



COPPE/UFRJ

**ANÁLISE E PROJETO DE UM SENSOR DE IMAGEM EM 0.35 μm CMOS PARA
COMPRESSÃO DE DADOS NO PLANO FOCAL DE CÂMERAS DIGITAIS**

Adão Maciel Monteiro Chmielewski

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Petraglia

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2009

ANÁLISE E PROJETO DE UM SENSOR DE IMAGEM EM 0.35 μm CMOS PARA
COMPRESSÃO DE DADOS NO PLANO FOCAL DE CÂMERAS DIGITAIS

Adão Maciel Monteiro Chmielewski

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Antonio Petraglia, Ph.D.

Prof. José Gabriel Rodriguez Carneiro Gomes, Ph.D.

Profa. Jacqueline Silva Pereira, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

FEVEREIRO DE 2009

Chmielewski, Adão Maciel Monteiro

Análise e Projeto de um Sensor de Imagem 0.35 μm CMOS para Compressão de Dados no Plano Focal de Câmeras Digitais/Adão Maciel Monteiro Chmielewski – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2009.

VIII, 103 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Antonio Petraglia

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2009.

Referências Bibliográficas: p. 100-103.

1. Microeletrônica Analógica. 2. Sensores de Imagens CMOS. I. Petraglia, Antonio. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

AGRADECIMENTOS

A Deus, que enviou seu filho Jesus Cristo à terra para nos ensinar a amar e que nos momentos de incertezas e dificuldades sempre iluminou meu caminho.

A minha mulher e filha, que sempre me apoiaram em todos os momentos.

Ao meu orientador Prof. Antonio Petraglia, que me incentivou e transmitiu importantes conhecimentos, apontando a direção correta.

Aos familiares e amigos, que sempre torceram pelo meu sucesso.

A todos os professores e funcionários da COPPE que, de alguma forma, colaboraram para que este momento se tornasse realidade, os meus sinceros agradecimentos.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE E PROJETO DE UM SENSOR DE IMAGEM EM 0.35 μm CMOS PARA COMPRESSÃO DE DADOS NO PLANO FOCAL DE CÂMERAS DIGITAIS

Adão Maciel Monteiro Chmielewski

Fevereiro/2009

Orientador: Antonio Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

A evolução na fabricação de sistemas digitais CMOS possibilitou, nos últimos anos, circuitos integrados com pequenas dimensões e baixo consumo de potência, resultando em integração em altíssima escala, aumentando assim o interesse em sensores de imagens CMOS. Este trabalho teve como meta pesquisar e projetar um circuito de captura e leitura da luz que permita fornecer um sinal adequado para um circuito de compressão de dados em que ambos fazem parte de um pixel. Para isto, realizou-se inicialmente a caracterização de um fotodiodo. Em seguida foram analisados circuitos de leitura para sensores de imagem com saída em modo tensão e modo corrente. Com estas informações projetaram-se os circuitos de dois sensores, com saídas em modo corrente, e com auxílio do software CADENCE, foi feita a simulação de Monte Carlo, visando verificar o comportamento do circuito no processo de fabricação e seus efeitos na qualidade da imagem. Finalmente, foi desenvolvido o *layout* dos dois sensores e foram simulados os efeitos parasitas deles decorrentes, para testar os seus desempenhos. Esta pesquisa contribui para o projeto de sensores de imagem com reduzida complexidade de *hardware*, pois permite a aquisição e a compressão de imagens num único chip. Além disso, uma economia substancial do consumo de potência é obtida por permitir a simplificação dos circuitos de conversão analógico-digital e dos circuitos digitais subsequentes.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS AND DESIGN OF AN IMAGE SENSOR IN 0.35 μm CMOS FOR
DATA COMPRESSION AT THE FOCAL PLANE OF DIGITAL CAMERAS

Adão Maciel Monteiro Chmielewski

February/2009

Advisor: Antonio Petraglia

Department: Electrical Engineering

Developments in the manufacture of CMOS digital systems have led in recent years, to integrated circuits with small size and low power consumption, resulting in high-scale integration, thereby increasing the interest in CMOS image sensors. This work focused on the research and design of a capture-and-readout circuit, which is capable of delivering an appropriate signal to a data compression circuit, in which both are part of a pixel. To this end, the characterization of a photodiode was carried out initially. Image sensor readout circuits were then analyzed for both voltage mode and current mode operations. Two types of such circuits were designed and simulated using CADENCE software. Monte Carlo simulations were also carried out to include effects of manufacturing process variations, and its implications on the quality of the captured image. Finally, the layouts of the two sensors were developed and the impact of parasitic effects was studied. This research contributes with the development of image sensors having reduced hardware complexity, by enabling acquisition and image compression of images in a single chip. Moreover, substantial power consumption savings is obtained by allowing the use of simpler analog-to-digital conversion and digital circuitry.

SUMÁRIO

1.	Introdução	1
1.1	Objetivo do Trabalho.....	2
1.2	Organização dos Capítulos	3
2.	Tecnologia dos Sensores de Imagens na Faixa Visível (390 – 770 nm)	4
2.1.1	Definição de Parâmetros Fundamentais dos Sensores de Imagens	5
2.2	Tecnologia CCD	7
2.2.1	Princípio do Funcionamento	7
2.2.2	Principais Características do Sensor CCD	11
2.3	Tecnologia CMOS	12
2.3.1	Princípio de Funcionamento	12
2.3.2	Tipos de Circuitos de Sensores de Imagens CMOS.....	14
2.3.3	Principais Características do Sensor APS	16
2.4	Tecnologia APS <i>versus</i> CCD.....	17
3.	Caracterização do Fotodiodo	20
3.1	Características de Operação.....	24
3.2	Responsividade.....	24
3.3	Análise do 3º Terminal do Fotodiodo.....	26
3.4	Linearidade	26
3.5	Capacitância de Junção do Fotodiodo	29
3.6	Potência Ótica de Operação	33
3.7	Potência <i>versus</i> Radiação Luminosa (lux)	37
4.	Análise de Sensores de Imagens em Modos de Tensão e Corrente	39
4.1	Blocos Principais dos Sensores	39
4.2	Classificação dos Modos de Operação	39
4.3	Desempenho dos Modos de Operação.....	42
4.4	Modos Simultâneos Tensão e Corrente	44
4.5	Sensibilidade	45
4.6	Aplicações	45
5.	Projeto de um Sensor de Imagem	46
5.1	Parâmetros Fundamentais para Especificação do Projeto.....	46
5.1.1	Sensibilidade	46
5.1.2	Ruídos	46

5.1.3	Faixa Dinâmica.....	49
5.1.4	Saturação do Fotodiodo e do Pixel	51
5.1.5	Largura de Banda do Fotodiodo	52
5.1.6	Sensibilidade <i>versus</i> Faixa Dinâmica	52
5.1.7	Fator de Preenchimento	52
5.1.8	Resposta Espectral do Pixel	53
5.1.9	Capacitância, Tempo de Resposta e Resposta em Frequência.....	53
5.1.10	Linearidade e Saturação do Fotodiodo	54
5.2	Primeira Fase do Projeto	54
5.2.1	Considerações e Requisitos do Projeto.....	54
5.2.2	Espelho de Corrente	55
5.2.3	Corrente de Acumulação em Modo Diferencial.....	58
5.2.4	Corrente de Acumulação em Modo Direto	69
5.3	Segunda Fase do Projeto	76
5.3.1	Simulação de Monte Carlo	76
5.4	Terceira Fase do Projeto.....	83
5.4.1	<i>Layout</i> dos Circuitos.....	83
5.4.2	Análise dos Circuitos.....	93
6.	Conclusão	97

1. Introdução

O fotodetector é um dispositivo que converte luz num sinal elétrico. Ele é construído com materiais semicondutores. Os fótons incidentes num semicondutor cedem energia para elétrons na banda de valência. Como resultado, esses elétrons são excitados para a banda de condução, deixando uma lacuna na banda de valência. Quando uma tensão externa é aplicada no semicondutor, os pares elétrons-lacunas produzem uma corrente elétrica, denominada de fotocorrente. De acordo com a mecânica quântica, cada elétron pode absorver somente um fóton para a transição entre níveis de energia. Então, a energia do fóton incidente deve ser, pelo menos, igual à energia da banda proibida para que a fotocorrente seja gerada.

O fotodetector é o principal elemento de um sensor de imagem. Existem diversos tipos desses sensores, principalmente os térmicos, de raios gama, de raios X e os visíveis. Para esta dissertação o que mais interessa são sensores de imagens visíveis. Nos anos 70, surgiu a tecnologia CCD (*Charge Coupled Device*) que deu lugar às câmeras de vídeo VHS, Betacam. Com isso, os grandes e pesados *displays* que essas câmeras utilizavam foram substituídos por pequenos chips, leves e mais eficientes sendo utilizados na maioria dos sistemas de aquisição de imagens, tais como: máquinas fotográficas digitais, scanners de alta velocidade, sistemas de vídeo para segurança, sistemas de reconhecimento de imagem para uso militar, etc. Buscou-se, na época também, fazer sensores de imagens CMOS, mas como o CCD apresentava sempre uma resolução dos tons de luminosidade melhor do que o CMOS, este nunca foi utilizado em câmeras de vídeo para produção, tendo sido usado em câmeras de baixo custo para aplicação em vigilância durante vários anos.

