se a medida for realizada em baixas frequências (em torno de $3.5Hz$ para o LT1028, que será utilizado para caracterização de ruído neste trabalho) o f_{nc} deve ser levado em consideração, conforme a equação 3.12:

$$V_t = V_{th} \sqrt{f_{nc} \ln \frac{f_{max}}{f_{min}} + (f_{max} - f_{min})} \quad (3.12)$$

onde V_t é o ruído total na banda de interesse definida no intervalo entre f_{max} e f_{min} .

A equação anterior só é verdadeira se a largura de banda do LNA tiver faixas de transição verticais, "*brickwall*". Na realidade, sempre há certa quantidade de energia fora dessa faixa [42].

Para se contabilizar o ruído após a frequência de corte de um amplificador, utiliza-se a largura de banda equivalente do ruído (ENB - *Equivalent Noise Bandwidth*), que é igual à largura de banda de amplificador ideal que produza na saída a mesma potência média de ruído que o amplificador real, assim os limites de frequência podem ser usados na equação. A Figura 3.12 mostra a idéia da largura de banda equivalente [38].

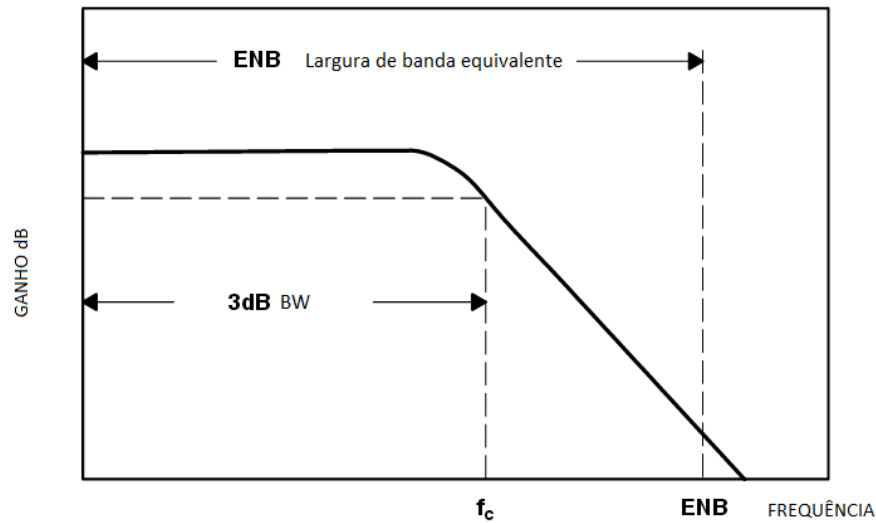


Figura 3.12 - Largura de banda equivalente de ruído do amplificador, onde G é o ganho do amplificador, f_c é a frequência onde o ganho do amplificador diminui em 3dB conhecida como frequência de corte [38].

Considerando a função de transferência de um amplificador e tendo na sua saída um filtro passa baixa (filtro passivo formado por um capacitor e um resistor) podemos calcular a largura de banda equivalente, sendo assim:

$$G(\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad (3.13)$$

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}} \quad (3.14)$$

para o ganho máximo $G(\omega) = 1$, então:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{\omega c^2}{\omega c^2 + \omega^2} d\omega = \frac{\pi}{2} f_c \quad (3.15)$$

assim basta considerar a frequência de corte do amplificador e multiplicar por 1,57 para se obter ENB.

Fabricantes de amp-op registram as características de ruído, ganho, resposta em frequência entre outras informações nos *datasheets*.

Normalmente esses resultados se referem, quase sempre, as medições na saída do op-amp. A parte do ruído gerado internamente que pode ser esquematizado por uma fonte de tensão colocada em série com a entrada positiva de um op-amp sem ruído.

Já a parte que pode ser representada por fontes de corrente é colocada entre cada entrada e o referencial do op-amp. A Figura 3.13 detalha o modelo de ruído resultante para um op-amp típico.

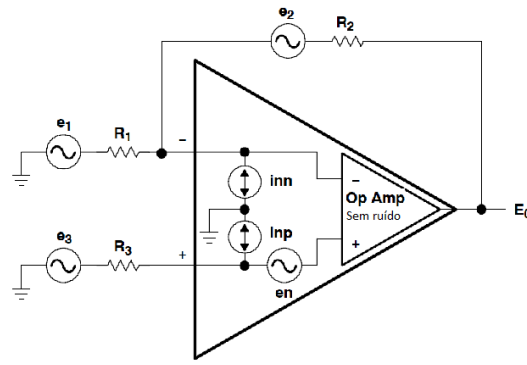


Figura 3.13 - Modelo de ruído de um amp-op [38].

Este modelo será utilizado para contabilizar o ruído gerado pelo o LNA onde *inn*, *inp* e *en* são as fontes de corrente e tensão de ruído interno. Levando em conta os componentes externos (resistores) e aplicando a teorema da superposição pode-se calcular o ruído total do amplificador conforme a equação:

$$V_{RMS} = \sqrt{ENB(4k_bTR_2G + 4k_bTR_3G^2) + iw^2(R_2^2 + R_3^2G^2)(f_{inc} \ln \frac{f_{max}}{f_{min}} + ENB) + ew^2G^2(f_{enc} \ln \frac{f_{max}}{f_{min}} + ENB)} \quad (3.16)$$

onde $G = (R_1 + R_2)/R_1$, *iw* e *ew* são a corrente e a tensão equivalentes de ruído, *f_{inc}* e *f_{enc}* são a *corner frequency* da corrente e da tensão de ruído e equivalente.

3.3 Chip IR2

O *chip* IR2 que será utilizado no presente trabalho possui o seguinte diagrama em blocos do sensor conforme Figura 3.14.

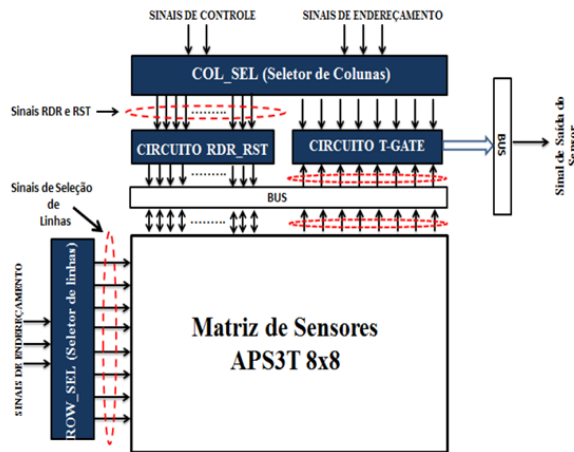


Figura 3.14 - Diagrama em boloco do sensor [37].

O projeto contém circuitos que realizam a detecção de luz na configuração 3T-APS, e foram fabricados na tecnologia CMOS, onde cada transistor da matriz de pixel possui o canal com largura $W = 0.70 \mu m$ e comprimento $L = 0.35 \mu m$ [2].

Como também tem circuitos de seleção de linhas e colunas da matriz, circuitos de controle e de

leitura e duas matrizes cada uma contendo 64 píxeis, dispostos em oito linhas e oito colunas [37].

O Circuito ROWSEL e COLSEL possuem a função de selecionar a linha e coluna da matriz de pixel. O circuito responsável por realizar a função de leitura é o circuito TGATE, que basicamente é um circuito composto de chaves controladas.

O circuito RDR_RST controla o modo de operação dos píxeis através da modulação dos sinais de controle derivados do circuito COLSEL.

Localizado acima do diagrama em blocos há a presença dos sinais ERDR e ERST com valores de tensões DC específicos de 1.4 V e 2.5 V respectivamente.

Uma microfotografia de uma das matrizes de pixel pode ser visualizada conforme Figura 3.15. Dos 64 píxeis 8 estão cobertos, por uma camada de metal.

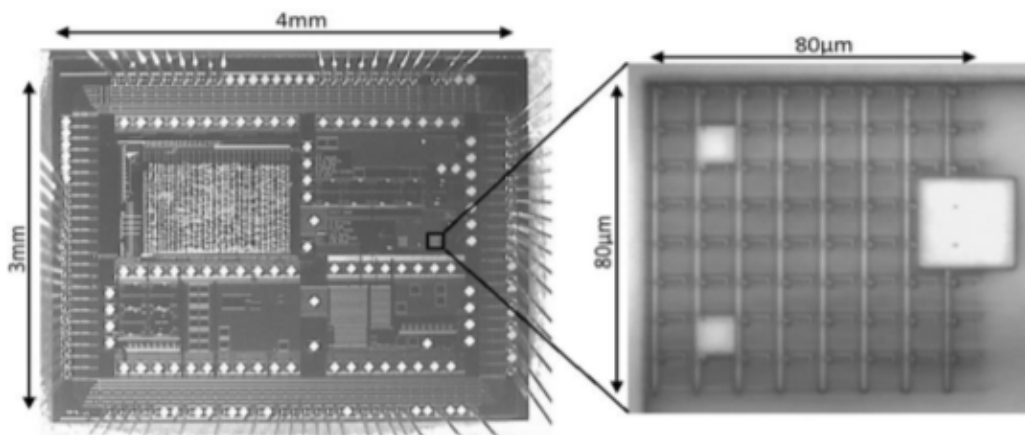


Figura 3.15 - Microfotografia da matriz de sensor [37].

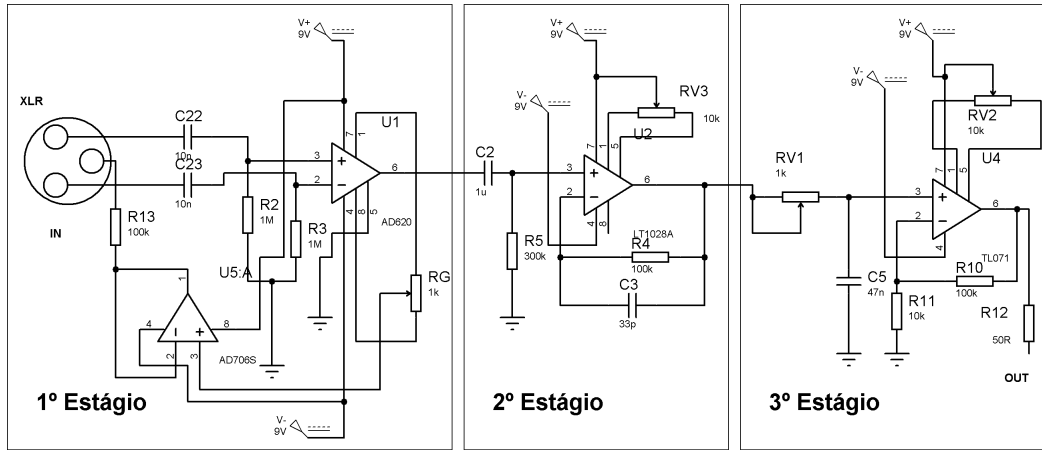
Em relação aos oito píxeis com blindagem, seu *fill factor* varia de acordo com a porcentagem da área blindada. Isto foi feito para criar uma diferença na informação lida entre os píxeis [37], criando a possibilidade de verificar a influência dos píxeis adjacentes em termos de ruído.

Cada pixel na matriz é identificado pela sua posição (x, y), sendo a posição (1, 1) a do pixel no canto superior esquerdo.

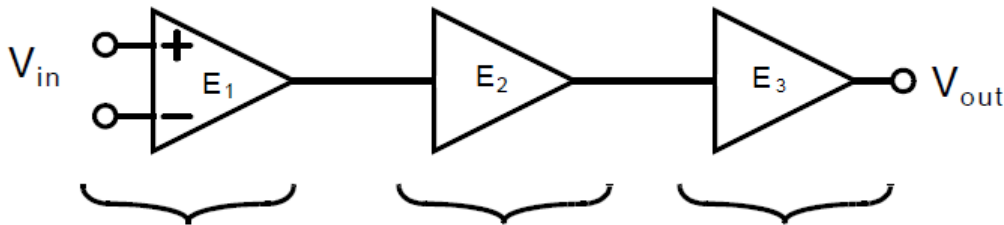
Os píxeis nas posições (2, 2) e (7, 2) têm o mesmo fator de enchimento de 2,3 %, já os píxeis (3, 7), (3, 8), (4, 7), (4, 8), (5, 7) e (5, 8) possuem respectivamente: 22,6 %, 14,4 %, 17,3 %, 0,0 %, 27,0 % e 20,7 % [2].

3.4 Projeto de Amplificação

A Figura 3.16 mostra o esquema elétrico bem como o diagrama em bloco do circuito de amplificação.



(a)



Entrada com acoplamento AC, utilizando um amplificador de instrumentação, dados: Ganho: 1 - 1000; Largura de Banda: 120 kHz; Ruído: 9 nV/√Hz.

