



UFAM - Engenharia Elétrica

ELABORAÇÃO DO SETUP DE TESTES E CÓDIGO DE ACESSO DO SENSOR ÓPTICO  
HDR – APLICAÇÃO DA TÉCNICA DE DUPLA AMOSTRAGEM EM MODO LINEAR-  
LOGARÍTMICO PARA REDUÇÃO DE FPN

Luís Smith Oliveira de Castro

Monografia de Graduação apresentada à  
Coordenação de Engenharia Elétrica, UFAM, da  
Universidade Federal do Amazonas, como parte dos  
requisitos necessários à obtenção do título de  
Engenheiro Eletricista.

Orientador:

Carlos Augusto de Moraes Cruz

Manaus

Fevereiro de 2015

ELABORAÇÃO DO SETUP DE TESTES E CÓDIGO DE ACESSO DO SENSOR ÓPTICO  
HDR – APLICAÇÃO DA TÉCNICA DE SUBTRAÇÃO DE DUPLA AMOSTRAGEM EM  
MODO LINEAR-LOGARÍTMICO PARA REDUÇÃO DE FPN

Luís Smith Oliveira de Castro

MONOGRAFIA SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE ENGENHARIA  
ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO  
ELETRICISTA.

Aprovada por:

---

Prof. Carlos Augusto de Moraes Cruz, D.Sc.

---

Prof. Eduardo Adriano Cotta, D.Sc.

---

Prof. Thiago Brito Bezerra, M.Sc.

Manaus  
Fevereiro de 2015

Castro, Luís Smith Oliveira de

Elaboração do Setup de Testes e Código de Acesso do Sensor Óptico HDR – Aplicação da Técnica de Dupla Amostragem em modo Linear-Logarítmico para redução de FPN

Principais/Luís Smith Oliveira de Castro. - Manaus: UFAM, 2015.

IX, 20 p.: il.; 29; 7cm.

Orientador: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Monografia (graduação) - UFAM / Curso de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 5 - 19.

1. Sensor APS. 2. Faixa Dinâmica. 3. FPN. 4. Técnica de Dupla Amostragem em modo Linear-Logarítmico I. Moraes Cruz, Carlos Augusto et al..

II. Universidade Federal do Amazonas, UFAM, Curso de Engenharia Elétrica.

# Agradecimentos

- Primeiramente a Deus que me deu forças nesta caminhada.
- À minha família pelo amor e todo o apoio dado.
- Aos meus amigos de curso que foram guerreiros e completaram a longa jornada até a conquista de um dos seus sonhos.
- Grato ao apoio e o incentivo dado pela minha namorada que também está em uma jornada parecida. Só tenho a agradecer por tudo e desejar boa sorte aos amigos e familiares que estão lutando para formarem-se.

Resumo da Monografia apresentada à UFAM como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

ELABORAÇÃO DO SETUP DE TESTES E CÓDIGO DE ACESSO DO SENSOR ÓPTICO  
HDR – APLICAÇÃO DA TÉCNICA DE DUPLA AMOSTRAGEM EM MODO LINEAR-  
LOGARÍTMICO PARA REDUÇÃO DE FPN

Luís Smith Oliveira de Castro

Fevereiro/2015

Orientador: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Curso: Engenharia Elétrica

Os sensores de imagem CMOS do tipo APS vêm ganhando cada vez mais espaço no mercado. Com inúmeras aplicações, têm-se diversas configurações destes circuitos.

Mesmo sendo uma das características do mesmo, defeitos construtivos que causem inserção de ruído FPN (*fixed-pattern noise*), várias técnicas já foram desenvolvidas, porém muitas delas necessitam de ajustes externos aos sensores.

Este trabalho objetiva implementar um setup eletrônico capaz de ajustar o sensor através da aplicação de sinais de controle desenvolvidos em uma das referências e fazer aplicar o método de dupla amostragem para reduzir significativamente o offset de FPN.

Nenhum circuito de processamento é empregado externamente, não se faz necessário nenhum custo computacional extra. Porém, cada pixel tem um acesso de modo diferente do pixel APS3T convencional.

Uma matriz de pixels 8x8 projetada em tecnologia CMOS padrão 0,35 $\mu$ m é utilizada para testes.

Abstract of Monograph presented to UFAM as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Electrical Engineer

DEVELOPMENT OF THE SETUP OF TESTING AND HDR SENSOR ACCESS CODE –  
APPLICATION OF THE TECHNIQUE OF DOUBLE SAMPLING IN LINEAR-  
LOGARITHMIC MODE TO REDUCE FPN

Luís Smith Oliveira de Castro

February/2015

Advisors: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Course: Electrical Engineering

Image sensors CMOS APS are gaining more market share. With numerous applications have been several configurations of these circuits.

Despite being one of the characteristics of that, construction defects causing FPN noise insertion (fixed-pattern noise), various techniques have already been developed, but many of them require external adjustments to the sensors.

This work aims to implement an electronic setup able to adjust the sensor by applying control signals developed in one of the references and enforce the double sampling method to significantly reduce the offset FPN.

No processing circuit is employed externally, be no extra computational cost is required. However, each pixel has a pixel differently from conventional APS3T access.

An 8x8 array of pixels projected on standard 0,35 $\mu$ m CMOS technology is used for testing.

## Sumário

1	Introdução.....	1
1.1	Aplicações dos dispositivos APS .....	3
1.1.1	Câmeras digitais/Aplicações móveis.....	3
1.1.2	Monitoramento e Segurança.....	4
1.1.3	Visão Computacional (Machine Vision) e Aplicações Automotivas.....	5
1.1.4	Aplicações científicas/biomédicas .....	5
1.1.5	Aplicações Espaciais .....	6
1.2	Motivação e Objetivo do Trabalho.....	8
2	Fundamentação Teórica .....	10
2.1	Imageadores a Semicondutor.....	10
2.2	Parâmetros dos imageadores a semicondutor .....	10
Capítulo 1	.....	10
2.2.1	Faixa Dinâmica .....	10
2.2.2	Fator de Preenchimento .....	11
2.3	Sensores APS.....	11
2.3.1	Estrutura do Pixel.....	12
2.3.2	O elemento fotosensor .....	13
2.3.3	Integração da Fotocorrente .....	14
2.3.4	Leitura do Pixel.....	17
2.4	Considerações sobre ruído em sensores APS.....	18
2.4.1	Ruído de padrão fixo (FPN – <i>Fixed Pattern Noise</i> ) .....	21
2.5	Imageadores APS com faixa dinâmica estendida .....	24
2.5.1	Pixel Logarítmico.....	24
2.6	A plataforma utilizada.....	27
2.6.1	O Chip .....	27
2.6.2	Circuitos de Endereçamento e Controle .....	30
2.6.3	Circuito de controle analógico de leitura – T_GATE.....	36
3	Desenvolvimento .....	37
3.1	Especificações de projeto e técnica empregada .....	37
3.2	Sinais de endereçamento .....	38
3.2.1	Endereçamento de linha.....	38
3.2.2	Endereçamento de coluna .....	39
3.3	Método de Endereçamento.....	40
3.4	Método de Controle .....	41
3.4.1	Sinais de Controle RST e RDR.....	41
3.4.2	Implementação dos sinais de controle – emprego da técnica de dupla amostragem [32].....	43
3.5	O sistema proposto – Circuito do Setup.....	44
3.6	Simulação do Setup.....	46
4	Testes Realizados e Resultados Experimentais do Sistema Proposto .....	48
4.1	Testes Realizados .....	48
4.1.1	Modo Linear.....	48

4.1.2	Modo Logarítmico .....	49
4.1.3	Modo Linear-Logarítmico .....	49
4.2	Leitura completa da matriz.....	50
4.2.1	Modo Linear (código I – padrão) .....	50
4.2.2	Modo Logarítmico .....	51
4.2.3	Modo Linear-logarítmico .....	52
4.3	Resultados das amostragens s1 e s2 em diferentes condições .....	53
4.3.1	Modo Linear.....	53
4.3.2	Modo Logarítmico .....	57
4.3.3	Modo Linear-Logarítmico .....	61
4.4	Análise do efeito capacitivo no sistema (breve histórico) .....	66
	Conclusão .....	70
	Referências Bibliográficas .....	72
	ANEXOS .....	78
	ANEXO 1.....	79
	ANEXO 2.....	81
	ANEXO 3.....	82
	ANEXO 4.....	83
	ANEXO 5.....	86



# Índice de Figuras

Figura 1.1 - Figuras fotografadas com imageadores APS com diferentes faixas dinâmicas. a) Menor faixa dinâmica; (b) Maior faixa dinâmica. FONTE: [9] .....	3
Figura 1.3 - Protótipo de uma imageador de contato. FONTE: [14].....	6
Figura 1.4 - Ilustração do funcionamento de um moderno rastreador estelar. FONTE: [22]. ....	7
Figura 1.5 - Requisitos do mercado em relação à faixa dinâmica, resolução e sensibilidade de imageadores a semicondutor. FONTE: [30].....	8
Figura 2.1 - Princípio básico do sensor APS. FONTE: [33] .....	11
Figura 2.2 – Diagrama da matriz APS. FONTE: [33].....	12
Figura 2.3 - O pixel APS 3T convencional. FONTE: [33].....	13
Figura 2.4 - Tipos mais usuais de fotodetectores : (a) fotodiodo poço-substrato; (b) fotodiodo difusão-substrato; (c) fotodiodo poço-difusão; (d) fototransistor bipolar vertical. FONTE: [42].....	14
Figura 2.5 - Circuito equivalente do fotodiodo. FONTE: [33].....	15
Figura 2.6 - Formas de onda de VPIX para diferentes valores de $I_{ph}$ . FONTE: [33].....	16
Figura 2.7 - Formas de onda de VPIX para diferentes valores de $I_{ph}$ . (a) Baixa iluminação (baixa sensibilidade); (b) Altos níveis de iluminação (saturação). FONTE: [33].....	16
Figura 2.8 - Representação da carga integrada. FONTE: [33].....	17
Figura 2.9 - Sinais do pixel. FONTE: [33].....	18
Figura 2.10 - Componentes de ruído em uma matriz APS. FONTE: (adaptado de [42]). ....	20
Figura 2.11 - Relação entre o nível de ruído e a faixa dinâmica. FONTE: (adaptado de [42]).....	20
Figura 2.12 - Ilustração da resposta da matriz para um nível uniforme de iluminação. (a) Ideal; (b) Resposta devida ao ruído estacionário. FONTE: [33].....	21
Figura 2.13 - Possíveis fontes de FPN em um circuito APS. FONTE: [39] .....	22
Figura 2.14 - Simulação das variações em VOUT devido ao FPN. FONTE: [33] .....	23
Figura 2.15 - Circuito de amostragem dupla correlacionada (CDS). FONTE: [33] .....	23
Figura 2.16 - O pixel logarítmico. FONTE: [48] .....	25
Figura 2.17 - Esquemático de um pixel linear-logarítmico. FONTE: [51]. ....	26
Figura 2.18 - Comparação entre as respostas de dois sensores APS. FONTE: [51]. ....	26
Figura 2.19 - Microfotografia do circuito implementado pela AMS Cmos 0,35 $\mu$ m (APS3T em destaque). Fonte [52].....	27
Figura 2.20 - Layout do sensor: seus circuitos de controle, endereçamento e suas matrizes de pixels. Fonte [52] .....	28
Figura 2.21 - Matriz detalhada (com pixels encobertos). Fonte: [52] .....	28
Figura 2.22 - Arquitetura do sensor de imagem e a matriz APS3T 8x8. Fonte: [54].....	29
Figura 2.23 - Diagrama do circuito DEMUX ROWSEL (Simulação Tanner EDA S-Edit). Fonte[54]	30

Figura 2.24 - Estágios do circuito DEMUX ROWSEL. Fonte [54].....	31
Figura 2.25 - Esquema de geração dos sinais de seleção de linhas ROWSEL0 ~ROWSEL7. FONTE [54] .....	31
Figura 2.26 - Diagrama do circuito DEMUX ROWSEL. Fonte[54] .....	32
Figura 2.27 - Estágios do circuito DEMUX COLSEL. Fonte [54] .....	33
Figura 2.28 - Circuito modulador de sinal de RDR ( $RDRx + ERDR \square RDR$ ). FONTE: [53].....	34
Figura 2.29 - Circuito modulador de sinal de Reset ( $RSTx + ERST \square RST$ ). FONTE: [53].....	34
Figura 2.30 - Sinal de RDR modulado: $ERDR + RDRx = RDR$ . FONTE: [53].....	34
Figura 2.31 - Sinal RST modulado $ERST + RSTx = RST$ . FONTE: [53] .....	35
Figura 2.32 - Esquema de geração do sinal COLSEL. FONTE: [54] .....	35
Figura 2.33 - Circuito de leitura T-GATE. FONTE: [53] .....	36
Figura 2.34 - (a) Sinal de entrada de T-GATE aplicado ao terminal LOAD. (b) Sinal de saída de T-GATE lido do terminal OUT_G. FONTE: [53] .....	36
Figura 3.1 - Técnica de dupla amostragem, esquema de sinais. Fonte: [32].....	37
Figura 3.2 - Endereçamento de linha via sinais A0, A1 e A2. FONTE: [52].....	38
Figura 3.3 - Sinal de ROWSEL_DIG na saída do Arduino (antes da inversão). .....	39
Figura 3.4 - Endereçamento de Coluna via AC0, AC1 e AC2. FONTE: [52] .....	39
Figura 3.5 - (a) Circuitos Moduladores de RST e RDR; (b) Pixel APS3T; (c) Circuito T-Gate. Fonte: [baseado em [32] e [53]] .....	41
Figura 3.6 - Sinal de RST_DIG na saída do Arduino (antes da inversão). .....	42
Figura 3.7 - Sinal de RDR_DIG na saída do Arduino (antes da inversão). .....	42
Figura 3.8 - Diagrama temporal completo dos sinais de controle na saída do Arduino (RST_DIG e ROWSEL_DIG invertidos). .....	43
Figura 3.9 - Diagrama esquemático do sistema. ....	44
Figura 3.10 - Montagem do sistema (incluindo o arduino R3 e o PC).....	45
Figura 3.11 - Diagrama esquemático do sensor. Implementação no simulador S-Edit da Tanner EDA. ....	47
Figura 3.12 - Simulação do sensor no S-Edit Tanner EDA. ....	47
Figura 4.1 - Modo de operação Linear.....	48
Figura 4.2 - Modo de operação Logarítmico.....	49
Figura 4.3 - Modo de operação Linear –Logarítmico .....	49
Figura 4.4 - Demonstração do tempo de integração x tempo de leitura completa da matriz (tempo de integração).....	50
Figura 4.5 - Demonstração da leitura completa da matriz (tempo de integração).....	51
Figura 4.6 - Demonstração do tempo de integração x tempo de leitura completa da matriz (tempo de integração).....	52
Figura 4.7 - Modo linear: Amostras s1 condição de escuro. ....	53

Figura 4.8 - Modo linear: Amostras s2 condição de escuro. ....	54
Figura 4.9 - Modo linear: Subtração das amostras s1 e s2 na condição de escuro. ....	54
Figura 4.10 - Modo linear: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	55
Figura 4.11 - Modo linear: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	56
Figura 4.12 - Modo linear: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	56
Figura 4.13 - Modo logarítmico: Amostras s1 condição de escuro. ....	57
Figura 4.14 - Modo logarítmico: Amostras s2 condição de escuro. ....	58
Figura 4.15 - Modo logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de escuro. ....	59
Figura 4.16 - Modo logarítmico: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	60
Figura 4.17 - Modo logarítmico: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	60
Figura 4.18 - Modo logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	61
Figura 4.19 - Modo linear-logarítmico: Amostras s1 condição de escuro. ....	62
Figura 4.20 - Modo linear-logarítmico: Amostras s2 em condição de escuro. ....	63
Figura 4.21 - Modo linear-logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 na condição de escuro. ....	63
Figura 4.22 - Modo linear-logarítmico: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	64
Figura 4.23 - Modo linear-logarítmico: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	65
Figura 4.24 - Modo linear-logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância. ....	65
Figura 4.25 - Leituras de dois pixels para análise de efeito capacitivo. ....	67
Figura 4.26 - Modo Linear: pico 1 – decorrente de RDR do pixel anterior (decaimento de RDR muito lento, 400µs); pico 2: decorrente de RST do pixel atual. ....	68
Figura 4.27 - Leitura de dois pixels para análise do efeito capacitivo, escala de 100µs (realizado em 05/02/2015) ....	69
Figura 4.28 - Leitura de dois pixels para análise do efeito capacitivo, escala de 20µs (realizado em 05/02/2015) ....	69
Figura A1. 1 - Ilustração do socket x PAD do Sensor (visão frontal). FONTE: [52]	79
Figura A1. 2 - Legenda de pinagem do socket. FONTE: [52] ....	80
Figura A5. 1 - Montagem do sistema de controle e leitura do Sensor de Alto Range Dinâmico. ....	86
Figura A5. 2 - Teste com iluminação via lanterna de celular a 15cm. ....	86

# Índice de Tabelas

Tabela 2.1 - Lógica de endereçamento de linhas: geração dos sinais ROWSEL0 ~ ROWSEL7. ....	32
Tabela 2.2 - Lógica de endereçamento de colunas: geração dos sinais COLSEL0 ~ COLSEL7. ....	36
Tabela 3.1 - Bits de endereçamento. ....	40
Tabela 3.2 - Exemplo de leitura da primeira coluna. ....	40
Tabela A2. 1 - Lateral direita: Mapeamento Pad para Pinos.....	81
Tabela A2. 2 - Lateral esquerda: Mapeamento Pad para Pinos.....	81
Tabela A2. 3 - Superior: Mapeamento Pad para Pinos. ....	81
Tabela A2. 4 - Inferior: Mapeamento Pad para Pinos. ....	81
Tabela A3. 1 - Conexões: Arduino -> Inversores -> Chip (cabo flat).....	82
Tabela A3. 2 - Legenda das conexões: Arduino – Inversores – Chip (cabo flat).....	82

# 1 Introdução

No passado, bem como hoje a ação de fotografar sempre foi necessária, sejam os momentos bons ou ruins, pesquisas, documentações, etc. Desde o final do século passado esse tipo de ação já vem acontecendo, mesmo que com dispositivos nada convencionais e com funcionamento baseados na química. Em seguida vieram imageadores em semicondutores como dispositivos mais eficazes e capazes de captura de filmes fotográficos.

Com a passagem do tempo e a evolução da tecnologia, a revolução digital trouxe economia de custo e tempo.

A pesquisa de imageadores a estado sólido teve início na década de 60, com o trabalho de diferentes grupos de pesquisa utilizando processos NMOS, PMOS e bipolares [1].

Com o advento da tecnologia CCD (*Charge Coupled Device*), no início da década de 70, e de sua superioridade em relação aos imageadores até então propostos, a maior parte das pesquisas se concentrou no desenvolvimento desta tecnologia, se tornando predominante em aplicações que variam desde câmeras digitais até aplicações científicas específicas

Em 1975 foi inventada a primeira máquina fotográfica digital por um engenheiro da Kodak. Em seguida, foram inventados dispositivos que revolucionariam drasticamente a fotografia, em sua praticidade e qualidade de imagem, sendo eles os sensores de imagem. [2]

Em 1975, o engenheiro eletricista Steve Sasson, em um de seus laboratórios de pesquisa da Kodak, iniciou uma revolução em termos de máquinas fotográficas, não sendo bastante discreta, mas tendo um caráter digital. A primeira máquina fotográfica digital gravava as imagens em uma fita cassete, e já tinha como o seu sensor o revolucionário CCD. O seu único problema era a velocidade de processamento da imagem, que era de aproximadamente de 23 segundos para a formação da imagem em preto e branco, com uma matriz quadrada de 100x100px. Era acoplado a este equipamento um reproduutor de fita cassete e também a fita onde eram gravadas as imagens interligadas a uma televisão que visualizava a fotografia [3]. Em 1976, a Kodak já está com a máquina desenvolvida, mas somente no ano de 2001 assumiu publicamente, que “teve em suas mãos a primeira câmera fotográfica digital do mundo”.

Hoje em dia possuímos em nossas mãos câmeras digitais com quase o mesmo mecanismo e princípios básicos de funcionamento de uma máquina de filme fotográfico. Ambas têm como característica o feixe de luz que incide na superfície do coletor, que vem através de uma lente (ou também dependendo da especificação do equipamento um conjunto

de lentes). Estes são os sensores CCD e CMOS, que estão presentes em câmeras fotográficas digitais [4].

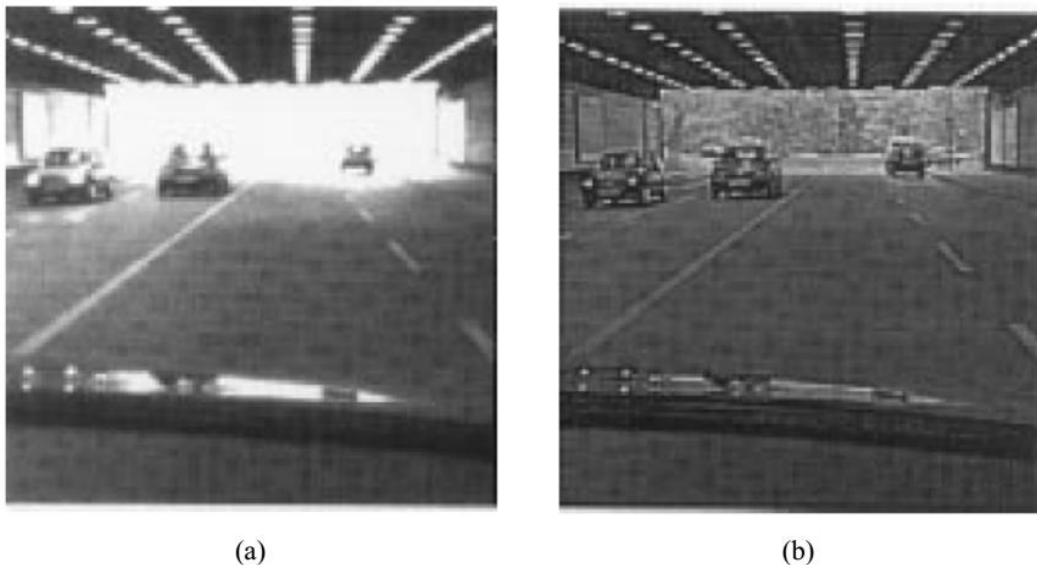
Estes dispositivos semicondutores são os sensores de imagem CCD e CMOS, cuja função é capturar a imagem através da transformação da luminosidade em carga elétrica, onde essa carga é processada em imagem digital pelo circuito eletrônico [5]

No início da década de 90, no entanto, o desenvolvimento de imageadores CMOS baseados na tecnologia APS (*Active Pixel Sensor*), originada no *Jet Propulsion Laboratory* da NASA, iniciou uma mudança neste cenário [6]. Assim, esta tecnologia, que teve aplicações aeroespaciais inicialmente, veio conquistando novas aplicações comerciais, com vasta gama de estudos publicados buscando superar suas limitações e expandir sua aplicabilidade.

O avanço das tecnologias de processamento digital de imagens e armazenamento de dados, bem como a necessidade de baixo consumo de energia, favoreceu o desenvolvimento dos dispositivos APS ao invés da tecnologia CCD pelos motivos citados a seguir.

Dispositivos APS podem ser fabricados em processo CMOS convencional, reduzindo o custo do chip em relação a um dispositivo CCD. Além disto, os circuitos digitais de controle do dispositivo podem ser inseridos no mesmo chip, exigindo assim menos circuitos periféricos para sua operação. Devido operarem com fonte de tensão simples, compatível com a maioria dos circuitos integrados digitais, o seu interfaceamento com os mesmos é direto. Em muitos casos, até mesmo a conversão analógico-digital é integrada no mesmo chip, podendo o sinal de saída ser compatível com padrões comerciais de vídeo [7], o que faz com que tais circuitos sejam denominados *Camera-on-Chip*. A integração de todas as etapas alia, ao baixo consumo, características como miniaturização, confiabilidade e possibilidade de um melhor fator custo/benefício [8].

A tecnologia CCD é hoje uma tecnologia amadurecida, de reconhecida qualidade no tocante à imagem capturada. Surgem então esforços no intuito de preservar as características favoráveis à tecnologia CMOS e alcançar, ou até mesmo superar o desempenho dos dispositivos CCD. Um destes parâmetros é a *faixa dinâmica* (DR – Dynamic Range) do imageador, definida como a razão entre a máxima intensidade luminosa que causaria a saturação do circuito de leitura e a menor intensidade de que seria detectada pelo circuito. A Fig. 1.1 mostra duas imagens capturadas por sensores APS com diferentes faixas dinâmicas [9].



**Figura 1.1 - Figuras fotografadas com imageadores APS com diferentes faixas dinâmicas. a) Menor faixa dinâmica; (b) Maior faixa dinâmica. FONTE: [9]**

A diferença entre a imagem adquirida por uma configuração com maior faixa dinâmica (b) traduz-se, na prática, por uma melhor distinção dos elementos fotografados, se comparado com a configuração com menor faixa dinâmica (a).

## **1.1 Aplicações dos dispositivos APS**

Os dispositivos APS têm obtido uma faixa progressivamente maior no mercado de imageadores, tanto nas aplicações onde a tecnologia CCD ainda é predominante como em novas aplicações, que se beneficiam especialmente nas características citadas na seção anterior para os dispositivos APS. As principais aplicações da tecnologia APS são discutidas nesta seção.

### **1.1.1 Câmeras digitais/Aplicações móveis**

Os primeiros imageadores CMOS aplicados a bens eletrônicos de consumo (*Consumer Electronics*) foram utilizados onde não se requeria uma grande qualidade de imagem, como câmeras embutidas em brinquedos e alguns sistemas de visão computacional. O rápido desenvolvimento da tecnologia, entretanto, levou ao surgimento de chips APS comerciais com eficiência quântica e níveis de ruído compatíveis com a tecnologia CCD, levando ao uso de dispositivos APS em câmeras digitais (DSC – *digital still câmeras*), parte do mercado de bens eletrônicos de consumo em contínua ascensão. Uma grande quantidade de modelos com sensores CMOS APS é oferecida atualmente.

Chips APS comerciais são encontrados nas versões monocromáticas e coloridas (padrões RGB ou YCM), com desde matrizes VGA (640 x 480 pixels) até resoluções superiores a 10 Megapixels [10]. Diversas tecnologias são propostas por diferentes fabricantes para implementar chips APS que permitam, dentre outras, funções como:

- A exposição simultânea de toda a matriz (uma característica dos sensores CCD, necessária para a fotografia de objetos em movimento);
- O escalamento da imagem para um tamanho arbitrário, para efeito de visualização prévia, exibição e armazenamento;
- Função de compressão JPEG no próprio chip;
- Entradas/saídas paralelas ou seriais de alta velocidade [11].

Câmeras digitais têm sido cada vez mais integradas a outros equipamentos eletrônicos, como *notebooks*, PDAs (*Personal Digital Assistant*) e telefones celulares. As características de baixo consumo e o baixo custo dos sensores CMOS tornam-se, desta forma, um fator favorável à sua utilização nestes equipamentos. Em [8], é relatado o uso de uma câmera CMOS em um sistema de desenvolvimento para computadores miniaturizados (*Pocket Computer*), com características de alto desempenho e baixo consumo de energia.

### 1.1.2 Monitoramento e Segurança

Os custos de sistemas de monitoramento e segurança (*surveillance*) tem sido reduzidos ao longo do tempo, enquanto, por outro lado, houve o aumento da demanda por tais sistemas. A utilização de câmeras inteligentes de baixo custo contribui para este cenário, paralelamente à redução dos custos e da complexidade da instalação do sistema como um todo. A utilização de um chip APS torna-se, portanto, adequada a tais aplicações, não apenas em função do baixo custo e consumo de energia, mas também devido às funções que podem ser incorporadas ao sistema, como *pan*, *tilt* e *zoom* (PTZ) eletrônicos e seleção de janelas de interesse [12]. Em alguns casos, até mesmo funções de tomadas de decisão podem ser implementadas *on-chip*, permitindo um elevado grau de automação do sistema [13]. A faixa dinâmica é um parâmetro importante dos sensores usados em sistemas de monitoramento e segurança, devido a tais sistemas necessitarem registrar imagens de boa qualidade em diferentes condições de iluminação, especialmente à noite.



### 1.1.3 Visão Computacional (*Machine Vision*) e Aplicações Automotivas

A aplicação da visão computacional à indústria e manufatura é referida como *Machine Vision* (MV) [14]. Sistemas MV são utilizados na inspeção automatizada de peças e processos, e engloba sensores e sistemas de processamento da imagem, normalmente externos ao imageador. Entretanto, a possibilidade de integrar, em um mesmo chip, circuitos de processamento analógico e digital de sinais permite o desenvolvimento de sistemas MV mais compactos e de baixo custo. Tais sistemas, que podem receber a denominação de “Pixels Inteligentes” (*Smart Pixels*), podem empregar técnicas para aumentar a sua faixa dinâmica, o que, aliado às características anteriores, pode expandir a sua aplicabilidade [15].

As aplicações automotivas dos sensores de imagem fazem uso do conceito de MV. Modernos sistemas veiculares de visão computacional para auxílio ao motorista realizam tarefas como reconhecimento de obstáculos e tráfego, auxílio ao estacionamento e prevenção de colisões.

As características de tais sistemas diferem da maioria das aplicações onde se utiliza imageadores a semicondutor. Uma das diferenças é que em muitos casos apenas uma informação parcial obtida a partir da imagem é necessária, e não a imagem completa. Isso simplifica consideravelmente o processamento da informação, reduzindo o tempo de processamento, que pode ser crítico. Devido às características de acesso a áreas de pixels de interesse na matriz, os sensores APS são, portanto, mais indicados que os sensores CCD (onde toda a imagem deve ser adquirida) em tais aplicações.

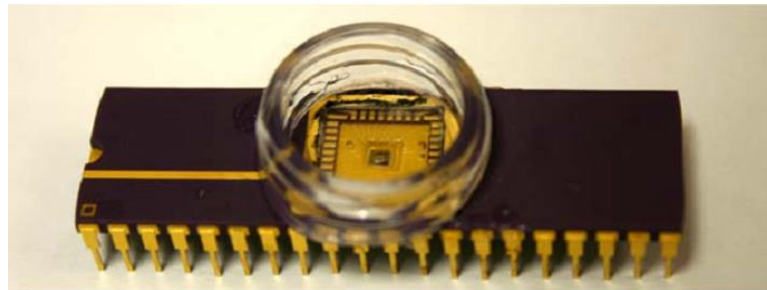
O uso de sensores com elevada faixa dinâmica neste caso também é necessário, devendo o sistema ser capaz de reconhecer imagens em condições extremas de iluminação, com uma faixa dinâmica típica de seis ordens de grandeza [16].

### 1.1.4 Aplicações científicas/biomédicas

Há um interesse crescente no desenvolvimento de biosensores de baixo custo, baixo consumo de energia e com alto nível de integração para caracterizar células individualmente, em aplicações como análise de células, desenvolvimento de fármacos, monitoramento ambiental e uso médico. Um sistema deste tipo recebe a denominação *Biolab on a Chip* [17]. Utilizando técnicas bioquímicas bem estabelecidas para induzir o estímulo das células, é possível, em conjunto com o sensor APS, identificar estruturas de interesse em um determinado estudo biológico, utilizando o conceito de *imageador de contato* (*contact imager*). Em tais arranjos, uma determinada cultura de células é posicionada, em um

recipiente adequado, sobre o imageador, como mostra a figura 1.2. Estes sistemas oferecem a vantagem do custo e complexidade reduzidos, se comparado aos métodos convencionais de laboratório [18].