A tecnologia CMOS, todavia, tinha uma característica de resistência aos raios cósmicos e isto manteve um contínuo interesse em um desenvolvimento futuro deste sensor, já que o CCD não tinha essa qualidade. Satélites e seus sensores de imagens viriam a ser beneficiados com esta característica de resistência à radiação cósmica.

A evolução na fabricação de sistemas digitais CMOS permitiu, nos últimos anos, que os circuitos integrados atingissem pequenas dimensões. Este fato, aliado a uma baixa dissipação de potência, possibilitou uma integração em altíssima escala, fazendo ressurgir o interesse na utilização de sensores de imagens CMOS. Com isso, no início dos anos 90, no

Jet Propulsion Laboratory (JPL) da NASA surgiu o primeiro protótipo do sensor de imagem APS (*Active Pixel Sensor*), possibilitando a fabricação direta de funções como *zoom*, diferentes resoluções de aquisições, acesso aleatório, etc., podendo executar todas as funções do CCD e sendo uma alternativa real para esta tecnologia.

A tecnologia CCD exige um controle externo ao *chip* do mesmo para leitura das cargas armazenadas em cada *pixel*. Além disso, na saída do CCD, o sinal de carga precisa ser amplificado e tratado individualmente. Já o sensor APS atual, com a miniaturização da tecnologia CMOS permite colocar, em cada *pixel*, um amplificador. Todo o circuito de controle necessário pode ser colocado no mesmo chip.

Outra vantagem é o fato de que a tecnologia CMOS está difundida no mundo inteiro, tornando o seu custo menor que a CCD, a qual exige fabricação com estruturas mais complexas.

Desta forma, a pesquisa atual sobre sensores de imagens visíveis está crescendo cada vez mais no mundo inteiro, buscando implementar uma câmera digital com imagens coloridas, com todo o circuito num único *chip*, utilizando o sensor de imagens CMOS como alternativa ao CCD, ou seja, com uma qualidade de imagem aceitável. Ao se desenvolver um sensor de imagens CMOS equivalente ou melhor que o CCD, há ainda melhorias a serem realizadas com relação a problemas de ruído, de sensibilidade à luz, de uniformidade, etc.

A maioria dos projetos com sensores de imagens visíveis APS são realizados com saída em modo de tensão, e a compressão de dados e conversão analógico-digital ocorre fora da matriz do plano focal. Agora, por que não inserir a compressão de dados e a conversão A/D fazendo parte do mesmo circuito APS? Este é um desafio para o qual esta dissertação pretende contribuir, no tocante principalmente ao fornecimento de um sinal de saída adequado para esta nova concepção de um circuito de sensor de imagem.

1.1 Objetivo do Trabalho

Conforme comentado na seção anterior, a maioria dos sensores APS trabalha com a saída em modo de tensão, com a compressão e conversão de dados realizados fora da matriz do plano focal. Porém, se inserirmos junto, com cada sensor e seu circuito de captura e leitura da fotocorrente, um circuito conversor analógico-digital e de compressão de dados

que trabalhará com os sinais analógicos coletados diretamente no plano focal, teremos uma economia de consumo de potência já que o processamento digital externo à matriz dos sensores ficará mais simplificado. Além disso, evitaremos o ruído do tipo FPN (*Fixed Pattern Noise*), que ocorre no descarregamento dos sinais de cada fotodetector através das colunas da matriz no plano focal. Mas para isso, teremos que utilizar sensor APS com a saída em modo corrente, porque facilitará bastante as operações de soma e escalamento no processamento de sinais.

Este trabalho procurou então pesquisar e projetar arquiteturas adequadas de sensor de imagem visível APS para um fotodiodo, que atendesse bem os requisitos de coleta, amplificação e leitura de saída para um pixel APS que contém circuitos de compressão e conversão A/D.

1.2 Organização dos Capítulos

O restante desta dissertação está organizado da seguinte forma:

Uma análise dos sensores de imagens com foco nas tecnologias CCD e APS é apresentada no Capítulo 2, assim como uma comparação entre elas.

A caracterização teórica do fotodiodo utilizado neste trabalho, e a verificação do seu comportamento, utilizando Spice e Matlab, são descritas no Capítulo 3.

Uma análise comparativa entre os modos de tensão e de corrente para a captura, amplificação e leitura do sinal produzido pelo sensor APS é realizada no Capítulo 4.

O desenvolvimento de um circuito de captura e leitura da corrente do fotodiodo, utilizando APS em modo corrente direto com espelho de corrente, é mostrado no Capítulo 5. Também neste capítulo, são descritas duas alternativas de circuitos: (i) APS Modo Corrente de Acumulação Direta, e (ii) Modo de Corrente de Acumulação Diferencial com seus respectivos layouts.

2. Tecnologia dos Sensores de Imagens na Faixa Visível (390 – 770 nm)

O sensor de imagem é um sistema que captura a luz e a converte em um arquivo digital. Os sensores de imagens são constituídos por matrizes de elementos fotossensíveis, dispostos em uma ou mais linhas que são submetidos à exposição luminosa do ambiente durante certo tempo (tempo de exposição) e mapeiam o nível de intensidade luminosa recebido sobre sua superfície com um sinal elétrico analógico proporcional, repassando este sinal para um elemento processador, que irá digitalizar e armazenar o sinal em uma memória de rápido acesso para futuro processamento.

O sensor de imagem pode capturar luz visível ou não ao olho humano. Para que a luz seja visível o seu comprimento de onda deve estar situado entre 390 e 770 nm. Este trabalho está direcionado ao estudo dos sensores visíveis CCD e CMOS.

A teoria para se viabilizar a construção dos sensores de imagens CCD e CMOS está baseada no conceito de célula foto-elétrica e isto é, a emissão de elétrons devido à incidência de fótons em uma determinada superfície.

A palavra pixel é a abreviatura de “*Picture Element*”, que significa “componente da imagem”. O pixel é o menor elemento de uma imagem digital e contém informações sobre luminosidade e cor. Estas informações analógicas são codificadas digitalmente através de um conversor A/D e são armazenadas num dispositivo de memória em forma de bytes. Quanto mais pixels uma imagem tiver, melhor será a sua resolução. O tamanho físico de uma imagem é indicado por pixels. Uma imagem pode ter 600 x 400, 1800 x 1200, 3600 x 2400 pixels etc. Estes valores representam os números de pontos que a imagem possui na horizontal e o número de pontos que ela possui na vertical.

Os pixels de um modo geral têm um formato quadrado ou retangular (vide Figura 2.1).

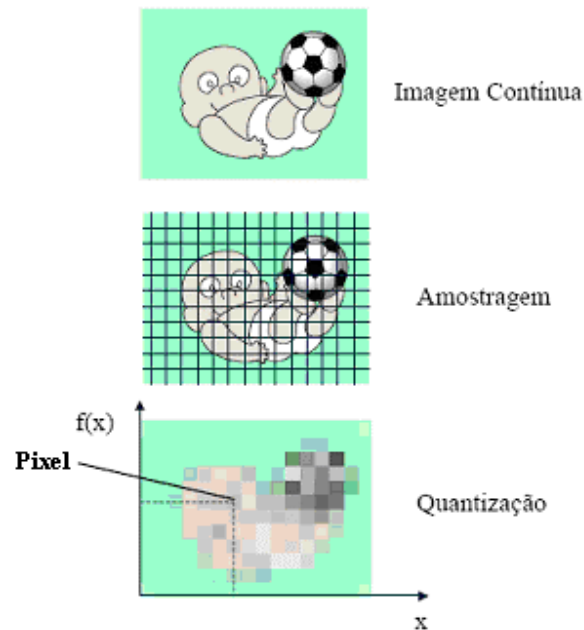


Figura 2.1: Transformação de imagem em pixels.

Atualmente já existem no mundo câmeras digitais trabalhando com até 33 megapixels [1]. Isto significa uma melhor resolução e, por conseguinte, uma melhoria na qualidade da imagem.

2.1.1 Definição de Parâmetros Fundamentais dos Sensores de Imagens

- **Resolução:** é a medida da capacidade do sistema em reproduzir detalhes do objeto. A unidade de especificação da resolução pode ser a contagem total de pixels do elemento sensor, onde se multiplica a quantidade de pixels na vertical pela quantidade na horizontal.
- **Iluminação:** o olho humano é um sensor muito versátil, capaz de adaptar-se a grandes variações de iluminação, mas os sistemas de imagem requerem maior controle na iluminação devido às limitações dos dispositivos sensores. O tipo de iluminação e a conseqüente escolha do dispositivo gerador de luz serão determinados pelo tipo de sistema de visão definido. Por exemplo, a iluminação direcional utiliza lâmpadas halógenas de quartzo ou de pressão de sódio, cuja

aplicação é mostrar a topologia e defeitos em superfícies lisas quando posicionadas obliquamente ao objeto. Já as lâmpadas fluorescentes geram uma iluminação difusa que pode mostrar detalhes dos objetos sem o aparecimento de sombras ou reflexos.