Filtro passa-altas com frequência de corte de 530 mHz, usado para desacoplar a componente DC do 1º para o 2º estágio, dados: Ganho: 1 - 100; Largura de banda: 50MHz; Ruído: 0.85 nV/√Hz.

Filtro passa-baixas com frequência de corte ajustável, usado para determinar o valor da máxima frequência e para casamento de impedância com o analisador de espectro, dados: Ganho: 2; Largura de Banda: 1 MHz; Ruído 18 nV/√Hz.

(b)

Figura 3.16 - a) Esquema elétrico e b) Diagrama em bloco do projeto de amplificação.

Este projeto foi desenvolvido levando em consideração todas as particularidades do IR2 (tensão de operação e funcionamento), bem como as características físicas e limites de operações dos equipamentos envolvidos (Analisador de espectro, Osciloscópio e Criostato) e por último a EMI do ambiente (RF, 60Hz da linha de alimentação), nesta parte será abordado seu funcionamento em seus respectivos estágios.

3.4.1 Primeiro Estágio

O primeiro estágio é composto por um amplificador de instrumentação (in-amp) que é o mais popular entre todas as configurações de amplificadores, por ser usado em muitas aplicações industriais e de medição onde a precisão, exatidão e ganho DC devem ser mantidos dentro de um ambiente ruidoso, e onde grandes sinais de modo comum (geralmente na frequência da linha de alimentação AC) estão presentes.

O amplificador de instrumentação utilizado neste projeto foi o AD620 da *Analog Device*, cujo diagrama eletrônico é apresentado na Figura 3.17.

Este in-amp apresenta um baixo custo, boa precisão, baixo ruído, com três amplificadores internos, possui alta impedância de entrada em função dos estágios não inversores em sua entrada.

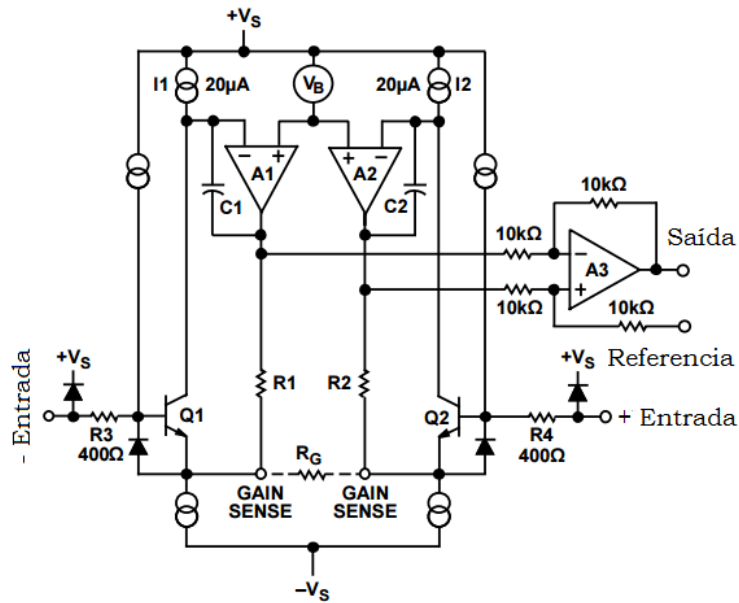


Figura 3.17 - Esquema simplificado do AD620 [45].

Suas principais características elétricas são:

- Tensão de *offset* menor que $50\mu\text{V}$;
- Baixo ruído, $9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$;
- Largura de Banda de 120KHz @ $G=100$
- Ganho de 1 a 10000;

O AD620 permite o controle do ganho de tensão através de um resistor externo R_g , que é determinado pela equação 3.17:

$$R_g = \frac{49.4\text{K}\Omega}{G - 1} \quad (3.17)$$

A tabela 3.1 mostra um conjunto de valores de R_g com seu respectivo ganho.

Tabela 3.1 - Valores de R_g requeridos para uma faixa de Ganho [45].

Valores de R_g	Ganho calculado	Valores de R_g	Ganho calculado
49.9k	1.990	49.3k	2.002
12.4k	4.984	12.4k	4.984
5.49k	9.998	5.49k	9.998
2.61k	19.93	2.61k	19.93
1.00k	50.40	1.01k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1003.0

Na primeira análise o projeto necessita de um acoplamento AC para bloquear o sinal DC do IR2, amplificando assim somente o ruído de saída do *chip* conforme Figura 3.18, os valores dos resistores e capacitores na entrada são escolhidos de tal forma a se ter a menor frequência de corte sem comprometer as características do AD620.

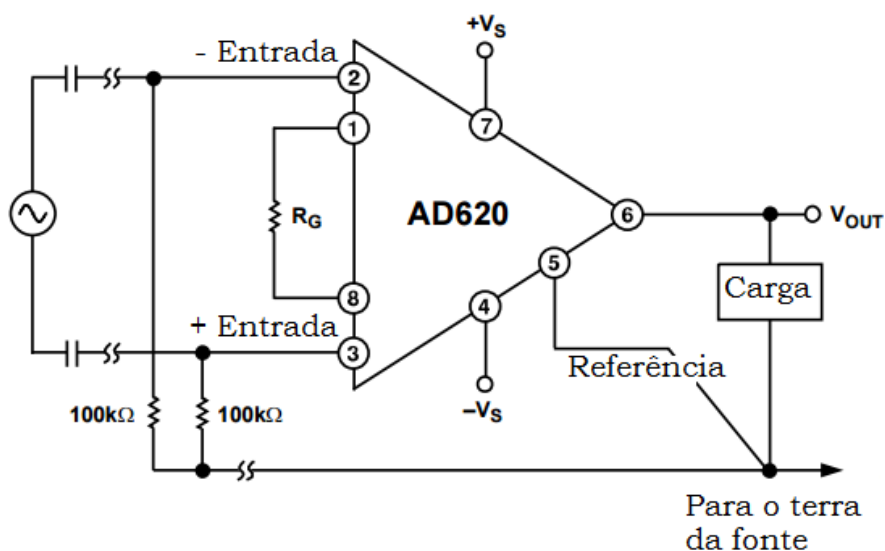


Figura 3.18 - Acoplamento AC utilizado no estágio de entrada [45].

Nesta configuração a entrada funciona como um filtro passa alta tendo sua frequência de corte

determinada pela seguinte equação 3.18:

$$FilterFreq = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.18)$$

Para os valores utilizados a frequência de corte fica em torno de 159.15 mHz, valor aceitável tendo em vista que o Analisador de espectro que será utilizado no setup possui seu limite inferior de frequência em 3 Hz.

Amplificadores de instrumentação, tal como o AD620, oferecem alta CMRR, que é uma medida da mudança de tensão de saída quando ambas as entradas são alteradas em quantidades iguais.

Uma vez que um amplificador de instrumentação detecta apenas a diferença de tensão entre os valores nas entradas, os sinais de modo comum (potenciais iguais para ambas as entradas), tais como ruído ou quedas de tensão, são rejeitados no estágio de entrada, sem ser amplificado, sendo assim ideais para atenuar o ruído externo conforme Figura 3.19.

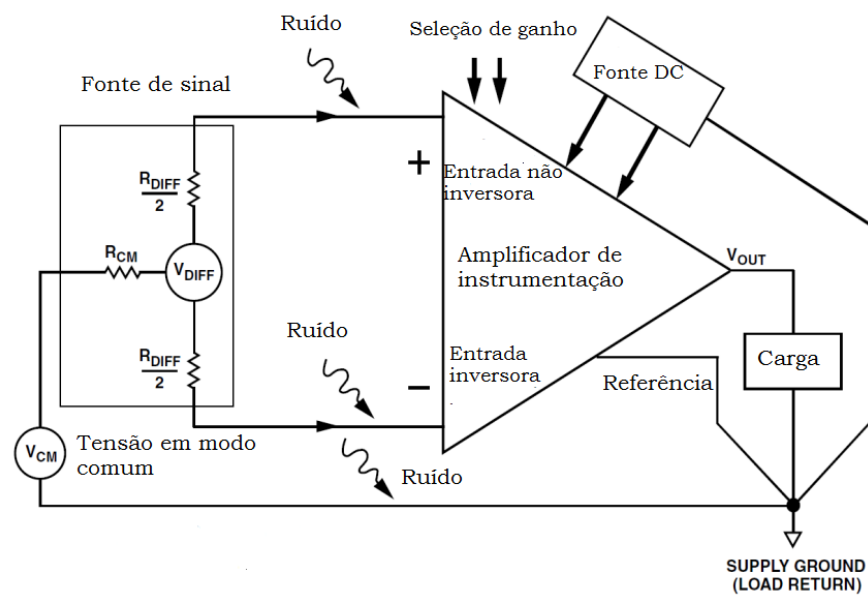


Figura 3.19 - Sinal acoplado de forma diferencial com a presença do ruído em modo comum [41].

Para uma CMRR ideal, o terminal de referência deve ser ligado a um ponto de baixa impedância (geralmente próximo a fonte de alimentação), e as diferenças entre as capacitâncias e as resistências devem ser mantidos com um menor valor entre as duas entradas.

Neste projeto serão utilizados cabos blindados para minimizar o ruído, entretanto para melhorar CMRR, a blindagem dos cabos deve ser adequadamente orientada, sendo necessário o uso de *Shield Driver* conforme mostra a Figura 3.20, que são utilizados para melhorar o modo comum para acoplamento AC e a capacitância do cabo, minimizando assim a incompatibilidade de capacitância entre as entradas.

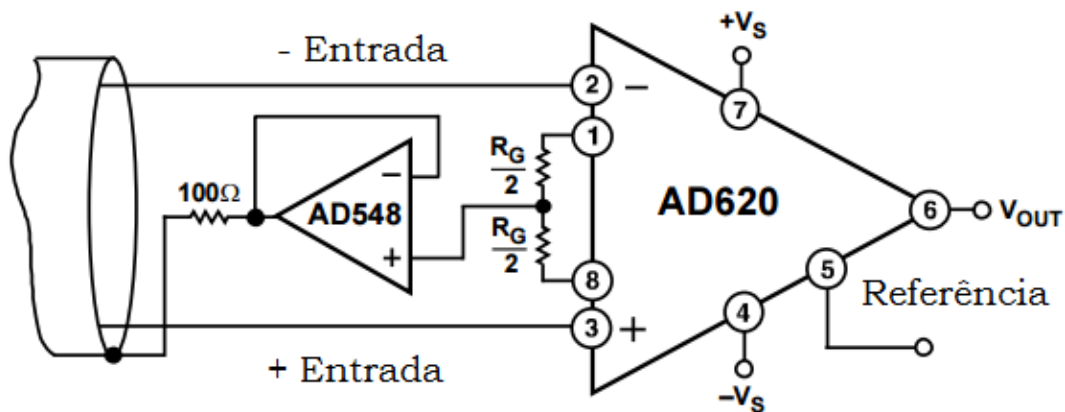


Figura 3.20 - Shield Driver para acoplamento AC [45].

3.4.2 Segundo Estágio

Como exposto anteriormente o primeiro estágio tem a função de: 1) atenuar o ruído externo devido a sua característica de rejeitar sinais em modo comum; 2) oferecer um acoplamento AC para medição do ruído do IR2 bloqueando a componente DC; 3) melhorar as imperfeições do cabeamento utilizado através do *shield driver* e 4) definir o limite inferior de detecção do ruído do dispositivo que encontra-se em torno de $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Entretanto, quando a tensão de entrada aplicada à entrada inversora for igual à aplicada na entrada não inversora, a tensão de saída deve ser nula. Todavia, em amplificadores reais, devido a pequenas variações nas características dos componentes do amplificador, existe um desbalanceamento das correntes no circuito, o que acaba tornando as tensões de entrada levemente diferentes, resultando em uma tensão de saída não nula, essa tensão denomina-se *offset* (tensão de desvio), que é o módulo de tensão quando o mesmo sinal é aplicado em ambas às entradas.

Para minimizar este inconveniente, existem circuitos que permitem a redução da tensão de *offset*, contudo tais circuitos injetam uma maior quantidade de ruído no primeiro estágio fazendo que seu limite inferior alcance níveis maiores de ruído.

Tendo em conta as considerações descritas, o segundo estágio deve ser um filtro passa alta, devido o seu acoplamento ser do tipo AC, tornando-se ideal para bloquear o offset do primeiro estágio impedindo que ele seja amplificado pelos os estágios posteriores.

Essa preocupação com o *offset* na saída do amplificador é necessária devido ao nível máximo de tensão DC admitido pelo o analisador de espectro em sua entrada, de acordo com o manual do fabricante o limite máximo é de $\pm 200\text{mV}$, para se ter uma ideia o primeiro estágio possui 50 mV na sua saída de *offset*, se o segundo estágio possuir um ganho de 10 esse valor ira para 500 mV danificando assim o equipamento.