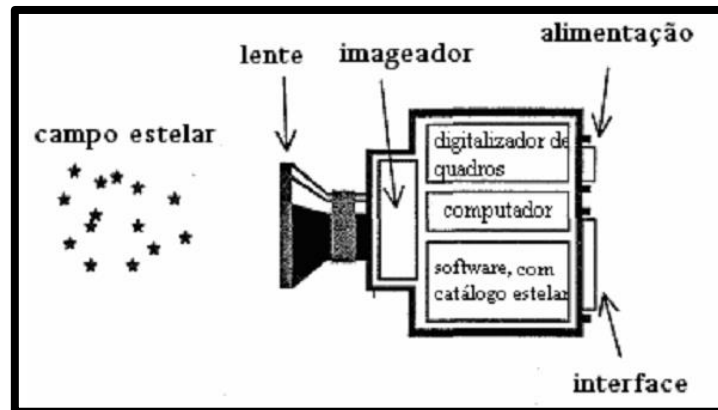
Um desafio nestes casos é reduzir os níveis de ruído, implementando sistemas com elevada sensibilidade [19]. A faixa dinâmica é um dos parâmetros de maior importância em sistemas de monitoramento médico, como na endoscopia, onde níveis superiores a 100 dB (juntamente com sensibilidade para distinguir níveis de iluminação da ordem de 1 lux) são usualmente requeridos [20]. Nesta área, o alto nível de integração possível com os sensores CMOS torna a tecnologia adequada para o desenvolvimento de cápsulas para endoscopia, com função de compressão de imagem e transmissão sem fio (*wireless*) implementadas *on-chip* [21].



**Figura 1.2 - Protótipo de uma imageador de contato. FONTE: [14].**

### **1.1.5 Aplicações Espaciais**

Tipicamente, a atitude de veículos espaciais é determinada por um rastreador estelar (*Star Tracker*). Tal sistema consiste em uma câmera conectada a um sistema computacional. Através da imagem capturada, as estrelas podem ser localizadas e identificadas, de acordo com uma base de dados previamente definida. A orientação do veículo pode assim ser determinada com base nestas observações [22]. Um rastreador estelar moderno é um equipamento autônomo, sendo capaz de determinar a atitude do veículo a partir do reconhecimento de um padrão de constelação no seu campo de visão (FOV – *Field of View*), como ilustra a Fig. 1.3.



**Figura 1.3 - Ilustração do funcionamento de um moderno rastreador estelar. FONTE: [22].**

A tecnologia APS vem se mostrando vantajosa em relação à CCD na implementação do imageador do rastreador estelar. Os motivos para o seu uso são:

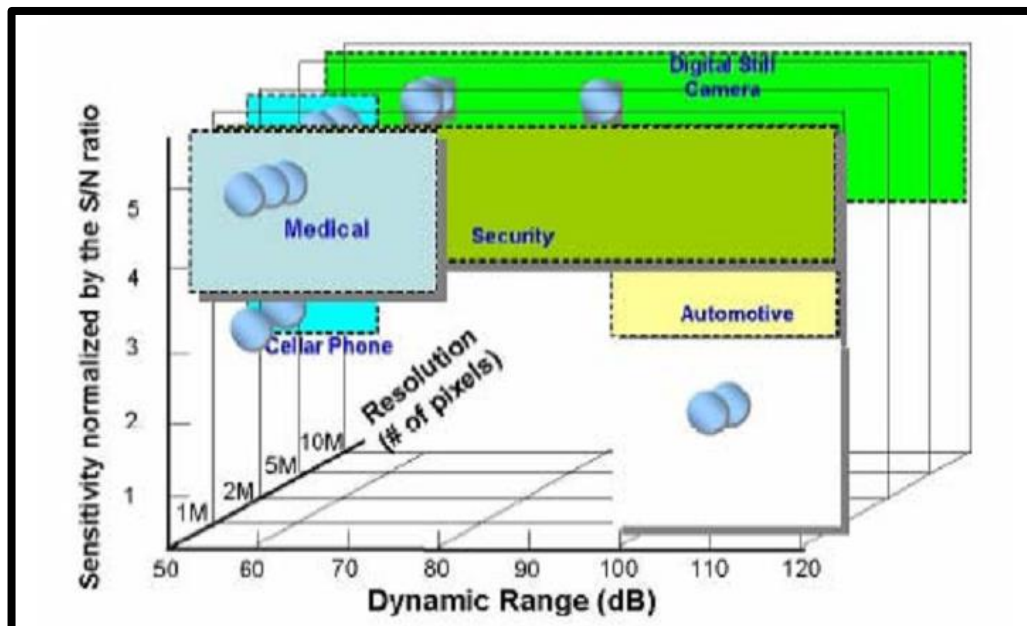
- O hardware simplificado. Devido à possibilidade de as funções de controle serem implementadas diretamente no chip APS e devido ao uso de um fonte única de alimentação, o uso de um imageador APS atende às necessidades das aplicações espaciais quanto à compactação, menor massa e menor consumo de energia [23]. Além disso, as operações para cálculo do centróide podem ser implementadas *on-chip* [24-25].
- Redução do ofuscamento: a maioria dos rastreadores CCD não funciona bem com objetos extremamente claros no seu campo de visão, ocorrendo um ofuscamento (*blooming*) da imagem. Tal problema é reduzido no imageador APS [26].
- Flexibilidade de leitura: durante a fase de rastreamento, o *Star Tracker* não necessita de analisar todo o campo de visão, mas apenas aqueles onde foram identificadas as estrelas [26]. Devido à possibilidade do APS efetuar a leitura de janelas de interesse específicas, tal característica pode resultar em um menor esforço computacional para tratamento dos dados fornecidos pelo sensor ou, por outro lado, significar uma maior velocidade de processamento desses dados.
- Resistência à radiação: os circuitos utilizados em foguetes orbitais e satélites estão expostos a radiações ionizantes que podem causar falhas operacionais ou mesmo danificar o seu funcionamento. Sensores CMOS, contudo, são mais tolerantes à radiação que os sensores CCD [27].

De acordo com [28], a exposição de circuitos CMOS à radiação produz efeitos diversos, como: (a) aumento da tensão de limiar dos transistores; (b) redução na mobilidade de portadores; (c) aumento de ruído; (d) aumento da corrente de fuga e criação de transistores parasitas. Técnicas especiais de layout dos transistores podem levar à implementação de

matrizes APS tolerantes à radiação, sem a necessidade de utilizar um processo de fabricação especial, o que vem sendo objeto de estudos por parte do Laboratório de Projeto de Circuitos – LPC da COPPE/UFRJ [28]. Desde 2004, através do Programa UNIESPAÇO da Agência Espacial Brasileira (AEB), o Laboratório tem pesquisado tecnologias APS resistentes à radiação para aplicação em sistemas de navegação e controle de atitude de satélites de órbita baixa (*Low Earth Orbit – LEO*). Trabalhos neste sentido são apresentados em [29-31].

## 1.2 Motivação e Objetivo do Trabalho

Em boa parte das aplicações citadas anteriormente, existe a necessidade de uma elevada faixa dinâmica do imageador. É de interesse, portanto, um projeto de imageador APS que mantenha uma grande relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-noise ratio*) que pode ser associada à sensibilidade do dispositivo, bem como baixo ruído de padrão fixo (FPN – *Fixed Pattern Noise*). Os requisitos do mercado de imageadores a semicondutor em relação ao número de pixels, sensibilidade e faixa dinâmica, discutidos em [30], são ilustrados na figura 1.4.



**Figura 1.4 - Requisitos do mercado em relação à faixa dinâmica, resolução e sensibilidade de imageadores a semicondutor. FONTE: [30].**

Propõe-se então a construção de um setup eletrônico capaz de ler e controlar uma matriz de pixels 8x8 APS 3T aplicando a técnica proposta em [32] para a redução do FPN e uma maior excursão da tensão de saída (*signal swing*) de 120dB.

A eletrônica de leitura implementada é interna ao chip, não podendo ser alterada, apenas o modo como é feita a leitura pode ser determinado de acordo com a programação da plataforma empregada (Arduino).

A lógica de geração dos sinais de acesso e leitura dos pixels é feita a partir de sinais digitais gerados através do microcontrolador Arduino e sinais DC de referência.

A tecnologia padrão CMOS foi empregada na fabricação do chip APS 3T, desenhada segundo a tecnologia de fabricação AMS standard 4-metal 2-poly CMOS 0.35 $\mu$ m .

## 2 Fundamentação Teórica

### 2.1 Imageadores a Semicondutor

Em comum, os imageadores a estado sólido possuem o princípio que rege a sua resposta à luz: o efeito fotoelétrico. Materiais semicondutores criam um par elétron-buraco mediante a incidência de um fóton. As propriedades do silício determinam, de uma maneira geral, respostas aos comprimentos de onda da luz semelhantes para as diferentes tecnologias. As grandes diferenças iniciam-se na maneira como as cargas fotogeradas serão lidas.

Este capítulo tem por objetivo descrever as principais características estudadas na realização deste projeto: *faixa dinâmica* (DR – Dynamic Range), *sensor de pixel ativo* (APS – *active pixel sensor*) e *ruído de padrão fixo* (FPN – Fixed Pattern Noise). Devido à natureza do estudo em questão, uma ênfase maior será dada aos dispositivos APS.

### 2.2 Parâmetros dos imageadores a semicondutor

#### 2.2.1 Faixa Dinâmica

Os níveis de iluminância a que estão sujeitos os sensores óticos podem variar de  $10^{-3}$  lux, no caso de visão noturna, até  $10^5$  lux para cenas iluminadas com forte luz solar, podendo até mesmo ir a níveis maiores no caso de exposição direta a uma fonte de luz [34]. A faixa dinâmica (DR – Dynamic Range) de um sensor ótico é definida como a razão entre o nível de iluminação que causa saturação do sensor e o nível mínimo detectável. O limite para este nível mínimo será o valor RMS do patamar de ruído lido pelo sensor, de modo que a faixa dinâmica, em decibéis, é formalmente expressa por:

$$DR = 20 \cdot \log \left( \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

Onde S é o nível de saturação e N é o valor RMS do patamar de ruído. O olho humano possui uma faixa dinâmica em torno de 90 dB, enquanto dispositivos APS típicos possuem faixas dinâmicas entre 65 e 75 dB [34]. A faixa dinâmica pode ser estendida de duas principais maneiras: reduzindo o nível de ruído (o que aumenta a percepção do dispositivo a imagens no escuro) ou expandindo o nível de saturação do sensor (o que aumenta a sua percepção mediante uma maior intensidade de iluminação).

O fator de preenchimento (FF – Fill Factor) é definido como a razão entre a área fotosensível do pixel e sua área total. Fazem parte da área não-fotosensível os elementos da

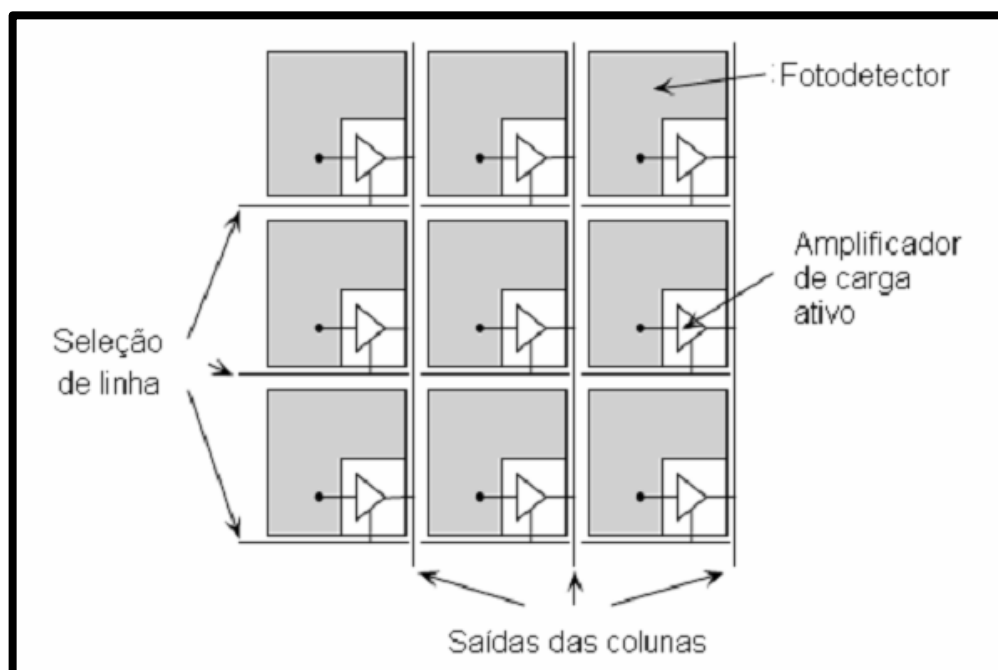
eletrônica de leitura responsáveis por transferir o sinal para os buffers ou circuitos de processamento analógico do sensor.

### 2.2.2 Fator de Preenchimento

O fator de preenchimento (FF – *Fill Factor*) é definido como a razão entre a área fotosensível do pixel e sua área total. Fazem parte da área não-fotosensível os elementos da eletrônica de leitura responsáveis por transferir o sinal para os *buffers* ou circuitos de processamento analógico do sensor.

## 2.3 Sensores APS

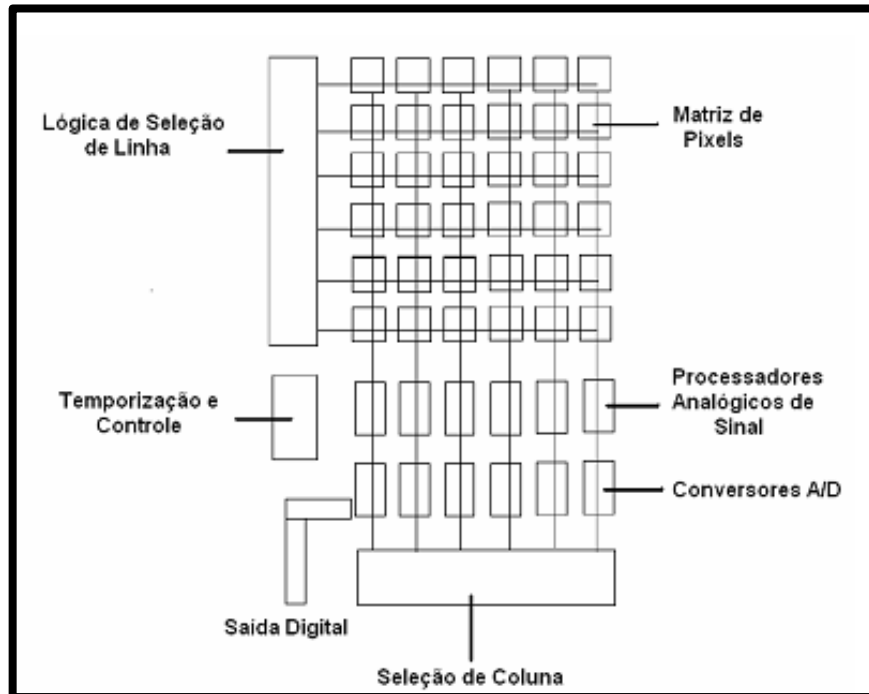
O pixel APS funciona com base no princípio da fotocorrente, apresentado em [35]. Possui um amplificador interno a cada pixel, que proporciona ganho de carga entre o fotodetector e um circuito de leitura e/ou processamento analógico de sinais situado ao final de cada coluna, como ilustra o diagrama da figura 2.1.



**Figura 2.1 - Princípio básico do sensor APS. FONTE: [33]**

Mais especificamente, o imageador APS será composto da matriz de pixels e das lógicas de seleção de linha e coluna, como ilustra a figura 2.2. A leitura das colunas pode ser sequencial ou paralela, dependendo da lógica implementada. O sinal do pixel selecionado é aplicado, na base das colunas, a um circuito de processamento analógico de sinal. Basicamente,

o processador analógico corresponde aos circuitos de amostragem e retenção (S/H – Sample and Hold) e de amostragem dupla correlacionada, destinados a reduzir o ruído estacionário, uma figura importante na análise de dispositivos APS.

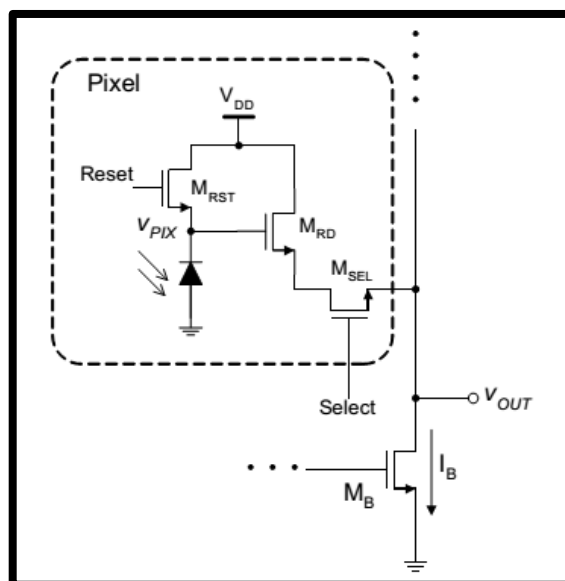


**Figura 2.2 – Diagrama da matriz APS. FONTE: [33]**

### 2.3.1 Estrutura do Pixel

A estrutura de um pixel APS convencional encontra-se na figura 2.3. O pixel é composto de um transistor de Reset (MRST), um transistor de leitura (MRD) e um transistor de seleção (MSEL). Devido à presença dos três transistores, tal configuração é denominada pixel 3T. Normalmente, o transistor de seleção (que opera como chave analógica) é utilizado para seleção de linha (Row Select), sendo o transistor de polarização (MB) comum a todos os pixels da coluna. MB copia uma corrente de polarização de referência, omitida na figura por simplicidade. Uma lógica com o sinal de Reset pode ser implementada de modo que o transistor de seleção seja um transistor de seleção de coluna (*Column Select*), sendo a linha selecionada pelo sinal de Reset, como em [31]. Neste caso, o transistor de polarização será comum a toda a matriz, ou a um grupo de colunas da matriz. Considerando que o transistor de seleção esteja ligado, tem-se então uma configuração típica de um circuito seguidor de fonte (SF – *Source Follower*), formado pelo transistor de leitura e o transistor de polarização, na base da coluna.





**Figura 2.3 - O pixel APS 3T convencional. FONTE: [33]**

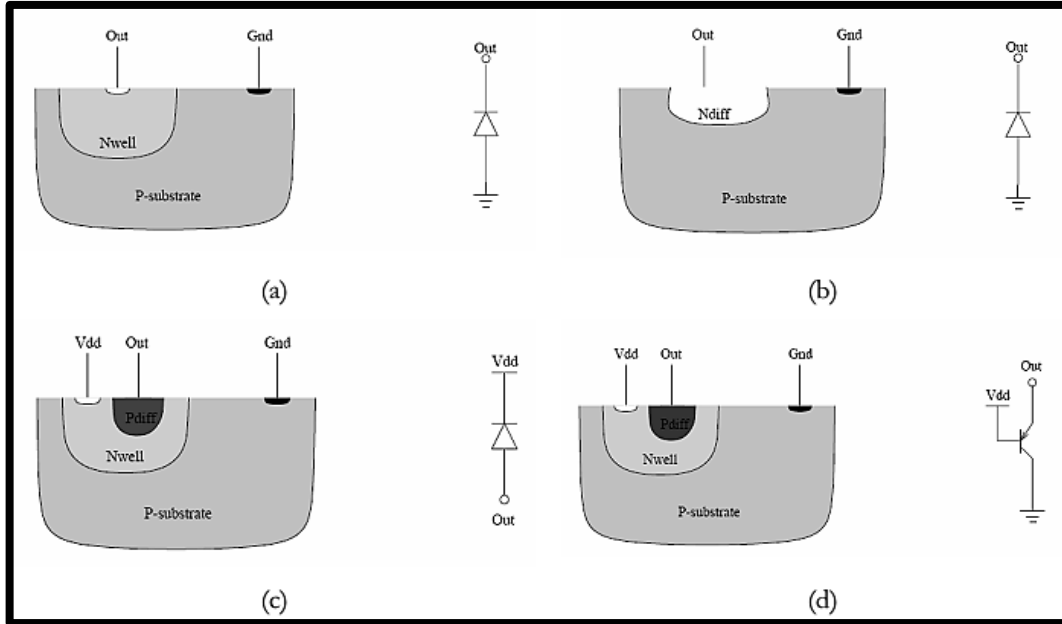
Uma junção p-n (representada pelo fotodiodo) é reversamente polarizada quando o transistor  $M_{RST}$  é ligado, correspondendo ao Reset do pixel. Quando aplicado o pulso de Reset, o valor da tensão  $V_{PIX}$  será de aproximadamente  $V_{DD} - V_{tn,RST}$ , onde  $V_{tn,RST}$  é a tensão de limiar ( $V_{tn}$ ) do transistor de Reset, sendo este dispositivo normalmente um MOSFET de canal N (NMOS).  $V_{tn,RST}$  será afetada pelo efeito de corpo, devido a  $M_{RST}$  não ter seu terminal de fonte aterrado. Para a tecnologia AMS (Austria Microsystems) 0.35 [36], o valor de  $V_{PIX}$  no Reset situa-se em torno de 2,5 V.

Usando-se MOSFETs de canal P (PMOS), seria possível estabelecer uma tensão de Reset igual a  $V_{DD}$ . Contudo, devido a  $M_{RST}$  se encontrar dentro do pixel, há a preocupação em se minimizar a sua área, fato que leva à escolha de um NMOS, visto que um PMOS exigiria a criação de um poço N, NWELL (para tecnologias de poço N, como a citada). Para a tecnologia AMS 0.35, as distâncias mínimas da camada de difusão do dispositivo PMOS às bordas do poço tomariam uma área relativamente grande do pixel para o transistor [37].

### 2.3.2 O elemento fotosensor

Em um processo CMOS padrão, diferentes junções p-n podem ser usadas como elementos fotosensores. A resposta das diferentes junções varia com os comprimentos de onda incidentes [38]. A figura 2.4 ilustra quatro dos mais comuns fotodetectores usados em tecnologias CMOS: (a) fotodiodo poço-substrato; (b) fotodiodo difusão-substrato; (c) fotodiodo poço-difusão; (d) fototransistor bipolar vertical. Uma descrição mais detalhada destas e de outras estruturas pode ser encontrada em [39].

O diodo poço-substrato (a) possui a melhor resposta espectral à luz visível, se comparado a outras estruturas de fotodiodos, devido à largura e profundidade de sua região de depleção [39]. Possui ainda a menor capacitância, o que permite a construção de fotodiodos com elevada sensibilidade. Foi o fotodiodo escolhido para o projeto de uma matriz APS desenvolvida no LPC [31]. Sua desvantagem é a sensibilidade ao ruído de substrato.



**Figura 2.4 - Tipos mais usuais de fotodetectores : (a) fotodiodo poço-substrato; (b) fotodiodo difusão-substrato; (c) fotodiodo poço-difusão; (d) fototransistor bipolar vertical. FONTE: [42].**

### 2.3.3 Integração da Fotocorrente

Após a retirada do sinal de Reset, a capacitância da junção p-n, inicialmente carregada com a tensão  $V_{DD} - V_{tn}$ , passa a se descarregar, devido à fotocorrente  $I_{ph}$ , conforme o circuito equivalente da figura 2.5, sendo  $I_{ph}$  dada pela expressão

$$I_{ph} = \frac{q \cdot \eta \cdot A_D \cdot L_{io} \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (2.2)$$

Onde  $\lambda$  é o comprimento de onda,  $L_{io}$  é a intensidade da luz incidente ( $W/m^2$ ),  $\eta$  é a eficiência quântica do fotodiodo,  $q$  é a carga do elétron ( $1,602 \times 10^{-19} C$ ),  $h$  é a constante de Planck ( $6,62 \times 10^{-34} Js$ ),  $A_D$  é a área fotossensível do pixel e  $c$  é a velocidade da luz no espaço ( $3 \times 10^8 m/s$ ). A equação mostra uma relação linear entre a fotocorrente e a intensidade da luz incidente, para um dado comprimento de onda [39].

Considerando  $t = 0$  o instante de tempo imediatamente após a retirada do sinal de Reset, tem-se a expressão para  $V_{PIX}$  em função do tempo, dada por

$$V_{PIX}(t) = V_{PIX}(0) - \frac{1}{C_{PIX}} \int_0^t I_{ph} d\lambda \quad (2.3)$$

Onde  $C_{PIX}$  é uma capacitância que corresponde, aproximadamente, à soma da capacitância do fotodiodo ( $C_{PD}$ ) com a capacitância de *gate* do transistor de leitura e a capacitância de fonte do transistor de Reset.

O valor da tensão após a retirada do pulso de Reset,  $V_{PIX}(0)$ , é um valor inferior a  $V_{DD} - V_{tn}$ , devido à injeção de cargas. Imediatamente após a retirada do sinal de Reset, parte dos portadores (elétrons) armazenados no canal de  $M_{RST}$  flui em direção ao catodo do fotodiodo, que se encontra carregado positivamente. Isto resulta na redução da carga total em  $C_{PD}$ , refletindo-se na redução da tensão no instante  $t = 0$ .

Na completa ausência de iluminação, a capacitância do pixel é descarregada lentamente por uma corrente de fuga, denominada corrente no escuro (*dark current*), modelada pela fonte de corrente  $I_{dark}$  na figura 2.5. A corrente no escuro é um parâmetro de importância na determinação da faixa dinâmica do circuito.

A forma de onda de  $V_{PIX}$  é, desse modo, uma rampa decrescente, como ilustra a figura 2.6 para dois valores diferentes de  $I_{ph}$  ( $I_{ph2} > I_{ph1}$ ). Para um instante  $T_{int}$  específico, tem-se, de (2.3) o valor de  $V_{PIX}$ , dado por

$$V_{PIX}(T_{int}) = V_{PIX}(0) - \frac{1}{C_{PIX}} \int_0^{T_i} I_{ph} dt \quad (2.4)$$

$$q(T_{int}) = \int_0^{T_i} I_{ph} dt \quad (2.5)$$

Onde  $q(T_{int})$  é a carga total integrada pelo fotodiodo no período  $T_{int}$ , denominado, desta forma, *período de integração* ou *tempo de integração*. O valor de  $V_{PIX}$  em  $T_{int}$  será igual a seu valor após Reset menos uma tensão proporcional à carga integrada neste período. Esta, por sua vez, é proporcional à fotocorrente e à intensidade luminosa, o que leva o pixel APS tipo fotodiodo a ser denominado *APS linear* (ou *APS integrador*, devido à característica de integração da fotocorrente).

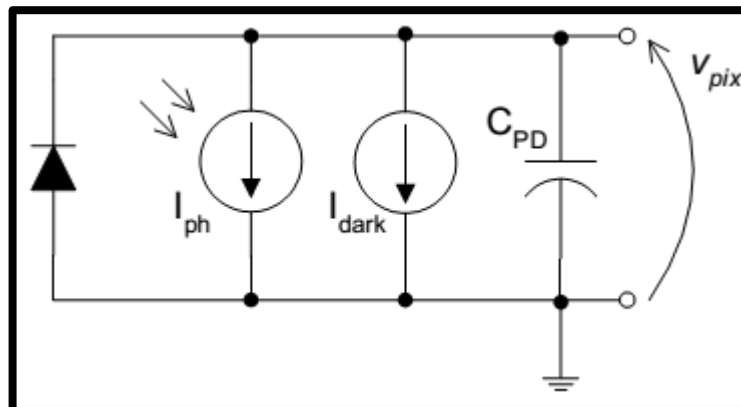
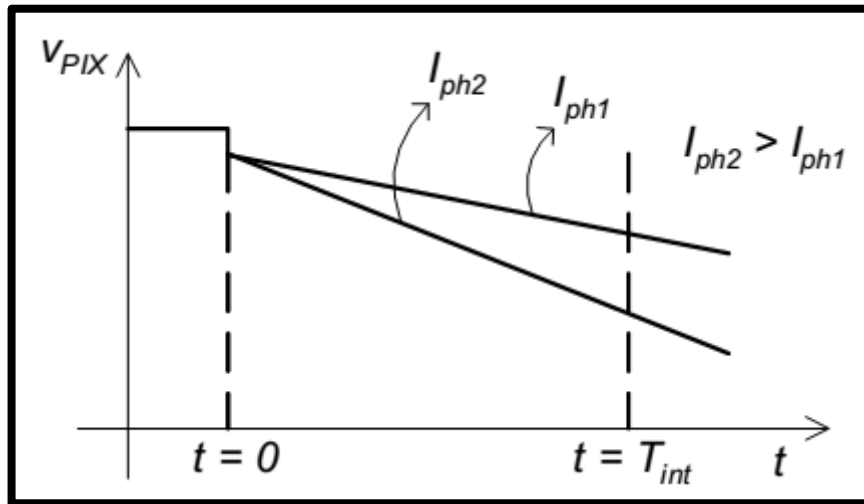


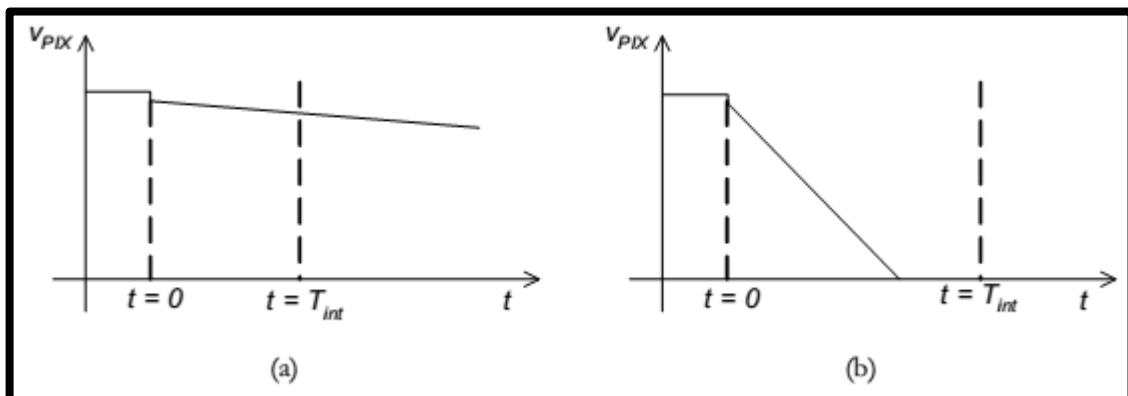
Figura 2.5 - Circuito equivalente do fotodiodo. FONTE: [33]



**Figura 2.6 - Formas de onda de  $V_{PIX}$  para diferentes valores de  $I_{ph}$ . FONTE: [33]**

Na realidade, as formas de onda de  $V_{PIX}$  durante o período de integração não são exatamente segmentos de retas, devido à característica *não-linear* de  $C_{PD}$ . A capacitância do fotodiodo é dependente da tensão  $V_{PIX}$ , sendo a aproximação linear válida para um entendimento inicial do funcionamento do pixel, tomando-se um valor médio para  $C_{PD}$ .