- **Corrente de Escuro:** é uma fotocorrente parasita na ausência de luz, isto é, uma corrente pequena flui no fotodiodo, deteriorando a imagem e adicionando seu próprio "*shot noise*". Pares de elétrons-buracos são gerados em algum lugar do silício e portadores minoritários são coletados pelo fotodiodo e se somam ao fofosinal. Pode ser visto como uma corrente de fuga do fotodiodo, sendo originada pelas impurezas de grande parte do silício. A corrente de escuro se distribui aleatoriamente pela matriz do pixel e tem graves conseqüências no desempenho da imagem. Todos os pixels geram alguma corrente de escuro. Esta corrente é sempre um problema em sensores de imagem, pois limita o tempo máximo de integração e é fonte de um ruído de comportamento fixo. Por causa da geração de par de elétron-buraco randomicamente ao longo do tempo é também responsável pelo ruído temporal, conhecido como ruído de disparo de corrente de escuro. Esta corrente é dependente da temperatura. Ela dobra a cada 8°C [2]. Portanto é a corrente de escuro que limita a *performance* dos sensores de imagens em altas temperaturas.
- **Fator de Preenchimento (*Fill Factor*):** é igual à área do pixel sensível à luz, dividida pela total área do pixel. A área sensível à luz do pixel é a área aparente do pixel onde a luz incide, gerando a corrente do fotodiodo. Somente a área embaixo do diodo contribui para a fotocorrente. As cargas geradas nas áreas debaixo dos outros transistores são coletadas pelos diodos de dreno ou de *source* dos transistores CMOS. Quanto mais alto é este fator, mais sensível é o pixel à luz. Três elementos limitam este fator:
 - 1) as interconexões metálicas e as outras regiões opacas acima do pixel;
 - 2) as cargas perdidas coletadas por outras junções de pixel (por exemplo, no caso do APS as junções dos diodos dos transistores);
 - 3) as cargas perdidas por recombinação.

O Fator de Preenchimento no CMOS alcança até 70% em 0.35 μm , devido a estas limitações enquanto no CCD alcança de 80% a 90% [1] ou até 100%, conforme a arquitetura utilizada.

- **Faixa Dinâmica:** É a capacidade do detector de capturar simultaneamente a menor e a maior quantidade de luz. É a relação entre o mais forte fluxo óptico não-saturado detectável por um sensor, pelo menor fluxo óptico. Dentro desta faixa, a resposta é linear, isto é, a amplitude do sinal é proporcional ao número de fótons detectados.

2.2 Tecnologia CCD

2.2.1 Princípio do Funcionamento

O sensor CCD (Charge Coupled Device) ou dispositivo de carga acoplada é uma matriz de elementos sensíveis à luz, fabricados utilizando tecnologia MOS (*Metal-Oxide-Semiconductor*) onde cada pixel pode ser considerado como um capacitor MOS, (Figura 2.2) [3] que converte fótons em carga elétrica, a qual é armazenada para uma leitura posterior.

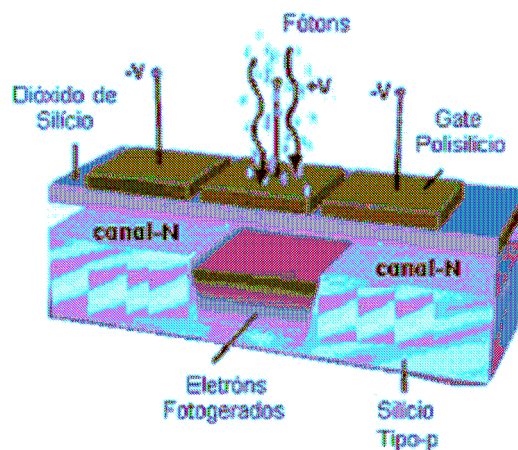


Figura 2.2: Capacitor MOS.

Esta tecnologia se baseia na varredura das linhas desta matriz captadas pelo sensor. A Figura 2.3 apresenta um esquema de um sensor CCD. Durante a operação, as linhas são movidas, uma a uma, para um registrador serial, ao final de cada exposição.

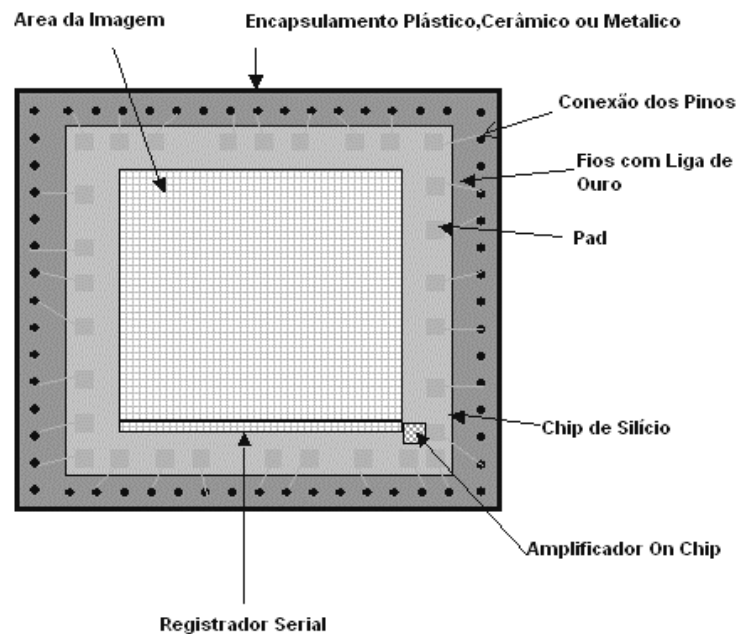


Figura 2.3: Formato do chip CCD.

O registrador serial transporta a carga e lê o valor no final da linha. Um conversor analógico-digital transforma, então, o valor de tensão analógico do pixel (definido pela quantidade de carga em cada célula dividida pela capacitância de entrada do conversor A/D) em um código digital de 8 ou mais bits.

Um CCD típico consiste numa placa quadrada ou retangular de silício com 125 a 500 μm de espessura e alguns milímetros de comprimento. Nesta, é implantado três capacitor MOS em cada pixel, que capturam e analisam os elétrons gerados pelo efeito fotoelétrico. Cada trio de capacitores atua como uma ratoeira eletrostática, acumulando em seu redor os elétrons gerados na placa de silício. O eletrodo central de cada trio mantém uma carga positiva, enquanto que os restantes mantêm um potencial nulo. Deste modo, os elétrons cujas cargas são negativas acumulam-se embaixo do eletrodo central à medida que a luz incide no detector (Figura 2.4).

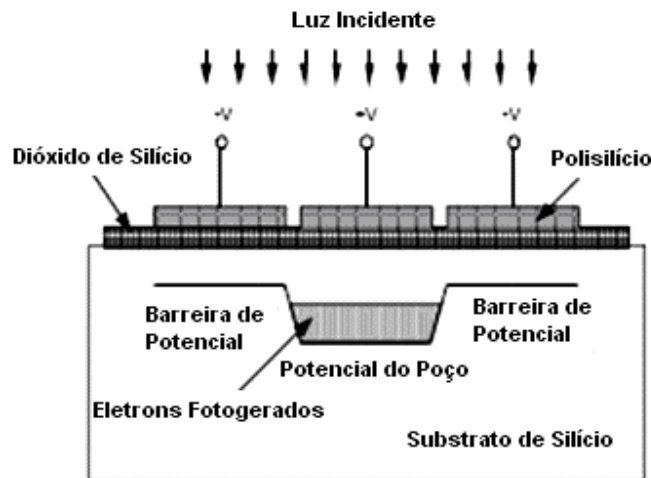


Figura 2.4: Captura e acumulação de luz num capacitor MOS.

Os capacitores MOS são dispostos em colunas que cobrem a totalidade do sensor CCD. As diferentes colunas são isoladas entre si por um material que gera um potencial negativo permanente ao entrar em contato com a placa de silício, o que reduz a contaminação entre colunas. As linhas perpendiculares às colunas são designadas como filas. Cada pixel formado por três capacitores MOS é uma peça fundamental do detector CCD e corresponde a um elemento da imagem digital. O tamanho físico do pixel é variável. Existem pixels retangulares e pixels quadrados. As suas dimensões variam habitualmente entre 6 a 27 μm .

Para explicar melhor a descarga dos capacitores linha a linha até chegar ao registrador serial, conforme observado na Figura 2.5, é fundamental entender o mecanismo de circuito que gera vários pulsos de sincronismo deslocados em fase e estão conectados aos contatos metálicos.

Este processo é mais claramente compreendido através da observação da Figura 2.5, em conjunto com o gráfico da Figura 2.6. Assim, no tempo t_1 , Φ_1 (*clock 1*) está no nível '1', enquanto Φ_2 e Φ_3 estão em nível '0', portanto toda carga acumulada (Q_1) está sob o capacitor onde aponta Φ_1 . No instante t_2 , Φ_1 e Φ_2 estão em nível '1' e Φ_3 em nível '0' estando a carga Q_1 acumulada embaixo dos capacitores onde aponta Φ_1 e Φ_2 . Já no instante t_3 somente Φ_2 está em nível '1' e a carga Q_1 fica abaixo somente de Φ_2 . Quanto

ao instante t_4 , somente Φ_2 e Φ_3 estão em nível '1' e toda a carga Q_2 esta embaixo de Φ_2 e Φ_3 .