Os filtros têm muitas aplicações práticas, por exemplo, o filtro passa-baixa é muitas vezes usado para estabilizar amplificadores atenuando o ganho em frequências mais altas, onde mudanças na margem de fase podem provocar oscilações, já o filtro passa alta pode ser usado para bloquear a componente DC em amplificadores de alto ganho. Em geral os filtros são usados para separar sinais, passando os sinais de interesse, e atenuando as frequências indesejáveis.

A Figura 3.21 mostra o esquema do filtro utilizado no segundo estágio, o amplificador utilizado nesse estágio é o LT1028 da empresa *linear technology*, a escolha desse amplificador de baixo ruído se deu por ser um dos que possuem o menor ruído disponível no mercado ($0.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) assim uma vez o ruído do IR2 sendo amplificado pelo o primeiro estágio a contribuição do segundo estágio ao ruído total seria insignificante, esse estágio possui também um ganho ajustável através dos resistores R_2 e R_3 de forma a

fazer com que o ruído tenha maior nível de amplitude na sua saída.

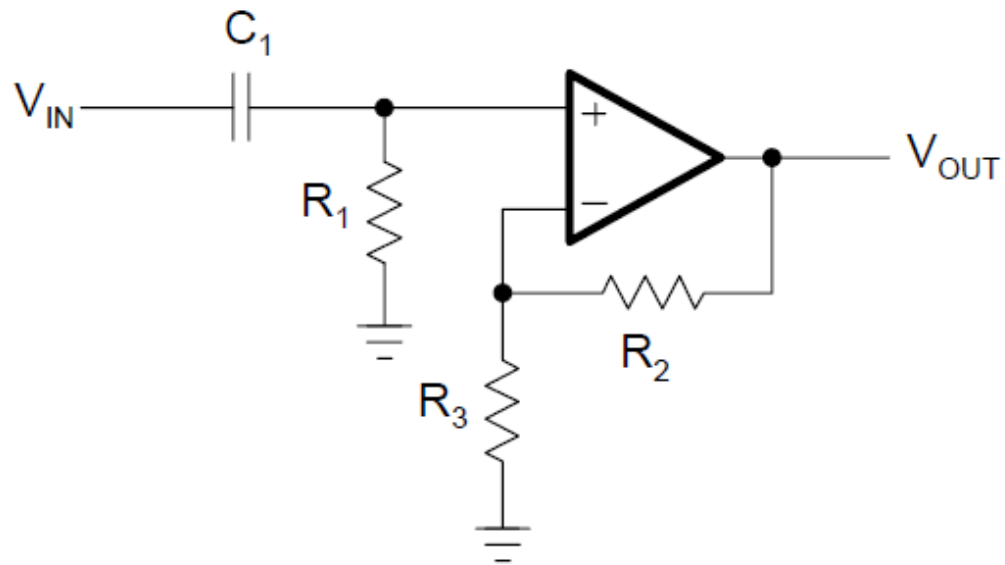


Figura 3.21 - Esquema do filtro passa alta de primeira ordem [43].

Neste ponto surge a necessidade de explicar o que é ordem de um filtro. Em suma podemos dizer que a ordem de um filtro indica o quanto sua resposta se aproxima da resposta de um filtro ideal. Quanto maior a ordem, mais próximo do ideal é o filtro, a Figura 3.22 mostra diversas respostas para um filtro passa baixa.

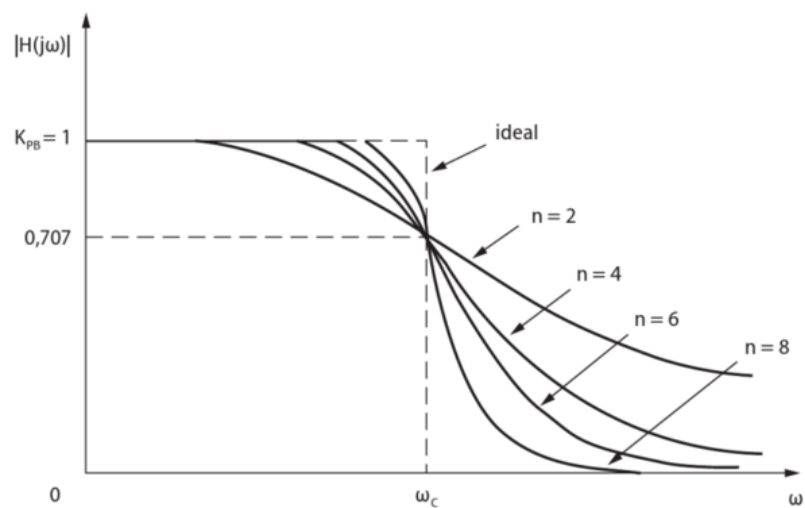


Figura 3.22 - Respostas de um filtro passa baixa em função da ordem [44].

Para o projeto foi utilizado o filtro de 1^o ordem por ser mais simples e necessitar de poucos componentes para sua construção, sua frequência de corte é regida pela a equação 3.18 e possui o valor de 530 mHz.

Ao projetar filtros, os valores calculados dos componentes quase sempre não estão disponíveis comercialmente. Resistores, capacitores e indutores vêm em valores padrão. Uma alternativa é construir o valor requerido com combinações em série ou paralelo de valores padrão, por outro lado isso aumenta o custo.

Além disso, o projeto vai ser limitado pelo número de componentes que são utilizados, a sua tolerância, e suas características em função da temperatura, como exemplo, a Figura 3.23 mostra a dependência da capacitância em função da temperatura para um capacitor eletrolítico.

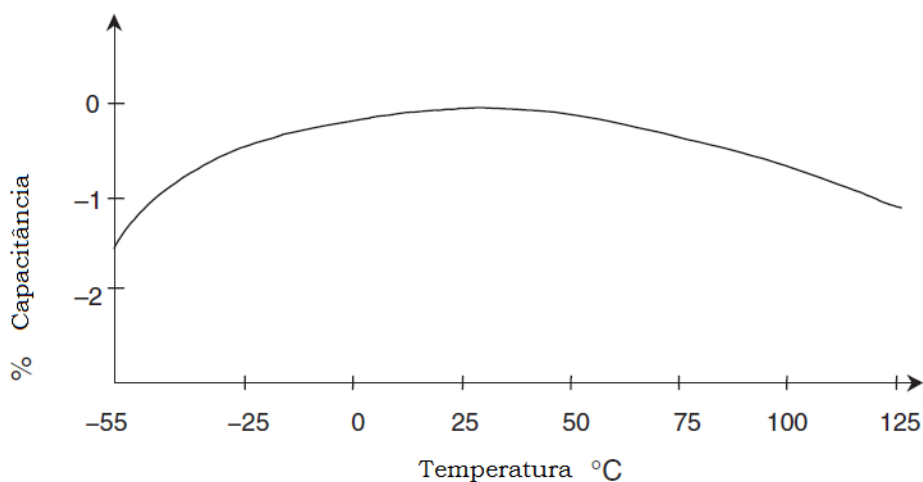


Figura 3.23 - Coeficiente de temperatura de um Capacitor eletrolítico [33].

Os valores dos capacitores abaixo de 10 pF e acima de 10 uF não são muito indicados para se construir filtros. Os capacitores eletrolíticos devem ser evitados, pois são polarizados e capacitores de filme são fisicamente grandes.

Resistores inferiores a 100 Ω devem ser evitados, assim como valores de mais de 1M Ω , pois resistência muito baixa (menos de 100 Ω) pode exigir uma grande quantidade de corrente de comando e dissipar uma grande quantidade de energia e valores muito grandes de resistores não estão disponíveis no mercado, o ruído também aumenta com a raiz quadrada do valor do resistor, além de causarem problemas de *offset* devido aos efeitos das correntes de polarização do amplificador.

3.4.3 Terceiro Estágio

O último estágio do projeto foi desenvolvido para tanto ser capaz de fornecer corrente suficiente para a baixa impedância de entrada (50 Ω) do analisador de espectro, quanto para limitar a resposta em frequência do projeto através de um filtro passa baixa, pois o valor RMS do ruído é proporcional ao ganho total do sistema bem como sua largura de banda, fazendo com que o mesmo não alcance níveis de tensão que ultrapasse o valor máximo admitido pelo o equipamento ($3V_{rms}$).

A Figura 3.24 mostra o esquema do último estágio do projeto, percebe-se que possui as mesmas características do segundo estágio, mas tendo o resistor R_1 e o capacitor C_1 com as posições trocadas. Sua frequência de corte também é modelada pela a equação 3.18 e seu valor irá variar conforme a faixa de frequência que se quer observar.

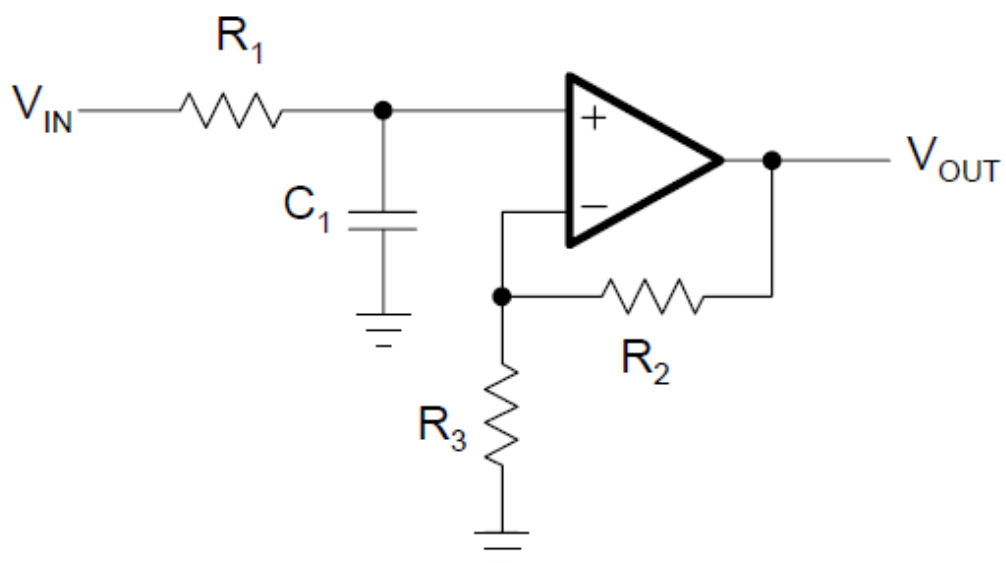


Figura 3.24 - Esquema do filtro passa baixa de primeira ordem [43].

O amplificador de baixo ruído utilizado foi o TL071 da *Texas Instruments*, por possuir uma alta corrente de saída sendo seu o ganho ajustável definido pela relação entre R_2 e R_3 .

Resultados

4.1 Procedimento Experimental

O arranjo utilizado para caracterização do IR2 conta com os seguintes equipamentos e dispositivos:

1. Osciloscópio



Figura 4.1 - Osciloscópio.

Osciloscópios são úteis para medir a amplitude do ruído e a resposta em RMS dos dispositivos, mas no tempo em vez do domínio da frequência. Por exemplo, osciloscópios podem medir eventos transitórios, caracterizando o ruído de comutação de uma fonte de alimentação.

Em muitos casos, impulsos do ruído podem estar relacionados com a EMI e de fato, usando um canal do osciloscópio como referência, podemos utilizar o outro canal para determinar correlações entre uma fonte de ruído conhecida e outros sinais.

Principais características:

- Fabricante: Tektronix
- Modelo: TDS3032C
- Largura de banda: 300Mhz
- Entrada: AC, DC
- Impedancia: 50 Ω , 75 Ω , 1M Ω
- Resolução: 1mV/Div
- Tensao maxima: 150Vrms@1M Ω

- Canais: 4

2. Analisador de espectro

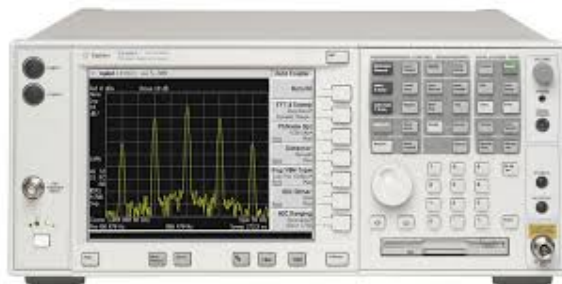


Figura 4.2 - Analisador de espectro.

O analisador de espectro é um equipamento que permite observar os sinais no domínio espectral, é essencialmente um receptor de rádio passivo, com uma interface gráfica (monitor) para a análise e medida do sinal no domínio da frequência. Os analisadores de espectro indicam geralmente a informação contida no sinal de forma direta e possuem configurações especiais para uma melhor medição.