A inclinação das curvas da figura 2.6 será influenciada por  $C_{PD}$  (desprezando a capacitância de gate de  $M_{SF}$  e a capacitância de fonte de  $M_B$ ). Quanto menor o valor de  $C_{PD}$ , maior será a inclinação das curvas e, com isso, maior a sensibilidade do pixel, podendo ser utilizado um menor valor para  $T_{int}$  (o que implica em uma maior velocidade de transferência de dados). Devido à característica integradora do pixel, um valor pequeno para  $T_{int}$  pode levar a uma menor sensibilidade do pixel, especialmente para baixos níveis de iluminação, como ilustra a figura 2.7a. Um valor maior para  $T_{int}$ , por outro lado, pode levar o capacitor a se descarregar totalmente, especialmente para elevados níveis de iluminação, o que caracteriza a *saturação* do pixel (figura 2.7b).



**Figura 2.7 - Formas de onda de  $V_{PIX}$  para diferentes valores de  $I_{ph}$ . (a) Baixa iluminação (baixa sensibilidade); (b) Altos níveis de iluminação (saturação). FONTE: [33]**

É comum na literatura representar a carga integrada pelo sensor (geralmente expressa em elétrons), ao invés da tensão no pixel [40]. A figura 2.8 mostra a carga integrada para um dado tempo de integração  $T_{int}$ , para duas fotocorrentes  $I_{ph1}$  e  $I_{ph2}$ . Para  $I_{ph2}$ , houve a integração da carga máxima  $Q_{máx}$  antes do instante  $T_{int}$ , o que caracteriza a saturação do sensor. Esta carga máxima está relacionada à capacidade total do pixel (referida como *full well capacity*).

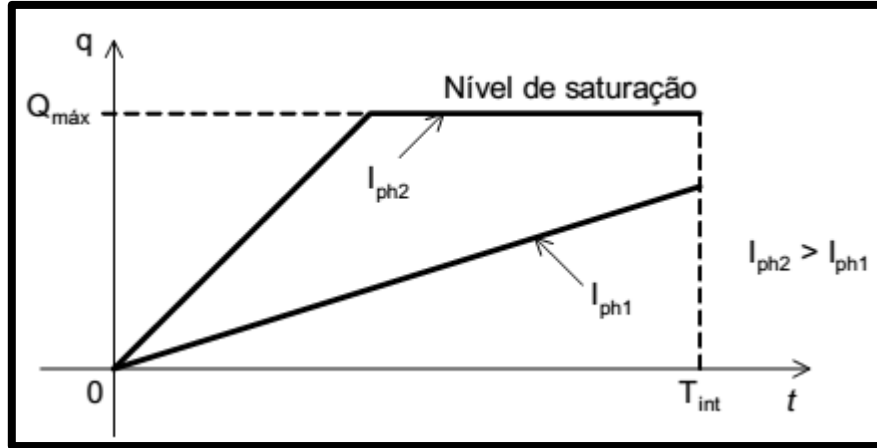


Figura 2.8 - Representação da carga integrada. FONTE: [33]

### 2.3.4 Leitura do Pixel

Um dado pixel da matriz APS será lido mediante uma lógica dos sinais de Reset e de seleção, como ilustra a figura 2.9. Após a retirada do sinal de Reset, o sinal de seleção do pixel (*Select*) é ativado, conectando o pixel de interesse ao barramento de coluna. A leitura do pixel se dá após o período de integração  $T_{int}$ . Todavia,  $V_{PIX}$  não está acessível diretamente, devido à presença do transistor de leitura. Deste modo, será  $V_{OUT}$  o sinal a ser lido em  $T_{int}$ .

A expressão para  $V_{OUT}$  em função de  $V_{PIX}$  é dada por:

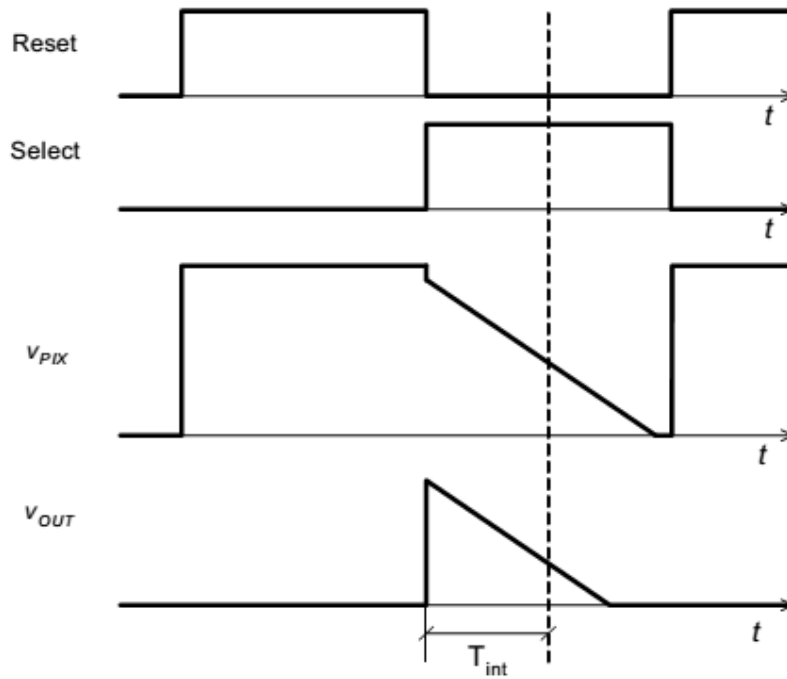
$$V_{OUT} = V_{PIX} - V_{tn,RD} - V_{sat,RD} \quad (2.6)$$

Onde  $V_{sat,RD}$  e  $V_{tn,RD}$  são, respectivamente, as tensões de saturação e de limiar de  $M_{RD}$ . Tal como ocorre com  $M_{RST}$ ,  $M_{RD}$  não tem seu terminal de fonte aterrado, sendo  $V_{tn,RD}$  afetada pelo efeito de corpo. Para um NMOS qualquer [41], a expressão da tensão de limiar levando em consideração o efeito de corpo é

$$V_{tn} = V_{tn0} + \gamma \left( \sqrt{2\Phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_f} \right) \quad (2.7)$$

Sendo  $\gamma$  é o parâmetro de efeito de corpo,  $V_{SB}$  a tensão fonte-corpo,  $\Phi_f$  o potencial de Fermi ( $2\Phi_f \cong 0,7$  V) e  $V_{tn0}$  é a tensão de limiar para  $V_{SB}=0$  ( $\sim 0,5$  V, para a tecnologia AMS 0.35 [36]). No circuito da figura 2.3, sendo a tensão fonte-corpo de  $M_{SF}$  igual a  $V_{OUT}$ , tem-se, para  $V_{tn,RD}$ :

$$V_{tn,RD} = V_{tn0} + \gamma \left( \sqrt{2\phi_f + V_{OUT}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (2.8)$$



**Figura 2.9 - Sinais do pixel. FONTE: [33].**

De acordo com (2. 6) e (2. 8), tem-se maiores valores de  $V_{tn,RD}$  para maiores de  $V_{PIX}$ . A excursão máxima da tensão de saída,  $\Delta V_{OUT}$ , será, portanto, dada por

$$\Delta V_{OUT} = (V_{DD} - V_{tn,RST} - V_{tn,RD} - V_{sat,RD}) - V_{ov,B} \quad (2.9)$$

Onde  $V_{ov,B}$  é a tensão de *overdrive* do transistor de polarização. Entende-se por tensão de *overdrive* a mínima tensão dreno-fonte ( $V_{DS}$ ) que pode ser alcançada em um dado transistor para que este não entre em região de operação linear. Teoricamente, tanto  $V_{sat}$  como  $V_{ov}$  são obtidas, para um transistor NMOS, a partir da expressão

$$V_{sat} = V_{ov} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_B}{k'_n \cdot (W/L)}} \quad (2.10)$$

Para dispositivos com pequenas geometrias (havendo, portanto, os efeitos de canal curto e canal estreito, como nos transistores empregados),  $V_{ov}$  é normalmente menor que  $V_{sat}$ . Tipicamente, o circuito é projetado para que  $V_{sat}$  e  $V_{ov}$  sejam mantidas em torno de uma a duas centenas de milivolts.  $V_{tn,RST}$  e  $V_{tn,RD}$  correspondem às tensões de limiar de  $M_{RST}$  e  $M_{RD}$  no instante de Reset.

## 2.4 Considerações sobre ruído em sensores APS

O entendimento e uma adequada modelagem sobre as diferentes fontes de ruído em imageadores APS são fatores importantes para o desenvolvimento da tecnologia.

Algumas dessas fontes apresentam uma contribuição maior para a degradação da imagem em sensores APS.

Os componentes de ruído em cada etapa de uma matriz APS, como a ilustrada na figura 2.2, podem ser discriminados no diagrama da figura 2.10 [42].

Nos dispositivos APS, o amplificador de pixel (seguidor de fonte) e o circuito comum a toda a coluna (polarização dos seguidores de fonte) são estágios que também recebem contribuições das fontes de ruído.

O ruído em sensores de imagem pode ser dividido em dois grupos:

- Ruído randômico;
- Ruído estacionário, ou de padrão fixo.

A meta de minimizar o ruído em cada etapa do sensor APS é necessária não apenas para se obter uma imagem de boa qualidade, mas para maximizar também a faixa dinâmica do sensor, o que é um dos objetivos deste trabalho. O mínimo sinal detectável terá que ser maior que o patamar de ruído do imageador, conforme relaciona a figura 2.11. Assim, reduzir o ruído implica em aumentar a sensibilidade do sensor para baixos níveis de iluminação. Mantendo-se o mesmo nível que causaria a saturação, tem-se o aumento da faixa dinâmica do dispositivo.

O ruído de quantização, última contribuição na cadeia de captura da imagem (não sendo obrigatoriamente implementado *on-chip*) é intrínseco a qualquer processo de conversão analógica-digital. As fontes de ruído randômico podem ser consideradas as fontes de ruído “reais”, por serem randômicas no tempo e modeladas por distribuições estatísticas [43-45]. Já o ruído de padrão fixo se refere a artefatos variáveis de um pixel para outro (ou de uma coluna para outra), mas invariantes no tempo, que podem ser notados pelo observador da imagem. Uma breve descrição destas fontes de ruído é apresentada a seguir.

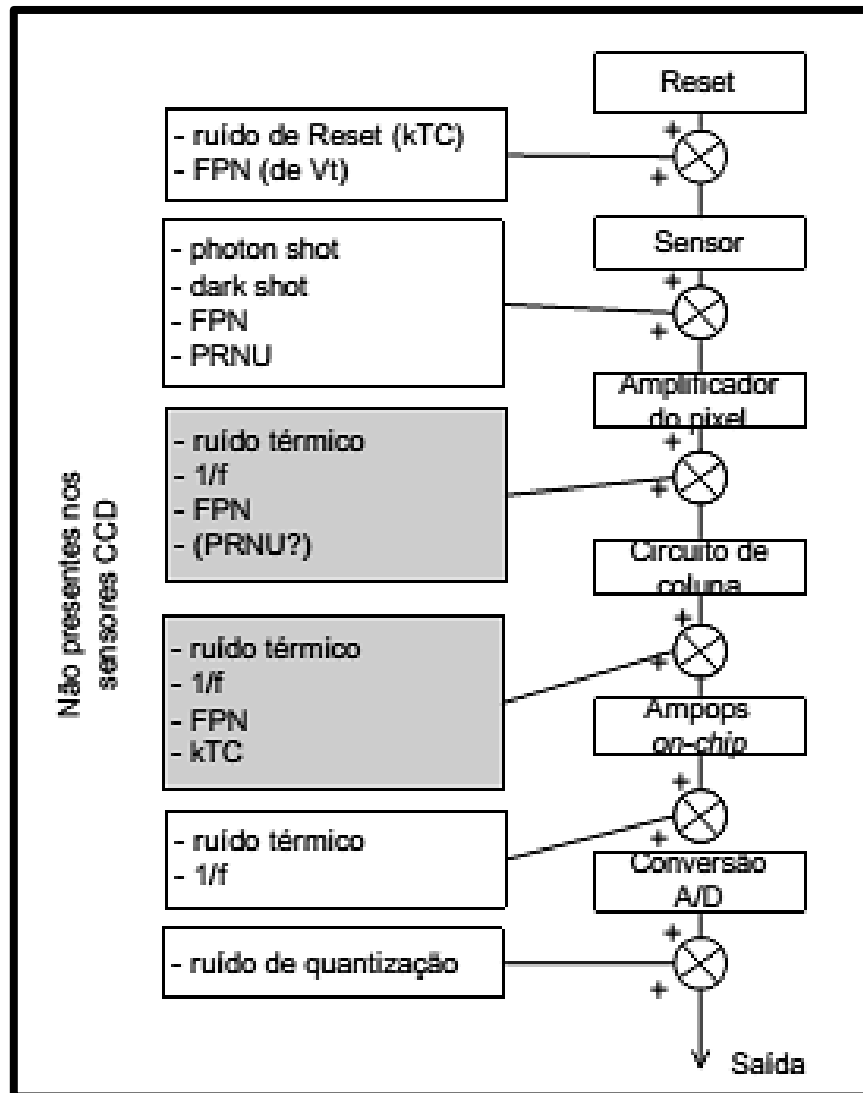


Figura 2.10 - Componentes de ruído em uma matriz APS. FONTE: (adaptado de [42]).

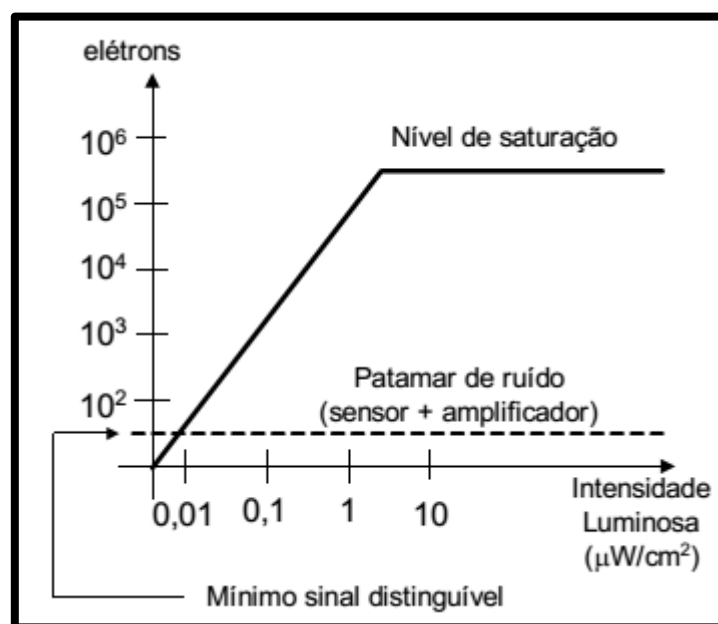


Figura 2.11 - Relação entre o nível de ruído e a faixa dinâmica. FONTE: (adaptado de [42]).

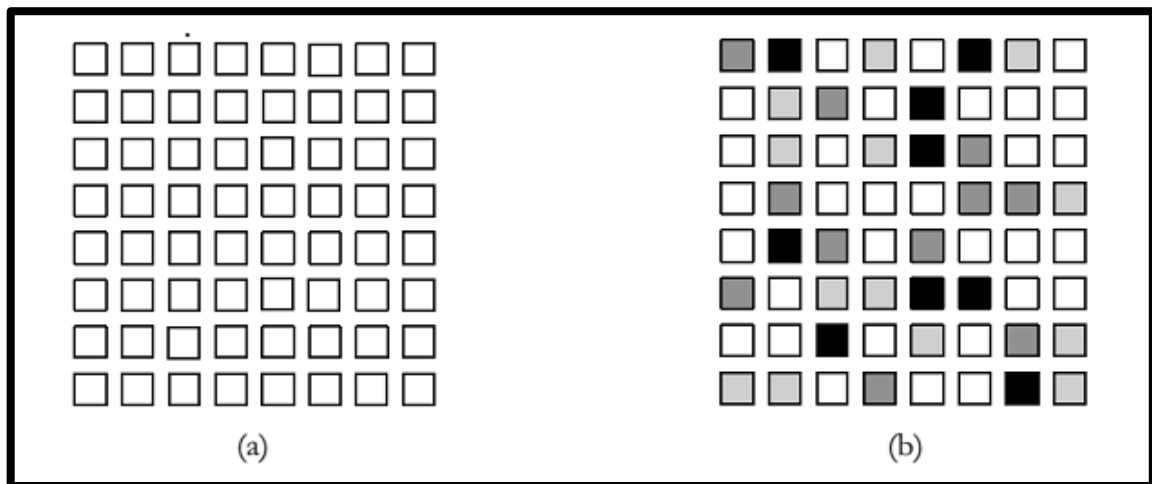


### 2.4.1 Ruído de padrão fixo (FPN – *Fixed Pattern Noise*)

Um sensor de imagem ideal deve produzir o mesmo sinal de saída para cada pixel, se a matriz for submetida a uma iluminação uniforme, como ilustra a figura 2.12a. No entanto, variações no formato dos detectores, alterações na dopagem do semiconductor e de outros parâmetros de processo, e de características dos transistores (como largura, comprimento, ganho de transcondutância e tensão de limiar), podem levar a uma variação da resposta de um pixel para outro, conforme ilustrado na figura 2.12b. Estes artefatos podem ser denominados como *ruído de padrão fixo* (em inglês, *Fixed Pattern Noise* – FPN), sendo invariantes no tempo.

Na literatura, a sigla FPN é usada para especificar a componente do ruído estacionário presente no caso de total ausência de iluminação, estando, portanto, relacionado à corrente no escuro. Os artefatos invariantes no tempo que dependem da iluminação são classificados como outro tipo de ruído estacionário, denominado PRNU (*Photo Response Non-Uniformity*) [42]. A PRNU depende também da espessura da camada de passivação (*overlayer*), da intensidade da luz incidente e do seu comprimento de onda, sendo, portanto, dependente do espectro.

Em várias referências, no entanto, considera-se que o FPN é o ruído total de natureza invariante no tempo, e pode ser decomposto em duas partes: a PRNU e uma contribuição no caso de ausência de iluminação, denominada *dark-FPN* ou DSNU (*DarkSignal Non-Uniformity*) [39]. Ambas as interpretações foram adotadas neste trabalho.



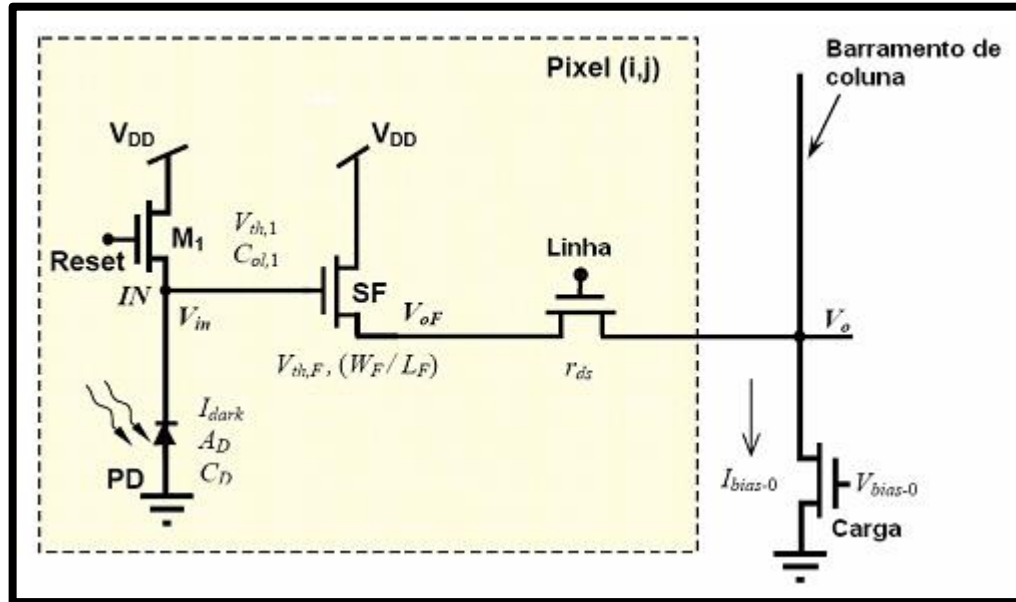
**Figura 2.12 - Ilustração da resposta da matriz para um nível uniforme de iluminação. (a) Ideal; (b) Resposta devida ao ruído estacionário. FONTE: [33]**

Devido às imperfeições do processo de litografia, o FPN será causado, nos imageadores CMOS, pelos seguintes fatores:

- Geometria do fotodiodo (por exemplo, a área AD);
- Variações da corrente no escuro,  $I_{dark}$ ;
- Variações nos parâmetros do transistor ( $V_{tn}$ ,  $W$ ,  $L$ ,  $C_{ox}$ );

- Variações na resistência “On” do transistor de seleção ( $r_{ds}$ ), desprezada na maioria das análises.
- Variações na corrente de polarização ( $I_{bias}$ ), sendo este fator o causador de variações de uma coluna para outra).

A figura 2.13 mostra as possíveis fontes de FPN em um circuito APS.



**Figura 2.13 - Possíveis fontes de FPN em um circuito APS. FONTE: [39]**

O FPN é tido como a principal causa de degradação da imagem nos sensores APS. Devido à sua característica de ser invariante no tempo, técnicas usadas para remoção do ruído temporal, como a média entre diferentes quadros sucessivos (*frame averaging*) não são eficientes para a remoção do ruído estacionário [42].

Em um imageador APS linear, o efeito do FPN será um *Offset* na curva de  $V_{OUT}$ , como mostra a simulação da figura 2.14, para uma variação na razão de aspecto de  $M_{RD}$  (ver figura 2.3). Se  $V_{OUT}$  for amostrado imediatamente após a retirada do pulso de Reset, além da amostragem após o período de integração, a diferença entre os dois valores de tensão se manterá constante, e corresponderá à carga integrada a partir da fotocorrente  $I_{ph}$ . Esta estratégia de processamento analógico é denominada *amostragem dupla correlacionada* (CDS – *Correlated Double Sampling*) [46]. O circuito CDS é mostrado na figura 2.15, onde SHR e SHS são os sinais lógicos que comandam dois circuitos de amostragem e retenção (S/H – *Sample and Hold*) que amostram  $V_{OUT}$  após o Reset e após o período de integração, respectivamente. Tem-se, então, os sinais  $V_{RST}$  e  $V_{SIG}$  que, subtraídos (analógica ou digitalmente), representam o sinal do pixel corrigido do FPN. As chaves analógicas comandadas por Col\_Sel serão utilizadas no caso de multiplexação analógica.

A amostragem dupla correlacionada não elimina as não-uniformidades entre colunas (causadas, por exemplo, por variações nos transistores de polarização). Uma técnica denominada *Delta Difference Sampling* (DDS) pode ser empregada para reduzir o FPN entre colunas, como pode ser verificado em [47].

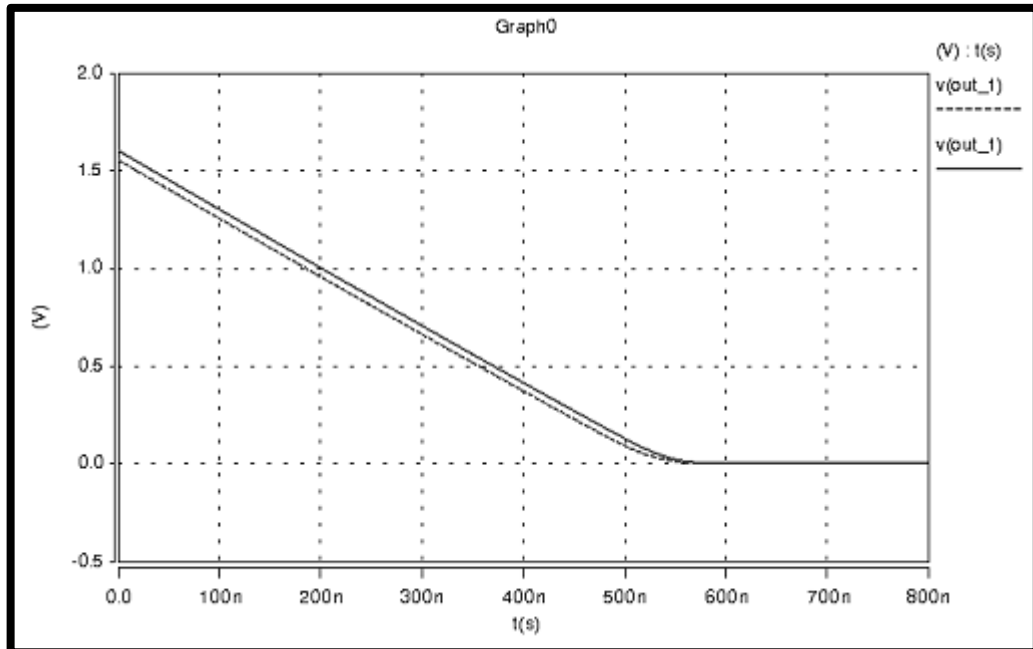


Figura 2.14 - Simulação das variações em VOUT devido ao FPN. FONTE: [33]

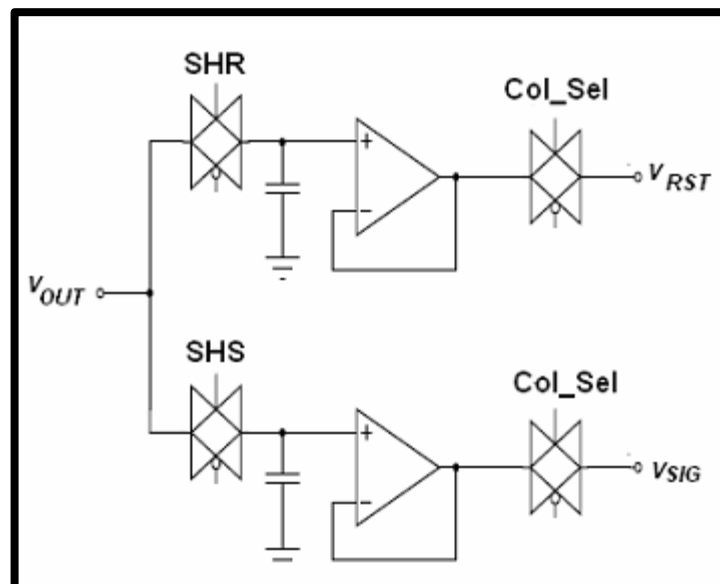


Figura 2.15 - Circuito de amostragem dupla correlacionada (CDS). FONTE: [33]

## 2.5 Imageadores APS com faixa dinâmica estendida

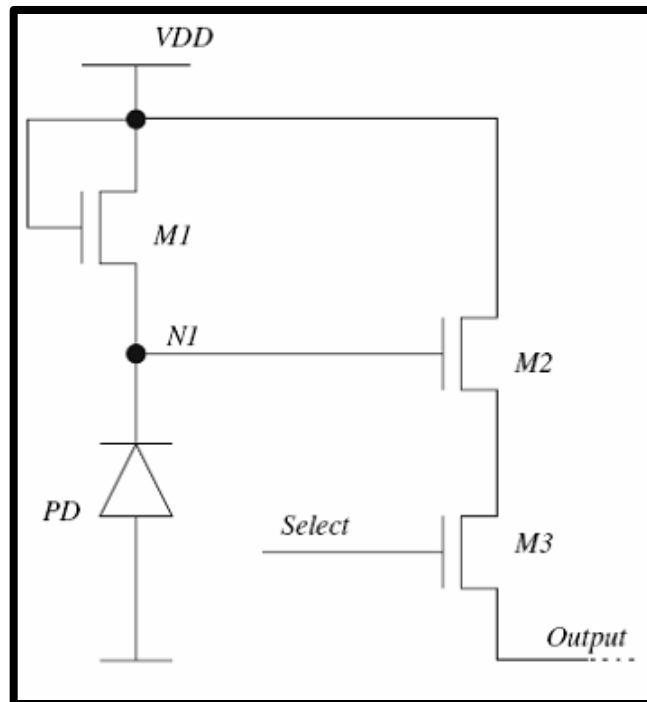
A faixa dinâmica é uma figura de mérito de importância no estudo de imageadores a semicondutor, e muitas soluções têm sido propostas no intuito de melhorar tal parâmetro. As mais importantes em relação ao trabalho desenvolvido serão tratadas neste texto. Alguns imageadores com elevada faixa dinâmica possuem um princípio de operação diferente do pixel integrador, e serão abordados mais sucintamente. Dentre estes, estão as diferentes implementações de pixels logarítmicos.

As técnicas para aumentar a faixa dinâmica do pixel em dispositivos APS lineares são divididas, neste trabalho, em duas categorias: (a) alteração na estrutura do pixel e do circuito de leitura; (b) alteração no modo de leitura. Pode-se ainda, em alguns casos, ter uma combinação destas duas categorias. Ressalta-se que, para uma implementação integrada, uma alteração no modo de leitura do sensor implicará em alguma alteração no circuito de leitura, endereçamento e/ou aquisição, e não apenas no processamento do sinal em si.

### 2.5.1 Pixel Logarítmico

O pixel logarítmico, mostrado na figura 2.16, é um pixel APS *não-integrador*, visto que a tensão  $V_{PIX}$  será relacionada à fotocorrente  $I_{ph}$  de forma logarítmica. Ou seja, uma variação linear na tensão de pixel corresponderá ao logaritmo da variação de iluminação. Isto faz com que o pixel logarítmico tenha uma faixa dinâmica que cobre mais de seis ordens de grandeza de intensidade da luz incidente [48].

O pixel logarítmico típico também é composto por 3 transistores. No lugar do transistor de Reset encontra-se um transistor na configuração diodo, ou seja, com terminais de dreno e *gate* conectados (por sua vez, ligados a  $V_{DD}$ ), operando em modo contínuo. Devido ao valor baixo da fotocorrente, este transistor opera na região de sublimiar [39], sendo, nesta condição, a tensão de pixel é igual ao logaritmo da fotocorrente.



**Figura 2.16 - O pixel logarítmico. FONTE: [48]**

Devido à operação contínua do transistor, a matriz de pixels logarítmicos permite o acesso randômico no espaço e no tempo (acesso a qualquer pixel e a qualquer instante), sendo esse imageador referido como *true random* (em contraste com o APS linear, que é randômico no espaço mas não no tempo, devido ao período de integração).

Entretanto, o pixel logarítmico possui desvantagens [49] como: (a) alto FPN e dificuldade para sua compensação; (b) tensão de saída dependente da temperatura; (c) variação muito pequena da tensão de saída, especialmente para pequenos níveis de iluminação; (d) baixa relação sinal-ruído.

Tais desvantagens levam os pixels logarítmicos a não serem tão comumente utilizados, embora sejam tema de diversos estudos, inclusive com a implementação de matrizes com característica linear-logarítmica. Nestas, o sensor se comporta como um APS linear para baixos níveis de iluminação, e logarítmico para elevados níveis ([50], [51]). O esquemático do pixel de [51] é mostrado na figura 2.17. A figura 2.18 compara duas imagens, sendo uma delas obtida com um pixel linear (a), em contraste com a imagem obtida com o pixel linear-logarítmico (b). A imagem da figura 2.18b permite uma melhor distinção de elementos para a região mais iluminada (canto superior direito), se comparada à imagem da figura 2.18a, onde ocorreu saturação do sensor para essa região.