Na seqüência, pode-se ainda observar o instante t_5 , quando somente Φ_3 está em nível '1' e Q_2 esta embaixo de Φ_3 . Em t_6 existe a transição onde Φ_3 do terceiro capacitor e Φ_1 do primeiro capacitor estão em nível '1' e Q_4 acumulada embaixo dos dois capacitores. Finalmente, em t_7 começa o transporte de cargas dentro do próximo pixel e assim continua, sucessivamente, como uma esteira rolante até que todas as cargas geradas nos capacitores sejam movimentadas para o registrador serial. O circuito de temporização geralmente é externo ao circuito integrado do elemento sensor CCD e tem sua constituição e funcionamento específicos para cada tipo de CCD.

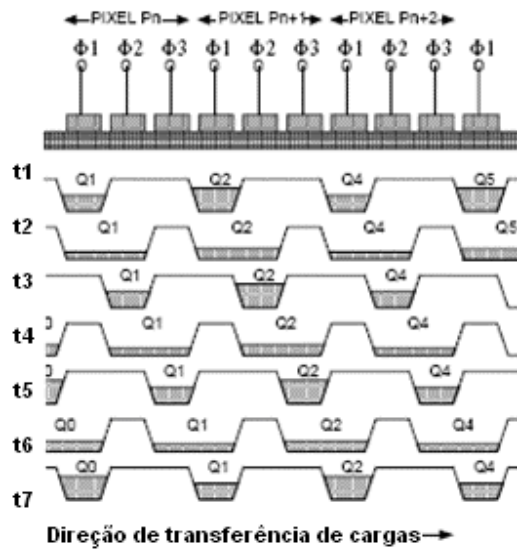


Figura 2.5: Transporte das cargas.

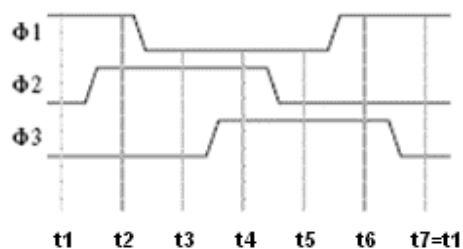


Figura 2.6: Gráfico da movimentação das cargas no tempo.

Sendo o sensor de imagem bidimensional, o circuito temporizado, além de movimentar as cargas das linhas de elementos de imagem, também tem a função de movimentar as cargas para fora da matriz. Na Figura 2.7 observa-se que as cargas são transferidas de pixel para pixel até chegar ao registrador. Em seguida, as cargas se dirigem para o amplificador de saída.

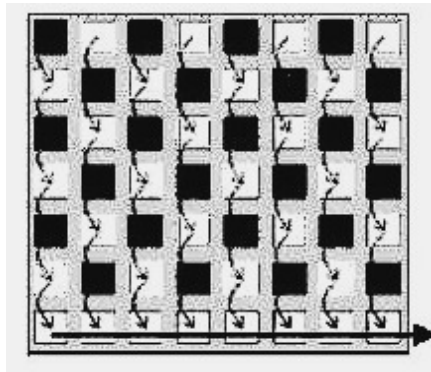


Figura 2.7: Matriz de sensores de cargas acopladas.

2.2.2 Principais Características do Sensor CCD

- **Potência de Dissipação** - É maior que o CMOS, porque é fabricado em tecnologia *standard* e desta maneira permite a integração direta com outros circuitos de controle e processamento analógico e digital. Tais integrações reduzem o consumo de potência [4].
- **Área de exposição** - Permite o aproveitamento máximo da área de exposição
- **Ruído** - O CCD possui os seguintes tipos de ruídos: *dark current*, *photon shot noise*, kTC e o FPN. Os estágios de saída dos CCDS são operados com CDS (*Correlated Double Sampling*) para cancelar o ruído KTC devido ao reset da difusão flutuante. O CDS (dupla amostragem correlacionada) é um método utilizado para ler a grandeza diferencial de um pacote de carga, por esse meio cancelando uma fonte de FPN (ruído DC).
- **Leitura dos Pixels** - Os pixels não podem ser lidos de forma independente.

2.3 Tecnologia CMOS

2.3.1 Princípio de Funcionamento

Os sensores de imagem APS (*active pixel sensor*) são formados por elementos sensíveis à luz, capazes de gerar um sinal elétrico ou carga proporcional à intensidade da luz que incide sobre eles. No entanto, o processo utilizado para realizar esta conversão é diferente em cada tecnologia. Nos sensores APS, o pixel pode ser constituído de fotodiodos, capacitores e transistores que podem ser integrados formando um circuito individual para cada pixel.

Existem basicamente dois tipos de sensores de imagem CMOS. O pixel passivo, no qual existem somente componentes passivos e o pixel ativo, que tem circuito de amplificação, ambos utilizando as mesmas técnicas para leitura dos pixels. Nestes sensores, existe a possibilidade de selecionar as linhas e colunas permitindo acessar pixels individuais ou somente a região de interesse dentro da imagem. Assim, é possível aumentar o número de quadros lidos por segundo.

Os sensores de imagem APS dependem da resposta fotovoltaica do silício quando exposto à luz. Fótons próximos à região do infravermelho e na região visível têm suficiente energia para quebrar a força elétrica das ligações covalentes no silício. O número de elétrons liberado é proporcional à intensidade da luz.

Os sensores de imagem APS são formados por matrizes de células APS sendo que cada uma das células fornece um pixel de imagem. São utilizados vários transistores para cada pixel com o objetivo de amplificar e ler a fotocorrente. Um pixel APS é composto de um elemento sensor de luz e de um circuito amplificador.

Normalmente, este amplificador é um seguidor de fonte, apresentando a saída em modo tensão, permitindo que os vários pixels, que formam uma coluna, sejam conectados a um único circuito amplificador de saída. Existem vários tipos de arquiteturas de pixels, como por exemplo, o *fotogate* (um sensor de luz feito com uma estrutura MOS) que pode ser entendido como um fotodiodo p-n, onde uma das partes é a camada de inversão abaixo do MOS. Mas, o interesse em se conseguir câmaras CMOS com um maior número de pixels ocupando um espaço mínimo favorece a estrutura tipo APS. Esta arquitetura é

constituída (vide Figura 2.8) por um fotodiodo e um circuito formado por três transistores: reset (M1), seleção de linha (M3) e seguidor de fonte (M2).

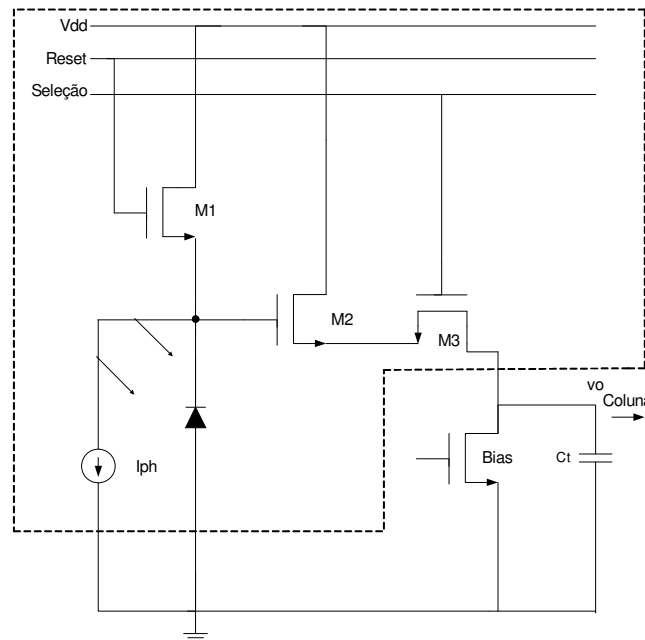


Figura 2.8: Esquemático de um pixel.

O funcionamento do circuito do pixel da Figura 2.8 [2] acontece da seguinte forma: primeiramente, o transistor de *reset* M1 é chaveado para resetar o fotodiodo, isto é, inicializar o pixel. A capacitância de junção do fotodiodo é então carregada com um valor conhecido de $VDD - V_{th}$ (tensão de *threshold*) que decai em função do nível de iluminação (tempo de exposição durante o qual o pixel recebe luz do objeto que se quer registrar); conseqüentemente, a tensão entre porta e fonte do transistor seguidor de fonte M2 também cai. O tempo de integração começa quando o transistor M1 está em corte. Após a integração, o pixel é lido através do seguidor de fonte M2 e a seleção é feita pelo transistor M3. A tensão de saída fica armazenada no capacitor Ct. A parte do circuito que está envolvida por linhas pontilhadas refere-se ao circuito APS, pois o transistor de *bias* não faz parte do APS. Ele é comum a todos pixels da mesma coluna e possibilita drenar uma corrente do transistor seguidor de fonte aplicando uma tensão de *bias* (em torno de 0,5 V) para garantir que ele fique na região de saturação.

A capacitância do fotodiodo determina a sensibilidade do pixel: quanto menor a capacitância, maior é o ganho de conversão detectada por cada elétron. Devido à pequena dimensão do fotodiodo, a capacitância se resume a poucos fF, supondo que neste circuito a capacitância seja de 8 fF ou seja um valor pequeno [2]. Isto corresponde a uma conversão de elétron para volt de um fator de $20 \mu\text{V}/\text{elétron}$ para cada fotodiodo.