Uma dessas configurações é a largura de banda de resolução (RBW - *Resolution Bandwidth*) e a largura de banda de vídeo (VBW - *Video Bandwidth*). Um RBW é o tamanho da janela (largura de banda de detecção) em que a medição é feita.

Quanto maior a largura de banda, mais energia é capturada dentro da banda e portanto, melhor é a leitura. O VBW é um filtro de detecção usado para calcular a média da informação.

O analisador em questão possui uma função chamada *Marker Noise* onde ele já informa a PSD do ruído dando o valor em tempo real, sua sensibilidade em tais medições depende essencialmente do nível de ruído gerado internamente pelos componentes do próprio equipamento (amplificadores, misturador, etc) e da largura de banda do filtro de IF (Largura de banda de resolução - RBW).

Normalmente a sensibilidade é expressa pelo nível médio de ruído visualizado (DNAL *Displayed Average Noise Level*) em dBm para o menor valor de RBW disponível no equipamento.

Principais características:

- Fabricante: Agilent
- Modelo: PXA N9030A
- Frequencia: $3Hz - 13.6GHz$
- Analise maxima de largura de banda: $160MHz$
- Entrada: AC, DC
- Impedancia: $50\Omega, 75\Omega$
- DANL @ 1GHz: $-171dBm$
- Potencia maxima: $1W@50\Omega$
- Canais: 1

3. Criostato



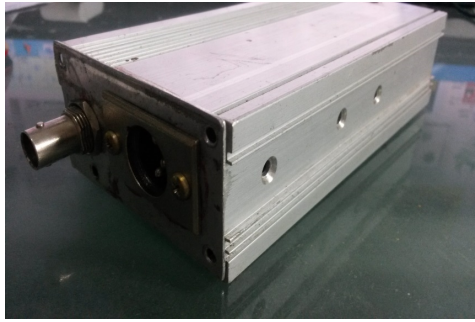
Figura 4.3 - Criostato.

O criostato é um equipamento utilizado para baixar a temperatura em seu interior, o modelo utilizado funciona em ciclos de compressão e expansão de hélio gasoso, possuindo também um equipamento para a criação de vácuo sem o qual ocorreria a formação de gelo no equipamento.

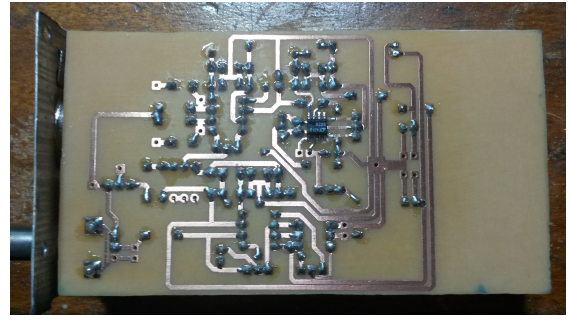
Principais características:

- Fabricante: JANIS
- Modelo: CCS - 450
- Ambiente da amostra: Vácuo
- Faixa de temperatura: 10K – 450K
- Tempo médio @ 10K: 2horas

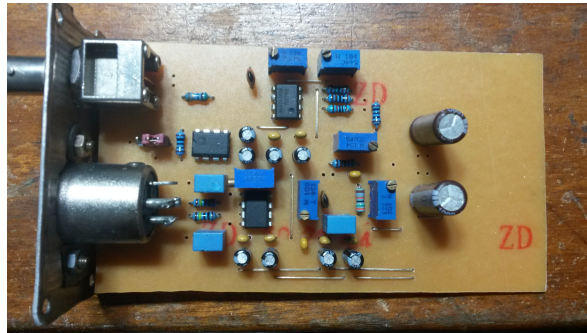
4. Amplificador de Ruído



(a)



(b)



(c)

Figura 4.4 - a) Amplificador de ruído; b) Circuito impresso da placa; c) Disposição mecânica dos componentes.

O desenvolvimento do projeto de amplificação de ruído, Figura 4.4, se deu devido à necessidade de amplificar o ruído de dispositivos que possuem amplitudes baixíssimas (algumas dezenas de nanovolts), para que sua magnitude exceda o nível mínimo de sensibilidade dos equipamentos sendo assim possível a sua mensuração e consequentemente a caracterização do *chip* IR2.

Suas características foram dimensionadas levando em conta alguns problemas levantados:

- Impedância de entrada do analisador: Como o analisador de espectro possui baixa impedância de entrada o estágio de saída do amplificador deve fornecer corrente suficiente para que haja um casamento de impedância.

- Nível de ruído dos componentes: Foram utilizados amplificadores operacionais com um baixo nível de ruído (LNA) na faixa de $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

- Nível de EMI alto: Ao se colocar um resistor de $1 \text{ k}\Omega$ dentro do criostato e conectá-lo diretamente ao osciloscópio foram registrados níveis de amplitude altíssimas (em torno de $V_{RMS} = 13 \text{ mV}$, para $T = 300 \text{ K}$), conforme Figura 4.5.

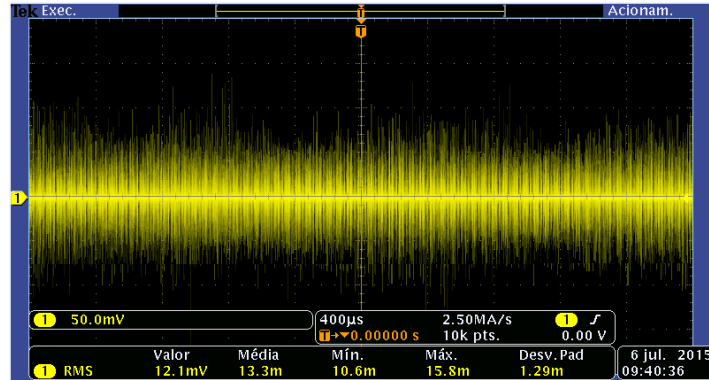


Figura 4.5 - Valor RMS do resistor 1K na entrada do osciloscópio.

Testes realizados indicaram que tal elevado nível de ruído se deve ao cabeamento utilizado pelo criostato, blindagem do resistor utilizado e aterramento.

- Cabeamento: foi utilizado o cabo RJ – 58 com conector BNC e o conector XLR com cabo balanceado, pois o conector e os fios do criostato estavam sujeitos à interferência eletromagnética por não possuírem blindagem.

- Aterramento: Todos os equipamentos foram desconectados do terra AC e foram conectados na mesa óptica criando um potencial de referência.

- Blindagem: Foram feitos testes os quais mostraram que a estrutura do criostato não está funcionando como blindagem (problemas relacionados ao material e ao acesso óptico existente no corpo do criostato).

Para confirmação foi utilizado uma blindagem de um tuner RF de televisão no qual, após vários testes obtiveram-se valores próximos do esperado conforme valores medidos na Figura 4.6.

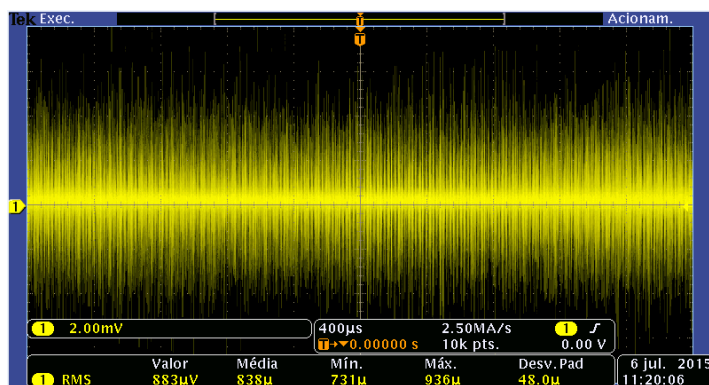


Figura 4.6 - Valor RMS do sinal de saída do circuito de amplificação.

- Blindagem IR2: dado as dimensões do chip e a área onde ficará o chip, para que ocorra o acesso óptico, fica inviável a blindagem do chip fazendo com que o circuito necessite de uma entrada balanceada de forma a tornar-se imune a interferências externas.

Principais características:

- Largura de banda: 5 Hz – 100 KHz
- Ganho: 1 - 200000

- Alimentação: $\pm 9\text{ V}$
- CMRR: 110 dB
- Ruído de entrada equivalente: $9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Corrente de saída @ $50\ \Omega$: 40 mA
- Largura de banda e Ganho ajustáveis
- Consumo máximo: 250 mA

4.2 Medidas

Para medir o nível de ruído do chip IR2 o projeto deverá ser capaz de amplificar níveis de ruído baixíssimos, pois não tínhamos ideia da amplitude de ruído gerado pelo dispositivo. Assim, para a calibração das medidas foi montado um circuito com o amplificador operacional TL071 conforme a Figura 4.7 que possui um valor de ruído ($45\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) em baixas frequências e ($18\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) em altas frequências, para a validação do projeto.

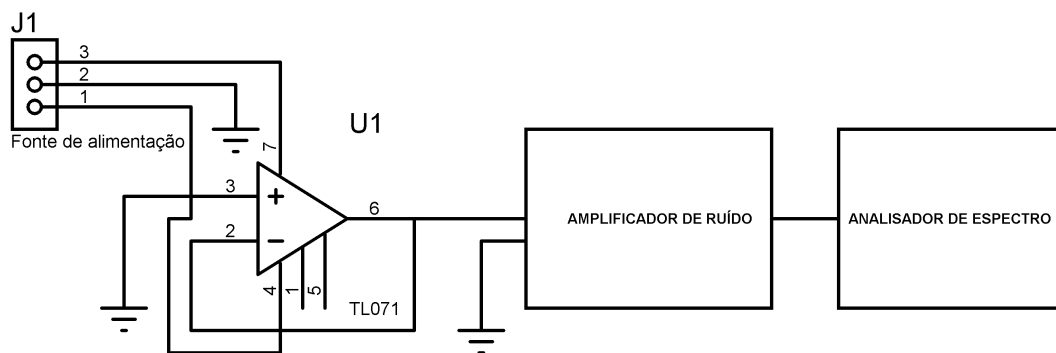


Figura 4.7 - Esquema do circuito montado para medir o ruído do TL071, tendo sua saída ligada a entrada do amplificador para aumentar o nível de ruído do dispositivo e em seguida mensurar a potência espectral através do analisador de espectro.

O circuito possui ganho unitário e sua entrada positiva está aterrada, assim a tensão de saída será o resultado das várias fontes de ruído que são geradas intrinsicamente. A Figura 4.7 mostra também a ligação com o amplificador de ruído, como o projeto de amplificação possui um acoplamento AC, o ruído do TL071 que aparece entre os terminais de saída e o terra da alimentação, pode ser ligado ao amplificador de ruído sem se preocupar com a polaridade ou posição.

A Figura 4.8 mostra a sobreposição da medida realizada pelo o analisador de espectro em conjunto com o sistema de amplificação, com a curva digitalizada do *datasheet*.

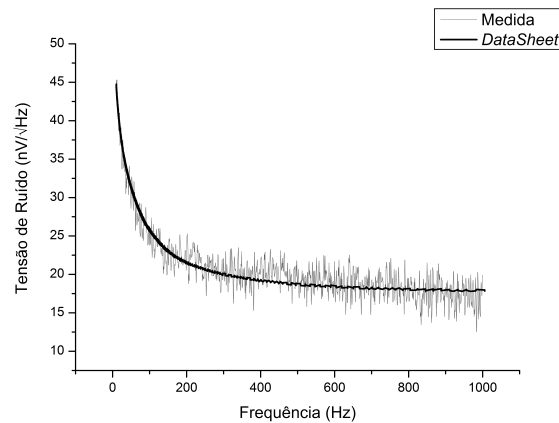


Figura 4.8 - Sobreposição da medida de ruído do TL071 com os dados extraídos do *datasheet*, indicando uma boa concordância entre o valor medido e o esperado.

Os dados extraídos do *datasheet* não possuem a dispersão dos valores conforme os dados obtidos na medida, isso indica que os fabricantes apenas expressam o ruído dos dispositivos em valores médios, esse resultado comprova a eficiência e o bom funcionamento do projeto.

Um ajuste de curva também foi realizado conforme Figura 4.9 com o intuito de extrair alguns parâmetros importantes da curva de ruído do TL071.

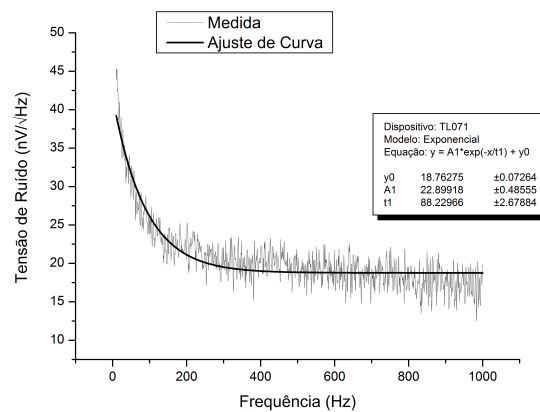


Figura 4.9 - Ajuste de curva da medida de ruído do TL071 com seus parâmetros que indicam a *frequency corner* e o ruído plano, caracterizando o ruído do dispositivo em baixas e altas frequências.