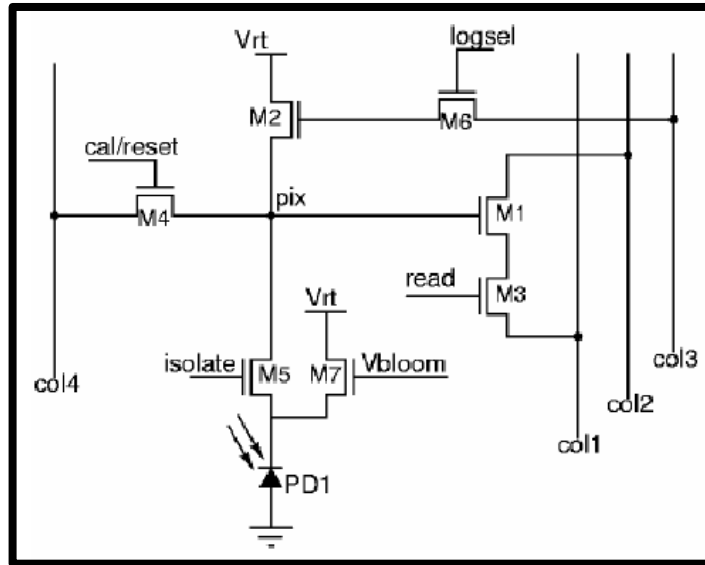


Figura 2.17 - Esquemático de um pixel linear-logarítmico. FONTE: [51].

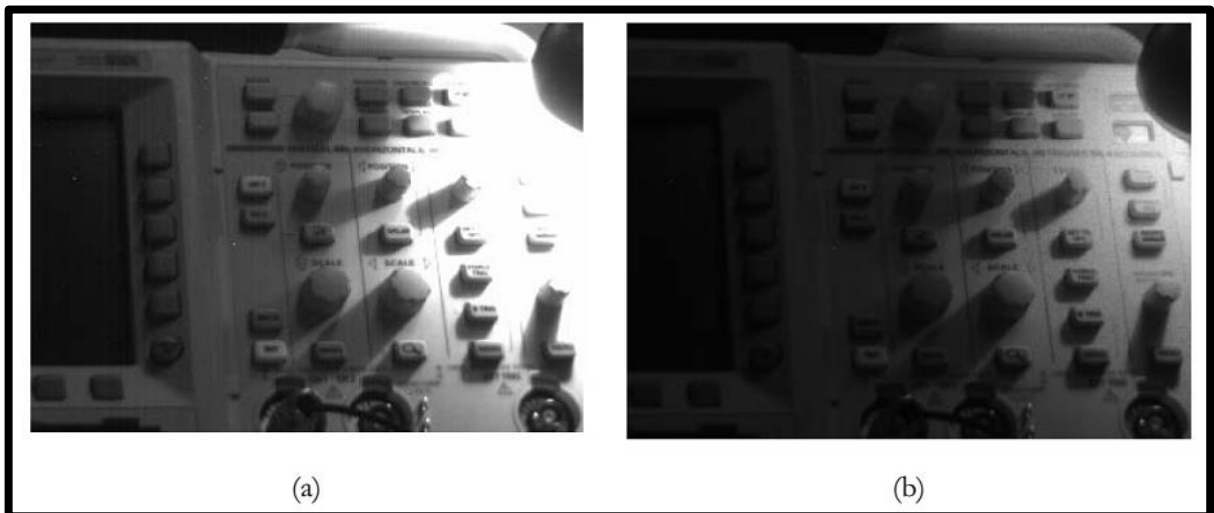
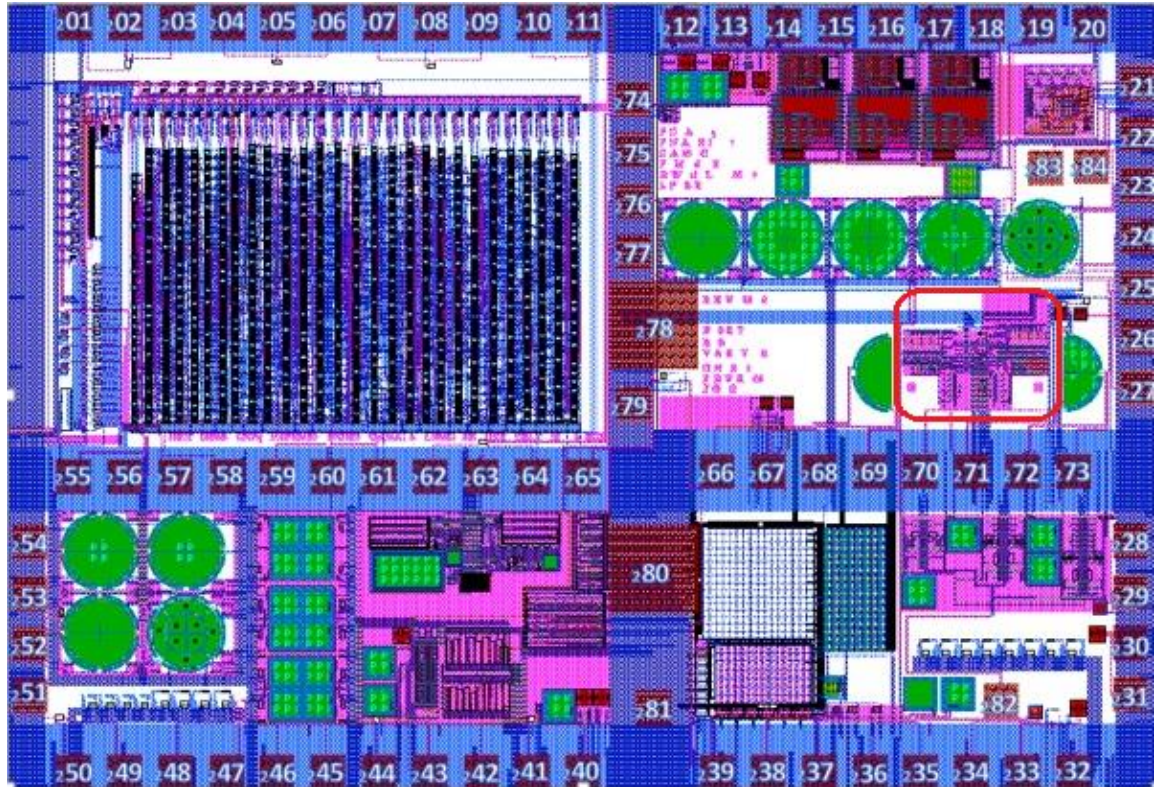


Figura 2.18 - Comparação entre as respostas de dois sensores APS. FONTE: [51].

## 2.6 A plataforma utilizada

### 2.6.1 O Chip

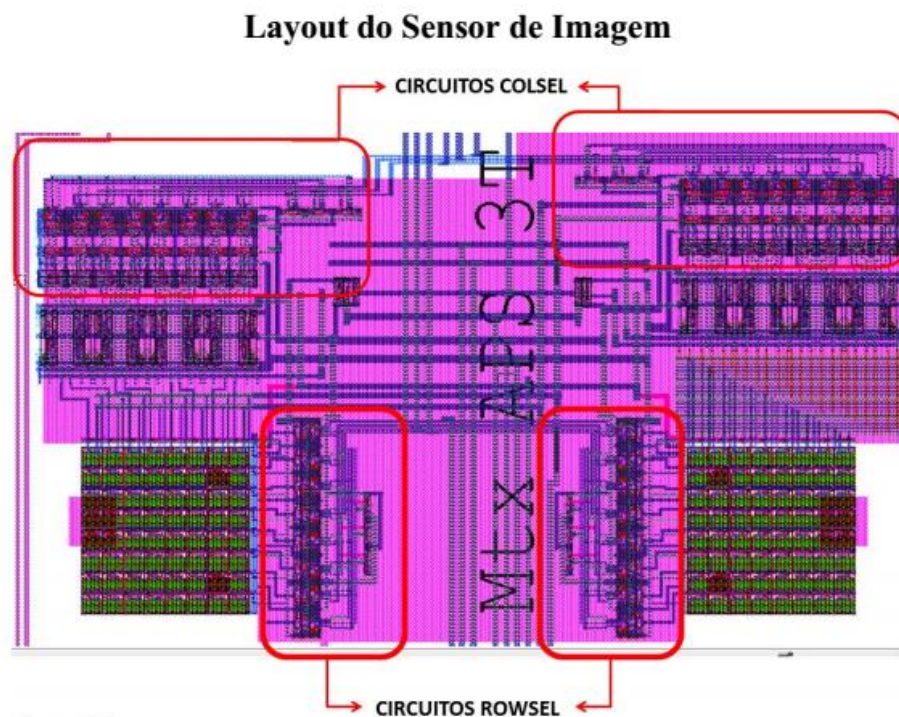


**Figura 2.19 - Layout do circuito implementado pela AMS Cmos 0,35 $\mu$ m (APS3T em destaque).  
Fonte [52]**

Na figura 2.19 acima é mostrado o layout do CHIP utilizado no projeto, circuito implementado pelo OPTIMA LAB da UFMG na AMS. A parte em destaque (em vermelho) é a região do chip que contém a parte de interesse para o projeto, pois o chip contém vários outros circuitos.

Esta região do chip expõe, através de uma lente, a parte fotossensível do circuito (sensores APS3T). Estão incluídos, também, a matriz de pixels e os circuitos de controle e endereçamento do sensor. As posições numeradas com 2xx são os PADs internos para que não sejam confundidos com os PADs de saída (socket).

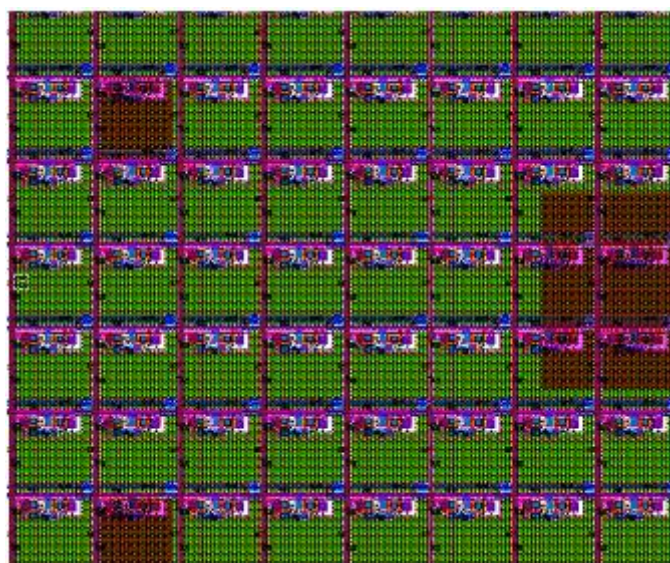




**Figura 2.20 - Layout do sensor: seus circuitos de controle, endereçamento e suas matrizes de pixels. Fonte [52]**

A figura 2.20 nos mostra a região de interesse amplificada. A parte coberta por uma camada de cor rosa clara, indica a região que não pode receber luz, ou seja, os circuitos de controle e endereçamento (ROWSEL e COLSEL). Também podemos ver duas matrizes de pixels, a da esquerda que é uma matriz de testes rápidos e a da direita que serve para realizar testes completos, ambas expostas a luz.

Neste trabalho foi feito uso da matriz da direita para a realização de testes completos. Tal matriz pode ser acessada em ativando o terminal V\_MOD1 com Vdd=3,3V.



**Figura 2.21 - Matriz detalhada (com pixels encobertos). Fonte: [52]**



Na figura 2.21, temos a matriz de pixels utilizada no projeto. Observando tal matriz, vemos que alguns pixels estão totalmente cobertos por uma camada de metal, enquanto outros estão parcialmente cobertos. Isto foi feito propositalmente pelos projetistas para que fossem realizados vários tipos de teste tais como: endereçamento dos pixels, leitura de níveis nos pixels normais em comparação aos encobertos, etc.

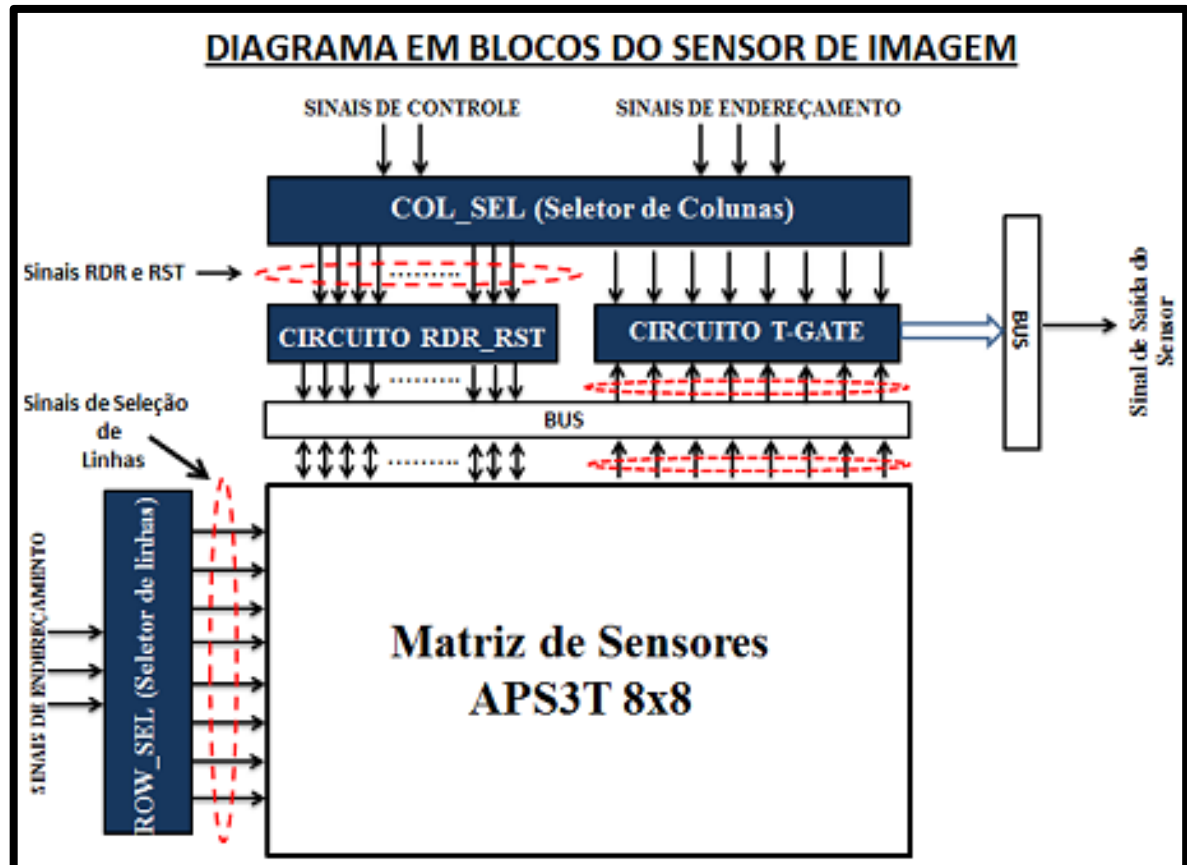
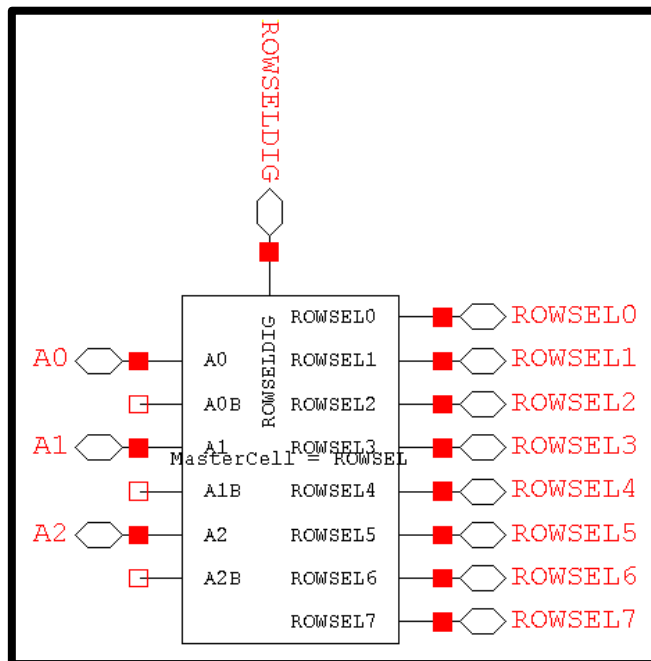


Figura 2.22 - Arquitetura do sensor de imagem e a matriz APS3T 8x8. Fonte: [54]

Na figura 2.22 acima podemos ver a Arquitetura do Sensor de imagem e a matriz APS3T 8x8. Em tal arquitetura, estão presentes os seguintes circuitos: endereçamento (ROWSEL - linhas e COLSEL - colunas); controle (circuitos RDR e RST) e de seleção da saída para leitura (circuito T\_GATE).

## 2.6.2 Circuitos de Endereçamento e Controle

### 2.6.2.1 Circuito de Seleção de Linhas Demultiplexador – ROWSEL



**Figura 2.23 - Diagrama do circuito DEMUX ROWSEL (Simulação Tanner EDA S-Edit).  
Fonte[54]**

Nesta seção do trabalho é apresentado o circuito de seleção de linhas da matriz, DEMUX ROWSEL. Na figura 2.23 acima está mostrado o bloco deste circuito que não foi desenvolvido, pois já havia sido projetado em um trabalho anterior e situa-se interno ao chip, apenas foi simulado utilizando-se a ferramenta S-edit (Schematic Editor) da Tanner EDA.

Seu funcionamento é baseado em demultiplexação. Um sinal de três bits (A0, A1 e A2) é aplicado em sua entrada para a seleção, e temos acesso a oito canais de saída mediante a ativação do sinal ROWSELDIG. Assim, pode-se acessar oito linhas da matriz através de oito sinais gerados para cada uma, ROWSEL0 - ROWSEL7.

Na figura 2.24 abaixo, tem-se em detalhes o circuito DEMUX ROWSEL. Tal circuito apresenta inversores em sua saída. Devido a esta inversão, há necessidade de mais uma inversão para que o sinal ROWSELDIG (habilitação de ROWSEL0 - ROWSEL7) e os sinais A0, A1 e A2 (endereçamento) cheguem de forma padrão aos circuitos de destino (pixel e demultiplexador).

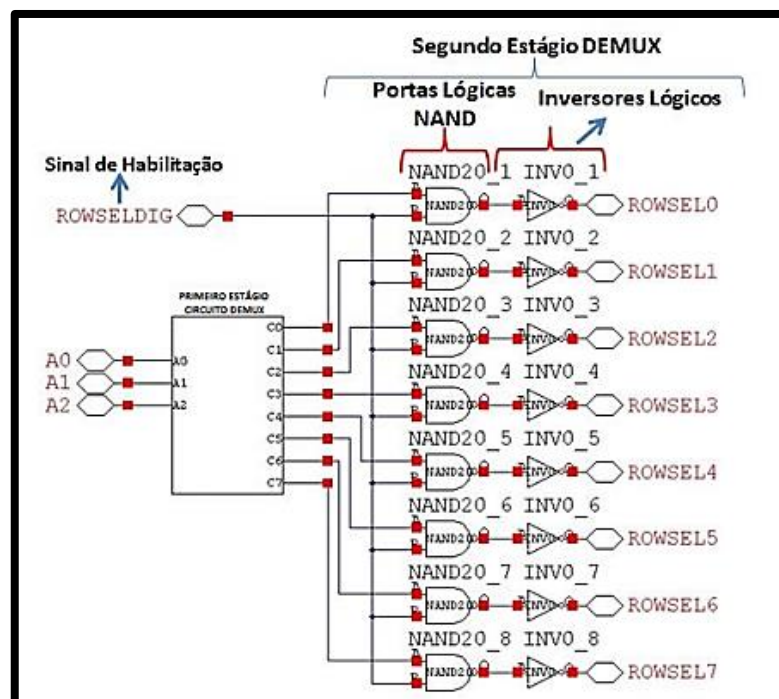


Figura 2.24 - Estágios do circuito DEMUX ROWSEL. Fonte [54]

A lógica dos sinais de endereçamento é apresentada na figura 2.25 (abaixo), na qual tem-se A0 como LSB e A2 como MSB e o sinal ROWSELDIG implementado de modo a seleccionar as combinações destes sinais e liberar a codificação para as oito linhas da matriz.

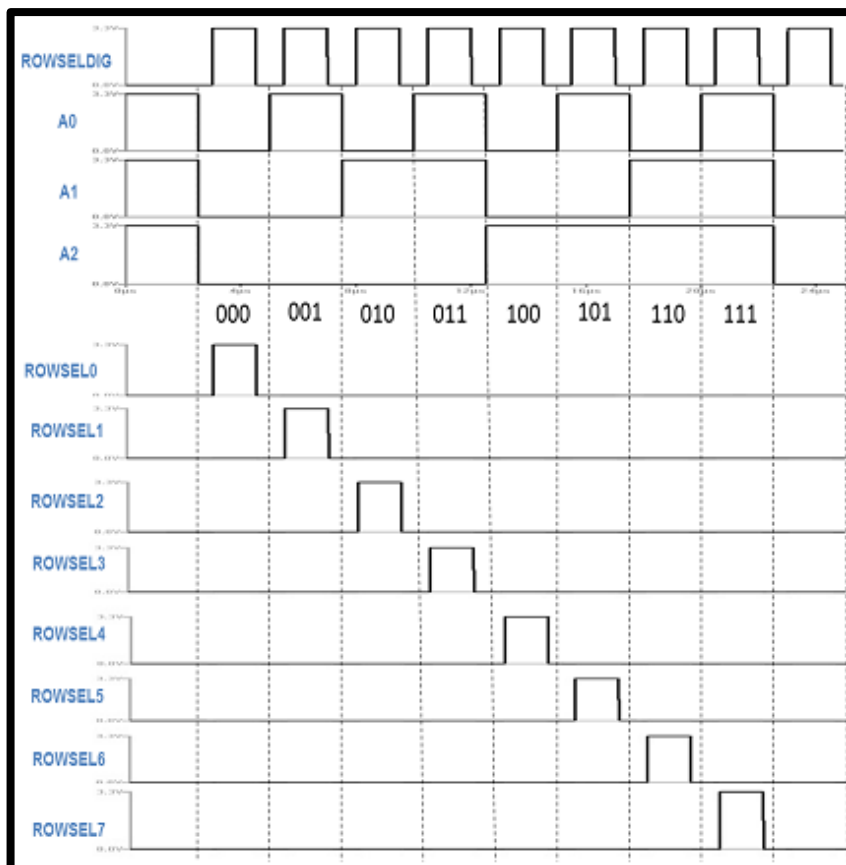


Figura 2.25 - Esquema de geração dos sinais de seleção de linhas ROWSEL0 ~ROWSEL7.  
FONTE [54]

A tabela 2.1 abaixo pode ser utilizada para um melhor entendimento.

A2	A1	A0	ROWSELDIG	ROWSEL
0	0	0	1	ROWSEL0
0	0	1	1	ROWSEL1
0	1	0	1	ROWSEL2
0	1	1	1	ROWSEL3
1	0	0	1	ROWSEL4
1	0	1	1	ROWSEL5
1	1	0	1	ROWSEL6
1	1	1	1	ROWSEL7

Tabela 2.1 - Lógica de endereçamento de linhas: geração dos sinais ROWSEL0 ~ ROWSEL7.

2.6.2.2 Circuito Controle e de Seleção de Colunas – DEMUX COLSEL

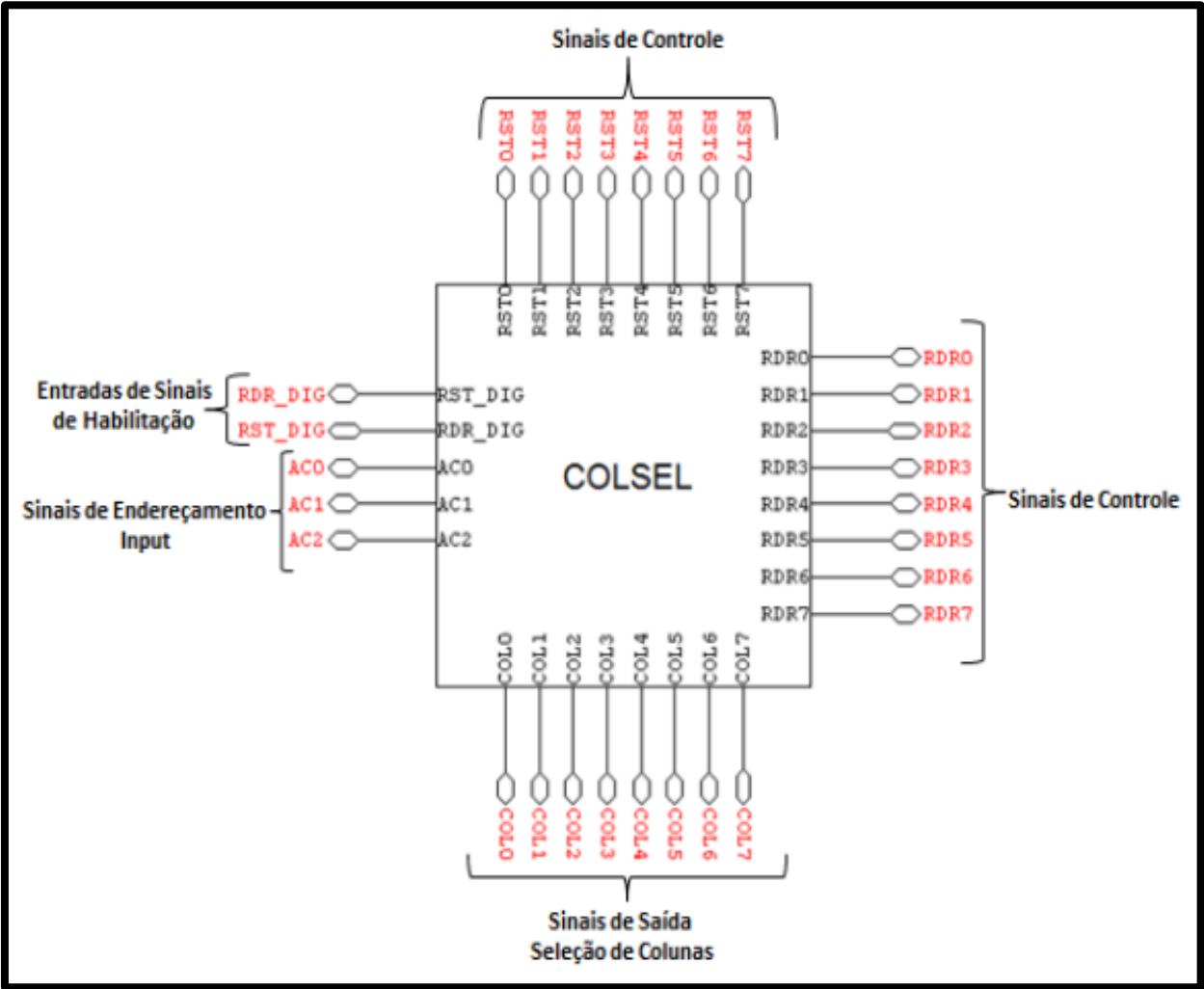


Figura 2.26 - Diagrama do circuito DEMUX ROWSEL. Fonte[54]

Nesta seção do trabalho é apresentado o circuito de seleção de colunas da matriz, DEMUX COLSEL. Na figura 2.26 acima está mostrado o bloco do circuito utilizado. Este também não teve que ser projetado, pois situa-se interno ao chip. Foi emulado pela ferramenta S-edit (Schematic Editor) da Tanner EDA.

Seu funcionamento é baseado em demultiplexação. Um sinal de três bits (AC0, AC1 e AC2) é aplicado em sua entrada para a seleção, e temos acesso a oito canais de saída mediante a ativação do sinal COLSEL. Assim, pode-se acessar oito colunas da matriz através de oito sinais gerados para cada uma, COLSEL0 - COLSEL7.

Na figura 2.27 abaixo, tem-se em detalhes o circuito DEMUX COLSEL. Tal circuito apresenta inversores em sua saída. Logo, teve-se a necessidade de inversão dos sinais AC0, AC1 e AC2 (endereçamento), bem como do sinal de RSTDIG (como veremos mais adiante na implementação), para que o sensor receba-se os sinais de controle de colunas RST e RDR e de endereçamento de forma padrão.