O tempo de integração é fundamental, pois a capacitância/área gerada com a descarga do capacitor é extremamente baixa da ordem de poucos $\frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$, o que torna muito difícil detectá-lo. Por isso, se faz necessária a acumulação de carga na porta do transistor M2. No final da captura deste processo, o transistor de seleção é habilitado para gerar uma tensão de saída, que depende da soma das cargas acumuladas na porta do transistor M2.

2.3.2 Tipos de Circuitos de Sensores de Imagens CMOS

Na Figura 2.9, têm-se os três diferentes tipos de circuitos de pixel utilizado em sensor CMOS.

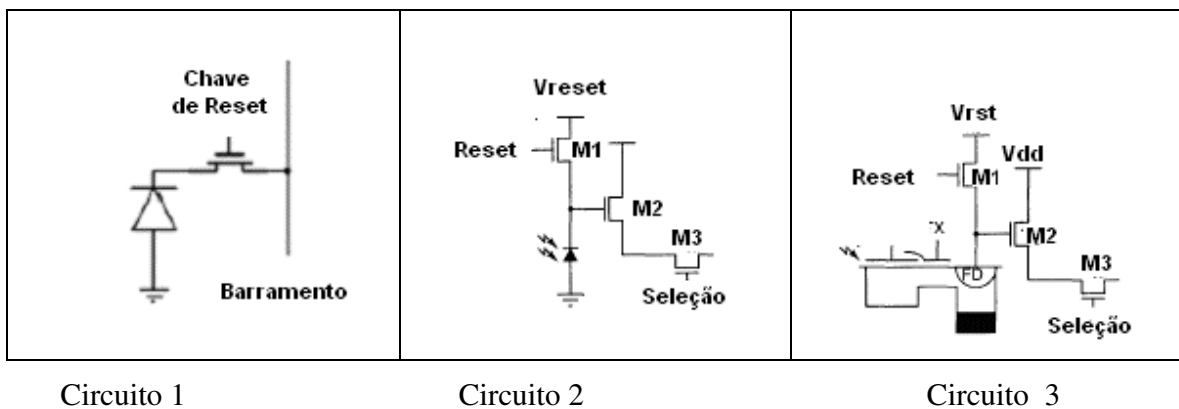


Figura 2.9: Diferentes arquiteturas de pixel.

O circuito 1, da Figura 2.9, representa um pixel passivo (PPS) com um transistor de *reset* com um desempenho pior que o circuito 2, o qual ilustra um pixel ativo (APS), cujo desempenho é superior ao PPS por ter sido acrescentado um amplificador, aumentando significativamente a velocidade e a relação sinal/ruído. No circuito 3, há um pixel ativo com *fotogate*, composto por: um *fotogate* (PG), uma transferência de porta (TX) e uma difusão flutuante (FD). O *fotogate* é uma técnica que faz a conversão de foto-carga para

uma tensão correspondente a esta fotocarga. Este é o tipo de circuito com o mais baixo nível de ruído. Possui a desvantagem de ter baixa sensibilidade à cor azul, devido ao polisilício na parte de cima do *fotogate*.

Observa-se na Figura 2.10 uma arquitetura resumida de um sensor de imagem APS composto por: uma matriz de células básicas (pixels) dispostas em linhas e colunas, circuitos lógicos para seleção de linhas e colunas, amplificadores das colunas, conversor A/D,

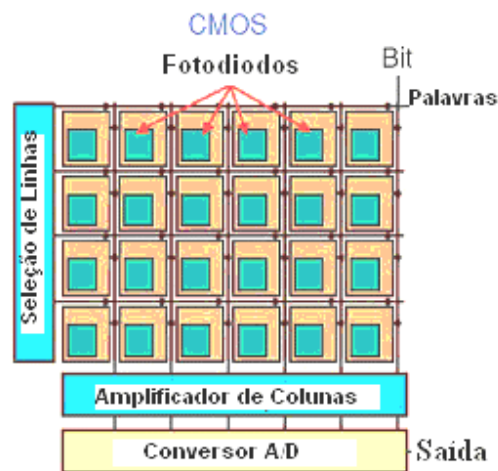


Figura 2.10: Arquitetura do sensor de imagem APS (adaptado de [4]).

A estrutura da arquitetura da matriz dos sensores CMOS permite que os pixels sejam lidos de forma independente pixel a pixel ou por região.

Outra característica interessante da arquitetura do APS é o deslocamento de fotocargas geradas. Nos sensores CMOS, os elementos fotosensíveis (fotodiodos) estão diretamente acoplados em colunas, permitindo um deslocamento rápido de foto-cargas para a saída como pode ser visto na Figura 2.11, bem mais rápido que o CCD. Em sensores CCD, os elétrons gerados pela emissão de fótons sobre o sensor têm de ser coletados, armazenados e posteriormente transmitidos de maneira serial por registradores de deslocamento. Este procedimento requer uma quantidade de tempo de execução considerável.

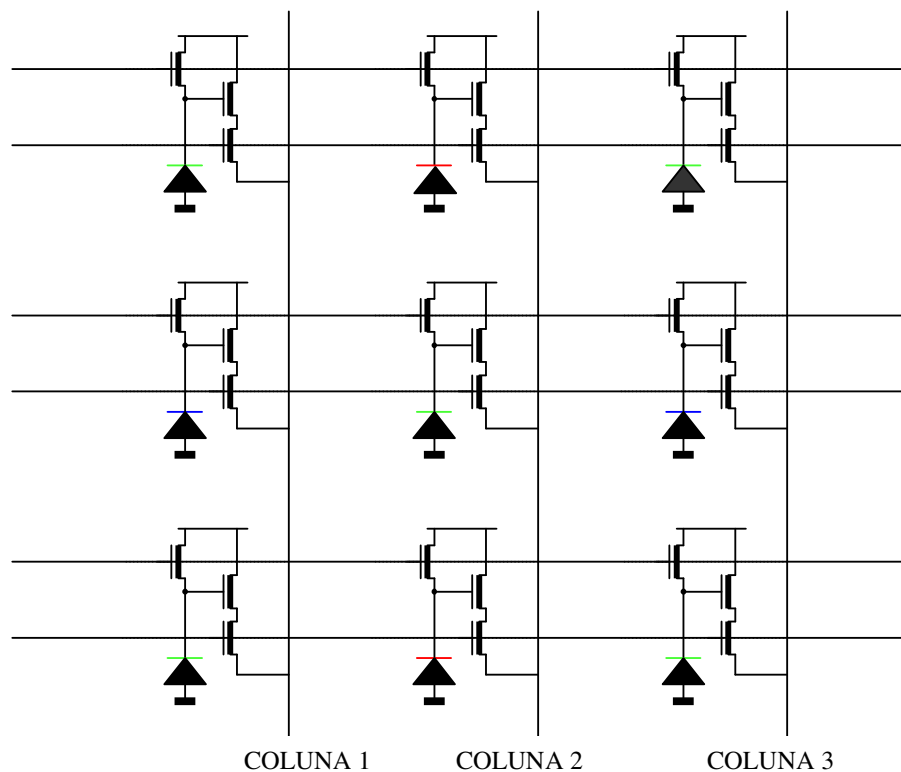


Figura 2.11: Transferência de cargas em sensores CMOS.

2.3.3 Principais Características do Sensor APS

- **Iluminação** - Requer um bom nível de iluminação.
- **Área de exposição** - Não permite o máximo aproveitamento da área de exposição.
- **Ruído** - O pixel contém um fotodiodo e três transistores NMOS. No entanto, a maior parte dos ruídos é gerada nos transistores. Existem 4 tipos de ruídos: *dark current shot noise*, *kTC Noise*, *photon shot noise* e o FPN, sendo este causado pelo transistor de seguidor de fonte. O *photon shot noise* [2] é o ruído associado com a aleatoriedade da colisão de fótons com o detector, é originado pela variação de elétrons gerados, no silício, pela luz.

A geração de par de elétrons-buraco por um fóton é um fenômeno estatístico, que tem uma variação randômica e pode ser caracterizado pela distribuição de Poisson[2]. A variação RMS é a raiz quadrada do número de elétrons gerados. O

kTC noise é o ruído associado com o reset do pixel. Cada vez que a capacitância (capacitor de junção do fotodiodo + capacitância de gate do transistor M2) formada no nó do fotodiodo é carregado por algum valor, a componente de ruído é associada com a carga do capacitor. Existe uma incerteza termodinâmica na quantidade de carga deixada em um capacitor depois de desconectado de uma fonte de tensão DC. O ruído FPN é gerado pelo descasamento entre os transistores dos diferentes pixels.

- **Potência de Dissipação:** Utiliza somente uma fonte de alimentação.
- **Acessibilidade:** a tecnologia CMOS é a tecnologia padrão utilizada na maioria dos chips, circuitos integrados e semicondutores produzidos no mundo, incluindo chips de memórias, microprocessadores e muitos outros. Isto torna a tecnologia muito mais acessível.
- **Custo:** possui custo baixo, devido ao processo padrão de fabricação (existem, no mundo, cerca de 400 fabricantes de ASICs utilizando CMOS). Além disso, o sensor pode ser fabricado em integração *on-chip* e não necessita de componentes especiais.
- **Leitura dos Pixels:** os pixels podem ser lidos de forma independente. Cada pixel pode ser endereçado individualmente para se comandar a sua leitura, possibilitando assim a fabricação direta de funções como zoom, diferentes resoluções de aquisição, acesso aleatório, seguimento de trajetória e extração de contorno.