O parâmetro y_0 indica o valor da parte plana do ruído e o parâmetro t_1 indica a *frequency corner* do ruído. Esses dois parâmetros são suficientes para caracterizar toda a curva de ruído do dispositivo e possuem valores que estão de acordo com as informações do fabricante.

A configuração dos equipamentos para a caracterização do *chip* IR2 é mostrado na Figura 4.10. A parte óptica da configuração consiste de um laser de Argônio de 150 mW, com linhas selecionáveis de 514 nm, 488 nm e 457 nm, um arranjo mecânico com espelhos pra direcionamento do laser, uma lente objetiva e uma câmera.

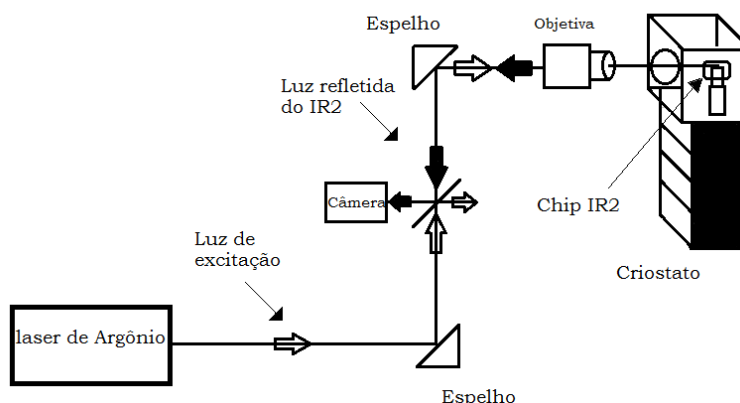


Figura 4.10 - Esquema de equipamentos utilizados.

A objetiva é usada para fornecer a iluminação uniforme necessária para o sensor de imagem, já a câmera é utilizada para o correto posicionamento do feixe de luz de tal forma que ilumine toda a matriz de pixel. A parte elétrica da instalação consiste em um analisador de espectro, o sistema de amplificação e um módulo para seleção de linhas e colunas do chip.

A saída do pixel selecionado é acoplada ao amplificador de baixo ruído conforme Figura 4.11, e então quantificadas usando o analisador de espectro, vale lembrar que o nível de tensão de saída do pixel está relacionado com a quantidade de luz detectada como também ao modo de operação do pixel.

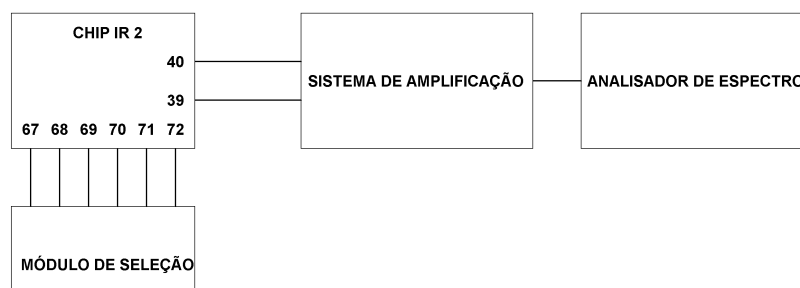


Figura 4.11 - Esquema de ligação do *chip* com os equipamentos utilizados no setup.

Para medir com precisão o ruído do sensor, um cuidado especial foi tomado para minimizar a interferência externa, como fonte de luz, flutuações na temperatura, interferência eletromagnética, abrigo a configuração em um ambiente com temperatura controlada e sala escura.

Utilizou-se uma bateria para alimentação do chip com tensões de trabalho na faixa de 3.3 V a 3.6 V, a tensão da fonte de alimentação foi medida e registrada sempre que um novo pixel era selecionado.

Para a realização do setup foi escolhido o modo logarítmico por possuir pequenas variações na saída do pixel, em contraste com o modo linear que possui uma janela de integração fazendo com que a saída do pixel tenha grandes variações.

Essas variações representam um problema ao se efetuar a medida, pois devido ao alto ganho do amplificador não só o ruído como também esse sinal será amplificado, gerando uma distorção no amplificador, saturando sua saída, podendo comprometer o analisador de espectro.

A medida é realizada colhendo-se 20 amostras para se obter boas estimativas do valor médio de

ruído do pixel. Este procedimento é repetido no escuro e depois com potências de 410 nW e 4.6 μ W. Essas potências foram selecionadas de acordo com a resposta do *chip* IR2 em termos de saturação e pela menor potência a ser gerada dado as perdas nos elementos do arranjo óptico.

As medições foram realizadas em todos os píxeis do sensor com uma irradiação uniforme que é emitida a partir do laser até o acesso óptico do criostato através da objetiva para iluminar a matriz do sensor analisando as variações de intensidade de ruído em três temperaturas (30 K, 100 K, 298 K).

Para abordar os resultados, iremos escolher um grupo de píxeis representativos que tem as condições de luminosidade em comum.

O valor de saída desses píxeis devem estar perto do valor médio de todos os píxeis sob a mesma condição de iluminação.

Isso foi validado na análise de dados dos píxeis, assim em vez de demonstrar os dados de todos os píxeis nos limitaremos a três tipos (fill factor de 56 %: *Pixel*_{7,7}, fill factor de 2.3 %: *Pixel*_{1,1}, fill factor de 0.0 %: *Pixel*_{3,7}) conforme Figura 4.12.

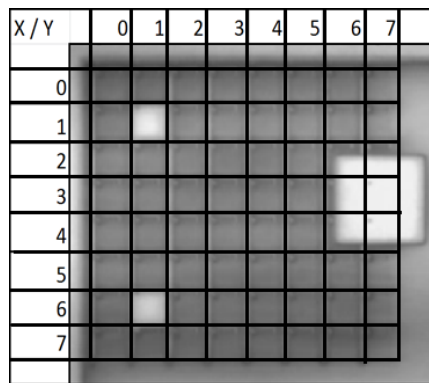
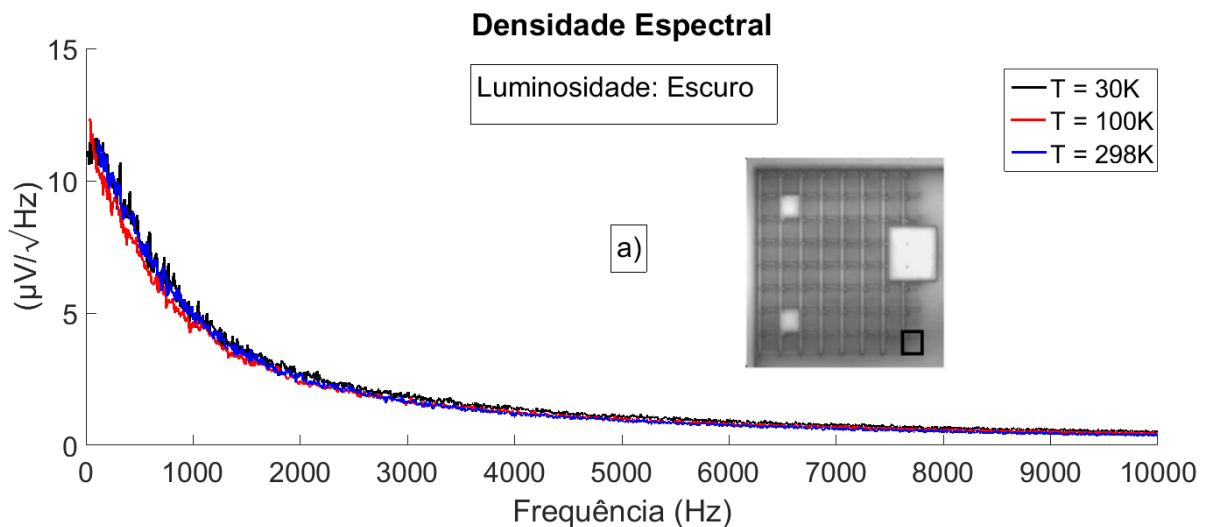


Figura 4.12 - Foto ampliada da matriz de píxeis do sensor, os quadrados em branco são regiões em que os píxeis estão parcialmente ou totalmente tampados, os valores de X e Y expressam respectivamente as linhas e colunas da matriz [37].

As Figuras 4.13 - a, 4.13 - b, 4.13 - c, mostram os resultados para o píxeis $P_{7,7}$, $P_{1,1}$, $P_{3,7}$ no escuro, analisaremos qualitativamente seu resultado em função da temperatura.



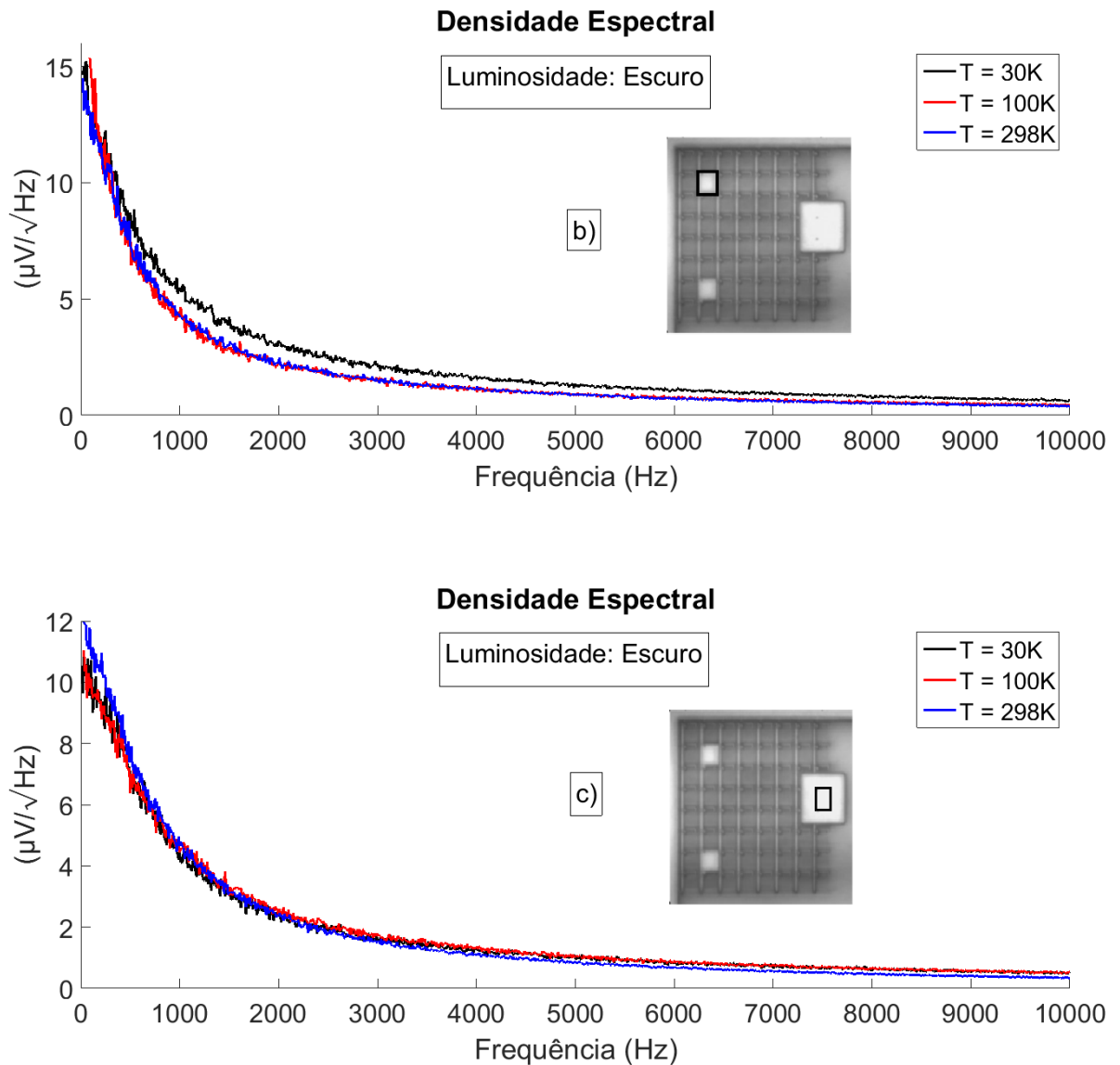


Figura 4.13 - Medida de ruído no escuro e nas três faixas de temperaturas para os pixels: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$.