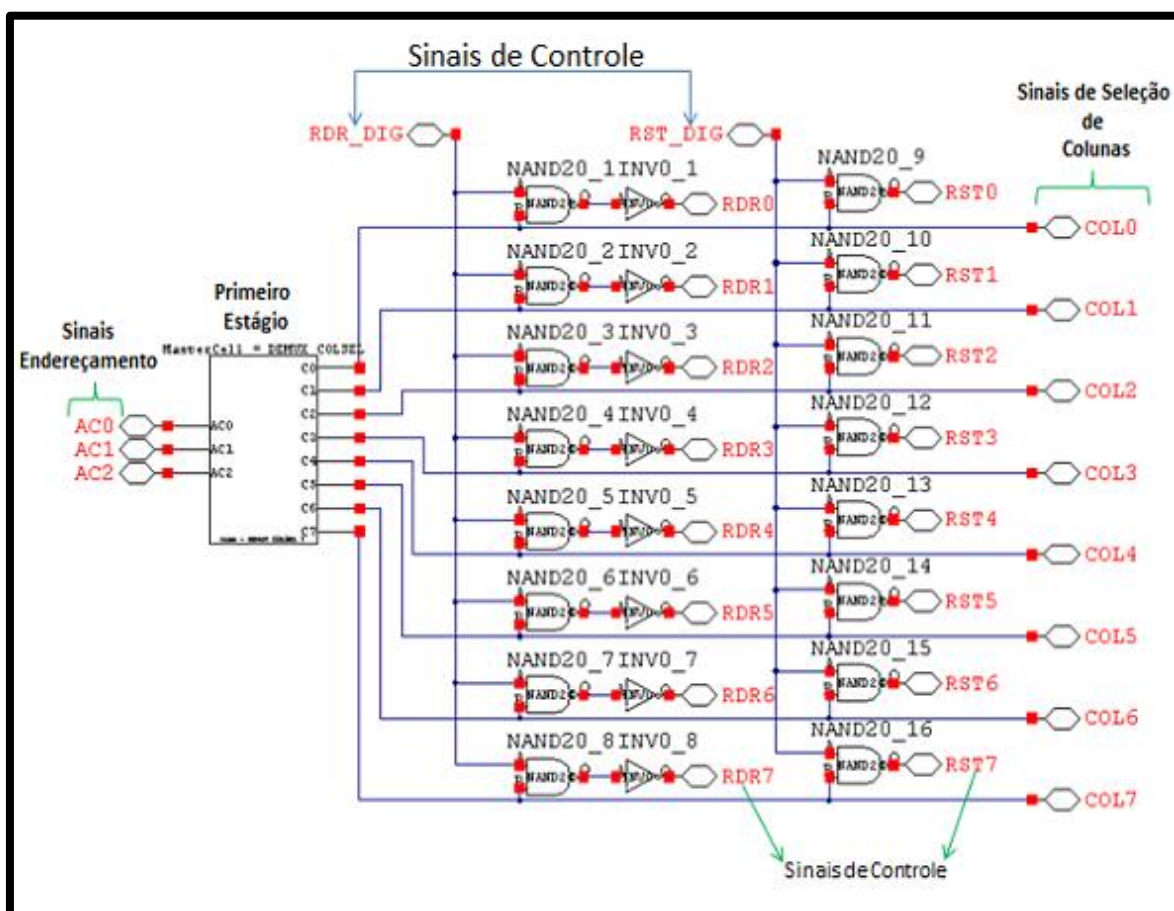


Figura 2.27 - Estágios do circuito DEMUX COLSEL. Fonte [54]

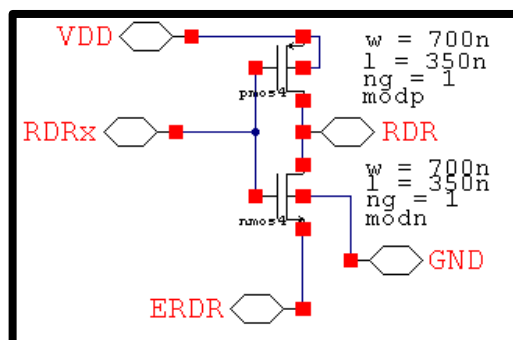


Figura 2.28 - Circuito modulador de sinal de RDR ( $RDRx + ERDR = RDR$ ). FONTE: [53]

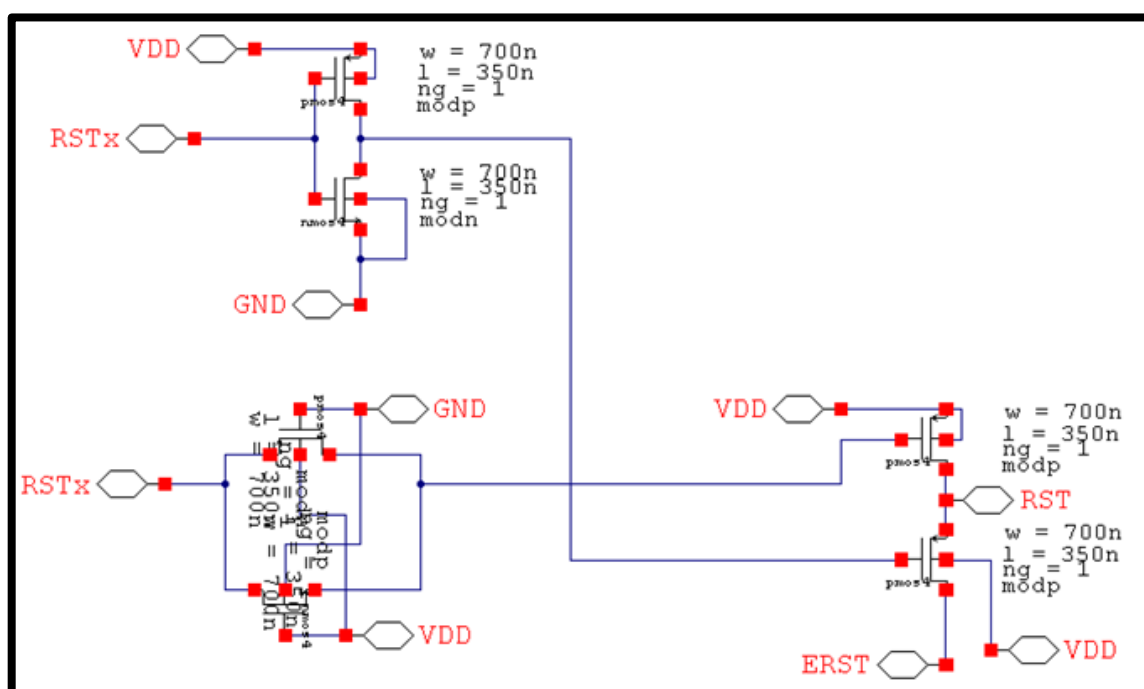


Figura 2.29 - Circuito modulador de sinal de Reset ( $RSTx + ERST = RST$ ). FONTE: [53]

Os circuitos apresentados acima, figura 2.28 e figura 2.29, tem como objetivo fazer a modulação dos sinais de controle, para que os sinais de RDR e RST, inicialmente puramente digitais (RDRDIG e RSTDIG: 0 - 3,3V), passem a ter níveis analógicos de 1,4V e 2,5V respectivamente como mostrado nas figuras 2.30 e 2.31 abaixo.

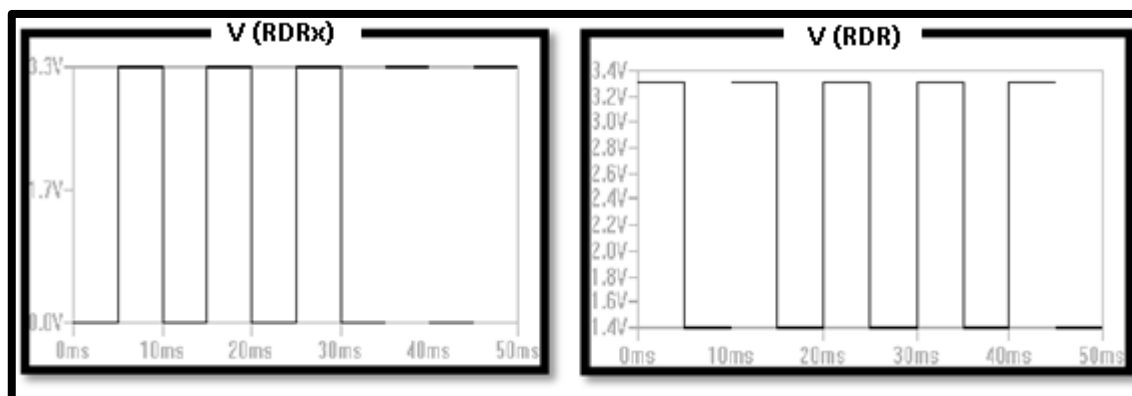
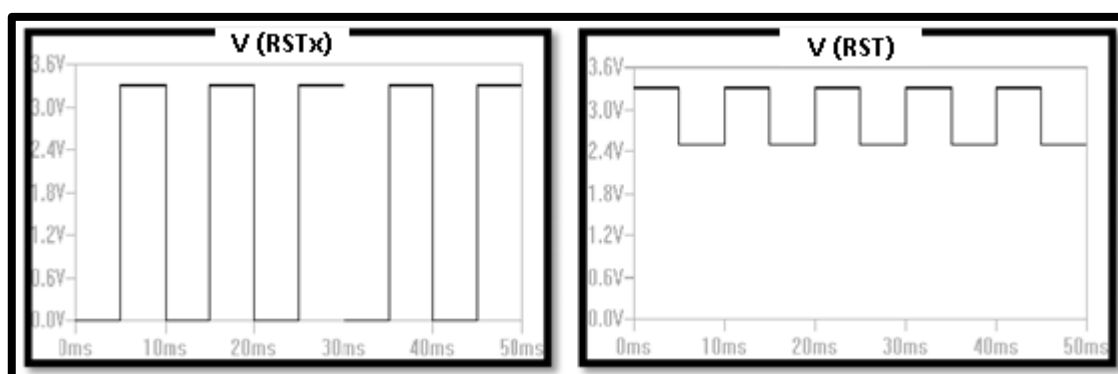


Figura 2.30 - Sinal de RDR modulado:  $ERDR + RDRx = RDR$ . FONTE: [53]

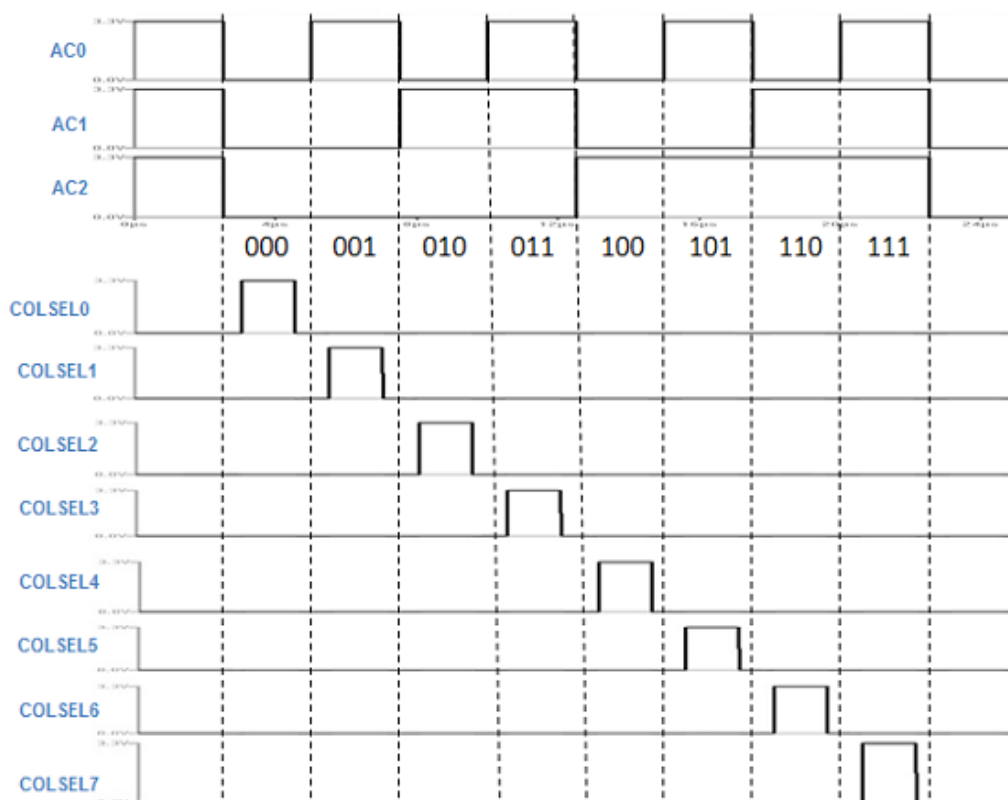


**Figura 2.31 - Sinal RST modulado ERST +  $RSTx = RST$ . FONTE: [53]**

A geração dos sinais de RST e RDR é independente da geração do sinal de seleção de colunas, porém ao selecionar-se uma coluna através do sinal dos três bits de endereçamento (AC0, AC1 e AC2), são aplicados os sinais de RDR e RST aproveitando-se do fato da coluna já estar selecionada.

Os sinais de RST e RDR aplicados às oito colunas da matriz são RSTx (RST0 ~ RST7) e RDRx (RDR0 - RDR7).

A figura 2.32 ilustra a geração dos sinais COLSEL0 ~ COLSEL7 através dos sinais AC0, AC1 e AC2 (ver tabela 2.2).



**Figura 2.32 - Esquema de geração do sinal COLSEL. FONTE: [54]**

AC2	AC1	AC0	COLSEL
0	0	0	COLSEL 0
0	0	1	COLSEL 1
0	1	0	COLSEL 2
0	1	1	COLSEL 3
1	0	0	COLSEL 4
1	0	1	COLSEL 5
1	1	0	COLSEL 6
1	1	1	COLSEL7

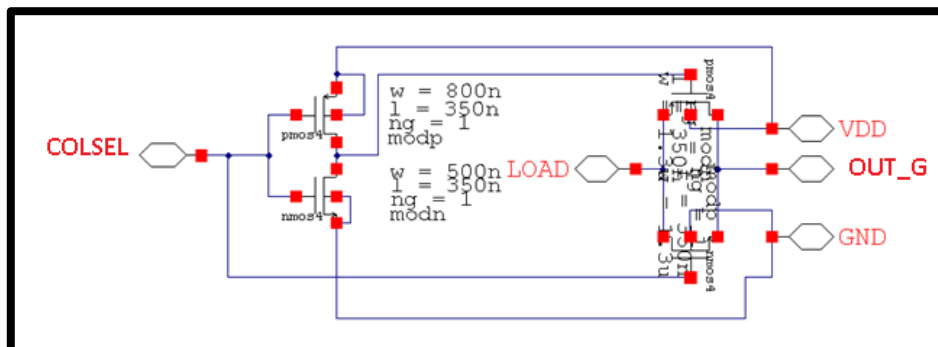
**Tabela 2.2 - Lógica de endereçamento de colunas: geração dos sinais COLSEL0 - COLSEL7.**

### 2.6.3 Circuito de controle analógico de leitura – T\_GATE

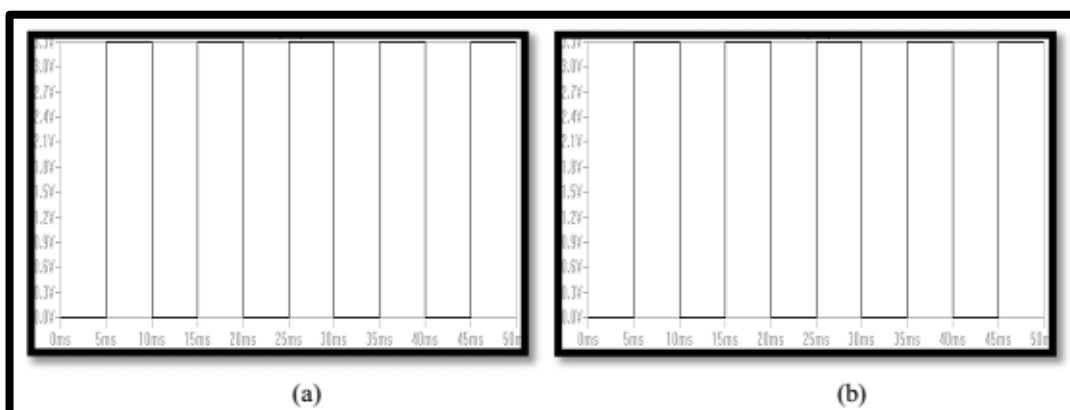
O circuito T-GATE é utilizado para fazer a leitura dos sinais provenientes do sensor e os entregar ao conversor A/D de um sistema de processamento.

Através do sinal COLSEL a chave é habilitada para realizar a leitura dos pixel de cada coluna. Nesta condição o sinal do pixel chega ao terminal LOAD e é lido pelo terminal OUT\_G.

A figura 2.33 nos mostra o sinal de entrada no terminal de LOAD e o sinal no terminal OUT\_G. A igualdade dos sinais comprova o devido funcionamento do circuito.



**Figura 2.33 - Circuito de leitura T-GATE. FONTE: [53]**



**Figura 2.34 - (a) Sinal de entrada de T-GATE aplicado ao terminal LOAD. (b) Sinal de saída de T-GATE lido do terminal OUT\_G. FONTE: [53]**



## 3 Desenvolvimento

### 3.1 Especificações de projeto e técnica empregada

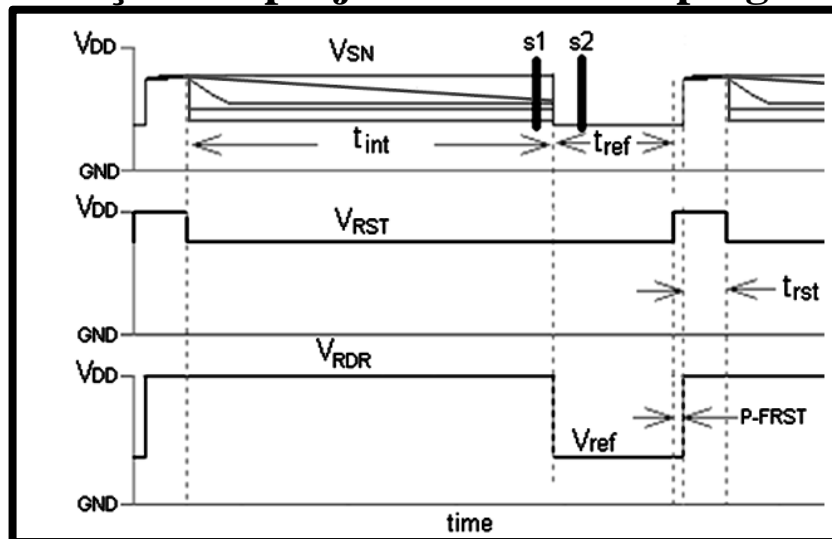


Figura 3.1 - Técnica de dupla amostragem, esquema de sinais. Fonte: [32]

No capítulo 2, seção 2.6, foi apresentada a plataforma utilizada na realização do projeto. O chip, o sensor e seus circuitos foram detalhados para um entendimento dos circuitos, para que pudesse assim, empregar a técnica de dupla amostragem de [32]. Trabalhamos para conseguirmos (a) um alto range dinâmico: boa sensibilidade em baixa iluminação e alto range dinâmico em altos níveis luminosos; (b) a redução do FPN (ruído de padrão fixo).

Para a devida implementação da solução proposta, o conjunto de sinais apresentados na figura 3.1 foi utilizado como base.

A onda  $V_{SN}$  (mais acima), representa a tensão medida no nó “sense node” em cinco diferentes níveis de iluminação.

Quando exposto aos três maiores níveis de iluminação,  $V_{SN}$  alcança a região logarítmica no começo do tempo de integração,  $t_{int}$ ; e para os dois outros níveis, os respectivos sinais permanecem lineares até o final do tempo de integração. Na mesma figura,  $V_{RST}$  representa o sinal de reset modulado em seu baixo nível; e  $V_{RDR}$  representa o sinal aplicado ao dreno de M1 (transistor de reset) tanto para polarizar este transistor, para o nível alto, quanto para produzir a tensão de referência para a segunda amostra, baixo nível. P-FRST (*pseudo-flash reset*) serve para reduzir o atraso de imagem, e  $t_{rst}$  é o tempo e reset. É importante notar que o nível baixo de  $V_{RDR}$  deve ser menor que o menor nível possível de  $V_{SN}$ . O nível mais baixo de  $V_{SN}$  é alcançado quando o pixel está sobre o nível mais alto de iluminação.

Foram acertadas algumas especificações e objetivos pré-projeto, são eles:

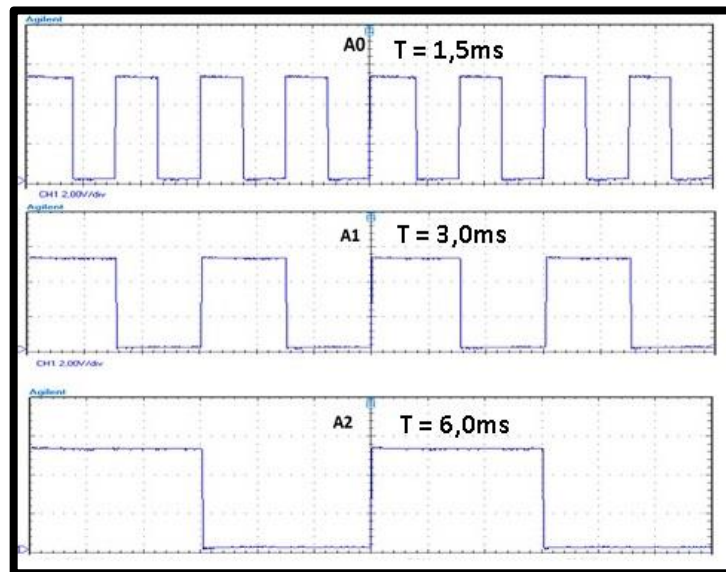
- Tempo total de leitura da matriz em torno 30ms;
- Gerar sinais de controle RDR variando de 1,4 – 3,3V e RST de 2,5 – 3,3V;
- Verificar a melhoria do modo de funcionamento na aplicação da técnica de [32].

## 3.2 Sinais de endereçamento

### 3.2.1 Endereçamento de linha

Na seção 2.6.2 foram apresentados os circuitos de controle e endereçamento (linha e coluna). Para a seleção das linhas da matriz APS3T 8x8 faz-se necessária a geração dos sinais ROWSEL0 ~ ROWSEL7, a partir dos sinais A0, A1 e A2 e ROWSEL\_DIG. Uma pequena adaptação foi feita no sinal ROWSEL\_DIG mostrado na figura 2.25.

O conjunto de sinais A0, A1 e A2 foi implementado como mostrado na figura 3.2 abaixo, porém o sinal ROWSEL\_DIG foi aplicado de modo a chegar no sensor sempre habilitado (para gerar menos linhas de código e menos variações nos sinais de controle - somente o essencial), ver figura 3.3. Sendo assim, devido a uma inversão interna ao sensor dos sinais ROWSEL0 ~ ROWSEL7, a saída de ROWSEL\_DIG do Arduino teve que ficar em nível lógico “0” (ver figura 3.3) para que no sensor chegasse em nível lógico “1” (3,3V).



**Figura 3.2 - Endereçamento de linha via sinais A0, A1 e A2. FONTE: [52]**

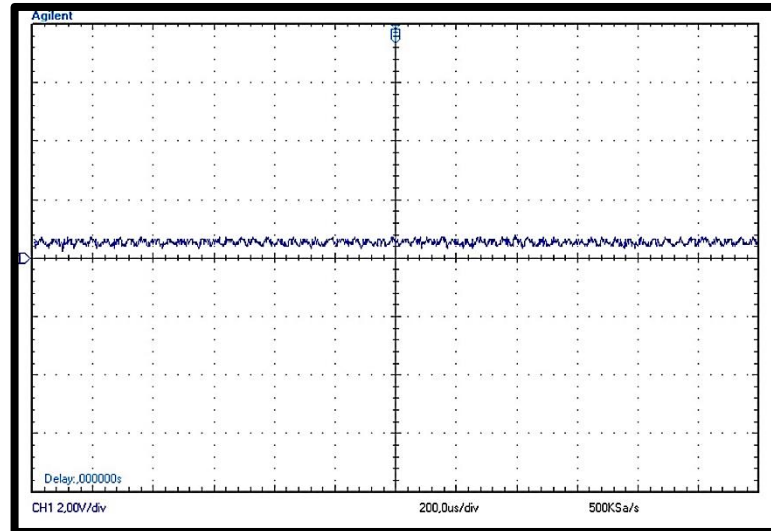


Figura 3.3 - Sinal de ROWSEL\_DIG na saída do Arduino (antes da inversão).

### 3.2.2 Endereçamento de coluna

Para a seleção das colunas da matriz APS3T8x8 foram implementados os sinais AC0, AC1 e AC2, ver figura 3.4. Diferentemente da seleção de linhas, não é necessário a aplicação de um sinal similar a ROWSELDIG, pois o circuito DEMUX COLSEL (figura 2.27 e figura 2.32) depende unicamente de AC0, AC1 e AC2 aplicados para a geração dos sinais COLSEL0 ~ COLSEL7.

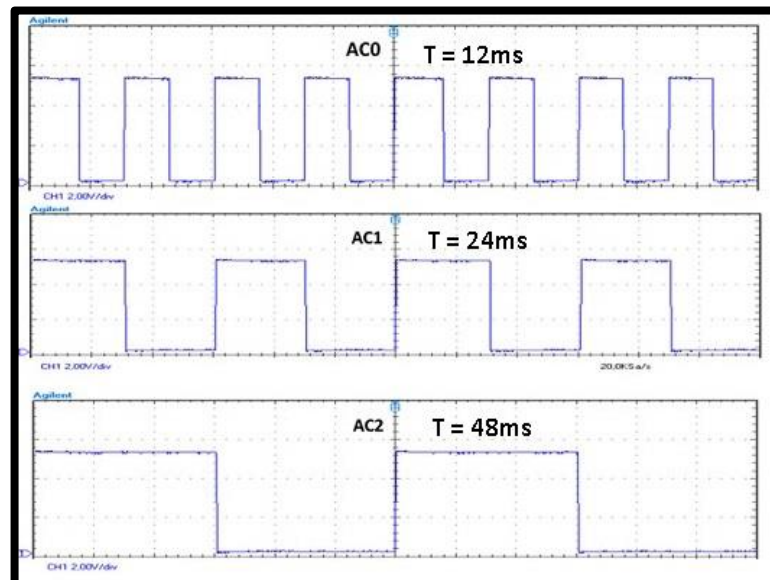


Figura 3.4 - Endereçamento de Coluna via AC0, AC1 e AC2. FONTE: [52]

### 3.3 Método de Endereçamento

A formulação do endereçamento foi definida de modo que a varredura fosse realizada por colunas. A partir dos bits A0 (LSB), A1, A2, ROWSEL\_DIG, AC0, AC1 e AC2 (MSB), gerador via Arduino e aplicados aos circuitos DEMUX ROWSEL e DEMUX COLSEL, conseguimos gerar os sinais ROWSEL0 ~ ROWSEL7, bem como os sinais COLSEL0 ~ COLSEL7, internos ao sensor. Tal formulação está definida na tabela 3.1.

ROWSEL _DIG	AC2 (MSB)	AC1	AC0	A2	A1	A0 (LSB)
1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1

**Tabela 3.1 - Bits de endereçamento.**

Para melhor entendimento da varredura da matriz 8x8, é apresentada a tabela 3.2, onde um exemplo de endereçamento da primeira coluna é mostrado. Veja que os pixels dependem das “i” linhas e das “j” colunas (i,j) endereçados via software, representando o resultados das demultiplexações dos sinais A0, A1 e A2 independentemente dos sinais AC0, AC1 e AC2. Para tanto, seis bits são gerados nos códigos através da instrução PORTD (ver códigos I e II anexos). As figura 3.2 e 3.3 mostram os períodos dos sinais de endereçamento, começando de A0 (LSB -> T = 1,5ms) até AC2 (LSB -> T = 48ms).

ROWSEL _DIG	AC2 (MSB)	AC1	AC0	A2	A1	A0 (LSB)	i (linha)	j (coluna)	Pixel (i,j)
1	0	0	0	0	0	0	0	0	(0x0)
1	0	0	0	0	0	1	1	0	(1x0)
1	0	0	0	0	1	0	2	0	(2x0)
1	0	0	0	0	1	1	3	0	(3x0)
1	0	0	0	1	0	0	4	0	(4x0)
1	0	0	0	1	0	1	5	0	(5x0)
1	0	0	0	1	1	0	6	0	(6x0)
1	0	0	0	1	1	1	7	0	(7x0)

**Tabela 3.2 - Exemplo de leitura da primeira coluna.**

Para a implementação do endereçamento via software foi gerada a fórmula 3.1, que demonstra a varredura por colunas, tendo-se A0A1A2 como os três bits menos significativos (maior frequência) e AC0AC1AC2 como os mais significativos (menor frequência).

$$\text{Endereço do Pixel } (i, j) = i + 8 \cdot j \quad (3.1)$$

## 3.4 Método de Controle

### 3.4.1 Sinais de Controle RST e RDR

Para aplicarmos a técnica de controle mostrada na figura 3.1, devemos primeiramente gerar sinais de RST e RDR com níveis analógicos o que fará com que o circuito funcione no modo linear-logarítmico. Para tanto, deve-se gerar sinais digitais RST\_DIG (0 ~ 3,3V) e RDR\_DIG (0 ~ 3,3V) que aplicados a seus respectivos circuitos moduladores, juntamente com os níveis analógicos ERST (2,5V) e ERDR (1,4V), possam gerar os sinais RDR (1,4~3,3V) e RST (2,5~3,3V) modulados. Tal configuração é mostrada na figura 3.5 (a) abaixo.

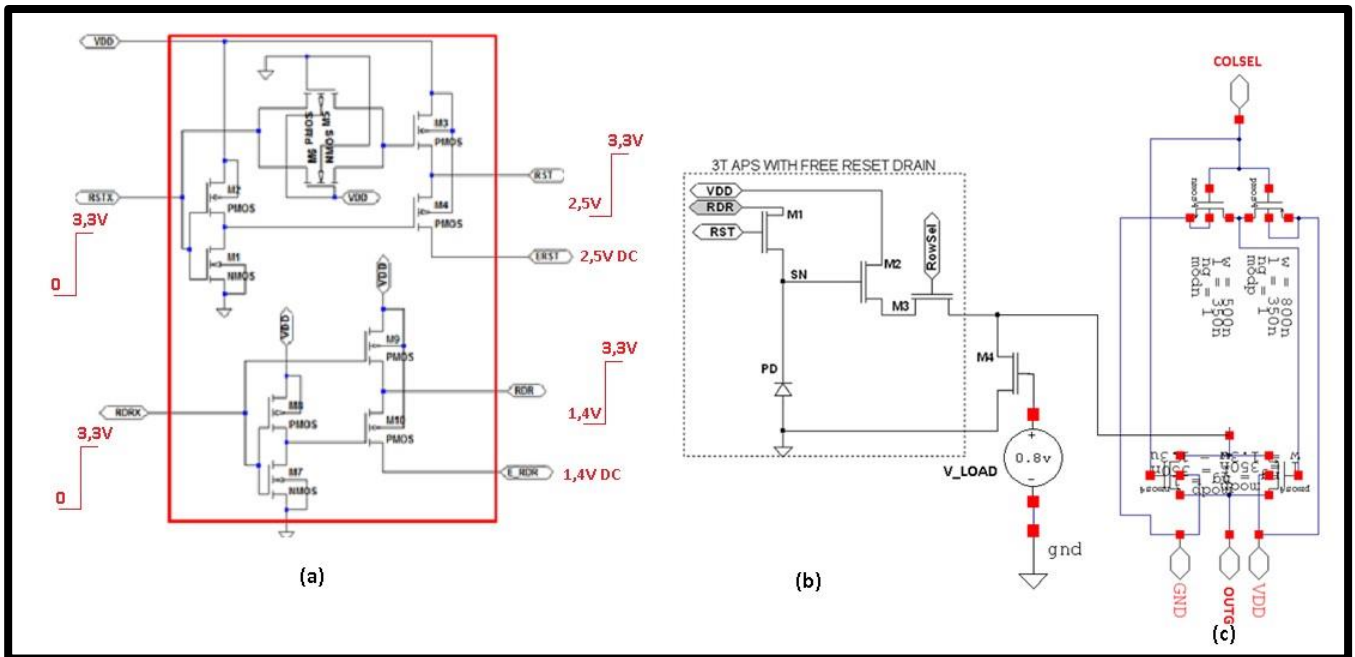
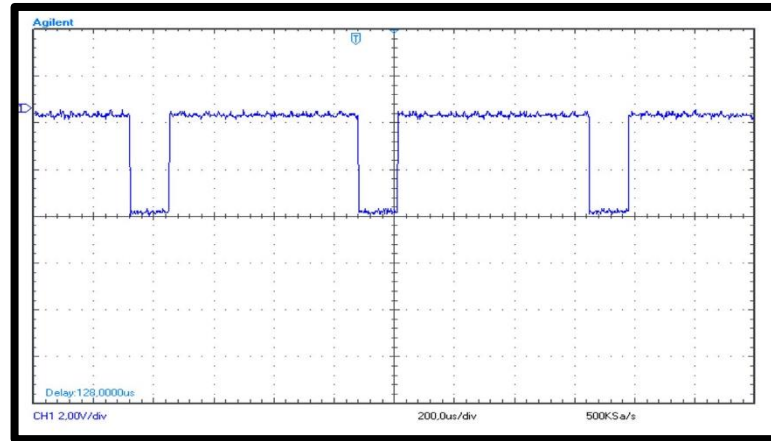


Figura 3.5 - (a) Circuitos Moduladores de RST e RDR; (b) Pixel APS3T; (c) Circuito T-Gate.