2.4 Tecnologia APS versus CCD

- **Consumo de Potência:** câmeras CMOS necessitam apenas de uma fonte de alimentação, ao invés de 3 ou 4 usadas pelas CCDs. O consumo das câmeras CCD em certa circunstancia pode ser cerca de três vezes maior ou muito mais que o das câmeras CMOS[5].

- **Tecnologia de fabricação:** semelhante aos demais componentes CMOS; CCD utiliza módulos não padronizados de processamento, com duas ou três camadas de polisilício e características especiais de dopagem sendo, portanto, mais complexa a sua fabricação.
- **Custos:** CMOS possui custo de mercado inferior ao do CCD, já que, atualmente, existem muitos fabricantes de chips com essa tecnologia. Os sensores CMOS são fabricados em processos semelhantes ao de microprocessadores, podendo inclusive aproveitar uma linha industrial, deste tipo, para sua fabricação, o que é uma vantagem sobre os sensores CCD, que precisam de uma linha própria para sua produção (maior custo de fabricação).
- **Ruído:** CCD tem menos ruído.
- **Leitura dos Pixels:** no APS, os pixels podem ser lidos de forma independente; têm a facilidade de ler dados usando coordenadas X-Y, permitindo facilmente ler janelas, ou partes de *frames*, ao invés do *frame* inteiro, aumentando-se com isso a taxa de leitura. Os CCDs realizam a leitura transferindo a carga de um pixel para outro, exigindo assim a leitura de toda a matriz de pixels.
- **Sensibilidade:** Os CCDs possuem sensibilidade maior e, por isso, necessitam de um menor tempo de integração. Os pixels CMOS possuem sensibilidade reduzida à luz incidente devido à ineficiência na absorção e leitura de pares elétrons /lacuna foto-gerados..
- **Fator de Preenchimento:** Os sensores APS geralmente alcançam um fator de preenchimento de até 70%, enquanto os CCDs têm mais de 80%. No pixel APS, a sensibilidade com a luz é reduzida porque parte do pixel é preenchido com circuitos que foram integrados ao circuito.
- **Ruído de Corrente de Escuro:** APS possui esta corrente na ordem de nA/cm^2 [2],[6] , enquanto CCD possui esta corrente na ordem de até 100 pA/cm^2 . Portanto, a influência da corrente de escuro no CCD é bem menor do que no CMOS.

- **Supersaturação (*blooming*, excesso de luminosidade):** CCD e CMOS apresentam este problema, o CMOS possui uma natural imunidade enquanto o CCD necessita de uma técnica específica para gerar o antiblooming[7].
- **Taxas de Aquisição de Dados:** As taxas do CMOS são bem maiores do que a dos sensores CCD, pois a transferência dos dados é feita de forma paralela, sem registradores de deslocamento. No CCD, é feita em linha e, portanto, forma um gargalo para o escoamento das cargas dos pixels [8].
- **Integração de Circuitos:** CCD não permite a integração de circuitos adicionais. CMOS permite a integração com outros dispositivos de hardware digitais no mesmo chip (*on chip*), reduzindo com isto o tamanho e o peso, aumentando o tempo de vida. Pode executar processamento da imagem, detecção de borda, redução de ruído e conversão analógico-digital, em um único circuito integrado.
- **Confiabilidade:** APS Aumenta o tempo de vida e diminui a taxa de falhas por permitir integração *on chip*, reduzindo com isto o tamanho e o peso.
- **Qualidade da Imagem:** A principal vantagem da tecnologia CCD, em relação à CMOS, é a qualidade da imagem capturada [8].
- **Funcionalidade:** Sensor de imagem CCD, para possuir as mesmas funcionalidades que um sensor APS, deve ocupar um maior volume [8].
- **Radiação:** CCD é sensível a ambiente de alta radiação (espaço cósmicos), já o APS é bem mais resistente.
- **Eficiência Quântica:** A eficiência quântica, isto é, a conversão de fótons em elétrons de um sensor, descreve a resposta da eficiência quântica com relação a diferentes comprimentos de onda do espectro eletromagnético. O CCD possui uma melhor eficiência que o APS.

3. Caracterização do Fotodiodo

O modelo do fotodiodo utilizado no simulador CADENCE, na tecnologia 0.35 μm AMS é o componente identificado pelo código PHDNWA850, do tipo N – Well com capa anti-refletora.

O componente possui um terceiro terminal com o símbolo P, conforme a Figura 3.1, no qual ocorre a incidência de radiação luminosa no fotodiodo, em forma de potência ótica definido pela unidade ($\frac{W}{m^2}$).

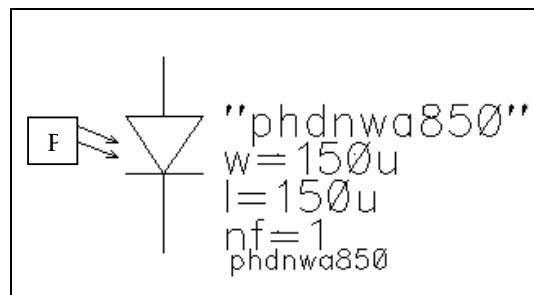


Figura 3.1: Símbolo do fotodiodo utilizado no CADENCE.

O circuito equivalente do fotodiodo é definido pela Figura 3.2 [9]:

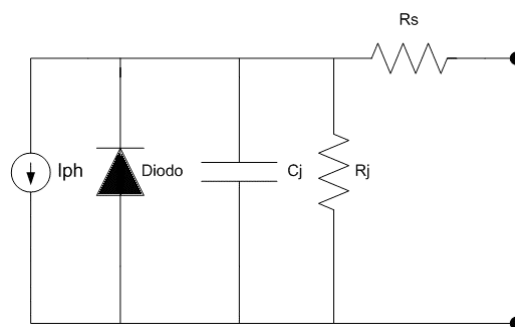


Figura 3.2: Circuito equivalente do fotodiodo.

onde I_{ph} é a fotocorrente gerada pelo fotodiodo, C_j é a capacitância de junção, R_j é a resistência de junção e R_s é a resistência série.

A fotocorrente é calculada pela equação:

$$I_{ph} = \frac{qnP_{opt}}{hv} = \frac{qnP_{opt}}{hc/\lambda} \quad (3.1)$$

cujos parâmetros são definidos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Definição dos termos da Equação (3.1)

I_{ph}	Fotocorrente
Q	Carga do elétron = $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
η	Eficiência quântica
P_{opt}	Potência Óptica
\hbar	Constante de Planck = $6,62 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$
ν	Frequência
C	Velocidade da luz = $\frac{3 \cdot 10^8 \text{ m}}{\text{s}}$
λ	Comprimento da onda

O fotodiodo pode operar de dois modos diferentes:

Modo Fotovoltaico, em que não existe tensão aplicada e uma irradiação incidente sobre o fotodiodo gera uma tensão com uma polaridade direta, que pode direcionar uma corrente através de um circuito externo (Figura 3.3a). Ou Modo Fotocondutivo em que uma tensão reversa é aplicada e cria uma corrente no sentido oposto, (Figura 3.3 b).

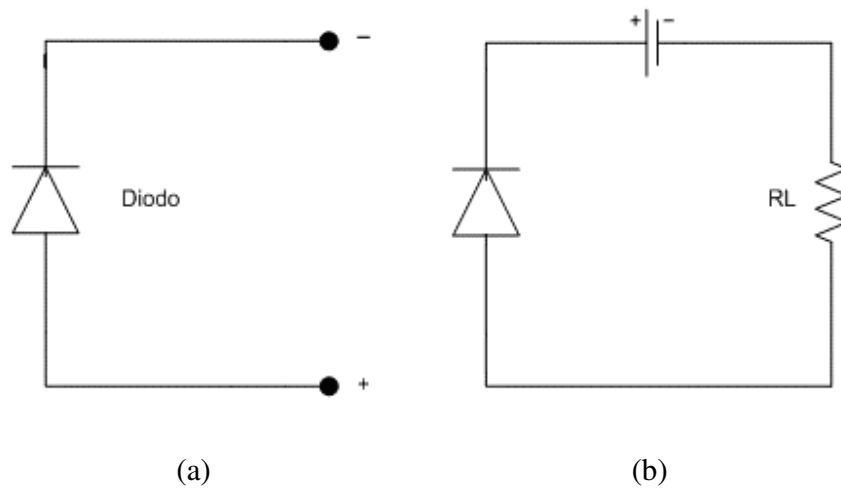


Figura 3.3: (a) Modo fotovoltaico; (b) Modo fotocondutivo.

A Operação no modo fotovoltaico é preferível quando o fotodiodo é utilizado em baixa frequência, isto é, menor que 350 KHz , ou em baixíssimo nível de luz. Neste caso existe menos variação da responsividade com a temperatura [10].