A Figura 4.13 - a, mostra o ruído do sensor estando no escuro em função da temperatura. A mudança da resposta do ruído é pequena na parte plana do ruído que se encontra acima de 5kHz, essa parte se dá pela contribuição ou mais precisamente pela a soma quadrática do ruído *shot* e do ruído térmico, pois ambos possuem uma resposta plana.

Esse resultado mostra que o ruído *shot* do dispositivo é maior do que o ruído térmico conforme a Figura 4.14. Entretanto era esperado uma diminuição significativa do ruído na faixa plana, a medida que se diminuísse a temperatura, assim seria possível contabilizar o ruído térmico e estimar o valor do ruído *shot*.

Uma possível explicação para esses resultados, podem estar relacionados com as características do MOSFET como a resistência do canal a mobilidade entre outras que possuem uma dependência com a temperatura bem como o efeito *freeze-out* que ocorre no semiconductor fazendo com que a concentração de elétrons e buracos se torne muito pequena [22], e acabam atuando de forma que possa ocorrer uma mudança na corrente do circuito que compõem o pixel afetando diretamente o ruído *shot*, esses resultados também são encontrados nas Figuras 4.13 - b e 4.13 - c.

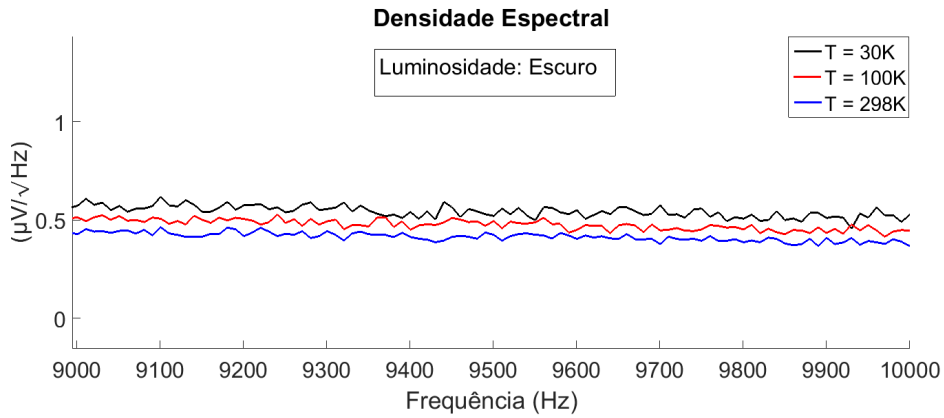


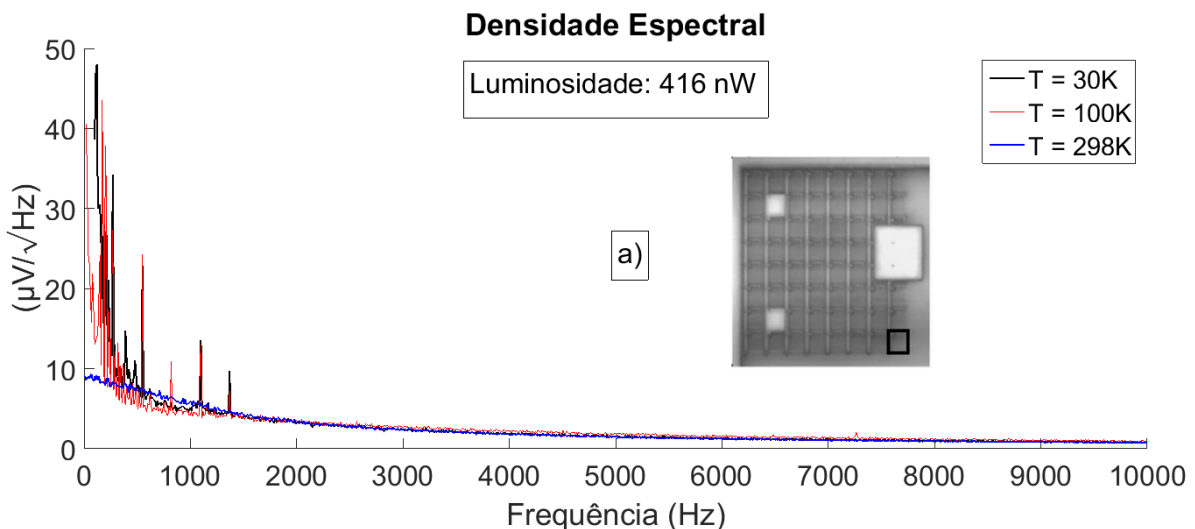
Figura 4.14 - Imagem ampliada da região de alta frequência para o pixel $P_{7,7}$, detalhando o aumento no ruído *shot* a medida que a temperatura diminui.

De qualquer forma fica difícil estimar os valores do ruído *shot* pelo o fato de não sabermos até que ponto o ruído dos circuitos que compõem o *chip* como o um todo podem influenciar a resposta individual do pixel é claro que o *design* do chip dado de forma bem criteriosa pode minimizar essa influência.

O ruído *flicker* possui grande contribuição em baixas frequências ($F < 4\text{kHz}$) estando sua *frequency corner* em 1123 Hz, sem mudança significativa em função da temperatura. Contudo o ruído *flicker* pode ser desprezado, dependendo da frequência de operação do pixel.

A frequência de operação do pixel está relacionada com a taxa de quadros da câmera, (medida de quantas vezes a matriz de píxeis, pode ser lida em um segundo) se essa frequência for dezenas de vezes maior que a *frequency corner*, o ruído *shot* e térmico tornan-se as principais fontes de ruído do sensor de imagem.

As Figuras 4.15 - a, 4.15 - b, 4.15 - c, mostram os resultados para os pixeis $P_{7,7}$, $P_{1,1}$, $P_{3,7}$ com iluminação de 416 nW.



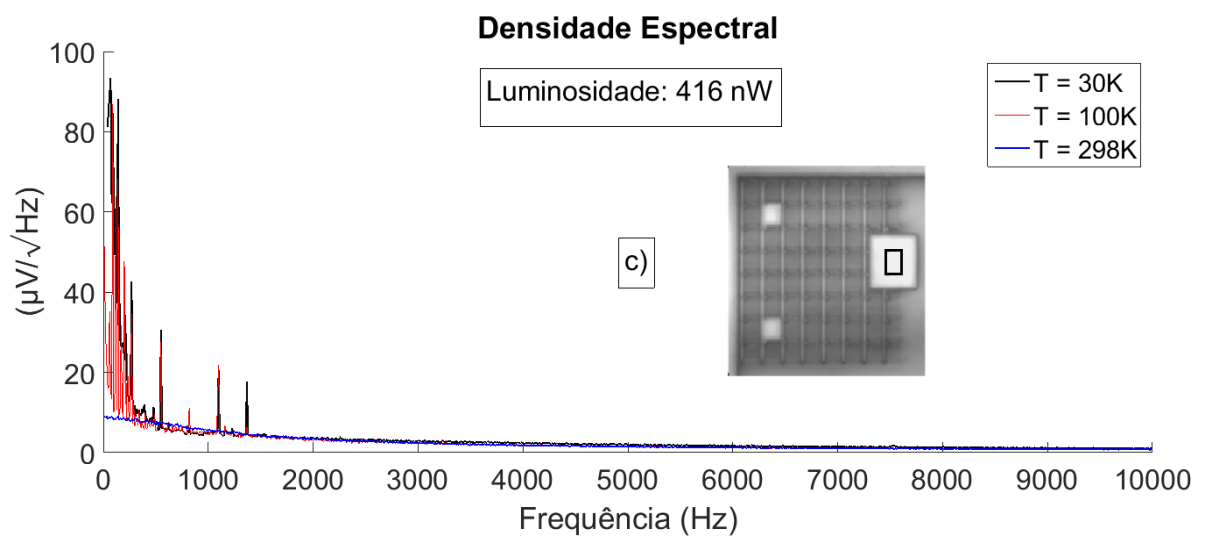
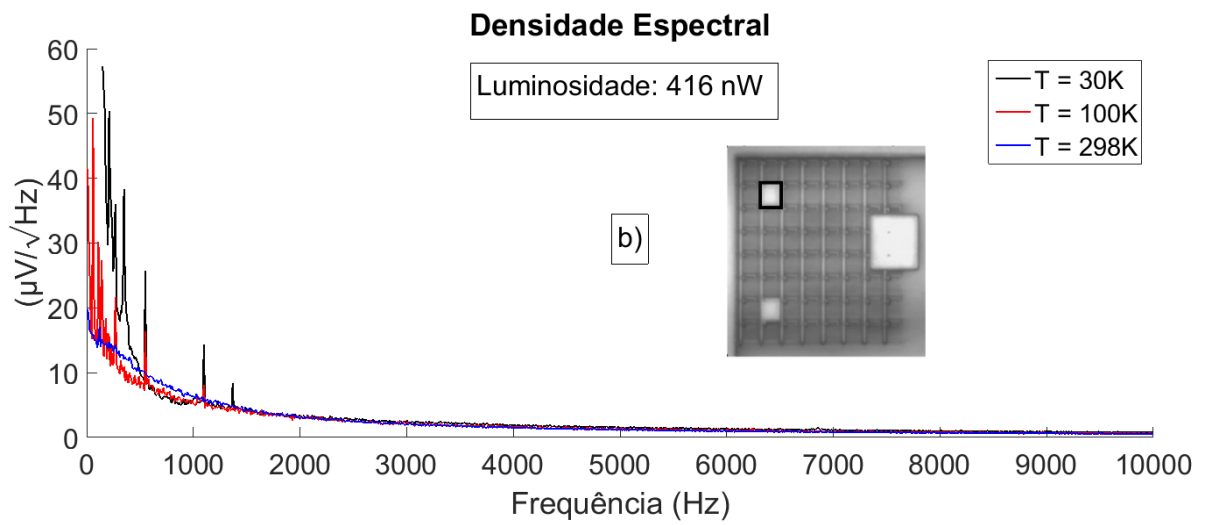


Figura 4.15 - Medida de ruído com Iluminação de 416 nW e nas três faixas de temperaturas para os pixels: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$.

Na Figura 4.15 - a o pixel $P_{7,7}$ não possui uma mudança significativa na região plana do ruído, entretanto sua forma muda quando o pixel é submetido às temperaturas de 30K e 100K, ocorrendo um aumento no ruído nas frequências abaixo de 300Hz e o aparecimento de picos em frequências bem específicas conforme a Figura 4.16.

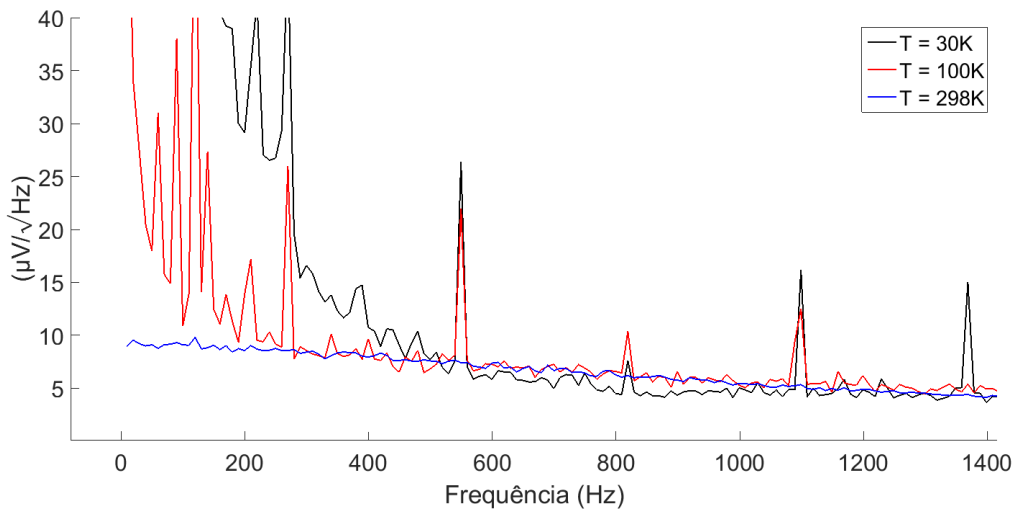


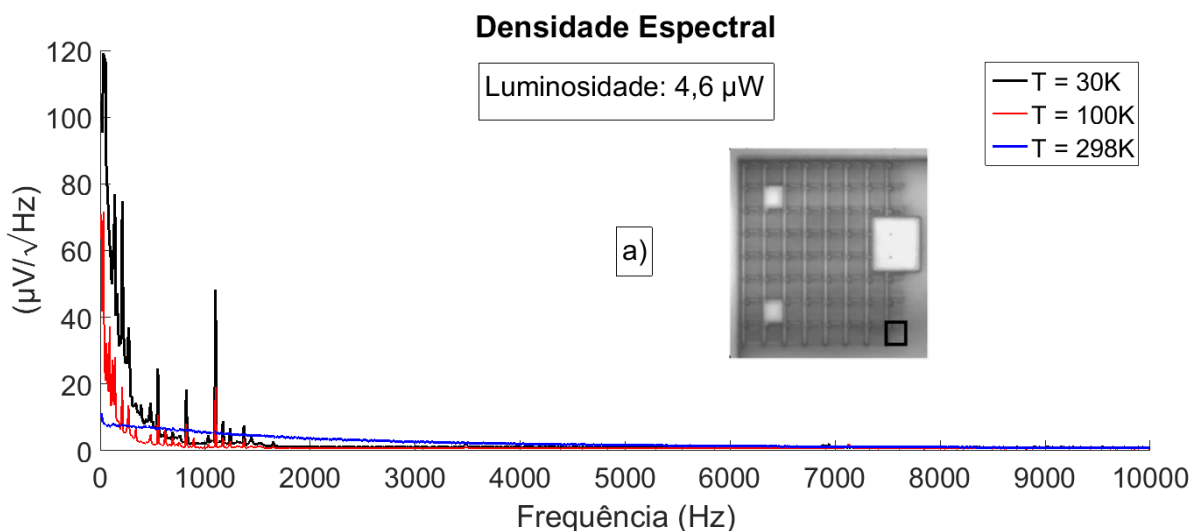
Figura 4.16 - Imagem ampliada da região de baixa frequência para o pixel $P_{7,7}$, detalhando os picos em frequências específicas a medida que a temperatura diminui.