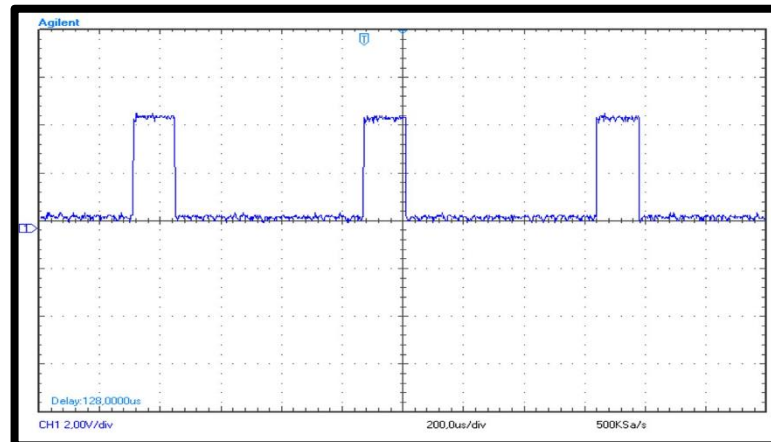
Fonte: [baseado em [32] e [53]]

O sinal de RST\_DIG medido na saída do Arduino (pino 8), pode ser visto na figura 3.6, com níveis digitais (0 ~ 4,56V) antes de passar por inversão.



**Figura 3.6 - Sinal de RST\_DIG na saída do Arduino (antes da inversão).**

O sinal de RDR\_DIG medido na saída do Arduino (pino 9), pode ser visto na figura 3.7, com níveis digitais (0 ~ 4,56V) antes de passar por inversão.



**Figura 3.7 - Sinal de RDR\_DIG na saída do Arduino (antes da inversão).**

### 3.4.2 Implementação dos sinais de controle – emprego da técnica de dupla amostragem [32]

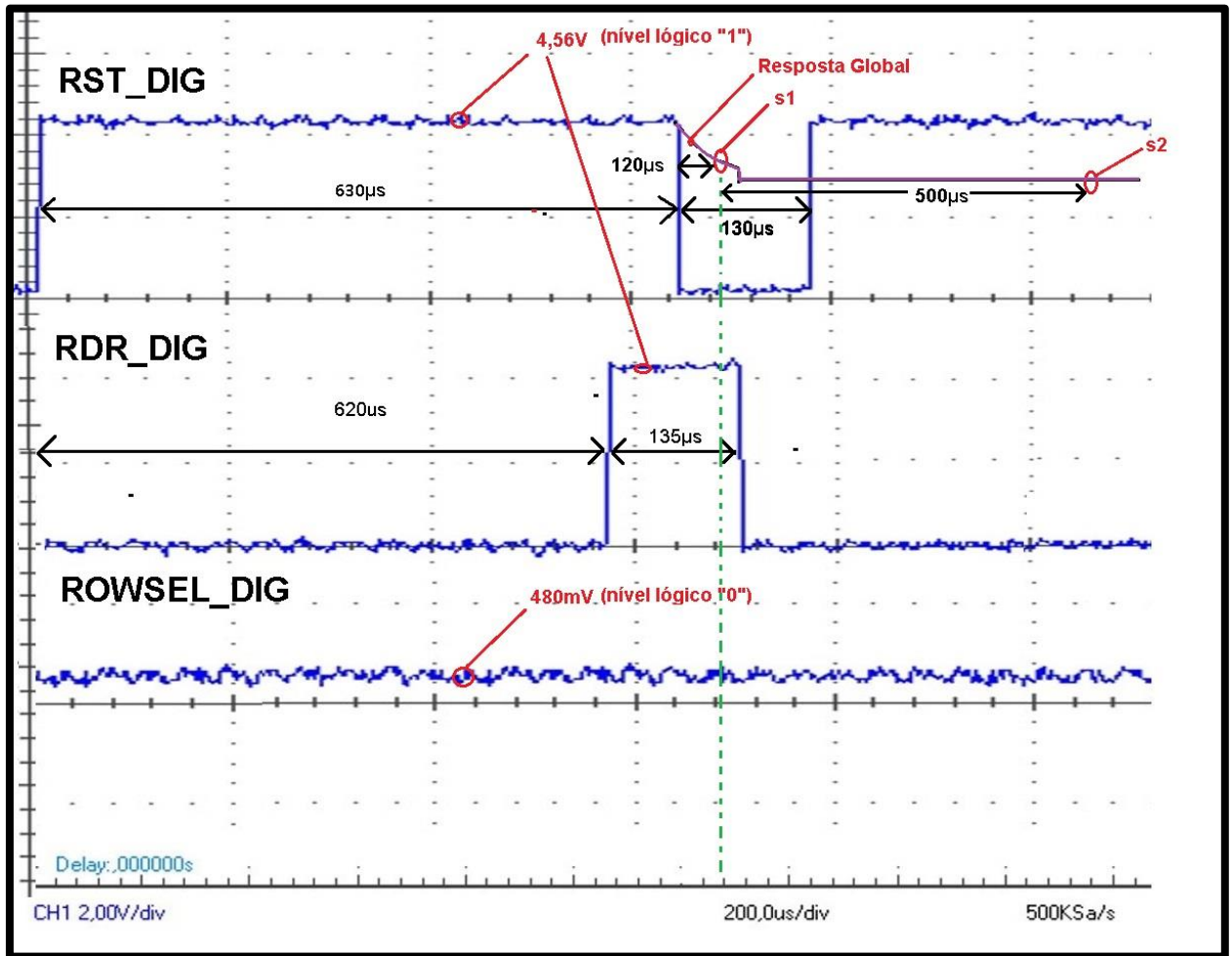


Figura 3.8 - Diagrama temporal completo dos sinais de controle na saída do Arduino (RST\_DIG e ROWSEL\_DIG invertidos).

A figura 3.8 mostra a implementação da técnica de DUPLA AMOSTRAGEM em modo linear-logarítmico.

A principal diferença desta técnica para as demais é que faz compensação de FPN diretamente em um imageador APS3T tanto em modo linear, logarítmico, ou região de transição Lin-Log e não necessita de memória externa para fazer tal compensação.

O uso da conexão de dreno do transistor de reset permite estabelecer uma tensão de referência capaz de tratar o offset de FPN introduzido pelos componentes dos pixels.

A dupla amostragem da saída permite, na amostragem s1 registrar o sinal e o offset de FPN, e a amostragem s2 registra a tensão de referência e também parte do offset de FPN. A subtração da primeira amostra (s1) com a segunda suprime o offset de FPN presente em ambas amostragens.

Vários níveis de iluminação foram aplicados no sensor, muito embora escolhera-se os melhores representantes para ilustrar a eficácia da técnica.

A resposta global apresentada na figura 3.8 possui um tempo de integração bem curto, aproximadamente  $125\mu\text{s}$ , logo não dá tempo do sinal atingir níveis mais baixos, e as respostas apresentadas acabam sendo níveis elevados de tensão. A amostra s2 ocorre  $500\mu\text{s}$  após a amostra s1, porém o seu nível permanece estável. Foi estabelecido este tempo para que não houvessem distorções dos sinais e para realizarem-se as amostras s1 completas ( $120\mu\text{s}$  para leitura de cada pixel).

Assim, o ciclo completo de leitura ficou em torno de  $760\mu\text{s}$  o que redundava em um tempo total de leitura da matriz  $8 \times 8$  igual a  $64 \times 760\mu\text{s} = 48,640\text{ms}$ . A princípio foi estabelecido o tempo total de leitura da matriz de  $30\text{ms}$ , porém algumas limitações, tais como dependência de um tempo maior para processamento impuseram um aumento do tempo total de leitura por pixel.

Os sinais de controle apresentados foram medidos diretamente das saídas do Arduino, logo, foram medidos níveis de tensão em torno de  $4,56\text{V}$  tanto para RST\_DIG quanto para RDR\_DIG. Os sinais invertidos no processo são os sinais de RST\_DIG e ROWSEL\_DIG, por isso o sinal ROWSEL\_DIG permanece sempre em nível lógico “0”, o que significa que o sempre haverá habilitação das linhas, dependendo somente do endereçamento do pixel desejado para que seja feita a leitura do mesmo.

### 3.5 O sistema proposto – Circuito do Setup

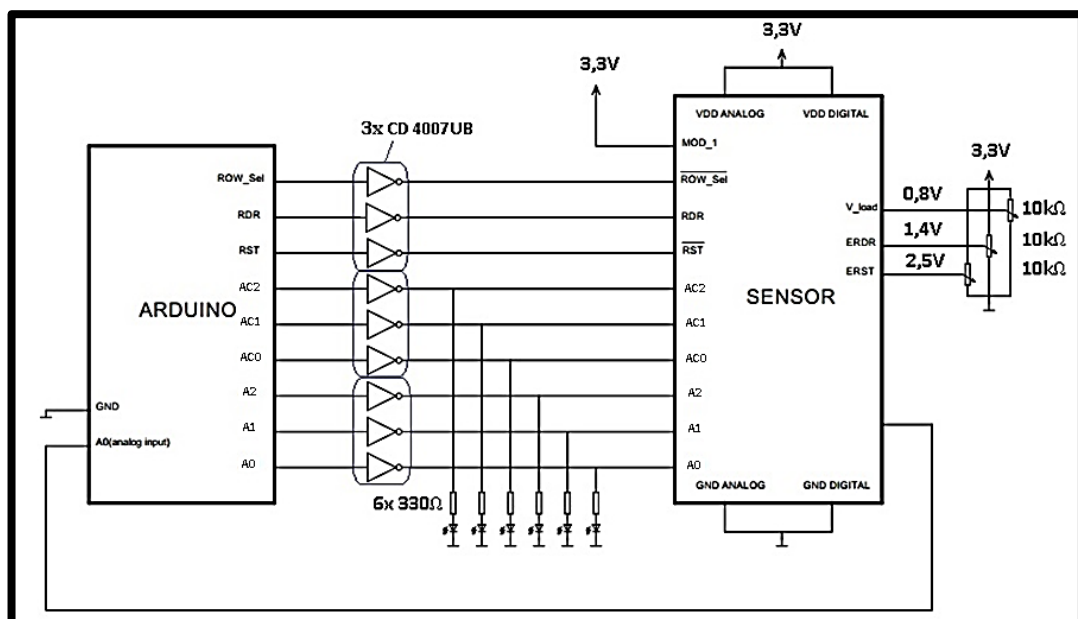


Figura 3.9 - Diagrama esquemático do sistema.





Observer que os CI's inversores foram aplicados devido à necessidade de aplicarmos sinais de no máximo 3,3V nas entradas do sensor, logo alimentou-se os inversores com 3,3V para que suas saídas estivessem no mesmo nível.

O arduino foi alimentado pela entrada USB interligada ao PC e seus "ground" conectado ao "ground" do circuito de setup.

O sensor apresenta as seguintes configurações:

- a. Pino MOD\_1 de seleção da matriz: alimentado com VDD (3,3Vdc);
- b. VLOAD: alimentado com 0,8Vdc;
- c. Pino ERST de referência de RST: alimentado com 2,5Vdc;
- d. Pino ERDR de referência de RDR: alimentado com 1,4Vdc;
- e. VDD\_analog e VDD\_dig: alimentados com VDD (3,3Vdc);
- f. GND\_analog e GND\_dig: conectados ao "Ground" do circuito do setup.

### 3.6 Simulação do Setup

Abaixo, figura 3.11, é mostrado o diagrama esquemático do circuito completo do sensor implementado no Simulador S-Edit (Schematic Editor) da Tanner EDA. Na figura 3.12 é mostrado o resultado da simulação do sensor para diferentes níveis luminosos.

Todos os circuitos mencionados na teoria estão presentes, são eles:

- a. Circuito de controle gerador de RDRx e RSTx (digitais 0 ~ 3,3V);
- b. Circuito de endereçamento de linhas: DEMUX ROWSEL;
- c. Circuito de endereçamento de colunas: DEMUX COLSEL;
- d. Circuito de modulação de RST e RDR:  $ERST + RSTx = RST$  (2,5 ~ 3,3V) e  $ERDR + RDRx = RDR$  (1,4 ~ 3,3V);
- e. Circuito de leitura T-GATE;
- f. Matriz de pixels APS3T 8x8.

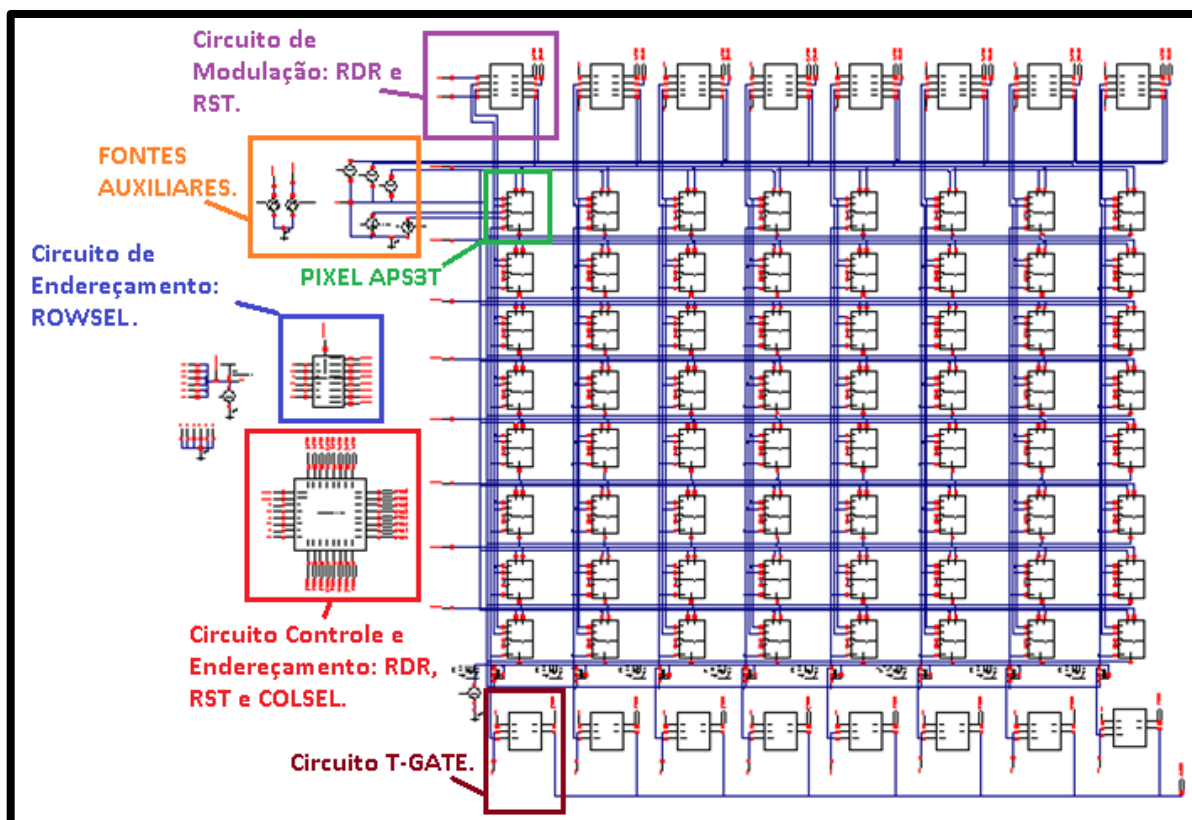


Figura 3.11 - Diagrama esquemático do sensor. Implementação no simulador S-Edit da Tanner EDA.

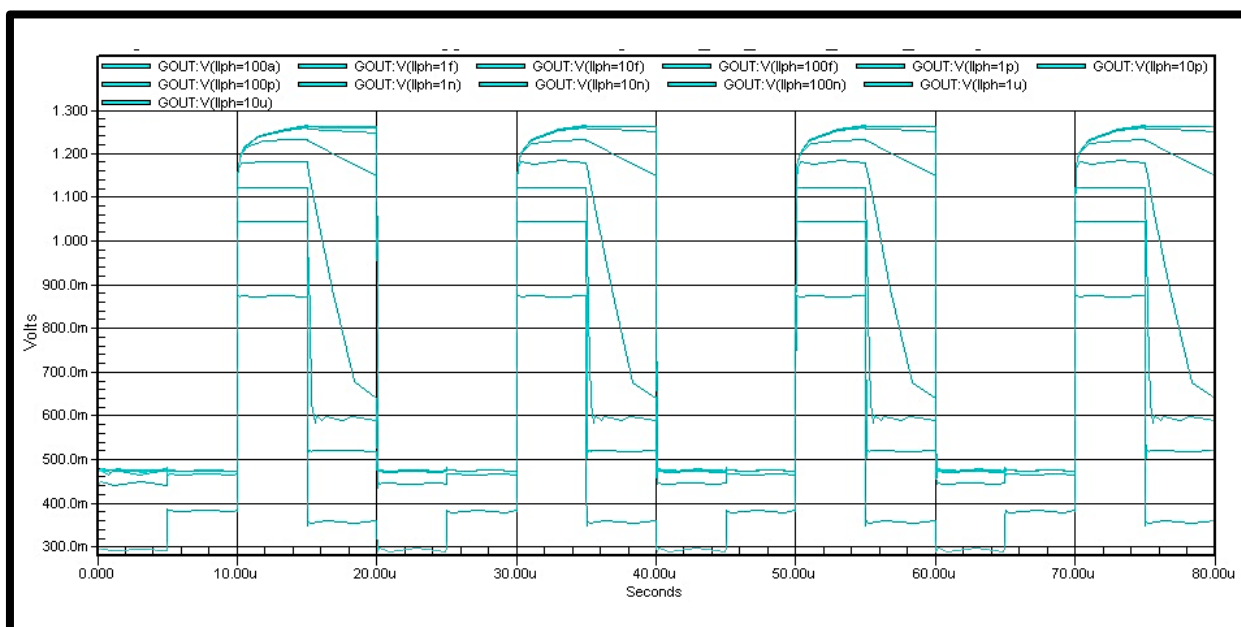


Figura 3.12 - Simulação do sensor no S-Edit Tanner EDA ( $I_{ph}=100\text{aA} - 10\mu\text{A}$ ).

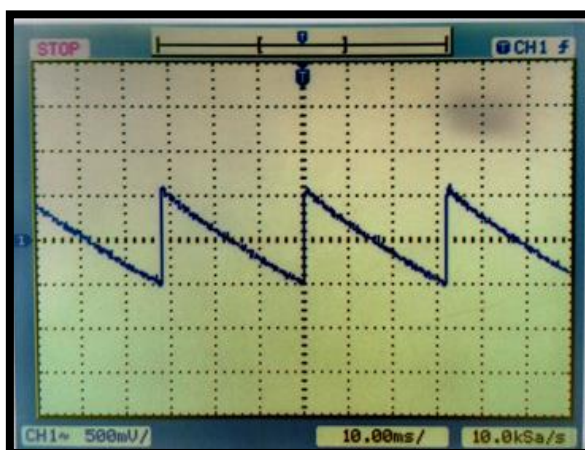
## 4 Testes Realizados e Resultados Experimentais do Sistema Proposto

Este capítulo mostra os testes realizados ao terminarmos a implementação do sistema eletrônico bem como os códigos I (padrão) e II (teste de efeito capacitivo).

Primeiramente são demonstrados os resultados dos três modos básicos de funcionamento do sistema: Linear, Logarítmico e Linear-logarítmico. Em seguida, é mostrada a leitura completa da matriz em que procuramos atender às especificações de projeto.

### 4.1 Testes Realizados

#### 4.1.1 Modo Linear



**Figura 4.1 - Modo de operação Linear**

O modo linear é caracterizado pelos níveis de referência  $ERDR = 3,3V$  e  $ERST = 0V$ .

Como demonstrada na figura 4.1, a saída apresenta uma boa excursão, como podemos ver, aproximadamente  $1,2V$ . Neste caso, e nos outros modos de operação, escolhemos aumentar o tempo de integração para termos uma melhor visualização do que estava acontecendo em cada modo, e em cada pixel. O tempo de integração normal para o projeto estaria em torno de  $500\mu s$  (para uma leitura completa de  $30ms$ ), porém para uma análise mais detalhada pixel a pixel, o tempo de integração foi aumentado, e assim, a escala adotada foi  $10ms$  para melhor visualização dos dados.

Foram endereçados os 64 pixels da matriz (individualmente), logo analisamos cada um e foi observada a uniformidade das respostas. A figura 4.1 apresenta a resposta de um pixel, o pixel da posição (1,1) da matriz, representando os demais.

### 4.1.2 Modo Logarítmico

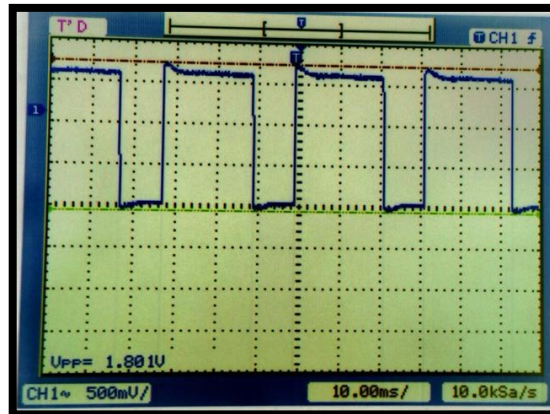


Figura 4.2 - Modo de operação Logarítmico

O modo logarítmico é caracterizado pelos níveis de referência  $ERDR = 1,4V$  e  $ERST = 3,3V$ .

A mesma escala de 10ms foi escolhida, para o modo de operação logarítmico, figura 4.2. Também é apresentada a resposta do pixel da posição (1,1) como representante dos demais com um tempo de integração de aproximadamente 30ms.

A resposta no modo logarítmico apresenta-se menos sensível a altas intensidades luminosas. Foi observado um pequeno pico na resposta de cada pixel, alguns maiores outros menores, devido a fatores construtivos da matriz. O sinal apresentou uma excursão aproximada de 1,8V, maior que no modo linear, devido ao fato do modo logarítmico ser menos sensível.

### 4.1.3 Modo Linear-Logarítmico

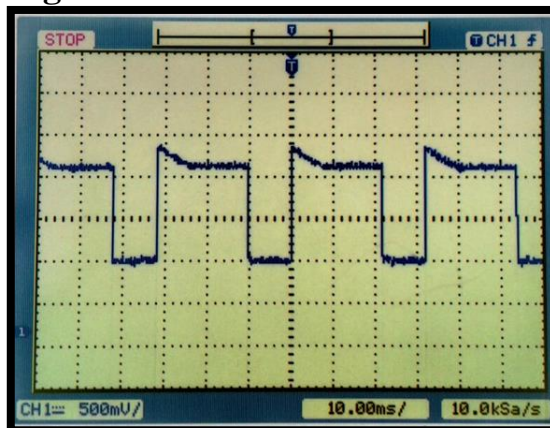


Figura 4.3 - Modo de operação Linear –Logarítmico

O modo linear-logarítmico caracteriza-se pelos níveis de referência  $ERDR = 1,4V$  e  $ERST = 2,5V$ .

Com a combinação dos modos anteriores, foi obtido o modo linear-logarítmico através do qual o range dinâmico (DR) do sistema é aumentado. Em baixas iluminações tem-se alta sensibilidade, e em alta iluminação baixa sensibilidade, e assim apresenta alto range dinâmico.

Senso assim, conseguimos varrer imagens com mais detalhes tanto em baixa quanto em alta iluminação.

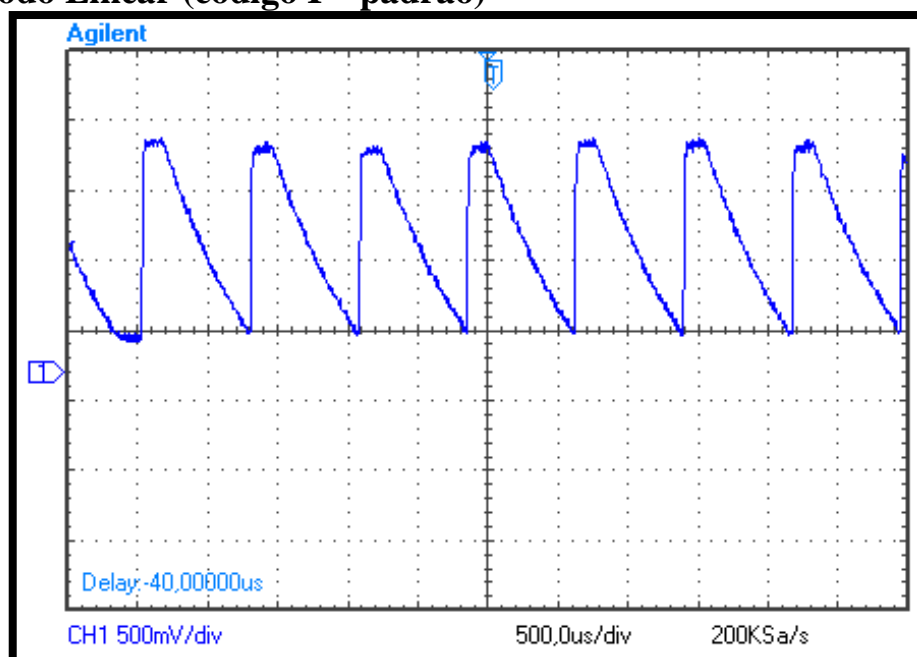
O sinal apresentou excursão aproximada de 1,4V, não sendo uma grande perda de excursão em se analisando os dois modos de operação anteriores.

Observando-se a figura 4.3, vemos que a excursão da parte linear é bastante reduzida, sendo 1,2V no modo linear e 0,4V no modo linear-logarítmico. Devido ao valor mínimo do sinal estar atrelado ao valor de VRDR= 1,4 V.

O código utilizado para fazer o teste dos três modos apresentados foi o código I (padrão), ajustando-o somente para obter um maior tempo de integração.

## 4.2 Leitura completa da matriz

### 4.2.1 Modo Linear (código I – padrão)



**Figura 4.4 - Demonstração do tempo de integração x tempo de leitura completa da matriz (tempo de integração)**

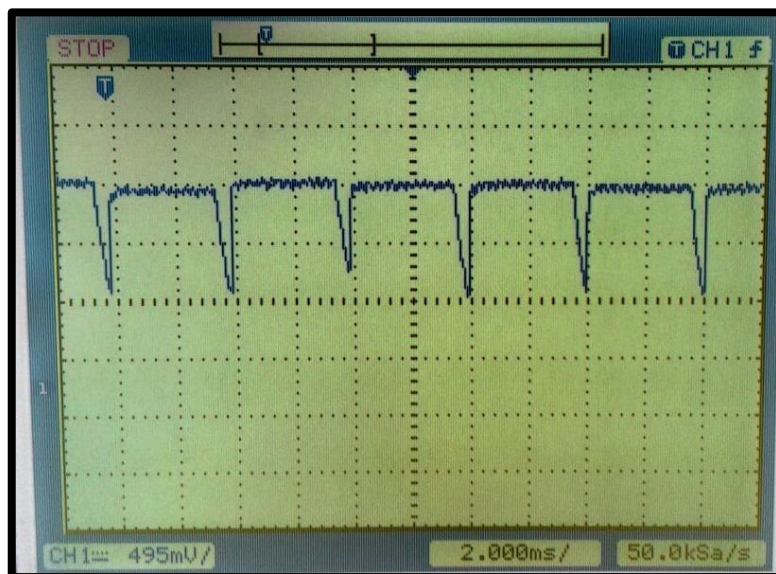
Na figura 4.4, é apresentado o resultado da leitura completa da matriz 8x8, usando o código I (padrão) no modo linear na condição de escuro. Terminado o tempo de integração de cada um e feita a amostragem s2, é feita a leitura do próximo pixel. Na figura 4.4 é mostrada a resposta para a leitura de 7 pixels de uma coluna. A escala escolhida foi 500μs devido a necessidade de observarmos melhor a resposta de cada pixel, já que o ideal para o projeto seriam 500μs de tempo de integração para 30ms de leitura completa da matriz.



A saída OUTG do sensor é usada para transmitir o resultado da leitura diretamente para a entrada analógica serial do Arduino (A0\_IN).

O tempo de controle, habilitação e leitura de um pixel ficou em torno de  $760\mu\text{s}$ , logo, o tempo total de leitura da matriz  $8 \times 8$  foi de aproximadamente  $48\text{ms}$ . A amostragem s1 ficou no entorno dos  $120\mu\text{s}$  após a queda de reset. E a amostra s2 no entorno de  $620\mu\text{s}$  após a queda de reset (ver figura 3.8 – Diagrama temporal completo).

#### 4.2.2 Modo Logarítmico

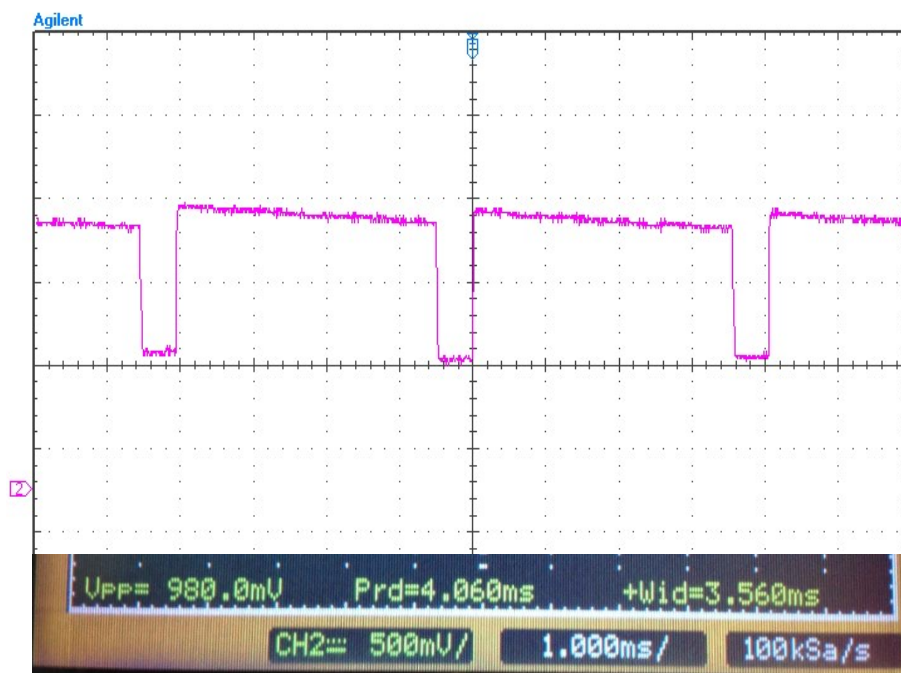


**Figura 4.5 - Demonstração da leitura completa da matriz (tempo de integração)**

Na figura 4.5, é apresentado o resultado da leitura completa da matriz  $8 \times 8$ , usando o código I (padrão) no modo logarítmico na condição de escuro. Terminado o tempo de integração de cada um e feita a amostragem s2, é feita a leitura do próximo pixel. Na figura acima é mostrada a resposta para a leitura de 7 pixels de uma coluna. A escala escolhida foi  $2\text{ms}$  devido a necessidade de observarmos melhor a resposta de cada pixel.

Observamos que essas leituras estão diferentes das leituras apresentadas na figura 4.2, porém as mesmas condições foram aplicadas, exceto o tempo de integração que foi encurtado, causando um esmagamento do tempo de espera para o reset de cada pixel seguinte.