No Modo Fotocondutivo, a polarização reversa no fotodiodo tem como principais motivos a melhoria na velocidade de resposta do fotodiodo à luz e na sua linearidade. Esta resposta mais rápida do fotodiodo ocorre devido ao aumento da largura da região de depleção, que ocasiona uma menor capacitância de junção. Entretanto, uma curta resposta de tempo resulta no aumento do ruído, numa diminuição da faixa de linearidade, na alta corrente de escuro etc [11]. Na Figura 3.4, temos o gráfico do comportamento do fotodiodo, conforme as regiões de operação, onde $I_L = I_{ph} + I_{diff}$ e I_{diff} é a corrente de saturação ou difusão [12].

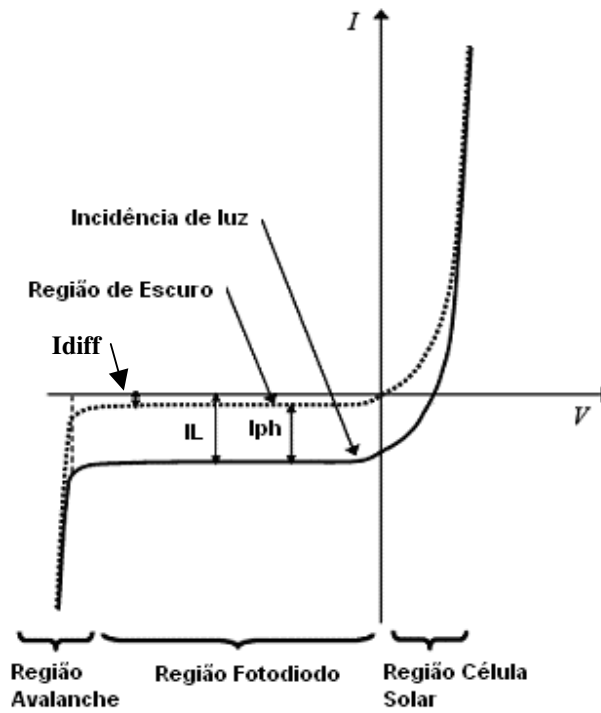


Figura 3.4: Fotodiodo: regiões de operação.

Na Figura 3.5, temos a resposta DC do fotodiodo no escuro, simulado no SPICE:

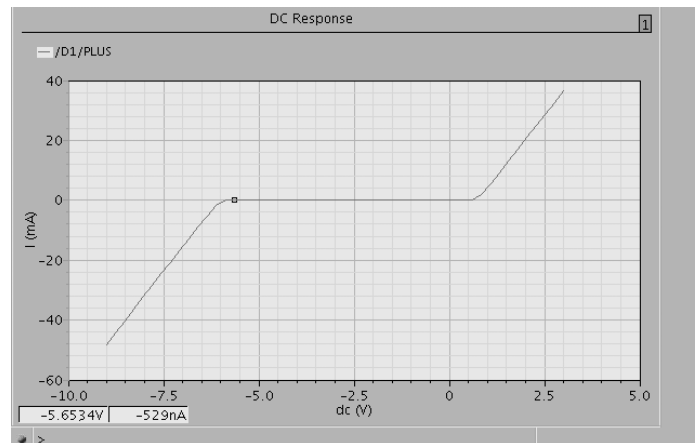


Figura 3.5: Curva de operação do fotodiodo.

3.1 Características de Operação

O modelo do fotodiodo de código PHDNWA850, que consta no documento “0.35 μm CMOS C350 Process Parameters” [13], é válido nas seguintes faixas de operações: frequência de 0 a 3 GHz; tensão reversa de operação de 0 a 6 V; dimensões de W e L de 5 μm a 1 mm.

3.2 Responsividade

A responsividade é uma grandeza utilizada para caracterizar a resposta de fotodetectores; é a razão entre a fotocorrente e a potência da luz incidente no fotodiodo, tendo como unidade A/W. Pode-se dizer que a responsividade é a capacidade de um fotodetector de transformar fótons em elétrons, para uma determinada potência óptica aplicada sobre o mesmo, em função do comprimento de onda. Como não existe um fotodetector ideal, isto é que a fotocorrente que depende linearmente da potência óptica aplicada, ou seja, que esta relação de A/W também respondesse linearmente com o comprimento de onda, isto porém não ocorre, conforme se observa na Figura 3.6.

Para uma determinada faixa de comprimento de onda existem fotodetectores específicos. No caso do fotodiodo de silício, sua faixa de trabalho está abaixo de 1 μm . Um exemplo de curva característica da responsividade para um fotodiodo de silício pode ser vista na Figura 3.6.

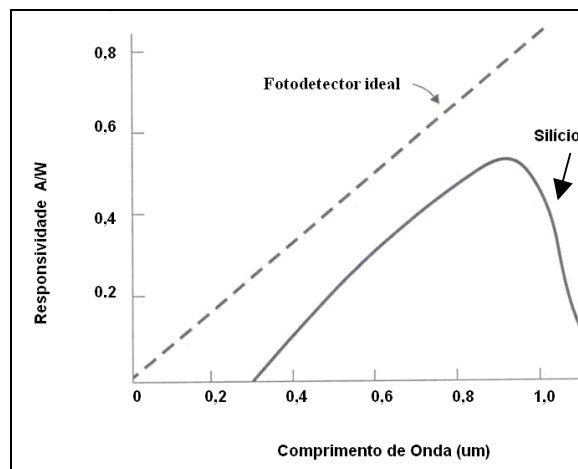


Figura 3.6: Responsividade típica de um fotodiodo de silício (adaptado de [14]).

Na Figura 3.7 apresenta-se o gráfico da responsividade em função do comprimento de onda do fotodiodo da tecnologia 0.35 μm STD e 0.35 μm EPI, ambos do processo de fabricação C35B4O1 da AMS. Neste projeto, será utilizada a tecnologia 0.35 μm STD, com o código de identificação do fotodiodo: PHDNWA850. O EPI é uma camada que pode ser acrescentada de substrato tipo P, a qual torna a responsividade mais uniforme, aumenta a frequência de operação e diminui a corrente de escuro. Porém, este é um processo dedicado e bem mais caro, o que o torna desnecessário para este projeto. Além disso, evita-se o risco de utilização de um processo de fabricação que a qualquer momento poderá sair de linha, prejudicando assim o projeto futuramente, à medida que ele avançar em desempenho e complexidade.

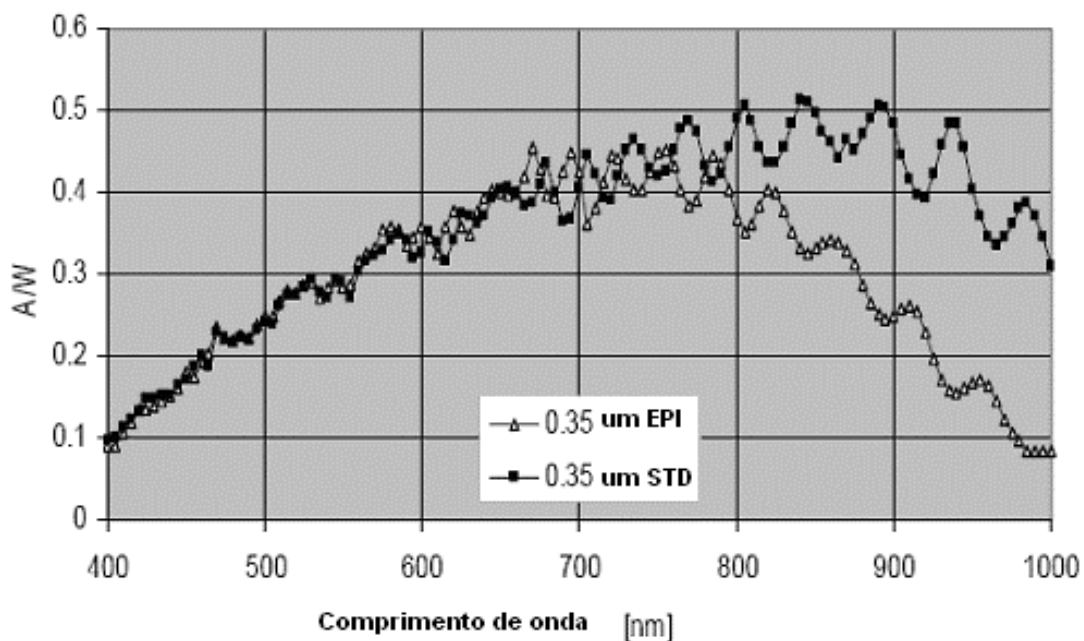


Figura 3.7: Responsividade do fotodiodo PHDNWA850 (adaptado de [15]).

A responsividade utilizada será de 0,29 A/W a 0,45 A/W para uma variação de comprimento de onda de 550 nm a 700 nm.

Com relação à melhoria da sensibilidade do componente, é depositada uma primeira camada no *wafers* do componente, como se fosse uma capa com uma função antireflexiva,

isto é, que serve para melhorar a sensibilidade do componente para determinado comprimento de onda especificado.

3.3 Análise do 3º Terminal do Fotodiodo

Após análise do sub-circuito do fotodiodo que controla a incidência de luz no 3º terminal que consta no *datasheet* [5], concluiu-se que uma tensão DC aplicada ao terceiro terminal exerce a função da luz gerando uma potência óptica virtual, visto que a base do circuito é uma fonte de corrente controlada por tensão que representa o ganho da fotocorrente. Com esta informação mapeou-se a relação da fotocorrente gerada com aplicação de uma variação de tensão aplicada no 3º terminal, confirmando-se pelos resultados dos subitens a seguir que a análise estava correta.