Esses picos tem origens diversas que podem estar relacionadas à própria fonte de luz ou com os circuitos periféricos que compõem o *chip* ou até mesmo por efeitos relacionados com o ruído *flicker*, pois os picos aparecem em baixas frequências, em todo caso esses resultados sempre estão relacionados com a iluminação, esse padrão também ocorre nos outros pixels conforme as Figuras 4.15 - b e 4.15 - c.

Contudo a resposta do ruído na Figura 4.15 - c deveria ser independente da iluminação dado que é o unico pixel no qual a camada de metal o cobre totalmente, esse resultado indica uma forte interferência dos pixels vizinhos, efeito esse conhecido como *crosstalk*, que se torna mais acentuado conforme diminui a temperatura.

Essas correlações podem também ser um indicativo dos picos de frequência que aparecem em baixas temperaturas, pois dado que os pixels adjacentes possuem comportamentos diferentes quando submetido a baixas temperaturas e a iluminação, é possível que tais efeitos possam ser gerados, assim medidas de correlação entre os pixels seriam cruciais para se validar uma resposta mais coerente.

Pode-se confirmar a questão da correlação também ao se analisar os outros resultados com potência de iluminação de $4,6\mu W$ nas Figuras 4.17 - a, 4.17 - b, 4.17 - c, que possuem as repostas parecidas com o pixel exposto a iluminação de 416 nW.



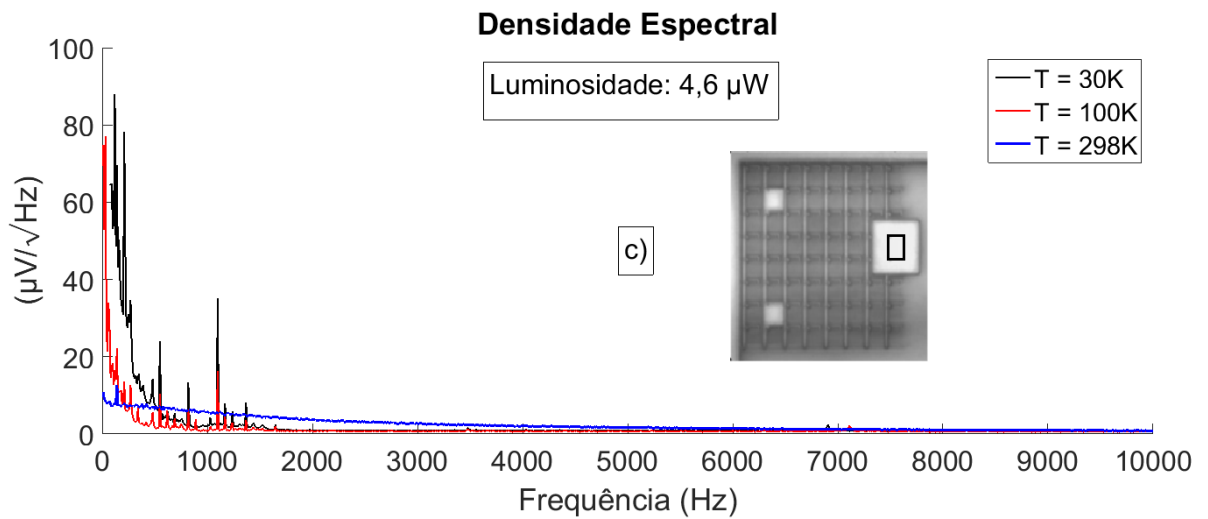
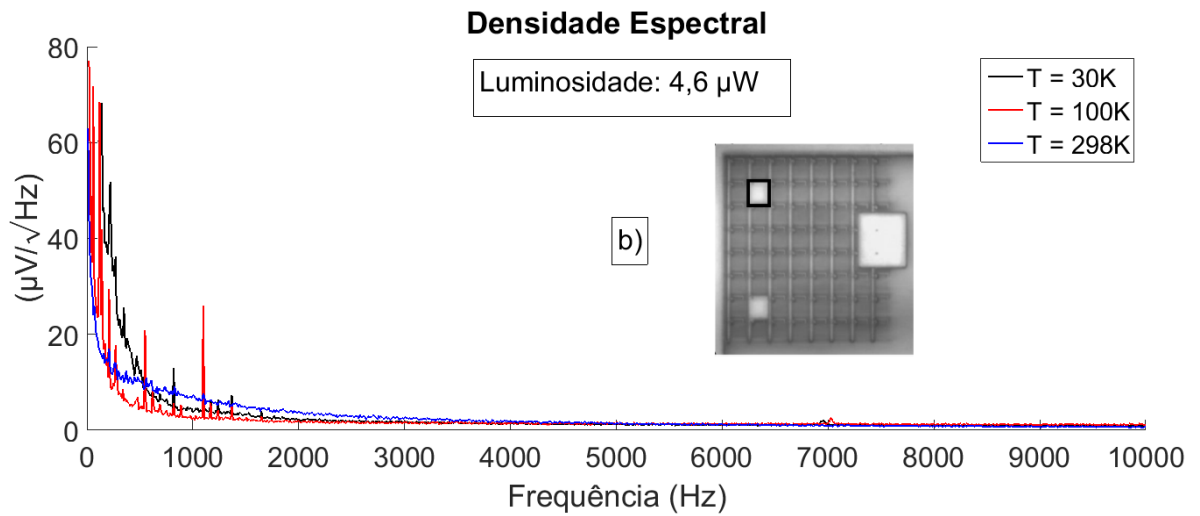


Figura 4.17 - Medida de ruído com Iluminação de $4,6 \mu W$ e nas três faixas de temperaturas para os pixels: a) $P_{7,7}$; b) $P_{1,1}$; c) $P_{3,7}$.

A resposta dos três pixels com iluminação de 416 nW e $4,6 \mu W$ possuem os mesmos efeitos com relação aos picos em baixas frequências, havendo somente uma diminuição do ruído nas temperaturas de 30K e 100K na região abaixo de 3500 Hz.

Por outro lado a Figura 4.18 mostra claramente um aumento do ruído no pixel $P_{7,7}$ na temperatura de 298 K, na região acima de 700Hz quando o pixel é submetido a condição de iluminação em comparação com o escuro indicando uma relação direta do ruído *shot* com a luz.

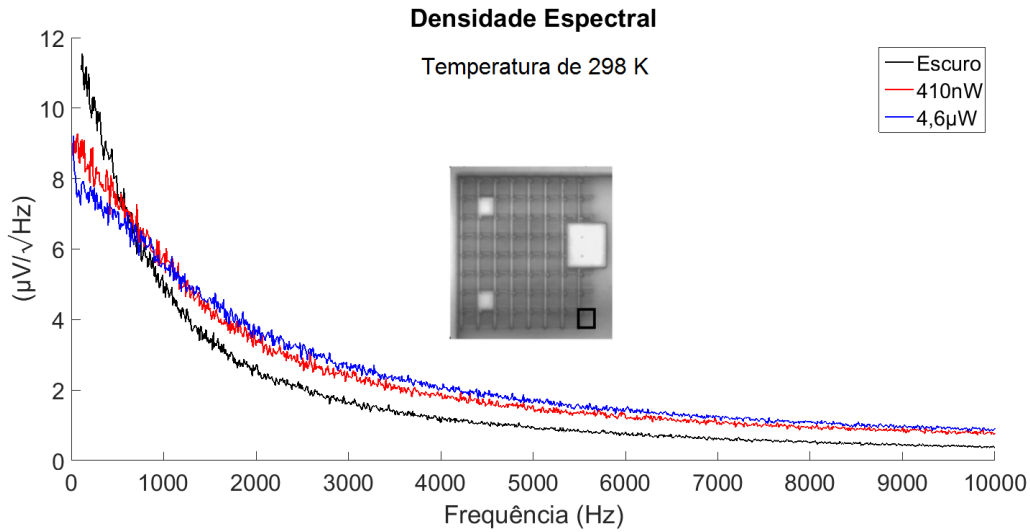


Figura 4.18 - Medida de ruído do pixel $P_{7,7}$ na temperatura de 298K, em função da luminosidade.

Como abordado anteriormente podemos definir o ruído do dispositivo em função de dois parâmetros, o valor do ruído em altas frequências e a *frequency corner* da região de baixa frequência a Figura 4.19 mostra a dependência da *frequency corner* em função da temperatura e da iluminação para o pixel $P_{7,7}$.

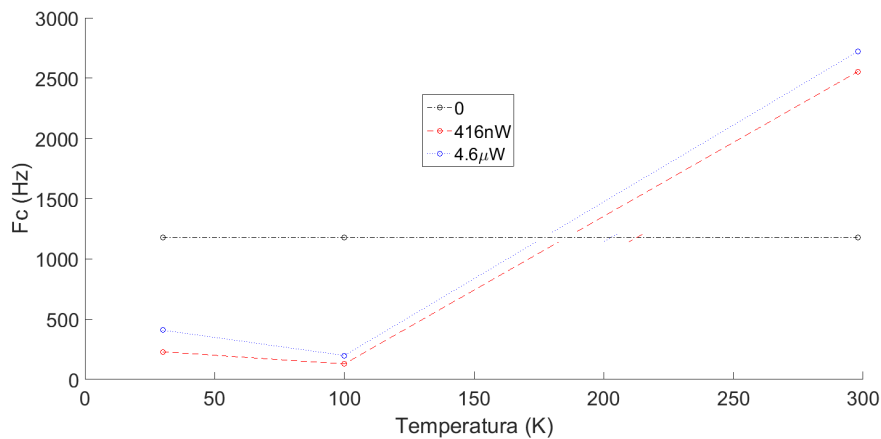


Figura 4.19 - Valor da *frequency corner* variando em função da temperatura e da iluminação para o pixel $P_{7,7}$.

Medidas de tensão de saída dos pixels também foram efetuadas para verificação do funcionamento do chip, em função da temperatura e da iluminação, esses valores de tensão possuem pequenas diferenças (faixa de centenas de milivolts), assim como exemplo mostraremos os resultados para o pixel $P_{7,7}$ conforme a Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Tensão de saída do pixel $P_{7,7}$ para a verificação do funcionamento do chip.

Pixel	Temperatura	Iluminação	V_{out}
$P_{7,7}$	30 K	0	1,316 V
$P_{7,7}$	100 K	0	1,391 V
$P_{7,7}$	298 K	0	1,457 V
$P_{7,7}$	30 K	410 nW	1,192 V
$P_{7,7}$	100 K	410 nW	1,310 V
$P_{7,7}$	298 K	410 nW	1,370 V
$P_{7,7}$	30 K	$4,6\mu W$	1,136 V
$P_{7,7}$	100 K	$4,6\mu W$	1,168 V
$P_{7,7}$	298 K	$4,6\mu W$	1,250 V

Os valores na Tabela 4.1 mostram que com a diminuição da temperatura, ocorre uma mudança no nível de tensão de saída do pixel $P_{7,7}$ em algumas dezenas de milivolts, em qualquer condição de iluminação, esses valores indicam que o chip consegue operar em temperaturas criogênicas.

Conclusão

Apresentamos um setup para análise de ruído temporal em sensores de imagem CMOS. Caracterizando no domínio da frequência que é o mais tradicional método de análise.