### 4.2.3 Modo Linear-logarítmico



**Figura 4.6 - Demonstração do tempo de integração x tempo de leitura completa da matriz (tempo de integração)**

Na figura 4.6, é apresentado o resultado da leitura completa da matriz 8x8, usando o código I (padrão) no modo linear-logarítmico em condição de escuro. São lidos 2 pixels de uma coluna. A escala escolhida foi 1ms devido a necessidade de observarmos melhor a resposta de cada pixel. O período da resposta de um pixel ficou na base de  $T = 4\text{ms}$ , com  $t_{+} = 3,560\text{ms}$ .

Observamos que as respostas têm uma excursão de sinal menor do que no modo linear  $V_{pp} = 980\text{mV}$ , onde  $V_{min} = 720,0\text{mV}$  e  $V_{máx} = 1,7\text{V}$ .

Tem-se um leve decaimento após o sinal de reset, e a integração ocorre com menos sensibilidade, devido ao modo logarítmico estar combinado ao modo linear.

Ao contrário do modo linear vemos que mesmo aumentando-se bastante o tempo de integração, praticamente cinco vezes maior que no modo linear  $T_{linlog} = 4\text{ms}$  x  $T_{lin} = 760\mu\text{s}$ , o sinal demora bastante para cair. Ocorrendo uma queda abrupta de sinal devido à queda do sinal RDR.

Os testes foram realizados aplicando-se a técnica de DUPLA AMOSTRAGEM [32] com  $ERDR = 1,4\text{V}$  e  $ERST = 2,5\text{V}$ .



## 4.3 Resultados das amostragens s1 e s2 em diferentes condições

Esta seção mostra os resultados da aplicação da dupla amostragem. Consistindo em três matrizes: matriz da amostragem s1; matriz da amostragem s2; e a matriz da subtração das amostragens  $s1 - s2$ , em escala de cinza.

Os experimentos foram realizados nos modos Linear e Linear-logarítmico.

### 4.3.1 Modo Linear

Os resultados das amostragens s1 e s2 no modo linear são apresentados nas figuras 4.7 ~ 4.12.

Foram feitos testes com o sensor totalmente encoberto (escuro) e aplicando luz através de um aparelho celular às distâncias de 5cm, 10cm, 15cm e 30 cm.

Porém, são mostrados somente os resultados dos testes para o escuro e o melhor dos resultados (iluminação a 15cm).

Os resultados para o teste no escuro estão nas figuras 4.7 a 4.9. E os resultados para o teste a 15cm estão nas figuras 4.10 a 4.12.

\*Código I (padrão) – Modo linear: no escuro.

s1

1,550	1,623	1,667	1,599	1,579	1,565	1,575	1,560
1,746	1,795	1,785	1,702	1,741	1,751	1,736	1,711
1,746	1,731	1,751	1,716	1,711	1,687	1,716	1,677
1,751	1,731	1,702	1,648	1,672	1,648	1,692	1,663
1,726	1,746	1,711	1,672	1,702	1,633	1,692	1,663
1,741	1,721	1,697	1,692	1,711	1,648	1,663	1,677
1,741	1,731	1,697	1,682	1,721	1,682	1,697	1,687
1,716	1,736	1,702	1,663	1,672	1,643	1,648	1,648

**Figura 4.7 - Modo linear: Amostras s1 condição de escuro.**

A figura 4.7 apresenta a amostragem s1 no escuro, os pixels em destaque são os encobertos apresentados na seção 2.61 referente à configuração da matriz. Tais pixels

encobertos por camada metálica, apresentam níveis de tensão maiores que os outros. São no total 8 pixels, alguns totalmente encobertos e outros parcialmente encobertos, situados na segunda coluna, sétima coluna e oitava coluna da matriz 8x8.

S2

0,279	0,274	0,274	0,269	0,274	0,269	0,269	0,259
0,274	0,264	0,269	0,264	0,269	0,269	0,264	0,269
0,279	0,264	0,269	0,269	0,269	0,264	0,269	0,274
0,274	0,269	0,269	0,264	0,264	0,259	0,264	0,269
0,274	0,274	0,269	0,264	0,269	0,264	0,264	0,264
0,269	0,259	0,259	0,259	0,264	0,259	0,259	0,259
0,274	0,264	0,264	0,264	0,264	0,264	0,264	0,269
0,269	0,264	0,264	0,259	0,264	0,254	0,254	0,254

**Figura 4.8 - Modo linear: Amostras s2 condição de escuro.**

A amostragem s2, figura 4.8, apresenta níveis de tensão bem baixos devido à queda de RDR que causa uma queda brusca na resposta global do sensor. E o valor de ERDR estava em nível aproximado de zero volts no momento do teste. Isto simula uma condição de saturação do sensor.

S1-S2

1,271	1,349	1,393	1,330	1,305	1,296	1,306	1,301
1,472	1,531	1,516	1,438	1,472	1,482	1,472	1,442
1,467	1,467	1,482	1,447	1,442	1,423	1,447	1,403
1,477	1,462	1,433	1,384	1,408	1,389	1,428	1,394
1,452	1,472	1,442	1,408	1,433	1,369	1,428	1,399
1,472	1,462	1,438	1,433	1,447	1,389	1,404	1,418
1,467	1,467	1,433	1,418	1,457	1,418	1,433	1,418
1,447	1,472	1,438	1,404	1,408	1,389	1,394	1,394

**Figura 4.9 - Modo linear: Subtração das amostras s1 e s2 na condição de escuro.**

Como podemos observar na matriz de subtração das amostragens s1 e s2, figura 4.9, o primeiro pixel é o que possui menor valor e não fica tão óbvio quais são os pixels encobertos.

\*Código I (padrão) – Modo linear: iluminação via celular a 15cm (melhor resultado).

s1

0,528	0,890	0,822	0,729	0,636	0,665	0,582	0,611
1,139	1,447	1,090	0,968	0,973	0,939	0,880	0,802
1,144	1,374	1,032	0,939	0,900	0,861	1,012	1,017
1,105	1,027	0,954	0,885	0,870	0,807	1,071	1,110
1,086	1,022	0,929	0,861	0,851	0,773	1,051	1,105
1,061	0,983	0,919	0,875	0,861	0,763	0,968	1,002
1,056	1,301	0,900	0,831	0,831	0,758	0,753	0,714
0,973	1,237	0,851	0,782	0,743	0,685	0,655	0,601

**Figura 4.10 - Modo linear: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A matriz de amostragem da figura 4.10 representa as amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância. Podemos ver que o primeiro pixel apresenta uma desconformidade se comparado com o restante da matriz, isto se deve ao sinal de RST não ser realizado logo na primeira amostragem, pois no algoritmo o sinal de RST muda de estado na última linha do código I. Porém, a partir do segundo pixel (1,0) o valor já se torna estável, devido ao sinal de RST ser aplicado à coluna completa.

Observa-se que os pixels encobertos (em verde) estão muito mais destacados devido a aplicação de iluminação em oposição ao que acontece no escuro. Tem-se pixels com nível de tensão de 1,447V e outro com 1,301V. Os pixels parcialmente encobertos apresentam níveis suavemente maiores que os pixels não cobertos, porém a diferença é notável.

S2

0,269	0,264	0,264	0,254	0,264	0,259	0,254	0,249
0,264	0,259	0,259	0,254	0,259	0,254	0,254	0,244
0,269	0,259	0,269	0,254	0,264	0,254	0,259	0,244
0,264	0,254	0,259	0,244	0,249	0,244	0,244	0,235
0,269	0,259	0,259	0,254	0,259	0,254	0,254	0,240
0,259	0,249	0,254	0,244	0,254	0,244	0,244	0,230
0,259	0,254	0,254	0,244	0,254	0,249	0,240	0,235
0,254	0,240	0,244	0,235	0,240	0,235	0,235	0,220

**Figura 4.11 - Modo linear: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A amostragem s2 em condição de iluminação a 15cm de distância é apresentado na figura 4.11. Também podem ser comparados os valores desta amostragem com a condição de escuro, devido ao nível de referência ERDR estar em nível aproximado de zero.

S1-S2

0,259	0,626	0,558	0,475	0,372	0,406	0,328	0,362
0,875	1,188	0,831	0,714	0,714	0,685	0,626	0,558
0,875	1,115	0,763	0,685	0,636	0,607	0,753	0,773
0,841	0,773	0,695	0,641	0,621	0,563	0,827	0,875
0,817	0,763	0,670	0,607	0,592	0,519	0,797	0,865
0,802	0,734	0,665	0,631	0,607	0,519	0,724	0,772
0,797	1,047	0,646	0,587	0,577	0,509	0,513	0,479
0,719	0,982	0,607	0,547	0,503	0,450	0,420	0,381

**Figura 4.12 - Modo linear: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

Como podemos observar na matriz de subtração ( $s1 - s2$ ), figura 4.12, os níveis de tensão das colunas estão bastante uniformes e menores que no escuro devido à aplicação da luz. Os pixels encobertos (em verde) estão muito mais destacados do que na condição de escuro, porem alguns pixels vizinhos (em laranja) podem causar confusão, pois apresentam níveis próximos dos mesmos.

Analisando-se a figura 4.11 (amostragem  $s1$ ) e a figura 4.12 tem-se resultados similares, uma pequena melhora é notada na redução do FPN.

### 4.3.2 Modo Logarítmico

Os resultados das amostragens  $s1$  e  $s2$  no modo logarítmico são apresentados nas figuras 4.13 a 4.18.

Foram feitos testes com o sensor totalmente encoberto (escuro) e aplicando luz através de um aparelho celular às distancias de 5cm, 10cm, 15cm e 30 cm.

Porém, são mostrados somente os resultados dos testes para o escuro e o melhor dos resultados, iluminação a 15cm.

Os resultados para o teste no escuro estão nas figuras 4.13 a 4.15. E os resultados para o teste a 15cm estão nas figuras 4.16 a 4.18.

\*Código I (padrão) – Modo logarítmico: no escuro.

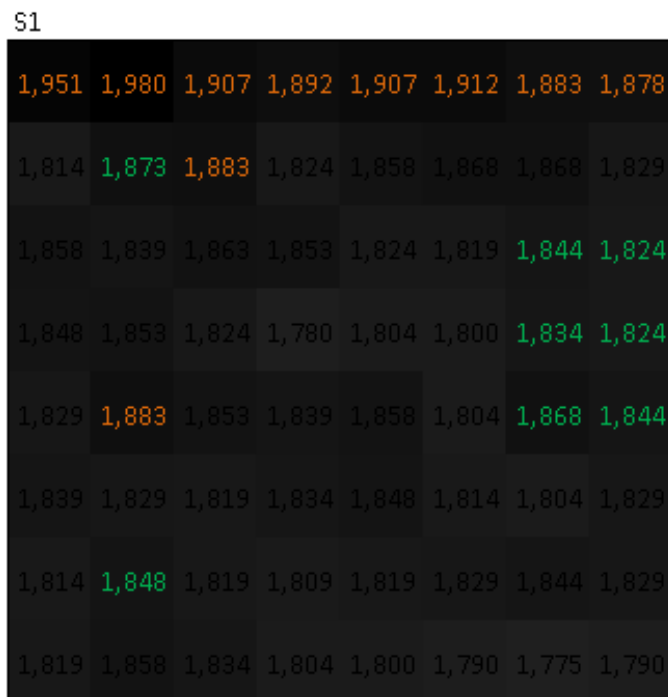


Figura 4.13 - Modo logarítmico: Amostras  $s1$  condição de escuro.

A figura 4.13 representa o resultado da amostragem s1 em modo logarítmico, condição de escuro. Como podemos observar esta matriz apresenta níveis maiores do que os níveis do modo linear, também no escuro. Isto é devido à pequena sensibilidade apresentada pelo modo logarítmico, principalmente em baixas luminosidades. Os pixels encobertos estão destacados de verde, porém não fica tão perceptível a diferença em relação aos demais, o que já era de se esperar.

s2

0,866	0,895	0,826	0,856	0,861	0,895	0,875	1,081
0,836	0,880	0,875	0,812	0,851	0,861	0,870	1,090
0,851	0,851	0,866	0,856	0,856	0,822	0,866	1,007
0,826	0,866	0,831	0,807	0,826	0,822	0,861	1,178
0,836	0,890	0,851	0,856	0,851	0,817	0,870	1,056
0,846	0,817	0,822	0,817	0,836	0,836	0,836	1,086
0,851	0,851	0,826	0,817	0,861	0,841	0,885	1,164
0,851	0,910	0,836	0,841	0,826	0,812	0,817	1,090

**Figura 4.14 - Modo logarítmico: Amostras s2 condição de escuro.**

A figura 4.14 apresenta a amostragem s2 em modo logarítmico, no escuro. Vemos que os níveis de tensão estão bem maiores que a amostragem correspondente em modo linear. Sendo a principal diferença o fato de a amostragem s2 atingir a saturação em modo linear, enquanto nem se aproxima desta condição em modo logarítmico.

S1-S2

1,085	1,085	1,081	1,036	1,046	1,017	1,008	0,797
0,978	0,993	1,008	1,012	1,007	1,007	0,998	0,739
1,007	0,988	0,997	0,997	0,968	0,997	0,978	0,817
1,022	0,987	0,993	0,973	0,978	0,978	0,973	0,646
0,993	0,993	1,002	0,983	1,007	0,987	0,998	0,788
0,993	1,012	0,997	1,017	1,012	0,978	0,968	0,743
0,963	0,997	0,993	0,992	0,958	0,988	0,959	0,665
0,968	0,948	0,998	0,963	0,974	0,978	0,958	0,700

**Figura 4.15 - Modo logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de escuro.**

A figura 4.15 descreve o resultado da subtração das amostragens s1 e s2 em modo logarítmico, na condição de escuro. Observamos que mesmo após a subtração, a matriz acabou escurecendo ainda mais, ficando difícil analisarmos a redução de FPN. Outro fato interessante, é a última coluna que ficou mais clara, devido a amostragem s2 obter maiores valores para os pixels desta coluna especificamente.

\*Código I (padrão) – Modo logarítmico: iluminação via celular a 15cm (melhor resultado).

S1

1,951	1,878	1,809	1,809	1,853	1,858	1,829	1,834
1,770	1,844	1,839	1,775	1,809	1,819	1,814	1,780
1,824	1,795	1,809	1,814	1,800	1,770	1,804	1,790
1,790	1,809	1,775	1,726	1,760	1,756	1,795	1,785
1,804	1,834	1,809	1,785	1,809	1,756	1,814	1,804
1,785	1,785	1,770	1,790	1,800	1,765	1,760	1,780
1,785	1,824	1,770	1,760	1,795	1,790	1,795	1,785
1,770	1,814	1,790	1,765	1,756	1,751	1,736	1,746

**Figura 4.16 - Modo logarítmico: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A figura 4.16 apresenta a amostragem s1 em modo logarítmico, na condição de iluminação via celular a 15cm de distância. Percebe-se, em relação à figura 4.13, que os pixels encobertos estão mais destacados. Mas o offset de FPN parece estar presente nas duas, diferenciando-se apenas pelos níveis de tensão (pouco menores em condição de iluminação). Demonstra-se que o modo logarítmico apresenta pouquíssima sensibilidade.

S2							
0,866	0,890	0,826	0,861	0,866	0,900	0,880	1,061
0,836	0,880	0,880	0,812	0,841	0,866	0,851	0,983
0,851	0,851	0,866	0,861	0,851	0,826	0,870	0,978
0,831	0,870	0,836	0,807	0,836	0,826	0,861	1,120
0,841	0,890	0,851	0,841	0,851	0,812	0,866	0,954
0,846	0,822	0,826	0,817	0,841	0,831	0,846	1,056
0,851	0,861	0,831	0,822	0,861	0,846	0,875	1,081
0,856	0,870	0,846	0,836	0,831	0,817	0,812	1,027

**Figura 4.17 - Modo logarítmico: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**



A figura 4.17 apresenta a amostragem s2 em condição de iluminação a 15cm via celular. Tem-se valores similares aos da figura 4.14 (s2 em condição de escuro).

s1-s2

1,085	0,988	0,983	0,948	0,987	0,958	0,949	0,773
0,934	0,964	0,959	0,963	0,968	0,953	0,963	0,797
0,973	0,944	0,943	0,953	0,949	0,944	0,934	0,812
0,959	0,939	0,939	0,919	0,924	0,930	0,934	0,665
0,963	0,944	0,958	0,944	0,958	0,944	0,948	0,850
0,939	0,963	0,944	0,973	0,959	0,934	0,914	0,724
0,934	0,963	0,939	0,938	0,934	0,944	0,920	0,704
0,914	0,944	0,944	0,929	0,925	0,934	0,924	0,719

**Figura 4.18 - Modo logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A figura 4.18 apresenta o resultado da aplicação da subtração das amostragens s1 e s2. Devido ao modo logarítmico ser bastante insensível, tem-se resultados similares aos da figura 4.15 (s1 – s2 em condição de escuro). Também torna-se bastante difícil determinar-se quais são os pixels encobertos. Logo, a redução de FPN aplicando-se o modo logarítmico torna-se inviável para as configurações apresentadas no projeto deste sistema.

### 4.3.3 Modo Linear-Logarítmico

Os resultados das amostragens s1 e s2 no modo linear-logarítmico são apresentados nas figuras 4.19 a 4.24.

Foram feitos testes com o sensor totalmente encoberto (escuro) e aplicando luz através de um aparelho celular às distancias de 5cm, 10cm, 15cm e 30 cm.

Porém, são mostrados somente os resultados dos testes para o escuro e o melhor dos resultados, iluminação a 15cm.

Os resultados para o teste no escuro estão nas figuras 4.19 a 4.21. E os resultados para o teste a 15cm estão nas figuras 4.22 a 4.24.

\*Código I (padrão) – Modo linear-logarítmico: no escuro.



**Figura 4.19 - Modo linear-logarítmico: Amostras s1 condição de escuro.**

A figura 4.19 apresenta a amostragem s1 no modo linear-logarítmico, na condição de escuro.

Somente aplicando-se a técnica de complementação dos dois modos, linear e logarítmico, já é possível notar uma significativa melhora na resposta do sensor, mesmo trabalhando-se no escuro. Tem-se uma sensibilidade melhor, resultando em um range dinâmico maior. Em comparação com a figura 4.7 (s1 no escuro), observa-se que os níveis de tensão estão menores, em média. Outro fato importante é que mesmo no escuro torna-se possível diferenciação dos pixels encobertos em relação aos demais, embora alguns pixels vizinhos ainda tenham níveis de tensão maiores. Ainda é perceptível o offset de FPN.

S2

0,763	0,787	0,709	0,758	0,763	0,773	0,753	0,763
0,729	0,768	0,753	0,709	0,738	0,743	0,753	0,753
0,748	0,748	0,758	0,763	0,748	0,714	0,768	0,758
0,729	0,763	0,719	0,704	0,729	0,704	0,738	0,753
0,729	0,768	0,734	0,743	0,743	0,699	0,763	0,753
0,748	0,724	0,709	0,719	0,743	0,719	0,738	0,768
0,748	0,743	0,709	0,719	0,753	0,719	0,763	0,743
0,758	0,773	0,734	0,738	0,738	0,709	0,724	0,724

**Figura 4.20 - Modo linear-logarítmico: Amostras s2 em condição de escuro.**

A figura 4.20 apresenta a amostragem s2 em modo linear-logarítmico em condição de escuro. Os níveis de tensão desta matriz são sensivelmente menores que os apresentados pelo modo logarítmico. Porém, apresentam-se bem mais uniformes. Também não chegam nem próximos da saturação.

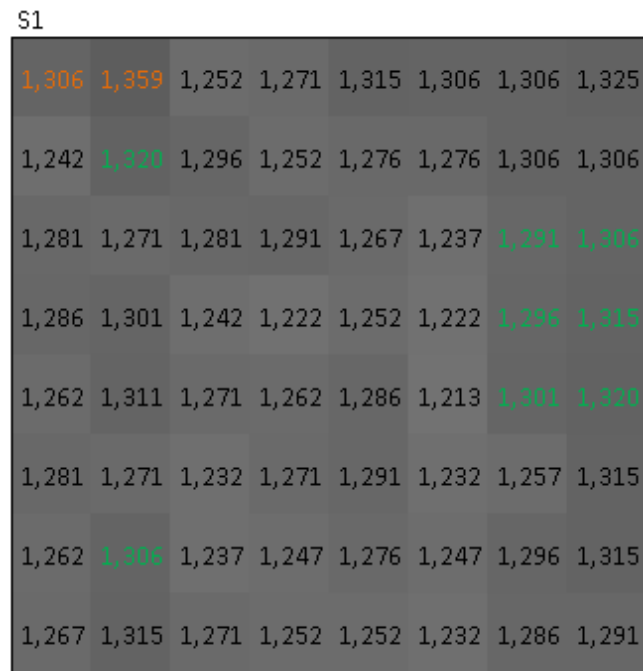
S1-S2

0,812	0,812	0,773	0,738	0,768	0,728	0,734	0,733
0,748	0,763	0,763	0,748	0,744	0,734	0,734	0,704
0,763	0,724	0,729	0,714	0,699	0,685	0,675	0,665
0,777	0,738	0,714	0,690	0,694	0,685	0,709	0,675
0,738	0,728	0,713	0,685	0,704	0,670	0,680	0,680
0,743	0,743	0,719	0,728	0,714	0,670	0,670	0,675
0,729	0,748	0,714	0,704	0,694	0,680	0,675	0,685
0,719	0,723	0,718	0,680	0,675	0,665	0,670	0,694

**Figura 4.21 - Modo linear-logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 na condição de escuro.**

A figura 4.21 apresenta a subtração das amostragens s1 e s2 na condição de escuro.

Em comparando-se com as figuras 4.12 ( $s1 - s2$  no modo linear com iluminação) e 4.18 ( $s1 - s2$  no modo logarítmico com iluminação) tem-se uma similaridade maior entre os pixels. Mesmo tratando-se de amostragens no escuro, a técnica de dupla amostragem já demonstra ser bastante eficaz na redução do offset de FPN. Os pixels não chegam próximos dos níveis de saturação como na figura 4.12.



**Figura 4.22 - Modo linear-logarítmico: Amostras s1 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A figura 4.22 apresenta a amostragem s1 em modo linear-logarítmico com iluminação via celular a 15cm.

Somente o fato de aplicar-se iluminação já causa uma melhora significativa nos níveis desta matriz. Fica então perceptível a melhora em relação aos modos apresentados anteriormente.

S2

0,773	0,797	0,719	0,763	0,773	0,782	0,768	0,773
0,738	0,773	0,758	0,719	0,753	0,748	0,763	0,763
0,758	0,758	0,768	0,768	0,758	0,724	0,778	0,768
0,734	0,773	0,729	0,719	0,738	0,704	0,748	0,763
0,738	0,782	0,734	0,748	0,753	0,709	0,778	0,763
0,758	0,729	0,719	0,734	0,753	0,724	0,753	0,773
0,758	0,753	0,719	0,729	0,763	0,729	0,778	0,758
0,758	0,782	0,738	0,753	0,743	0,724	0,729	0,734

**Figura 4.23 - Modo linear-logarítmico: Amostras s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A figura 4.23 apresenta a amostragem s2 em condição de iluminação a 15cm via celular. Tem-se um resultado bastante similar à condição de escuro, devido ao modo logarítmico embutido.

S1-S2

0,533	0,562	0,533	0,508	0,542	0,524	0,538	0,552
0,504	0,547	0,538	0,533	0,523	0,528	0,543	0,543
0,523	0,513	0,513	0,523	0,509	0,513	0,513	0,538
0,552	0,528	0,513	0,503	0,514	0,518	0,548	0,552
0,524	0,529	0,537	0,514	0,533	0,504	0,523	0,557
0,523	0,542	0,513	0,537	0,538	0,508	0,504	0,542
0,504	0,553	0,518	0,518	0,513	0,518	0,518	0,557
0,509	0,533	0,533	0,499	0,509	0,508	0,557	0,557

**Figura 4.24 - Modo linear-logarítmico: Subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação a 15cm de distância.**

A figura 4.24 apresenta a subtração das amostras s1 e s2 em condição de iluminação via celular a 15cm.

Finalmente chega-se ao ponto ótimo do sistema. Observa-se que esta matriz apresenta as condições ideais de redução de FPN procuradas por este projeto. Observa-se que a uniformidade é muito maior que qualquer outro modo ou condição aplicados anteriormente. Embora os níveis dos pixels encobertos não sejam tão perceptíveis, o restante da matriz comporta-se como o esperado.

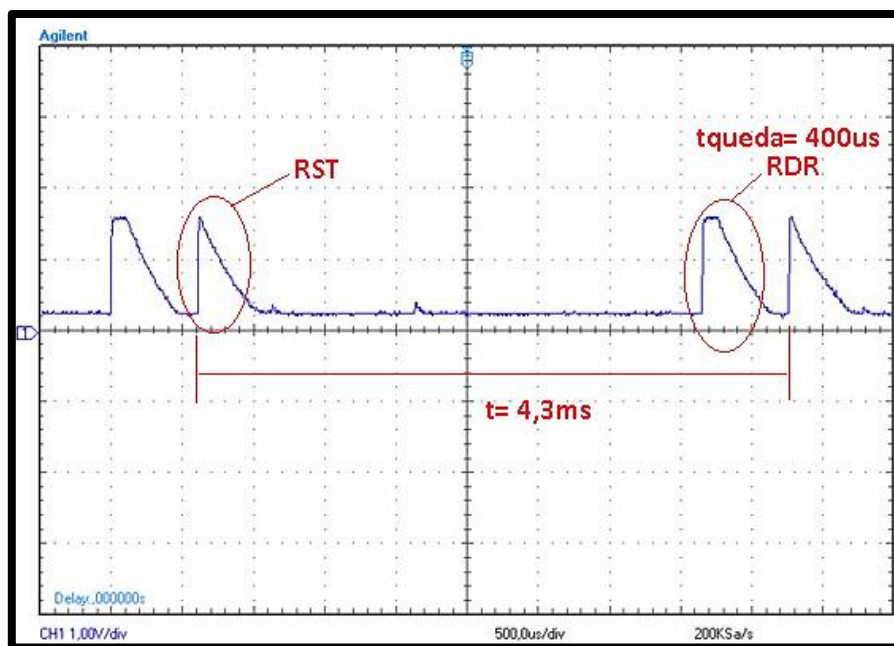
## **4.4 Análise do efeito capacitivo no sistema (breve histórico)**

Ao longo dos testes realizados foram feitos vários ajustes de *timing* e com isso o código padrão foi alterado várias vezes até sua validação.

Algumas limitações físicas bem como de implementação do código nos levaram a avaliar onde estava o gargalo do sistema, pois uma das especificações de projeto iniciais e principais do sistema seria alcançar o tempo de 30ms para leitura completa da matriz, no entanto, ao diminuirmos demais o tempo de leitura de um pixel, ou a largura (duração) dos sinais de controle RST, RDR ou ROWSEL, eram causadas distorções nos sinais (sobreposições) que afetariam a sensibilidade do sensor, limitando-o a uma pequena faixa de operação.

Logo, fizemos várias inferências e em uma delas obtivemos a resposta principal acerca das limitações do sistema. Porém, precisamos alterar o código para uma versão auxiliar chamada código II (em anexo).

O código II exprime as influências dos sinais de controle RDR e RST (reset) e serve também para mostrar como ficaria a resposta do sensor deixando-se de enxergar todo o período de integração para sabermos quando ocorrem os sinais de RDR, RST e o entorno das amostragens s1 e s2.

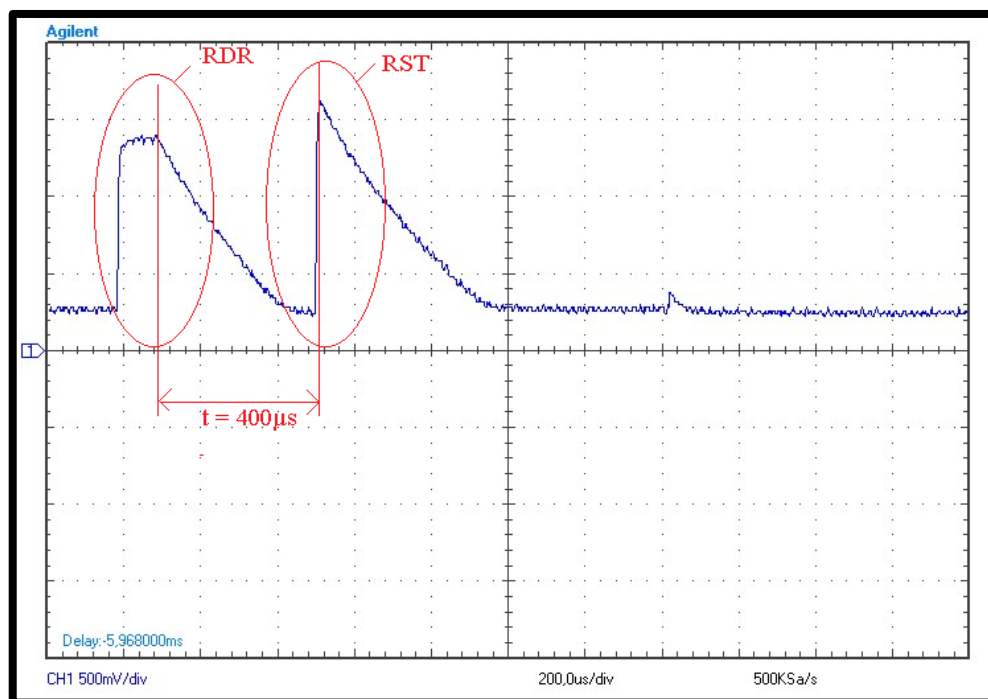


**Figura 4.25 - Leituras de dois pixels para análise de efeito capacitivo.**

A figura 4.25 mostra o comportamento de um pixel quando aplicado o modo linear ( $RST = 0V$  e  $RDR = 1,4V$ ) e podemos observar o tempo de queda decorrente da aplicação dos sinais de RDR e RST.

O sinal de controle RDR está relacionado com o segundo pico da resposta, como podemos ver nos detalhes. O primeiro pico da resposta está relacionado com o sinal de controle RST (reset).

O tempo entre os picos de RST e RDR é aproximadamente 4,3ms. Escolhemos aumentar bastante este tempo simulando a leitura para destacar o tempo de queda dos dois sinais de controle. (Ver código II em anexo).