O setup se mostrou adequado as medidas dado que foram utilizados dispositivos (TL071, Resistor $1k\Omega$) com valor de ruído conhecido para validação do projeto.

Verificou-se que a potência de ruído do pixel devido ao ruído térmico é pequena quando comparado ao ruído *shot*, assim efeitos em altas frequências não são dominados pela a temperatura, entretanto possuem grande contribuição em baixas frequências.

Em baixas temperaturas ($T < 100K$) o chip apresenta picos em faixas de frequências bem específicas que podem estar ou não relacionadas com a fonte de luz.

Sendo assim propusemos uma forma qualitativa para interpretar este efeito, baseando-se nos atuais modelos de ruído, mas que se precisará de um tratamento matemático das medidas realizadas para uma interpretação mais plausível. Espera-se que essas dificuldades possam ser eliminadas ao se utilizar o modelo unificado para o ruído *flicker*.

Os resultados adquiridos criaram a necessidade de se obter novos dados, para uma interpretação mais sólida do comportamento do *chip* IR2. Tais formas de aquisição serão discutidas como trabalhos futuros.

De forma geral este trabalho contribuiu para uma melhor análise dos mecanismos de ruído, por possibilitar a medida em dispositivos eletrônicos com amplitudes de ruído em dezenas de nanovolts. Este conhecimento é fundamental para o propósito de ajudar a melhorar as características dos dispositivos.

5.1 Trabalhos futuros

Nesta dissertação analisamos o ruído intrínseco, (térmico, *shot*, e o *flicker*). Outras fontes de ruído são geralmente redutíveis pela prática do design criterioso.

Como mais funções são integradas no mesmo chip que contém o sensor de imagem, ele é, no entanto, mais difícil de suprimir o ruído devido a essas outras fontes de ruído. um tal exemplo é o ruído acoplado ao arranjo de sensor a partir dos circuitos periféricos através do substrato.

A dissertação se concentra em como o ruído define um limite fundamental em função da temperatura. Seria útil para estender o trabalho considerar um maior intervalo de valores de temperatura em vez de somente três valores (30K, 100K, 298K), para se ter uma visão mais clara da dependência com a temperatura.

Mudanças no projeto de amplificação são necessárias para poder obter o nível de ruído no modo de operação linear, pois é o modo mais utilizado, o trabalho do *Hui Tian* pode ser um ponto de referência para tais modificações [10].

Um dos fatores que limitaram nossa interpretação e que pode nos ajudar a entender melhor os resultados é a correlação entre os píxeis. Essa medida de correlação pode ser realizada mudando a estrutura mecânica e o acesso óptico ao *chip* de tal forma a fazer com que um unico pixel seja iluminado, podendo assim medir sua influência com os píxeis adjacentes.

Estes desafios criarão um campo importante na análise de ruído, obtendo dados que serão aplicados a modelos de ruído mais abrangentes, como é o caso do modelo unificado do ruído *flicker*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Eric R. Fossum; “*CMOS Image Sensors: Electronic Camera-On-A-Chip*”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol.44, no. 10, October (1997)
- [2] C. A. de Moraes Cruz; “*SIMPLIFIED WIDE DYNAMIC RANGE CMOS IMAGE SENSOR WITH 3T APS RESET-DRAIN ACTUATION*”, Tese de Doutorado, Universidade de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,(2014).
- [3] M. Bigas, E. Cabruja, J. Forest, J. Salvi; “*Review of CMOS image sensors*”, Microelectronics Journal 37, 433–451 (1997)
- [4] Wim C. Van Etten; “*Introduction to Random Signals and Noise*”, University of Twente, The Netherlands. John Wiley & Sons Ltd (2005).
- [5] SH, Kogan; “*Electronic Noise and Fluctuations in Solids*”, Cambridge: Camb. Univ. Press, (1996).
- [6] J. B. Jhonson; “*Thermal agitation of electricity in conductors*”, Phys. Rev. Lett. **32**, 97 (1928).
- [7] J. Nakamura; “*Image sensors and signal processing for digital still cameras*”, CRC press, (2016).
- [8] C. H. Gerald; “*Ccd arrays cameras and displays*”, Washington, Bellingham, (1998).
- [9] Eric R. Fossum, Donald B. Hondongwa; “*A Review of the Pinned Photodiode for CCD and CMOS Image Sensors*”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol.2, no. 3, October (2014)
- [10] H. Tian; “*Noise Analysis in CMOS Image Sensors*”, Tese de Doutorado, stanford university, department of applied physics, (2000).
- [11] Krzysztof Iniewski; “*Circuits at the nanoscale, Communications, Imaging, and Sensing*”, CRC press, (2009)
- [12] Campos, Fernando de Souza; “*Sistemas de Imagem CMOS com Alta Responsividade e Elevada Faixa Dinâmica*”, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica,(2008).
- [13] T. Kuroda; “*Essential Principles of Image Sensors*”, CRC press, (2015).
- [14] J. Ohta; “*Smart CMOS. Image sensor and applications.*”, Washington, Bellingham, (1998).
- [15] Gonçalves, Wagner Diego; “*Desenvolvimento de Métodos Numéricos para Suavização de Sinais e Modelagem de Ruídos em Nanodispositivos*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do ABC, Curso de Pós-Graduação em Nanociências e Materiais Avançados,(2011).
- [16] Ott, Henry W.; “*Noise reduction techniques in electronic systems.*”, Wiley, United States(1988).
- [17] Martin van Exter.; “*Noise and Signal Processing.*”, Universiteit Leiden (2003).
- [18] Marcel J. van der Horst, André C. Linnenbank, Wouter A. Serdijn; “*EMI-Resilient Amplifier Circuits*”, ACS/SP - Analog Circuits and Signal Processing, Springer, (2014).
- [19] Sergio Franco; “*Projetos de Circuitos Analógicos: Discretos e Integrados*”, San francisco State University, McGraw-Hill, (2016).
- [20] S. M. Sze; “*Semiconductor devices: physics technology.*”, Jhon Wiley & Sons (2008).
- [21] R. P. Cardoso, “*Difusão em sólidos.*” Universidade Federal do Paraná. <http://servidor.demec.ufpr.br/disciplinas/EME719/06MecanismosDeDifusao.pdf> (Acessado em Fevereiro, 10, 2015)

- [22] D. A. Neamen; “*Semiconductor physics and devices*”, McGraw-Hill Higher Education, (2003).
- [23] H. Nyquist; “*Thermal agitation of electric charge in conductors*”, Phys. Rev. Lett. **32**, 110 (1928).
- [24] F. Hooge, A. Hoppenbrouwers; “*1/f noise in continuous thin gold films*”, Physica, Elsevier, (1969).
- [25] A. McWhorter, S. Autler, R. Kingston; “*Semiconductor surface physics*”, Univ. of Pennsylvania Press, Philadelphia, (1957).
- [26] T. Instruments; “*Op Amp Noise Theory and Applications*”, 2001. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ml/sloa082/sloa082.pdf>>. Acesso em: 09 mai. 2015..
- [27] J. Carr; “*The technician’s EMI handbook: Clues and solutions*”, Scitech Pub Inc, (2014).
- [28] G. P. Andr, K. Wyatt; “*EMI Troubleshooting Cookbook for Product Designers: Concepts, Techniques, and Solutions.*”, Scitech Pub Inc, (2014).
- [29] Ott, Henry W.; “*Electromagnetic compatibility engineering.*”, Wiley, United States(2011).
- [30] A. Rich; “*Shielding and guarding. Analog Dialogue*”, v. 17, n. 1, p. 8–13, (1983)
- [31] Silva JEH, Albuquerque CJM, Ferraz RSC, Andrade JAB; “*EMI/EMC: princípios gerais, considerações para sistemas de potência e aplicações com foco em subestações*”, Revista Eletrônica Teccen. 2016 Jan./Jun.; 09 (1): 57-65.
- [32] B. Ravazi; “*Design of analog Cmos integrated circuits.*”, McGraw-Hill, Singapore (2001).
- [33] Jung, Water G.; “*Op Amp Applications Handbook.*”, Newnes, United States of America (2005).
- [34] B. P. Lathi; “*Sinais e Sistemas Lineares*”, Porto alegre, Bookman, (2007).
- [35] R. Boylestad, L. Nashelsky; “*Dispositivos Eletrônicos e Teoria dos Circuitos.*”, LTC, Rio de Janeiro (1998).
- [36] T. Instruments; “*Handbook of Operational Amplifier Applications*”, 2001. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sboa092a/sboa092a.pdf>>. Acesso em: 13 jul. 2015.
- [37] A. K. P. Souza; “*Demultiplexação em níveis analógicos para O controle de sensores de imagem de largo alcance dinâmico*”, Monografia, Universidade Federal do Amazonas, Depto. Engenharia Elétrica, (2014).
- [38] T. Instruments; “*Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits*”, 2007. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>>. Acesso em: 10 mai. 2015.
- [39] S. M. B. B. Correa; “*Probabilidade e Estatística.*”, Belo Horizonte: PUC Minas Virtual, (2003).
- [40] T. C. Carusone, D. A. Johns, K. W. Martin; “*Analog Integrated Circuit Design.*”, John Wiley and Sons, Inc, (2012).
- [41] C. Kitchin, L. Counts; “*A Designer’s Guide To Instrumentation Amplifiers.*”, Analog Devices, U.S.A., (2006).
- [42] T. Instruments; “*Equivalent Noise Bandwidth*”, 2008. Disponível em: <https://www.k-state.edu/edl/docs/pubs/technical-resources/Technote1.pdf>. Acesso em: 13 de agosto. 2015.
- [43] R. Mancini; “*Op Amps For Everyone.*”, Texas instruments, Dallas, Texas., (2002).
- [44] A. P. Júnior; “*Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos.*”, Bookman, São Paulo., (2003).
- [45] T. Instruments; “*Instrumentation Amplifier AD620*”, 2011. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>>. Acesso em: 20 jul. 2015.
- [46] K.K. Hung; “*A Unified Mode for the flicker noise en Metal Oxide Semiconductor Field-effect Transistors*”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol.37, no. 3, March (1990)

APÊNDICE A

Através do modelo de ruído em dispositivos, foi criado um *script* em Matlab que auxiliou no tratamento de dados do *chip*, bem como o cálculo das características do projeto de amplificação.

Programa para Cálculo das características do projeto de amplificação

```
r2 = 100;
r1 = 10;
Fc = 3000;
ENB = Fc*1.57;
Fh = ENB;
Fl = 1;
Kb = 1.38e-23;
T = 300;
GA = (r1+r2)/r1
Vew = 18e-09;
Fnc1 = 125;
Vrms = (sqrt(ENB*(4*Kb*T*r2*GA)+Vew^2*GA^2*(Fnc1*log(Fh/Fl)+ENB)))/(sqrt(ENB))
Ei = 9e-09;
Eo = 72e-09;
In = 100e-15;
Gain = 980;
Fen = 3.5;
Fin = 50;
R = 1000;
R1 = 1e6;
Req = (R.*R1)./(R+R1);
Rn = sqrt(4*Kb*T*Req);
```

$$Erti = \text{sqrt}(Ei^2 + (Eo/Gain)^2 + In^2 * Req^2);$$

$$Er = \text{sqrt}(Rn^2);$$

$$Etr = \text{sqrt}(Erti.^2 + Er.^2)$$

$$Ew = 0.85e-09;$$

$$Iw = 0.9e-12;$$

$$R2 = 9e3;$$

$$R3 = 300e3;$$

$$R4 = 1e3;$$

$$G1 = (R4+R2)/R4$$

$$Fenc = 3.5;$$

$$Finc = 250;$$

$$Vam1 = (\text{sqrt}(ENB * (4 * Kb * T * R2 * G1 + 4 * Kb * T * R3 * G1^2) + Iw^2 * (R2^2 + R3^2 * G1^2) * (Finc * \log(Fh/Fl) + ENB) + Ew^2 * G1^2 * (Fenc * \log(Fh/Fl) + ENB)))/(\text{sqrt}(ENB) * G1)$$

$$R5 = 10000;$$

$$R6 = 10e3;$$

$$R7 = 0;$$

$$A = (R6+R5)/R6$$

$$ew = 18e-09;$$

$$Fnc = 125;$$

$$Vamp = (\text{sqrt}(ENB * (4 * Kb * T * R5 * A + 4 * Kb * T * R7 * A^2) + ew^2 * A^2 * (Fnc * \log(Fh/Fl) + ENB)))/(\text{sqrt}(ENB) * A)$$

$$Vt = \text{sqrt}(Etr^2 * (Gain * G1 * A)^2 + Vam1^2 * (G1 * A)^2 + Vamp^2 * A^2) * \text{sqrt}(ENB)$$