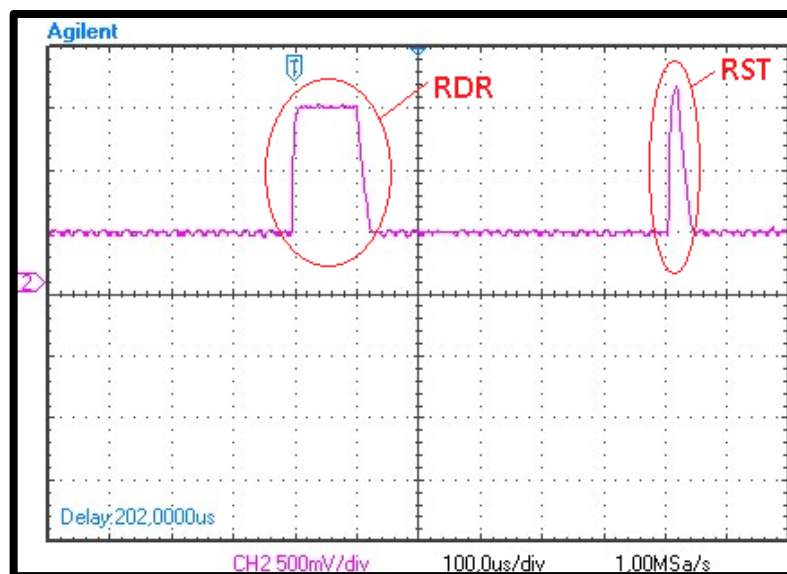


**Figura 4;.26 - Modo Linear: pico 1 – decorrente de RDR do pixel anterior (decaimento de RDR muito lento, 400µs); pico 2: decorrente de RST do pixel atual.**

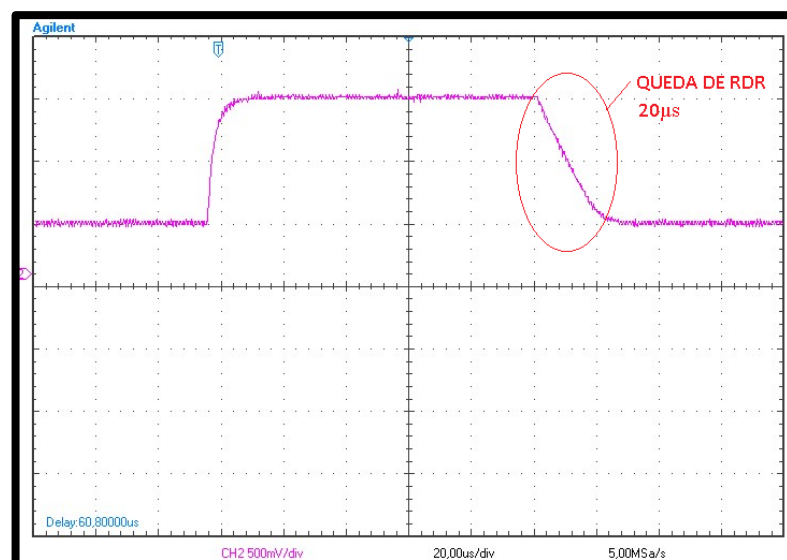
Como podemos observar, no detalhe da figura 4.26, a queda do sinal RDR foi aproximadamente 400µs.

Até onde testamos, aproximadamente até o dia 20 de dezembro de 2014, durante várias vezes obtivemos os resultados de decaimento de RDR na base de 400µs. Porém, mediante testes mais recentes, obtivemos o resultado apresentado nas figuras 4.27 e 4.28. Uma base de 20µs foi atingida, porém não sabemos o que houve de modificações no circuito. Em teoria, nenhuma modificação foi realizada, inclusive foi conferida várias vezes a montagem, e assim ficará a cargo de trabalhos futuros determinar o que houve com este sinal e estudar se os circuitos internos ao sensor que possam estar associados com este efeito.





**Figura 4.27 - Leitura de dois pixels para análise do efeito capacitivo, escala de 100µs (realizado em 05/02/2015)**



**Figura 4.28 - Leitura de dois pixels para análise do efeito capacitivo, escala de 20µs (realizado em 05/02/2015)**

Observações acerca do código padrão:

Observação 1: Após vários testes ficou definido que o tempo mínimo entre as amostragens s1 e s2 seria 500µs, para permitir a excursão máxima do sinal e evitar distorções. Assim as amostragens pudessem explorar o máximo de sensibilidade do sensor.

Observação 2: O tempo de 500µs entre amostragens define em grande parte o tempo total do ciclo de leitura da matriz.

Observação 3: Se somarmos o tempo das amostragens s1 e s2 que demoram 120µs cada (para cada coluna lida), aos 500µs entre amostragens e os 10µs de reset (RST), temos os 750µs para a leitura de um pixel da matriz. Porém, na prática o valor lido no osciloscópio foi 760µs.

# Conclusão

Uma forma simples de aumentar a qualidade de um sensor APS3T básico operando no modo linear-logarítmico foi apresentado neste trabalho. A técnica proposta foi aplicada principalmente para suprimir o ruído de padrão fixo (FPN) sem necessidade de mais técnicas complexas nas quais tanto o fator de preenchimento quanto adicionar circuitos de processamento externamente aos pixels.

Através da comparação de matrizes nos modos linear, logarítmico e linear-logarítmico, em condições de escuro e a melhor resposta alcançada com iluminação, foi confirmado que o melhor modo de operação do sistema implementado é o linear-logarítmico acessando-se o terminal de dreno de cada transistor de reset (RDR) aplicando-se a dupla amostragem.

Nesta solução o terminal de dreno do transistor de reset é usado tanto para alimentar o nível de reset do fotodiodo quanto para impor um nível de referência aplicado para compensar o FPN de coluna.

Embora o sistema seja simples e não customizado, a técnica empregada é bastante eficaz. Podendo-se alcançar resultados muito melhores em sistemas otimizados e montados em placas de circuito impressas.

Os benefícios apontados na utilização da técnica empregada podem ser elencados como segue: I. Sem custo adicional de fabricação; II. Pequena redução no fator de preenchimento; III. Sem necessidade de outros circuitos externos de processamento;

Embora tenha sido estabelecida como especificação de projeto realizar a leitura da matriz 8x8 em 30ms, utilizando-se o código I (padrão), isto tornou-se inviável devido às distorções apresentadas ao tentar-se reduzir o tempo entre as amostragens e transições de sinais de controle RST e RDR. Porém, um bom tempo foi atingido com uma leitura de pixel sendo realizada em 760 $\mu$ s, tem-se uma leitura completa da matriz em 48,640ms.

Foi observado um efeito capacitivo presente durante boa parte do tempo de implementação do setup e até mesmo depois de sua validação. Tal efeito foi evidenciado ao ser implementado o código II que servia para exprimir somente as respostas devido aos sinais de RDR e RST. Através dos testes em questão, o decaimento da resposta global devido ao sinal de RDR ficou em torno de 400 $\mu$ s. Porém, testes mais recentes revelaram uma melhora (de origem ainda desconhecida) da resposta global. Ficando em torno de 20 $\mu$ s, o decaimento decorrente de RDR melhorou significativamente. Logo, propõe-se para trabalhos futuros, estudos acerca deste efeito, que tem maior chance de ser causado devido aos circuitos moduladores de RDR.

A experiência obtida trabalhando-se com a implementação deste sistema foi de grande proveito, pois abre o horizonte para a área de Microeletrônica, um dos meus interesses como profissional.

# Referências Bibliográficas

- [1] DICK, R. H., WECKLER, G. P., “**Integrated Arrays of Silicon Photodetectors for Image Sensing**”, IEEE Transactions on Electron Devices, v. ED-15, n. 4, pp. 196-201, Apr. 1968.
- [2] DE SOUZA, Jhonata Serra, “**Sensores de Imagem Digitais CCD e CMOS**”. VII CONEPI, IFAM, 2009.
- [3] MARICE, E., “**Montagem Experimental Para Concretização de Câmeras Digitais**”. 146pgs. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrica) – Colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- [4] MARICE, E., “**Montagem Experimental Para Concretização de Câmeras Digitais**”. 146pgs. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrica) – Colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- [5] Goretti, K. “**Estruturas APS Resistentes à Radiação para Aplicações Espaciais**” 2006. 118pgs. Dissertação (Mestrado em Ciências Em Engenharia Elétrica) - Corpo Docente Da Coordenação dos Programas De Pós-Graduação De Engenharia. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio e Janeiro, 2006.
- [6] FOSSUM, E. R. “**CMOS Image Sensors: Electronic Camera on a Chip**”, IEEE Transactions on Electron Devices, v. 44, n. 10, pp. 1689-1698, Oct. 1997.
- [7] SMITH, S. G., HURWITZ, J. E. D., TORRIE, M. J., et al, “**A Single-Chip CMOS 306x244-Pixel NTSC Video Camera and a Descendant Coprocessor Device**”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, v. 33, n. 12, pp. 2104-2111, Dec 1998.
- [8] FOSSUM, E. R. “**Digital Camera System on a Chip**”, IEEE Micro, pp. 8-15, May-Jun. 1998.
- [9] SCHANZ, M., NITTA, C., BUSSMANN, A., HOSTICKA, B. J., WERTHEIMER, R. K., “**A High-Dynamic-Range CMOS Image Sensor for Automotive Applications**”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, v. 35, n. 7, Jul. 2000.

- [10] CYPRESS SEMICONDUCTOR CORPORATION, “**IBIS4-14000 14Megapixel CMOS Image Sensor Datasheet**”, San Jose, CA, USA, Jan. 2008. Disponível em: <<http://www.cypress.com/?docID=18524>>. Acessado em 05/01/2015.
- [11] MICRON TECHNOLOGY, “**The Evolution of Digital Imaging: From CCD to CMOS**” (Whitepaper), 2006. Disponível em: <http://ericfossum.com/Articles/Cumulative%20Articles%20about%20EF/Micron%20White%20Paper%20on%20CCDs%20and%20CMOS.pdf>>. Acessado em 05/01/2015.
- [12] NICOLESCU, M., MEDIONI, G., “**GlobeAll: Panoramic Video for an Intelligent Room**”. In: Proceedings of 15th International Conference on Pattern Recognition, 2000, v. 1, pp. 823 – 826, Barcelona, Spain, Set. 2000.
- [13] LI, W., KHARITONENKO, I., LICHMAN, S., WEERASINGHE, C. “**A Prototype of Autonomous Intelligent Surveillance Cameras**”. In: IEEE International Conference on Video and Signal Based Surveillance, 2006, pp. 101-106, Sydney, Australia, Nov. 2006.
- [14] POSCH, C., HOFSTÄTTER, M., LITZENBERGER, M., et al, “**Wide Dynamic Range, High-Speed Machine Vision with a 2×256 Pixel Temporal Contrast Vision Sensor**”. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2007 (ISCAS’2007), pp. 1196-1199, New Orleans, USA, May 2007.
- [15] SEITZ, P., “**Smart Pixels**”. In: International Symposium on Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, pp. 229-234, Vienna, Austria, Nov. 2001.
- [16] HOSTICKA, B. J., BROCKHERDE, W., BUSSMANN, A. et al, “**CMOS Imaging for Automotive Applications**”, IEEE Transactions on Electron Devices, v. 50, n. 1, pp. 173-183, Jan. 2003.
- [17] JI, H., ABSHIRE, P.A., URDANETA, M., SMELA, E., “**CMOS Contact Imager for Monitoring Cultured Cells**”. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS’2005, v. 4, pp. 3491-3494, May 2005.
- [18] LI, S., KLEINFELDER, S.; JIN, L.; XUONG, N. H., “**A CMOS Sensor for NanoImaging**”. In: Sixth IEEE conference on Nanotechnology, IEEE-NANO 2006, v. 2, pp. 544- 547, Jun. 2006.

- [19] TAM, T., JULLIEN, G. A., YADID-PECHT, O., **“A CMOS Contact Imager for Cell Detection in Bio-Sensing Applications”**. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS’2007), pp.813-816, May 2007.
- [20] VATTERONI, M., COVI, D., STOPPA, D. et al, **“High dynamic range CMOS image sensors in biomedical applications”**. In: Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS, pp. 281902822, Lyon, France, Aug. 2007.
- [21] ZHANG, M., BERMAK, A., LI, X., WANG, Z., **“A Low Power CMOS Image Sensor Design for Wireless Endoscopy Capsule”**. In: IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, 2008 (BioCAS 2008), pp. 397-400, 2008.
- [22] LIEBE, C.C.; DENNISON, E.W.; HANCOCK, B. et al, **“Active Pixel Sensor (APS) based Star Tracker”**. In: Proceedings of 1998 Aerospace Conference, v. 1, pp. 119-127, Mar. 1998.
- [23] XING, F., DONG, Y., YOU, Z., ZHOU, Q., **“APS Star Tracker and Its Attitude Estimation”**. In: 1st International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics, 2006 (ISSCAA 2006), pp. 34-38, Harbin, China, Jan. 2006.
- [24] FISH, A., AKSELROD, D., YADID-PECHT, O., **“High Precision Image Centroid Computation via an Adaptive K-Winner-Take-all Circuit in Conjunction with a Dynamic Element Matching Algorithm for Star Tracking Applications”**, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, v. 39, pp. 251–266, 2004. 183.
- [25] PRYDDERCH, M.L., WALTHAM, N.J., TURCHETTA, R. et al, **“A 512 x512 CMOS Monolithic Active Pixel Sensor with Integrated ADCs for Space Science”**, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, v. 512, pp. 358–367, 2003.
- [26] LIEBE, C. C., AKALAI, L., DOMINGO, G. et al, **“Micro APS Based Star Tracker”**. In: IEEE Aerospace Conference Proceeding, 2002, v. 5, pp. 2285-2299, 2002.
- [27] YADID-PECHT, O., CLARK, C., PAIN, B. et al, **“Wide Dynamic Range APS Star Tracker”**. In: Proc. of SPIE/IS&T Sym. on Electronic Imaging: Science and Technology, San Jose, California, SPIE v. 2654, pp. 82-92, Jan. 29-Feb3, 1996.
- [28] BRAGA, L. H. C., DOMINGUES, S., ROCHA, M. F. et al, **“Layout Techniques for Radiation Hardening of Standard CMOS Active Pixel Sensors”**. In: Proceedings of the 20<sup>th</sup> Annual Conference on Integrated Circuits and Systems Design, pp. 257-262, Rio de Janeiro, Brazil, 2007.

- [29] LIMA, K. G., **“Estruturas APS Resistentes a Radiação Para Aplicações Espaciais”**, Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2006.
- [30] DORNELLES, L. T., **“Estruturas de Teste de Sensores APS Resistentes à Radiação”**, Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- [31] ROCHA JÚNIOR, M. F., **“Projeto e Caracterização de Imageadores APS Resistentes à Radiação”**, Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- [32] Carlos A. de Moraes Cruz, Davies W. de Lima Monteiro, Gilles and Alexandre K. P. Souza, **“Simple Technique to Reduce FPN in a linearlogarithm APS”**, “In 2013 Internacional Image Sensor Workshop (IISW)”, Snowbird, Utah, USA, June, 2013.
- [33] TEIXEIRA, Estêvão Coelho, **“Sensor APS com Faixa Dinâmica Estendida”**. Tese de Doutorado, Rio de Janeiro, UFRJ/COPPE, 2010.
- [34] YADID-PECHT, O., ETIENNE-CUMMINGS, R. **“CMOS Imagers: From Phototransduction to Image Processing. Kluwer Academic Publishers”**, Norwell, MA, USA, 2004.
- [35] WECKLER, G. P., **“Operation of p-n Junction Photodetectors in a Photon Flux Integrating Mode”**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, v. sc-2, n. 3, pp. 65-73, Sep. 1967.
- [36] AUSTRIA MICROSYSTEMS AG., **“0,35 $\mu$ m CMOS C35 Process Parameters”**, Eng. 182, Rev. 4.0, Dec. 2005.
- [37] AUSTRIA MICROSYSTEMS AG., **“0,35 $\mu$ m CMOS C35 Design Rules”**, Eng. 183, Rev. 5.0, Aug. 2005.
- [38] HANUMOLU, P. K., Design of Low Noise, **“Low Power Linear CMOS Image Sensor”**. M.Sc. Thesis, Worcester Polytechnic Institute, Worcester, Massachusetts, USA, 2001.
- [39] TABET, M., **“Double Sampling Techniques for CMOS Image Sensors”**, PhD Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2002.
- [40] EL GAMAL, A., ELTOUKHY, H., **“CMOS Image Sensors”**, IEEE Circuits & Devices Magazine, pp. 6-20, May/Jun 2005.

- [41] RAZAVI, B., **“Design of Analog CMOS Integrated Circuits”**, McGraw-Hill, 2001.
- [42] HORNSEY, R., **“Design and Fabrication of Integrated Image Sensors”** (Course Notes), University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada. Disponível em: <[http://www.cse.yorku.ca/~visor/pdf/CMOS\\_1.pdf](http://www.cse.yorku.ca/~visor/pdf/CMOS_1.pdf)>. Acessado em 04/03/2008.
- [43] GOW, R. D., RENSHAW, D., FINDLATER, K., et al, **“A Comprehensive Tool for Modeling CMOS Image-Sensor-Noise Performance”**, IEEE Transactions on Electron Devices, pp. 1321-1329, v. 54, n. 6, Jun. 2007.
- [44] TIAN, H., FOWLER, B., EL GAMAL, A., **“Analysis of Temporal Noise in CMOS APS”**. In: Proceedings of SPIE Conference on Sensors, Cameras, and Systems, 177-185, v. 3649, Jan. 1999.
- [45] TIAN, H., EL GAMAL, A., **“Analysis of 1/f noise in CMOS APS”**, Sensors and Camera Systems for Scientific, Industrial, and Digital Photography Applications (Proceedings of SPIE), pp. 168-176, v. 3965, 2000.
- [46] AW, C. H., WOOLEY, B. A., **“A 128x128-Pixel Standard CMOS Image Sensor with Electronic Shutter”**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, v. 31, n. 12, pp. 1922-1930, Dec 1996.
- [47] MENDIS, S. K., KEMENY, S. E., GEE, R. C., et al, **“CMOS Active Pixel Image Sensors for Highly Integrated Imaging Systems”**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 187-197, v. 32, n. 2, Feb. 1997.
- [48] CHOUBEY, B., COLLINS, S., **“Wide Dynamic Range CMOS Pixels With Reduced Dark Current”**, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing (Springer)*, Sep. 2007.
- [49] SPIVAK, A., BELENKY, A., FISH, A., YADID-PECHT, O., **“Wide-Dynamic-Range CMOS Image Sensors – Comparative Performance Analysis”**, *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 56, n. 11, Nov. 2009.
- [50] CHOUBEY, B., COLLINS, S., **“Models for Pixels With Wide-Dynamic-Range Combined Linear and Logarithmic Response”**, *IEEE Sensors Journal*, pp. 1066-1072, v. 7, n. 7, Jul. 2007.
- [51] STORM, G.G., HURWITZ, J.E.D. 1, RENSHAW, D., et al, **“Combined Linear Logarithmic CMOS Image Sensor”**. In: *2004 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC'2004)*, Feb. 2004.



[52] DA SILVA, Luciano Lourenço Furtado da, Relatório de Estágio Supervisionado, “**Banco de Testes para Sensores de Imagem de Longo Alcance Dinâmico**”, Departamento de Eletrônica e Telecomunicações, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, 2014.

[53] DA SILVA, Luciano Lourenço Furtado, Monografia (Graduação), “**Circuitos de Controle Analógico para Sensores de Imagem do tipo APS**”, Departamento de Eletrônica e Telecomunicações, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, 2014.

[54] SOUZA, Alexandre Kennedy Pinto, Monografia (Graduação), “Demultiplexação em Níveis Analógicos para o Controle de Sensores de Imagem de Largo Alcance Dinâmico”, Departamento de Eletrônica e Telecomunicações, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, 2014.

[55] SOUZA, Alexandre Kennedy Pinto, Relatório de Estágio Supervisionado, “**Banco de Testes em uma Matriz de sensores de Imagem**”, Departamento de Eletrônica e Telecomunicações, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, 2014.

# **ANEXOS**

## ANEXO 1

### Materiais Utilizados

Foram usados os seguintes equipamentos na montagem do setup eletrônico:

- 1 x Socket (tipo e dimensões / quantos pinos / vias);
- 3 x CI – CD 4007UB (3 inversores por CI);
- 6 x Resistores de 330Ω;
- 1 x Arduino Uno R3 (microcontrolador);
- 3x Potenciômetros de 10KΩ;
- 6 x Leds;
- 1 x Protoboard
- Jumpers
- 1 x CI Sensor HDR com 2 matrizes 8x8 pixels (melhorar descrição);
- 1 x Osciloscópio;
- 1 x Fonte DC 32V máx;
- 1 x Cabo Flet 18 vias (50cm aprox.).

Foi utilizado um soquete de 84 pinos, como mostra a figura A1 abaixo.

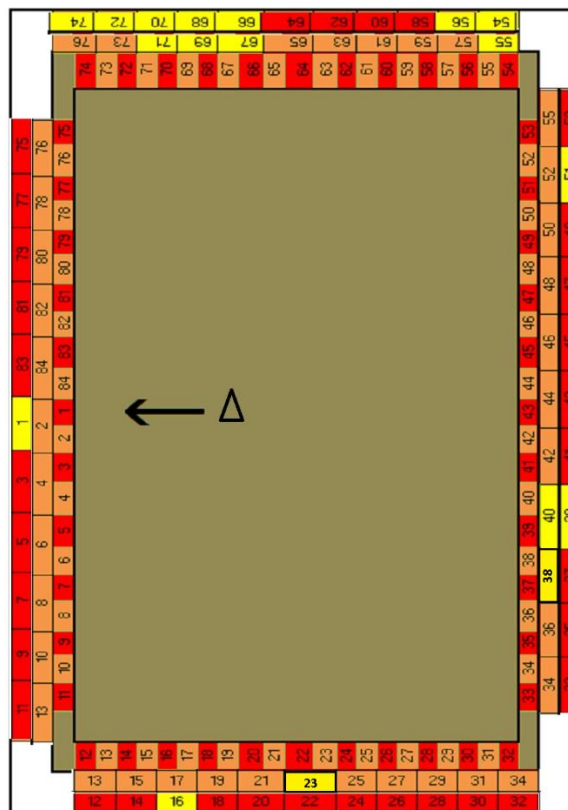


Figura A1. 1 - Ilustração do socket x PAD do Sensor (visão frontal). FONTE: [52]



**Figura A1. 2 - Legenda de pinagem do socket. FONTE: [52]**

## ANEXO 2

### Pinagem do Chip encaixe no socket

A configuração de encaixe do chip HDR no socket foi feita seguindo o projeto do chip (Pad), como mostra abaixo:

Lateral Direita			
Pino	Pad	Nome Original do Pino no Pad	Nome do Pino no Circuito
51	33	RESET PXL_MC	RST_DIG
40	44	OUT_CA	OUTG
39	45	GND analog	GND
38	47	CTRA_CA	E_RDR

**Tabela A2. 1 - Lateral direita: Mapeamento Pad para Pinos.**

Lateral Esquerda			
Pino	Pad	Nome Original do Pino no Pad	Nome do Pino no Circuito
1	97	VDD analog	VDD

**Tabela A2. 2 - Lateral esquerda: Mapeamento Pad para Pinos.**

Superior			
Pino	Pad	Nome Original do Pino no Pad	Nome do Pino no Circuito
74	1	VDD dig	VDD
72	3	conf_IN 1	A0
71	4	conf_IN 2	A1
70	5	conf_IN 3	A2
69	6	conf_IN 4	AC0
68	7	conf_IN 5	AC1
67	8	conf_IN 6	AC2
66	9	conf_IN 7	MOD 1
56	27	GND dig	GND
55	28	CTRD_CA	RDR_DIG
54	29	RowSel	ROWSEL_DIG

**Tabela A2. 3 - Superior: Mapeamento Pad para Pinos.**

Inferior			
Pino	Pad	Nome Original do Pino no Pad	Nome do Pino no Circuito
23	70	RESET analog	E_RST
16	84	V_load	VLOAD

**Tabela A2. 4 - Inferior: Mapeamento Pad para Pinos.**

## ANEXO 3

### Conexões Arduino – Inversores - Chip

Chip (Cabo)	4007 Saídas	Arduino
1	4007_1 - A0 13,8	2
2	4007_1 - A1 1,5	3
3	4007_1 - A2 12	4
4	4007_2 - AC0 13,8	5
5	4007_2 - AC1 1,5	6
6	4007_2 - AC2 12	7
7	4007_3 – RST_DIG 13,8	8
8	4007_3 – RDR_DIG 1,5	9
9	4007_3 – ROWSEL_DIG 12	10
10	E_RST	2.5 V
11	E_RDR	1.4 V
12	MOD_1	3.3 V
13	VDD ANALOG	3.3 V
14	VDD DIG	3.3 V
15	GND ANALOG	GND
16	<b>GND DIG</b>	<b>GND</b>
17	<b>OUT_G</b>	<b>A0 IN</b>
18	VLOAD	0.8 V

Tabela A3. 1 - Conexões: Arduino -> Inversores -> Chip (cabo flat).

	Tensões
	Independentes
	Pinos <u>Arduino</u>
	Pinos CD4007

Tabela A3. 2 - Legenda das conexões: Arduino – Inversores – Chip (cabo flat).

## ANEXO 4

### Códigos desenvolvidos

#### 4.1 Código 1 – Código padrão (3 Modos: Lin, Log e Lin-Log)

```
int sensorPin = A0;
float sample_s1 [2][64] ;
int i, j , k ;
int junk;
void setup()
{
    DDRD=B111111100;
    DDRB=B00000111;
    Serial.begin(9600);
}
void loop()
{
    for(k=0;k<2;k++)
    {

        for (j=0;j<8;j++)
        for (i=0;i<8;i++)
        {
            //delayMicroseconds(6300);
            //delayMicroseconds(3500);

            PORTD = ~((i+(8*j)) << 2); // delay(1);
            if(k==1) sample_s1 [0][ i+(8*j)] = analogRead(sensorPin);
// 120us
            delayMicroseconds(5);
            PORTB = B00000000; //RST alto, RDR baixo, RSD alto
            delayMicroseconds(500); //mínimo de 400us para n distorcer os
            sinais de controle
            if(k==1)sample_s1 [1][ i+(8*j)] = analogRead(sensorPin);
            delayMicroseconds(5);
            PORTB = B00000010; //RST alto, RDR alto, ROWSEL DIG
alto
            delayMicroseconds(10);
            PORTB = B00000011; //RST baixo, RDR alto, ROWSEL DIG
alto

        }
    }
    Serial.println("Amostragem s1");
    for (i=0;i<8;i++)
    {
        for(j=0;j<8;j++)
        {
            if(j<8)
            {
                Serial.print((sample_s1[0][ (i+(8*j))])*0.00489,3);
```

```

        Serial.print(" ; ");
    }
}
Serial.println();
}
Serial.println();
Serial.println("Amostragem s2");
for (j=0;j<8;j++)
{
    for(i=0;i<8;i++)
    {
        if(i<8)
        {
            Serial.print((sample_s1[1][(i+(8*j))])*0.00489,3);
            Serial.print(" ; ");
        }
    }
    Serial.println();
}
Serial.println();
Serial.println();
}

```

## 4.2 Código 2 - Teste do Efeito Capacitivo

```

int sensorPin = A0;
float sample_s1 [2][64] ;
int i, j , k ;
int junk;
void setup()
{
    DDRD=B111111100;
    DDRB=B00000111;
    Serial.begin(9600);
}
void loop()

{
    j=0; i=0;
    {
        {
            j=0; i=1;
            PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
            delayMicroseconds(500);
            j=0; i=2;
            PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
            delayMicroseconds(500);
            j=0; i=3;
            PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
            delayMicroseconds(500);
            j=0; i=4;
            PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
            delayMicroseconds(500);

```



```

        j=0; i=5;
        PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
        delayMicroseconds(500);
        j=0; i=6;
        PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
        delayMicroseconds(500);
        j=0; i=7;
        PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2);
        delayMicroseconds(500);
        j=0; i=0;

        PORTD = ~(( i+(8*j)) << 2); //mudanca de endereco e
gera      mudanca no pixel
          delayMicroseconds(100);

          if(k==1) sample_s1 [0][i+(8*j)] =
analogRead(sensorPin); // 120us

          delayMicroseconds(5);
          PORTB = B00000000; //RST alto, RDR baixo, RSD alto
          delayMicroseconds(500); //400 microsegundos é o valor
mínimo admitido para este delay.

          if(k==1) sample_s1 [1][i+(8*j)] =
analogRead(sensorPin);

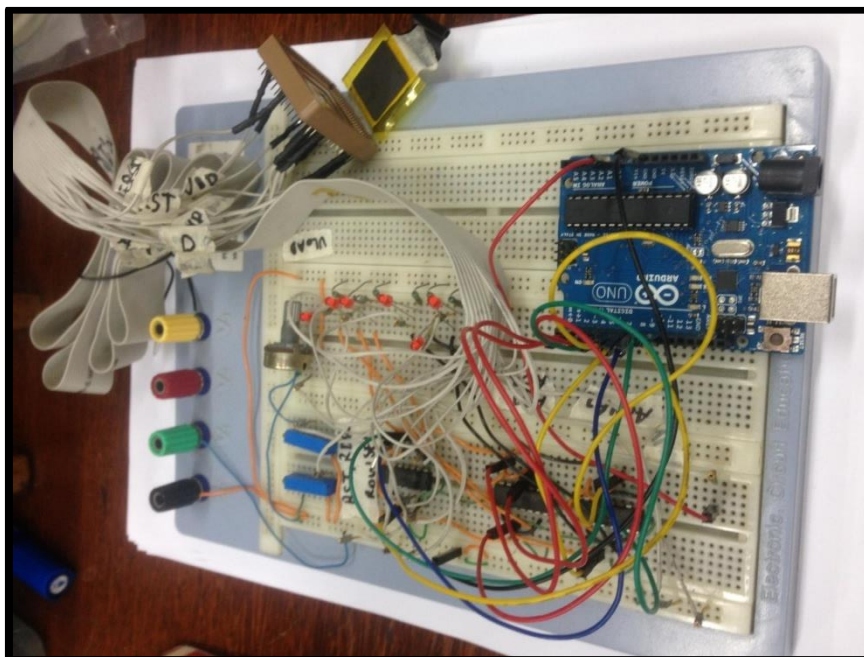
          delayMicroseconds(5);
          PORTB = B00000010; //RST alto, RDR alto, ROWSEL DIG
alto
          delayMicroseconds(10);
          PORTB = B00000011; //RST baixo, RDR alto, ROWSEL DIG
alto
      }
  }
}

```

## **ANEXO 5**

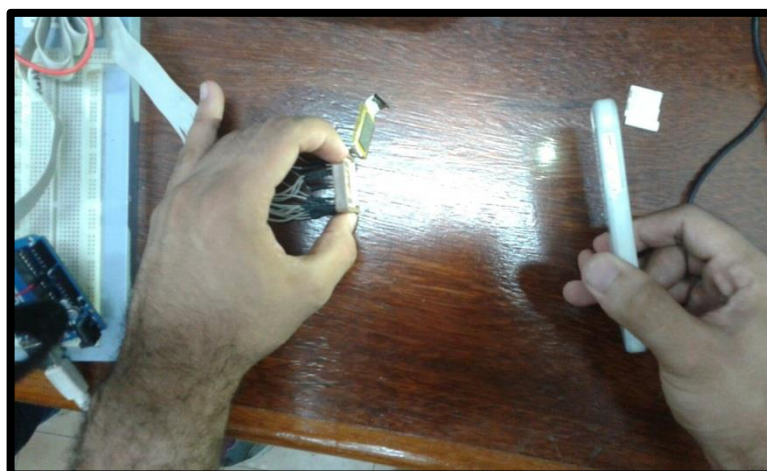
### **Montagem dos circuitos e configuração de testes**

#### **5.1 Montagem do Setup**



**Figura A5. 1 - Montagem do sistema de controle e leitura do Sensor de Alto Range Dinâmico.**

#### **5.2 Configuração dos testes com iluminação a 15cm de distância**



**Figura A5. 2 - Teste com iluminação via lanterna de celular a 15cm.**