3.4 Linearidade

A Equação (3.1) sugere que, excetuando a variável da potência ótica, podemos observar que os outros termos são constantes, sugerindo uma linearidade entre a fotocorrente e a potência óptica para um determinado comprimento de onda

$$K = \frac{qn}{hc/\lambda} \quad (3.2)$$

$$I_p = K.P_{opt} \quad (3.3)$$

O gráfico da Figura 3.8 mostra a faixa de linearidade de um fotodiodo de silício com a potência [16] mostrando que a partir de um determinado valor de potência aplicada, a fotocorrente satura, não mais aceitando qualquer acréscimo de irradiação de fluxo de luz.

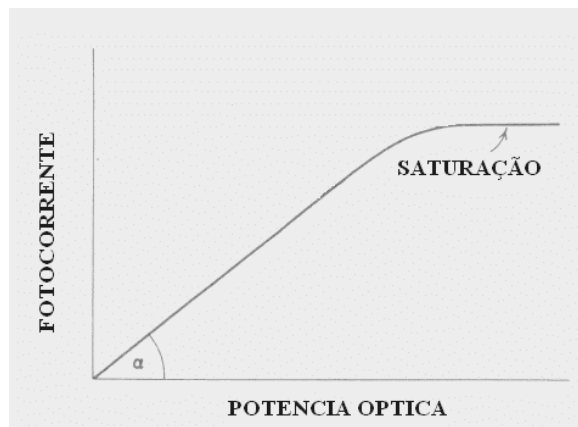


Figura 3.8: Fotocorrente versus potência ótica (adaptado de [16]).

Existe uma linearidade entre a potência ótica aplicada e a fotocorrente. Procurou-se então verificar se o fotodiodo estava operando dentro deste princípio, o que pôde ser comprovado pela simulação do circuito da Figura 3.9 no Spice. Observa-se pelo traçado da Figura 3.10, a comprovação de que o modelo reproduz uma linearidade entre a fotocorrente e a potência ótica irradiada no fotodiodo. Os valores 1.0035 μV e 341,21 nA assinalados na caixa de diálogo, representam, respectivamente, a tensão DC equivalente à potência ótica e a foto corrente gerada.

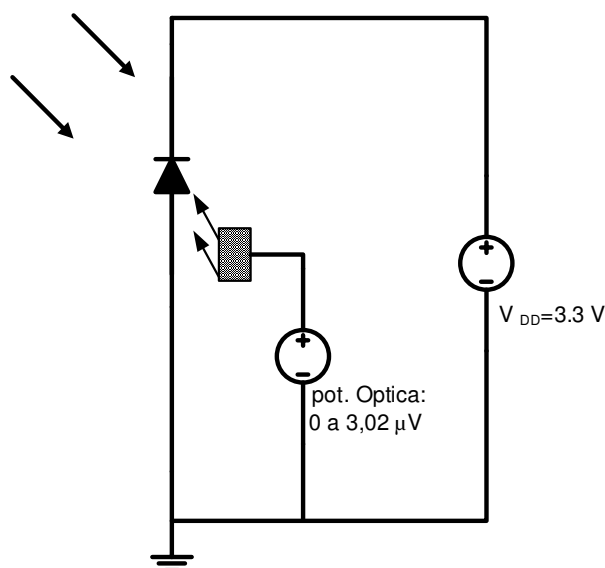


Figura 3.9: Circuito de simulação da linearidade.

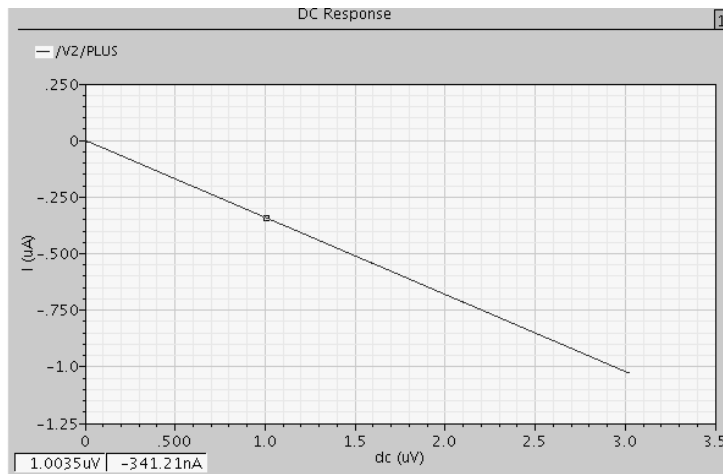


Figura 3.10: Linearidade da fotocorrente com a potência óptica.

Mediram-se alguns pontos do segmento de reta da Figura 3.10, fazendo variar a tensão no terceiro terminal que representa a entrada de luz (potência óptica) de 0 a 3,02 μV . Depois disso, utilizando-se o MATLAB, traçou-se a semi-reta (Figura 3.11) e com a função polyfit levantou-se o coeficiente da mesma obtendo-se o valor de 0,3406 $\mu\text{A/nV}$, e foi feita a sua otimização, o que se percebe pela Figura 3.12, na qual os pontos em formato de círculo otimizados coincidem com os pontos medidos, havendo perfeita correlação.

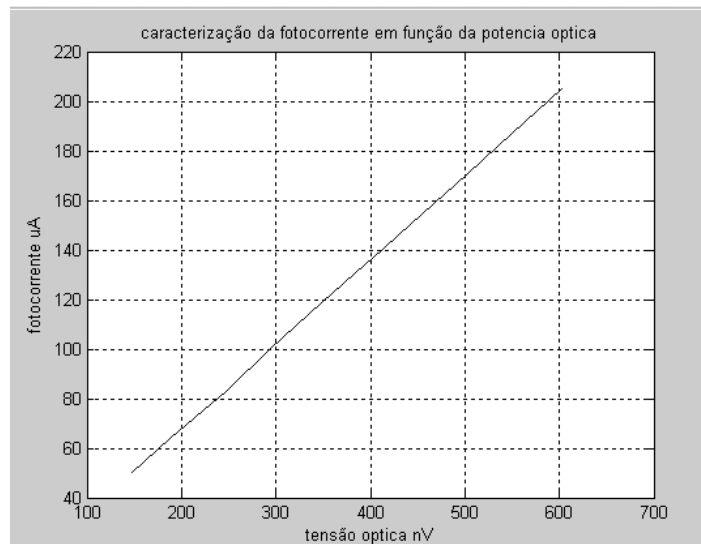


Figura 3.11: Pontos plotados no MATLAB, para cálculo do coeficiente da semi-reta.

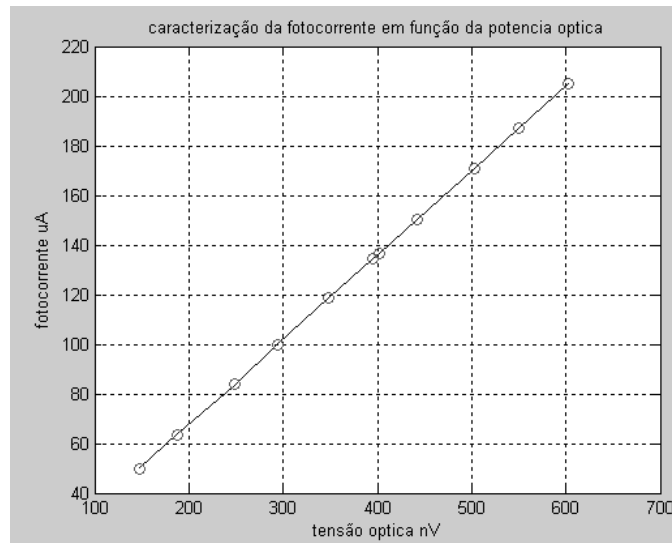


Figura 3.12: Confirmação da linearidade com a correlação dos pontos

Portanto, a equação que rege o segmento de reta da Figura 3.10 é $I_{ph} = f$ (potência ótica), ou seja:

$$I_{ph} = 0,3406 \cdot f \text{ (potência ótica)} \quad (3.4)$$

Utilizando as coordenadas $1,0035 \mu\text{V}$; $341,21 \text{ nA}$ (Figura 3.10) do ponto marcado no segmento de reta que representam respectivamente a potência ótica aplicada no 3º terminal e a fotocorrente na equação $I_{ph} = 0,3406 \cdot f$ (potência ótica), tem-se: $0,3406 \cdot 1,0035 \mu\text{V} = 341,19 \text{ nA}$ confirmando a linearidade.

3.5 Capacitância de Junção do Fotodiodo

Para se estimar a capacitância do fotodiodo foi feita uma análise AC no Spice, sendo utilizado um circuito com o fotodiodo polarizado reversamente em $3,3 \text{ VDC}$ e aplicando-se uma tensão AC de 1 V com frequência variando de 0 a 10 MHz , conforme circuito na Figura 3.13a. Na condição AC, o fotodiodo é representado somente por sua capacitância de junção conforme Figura 3.13b.

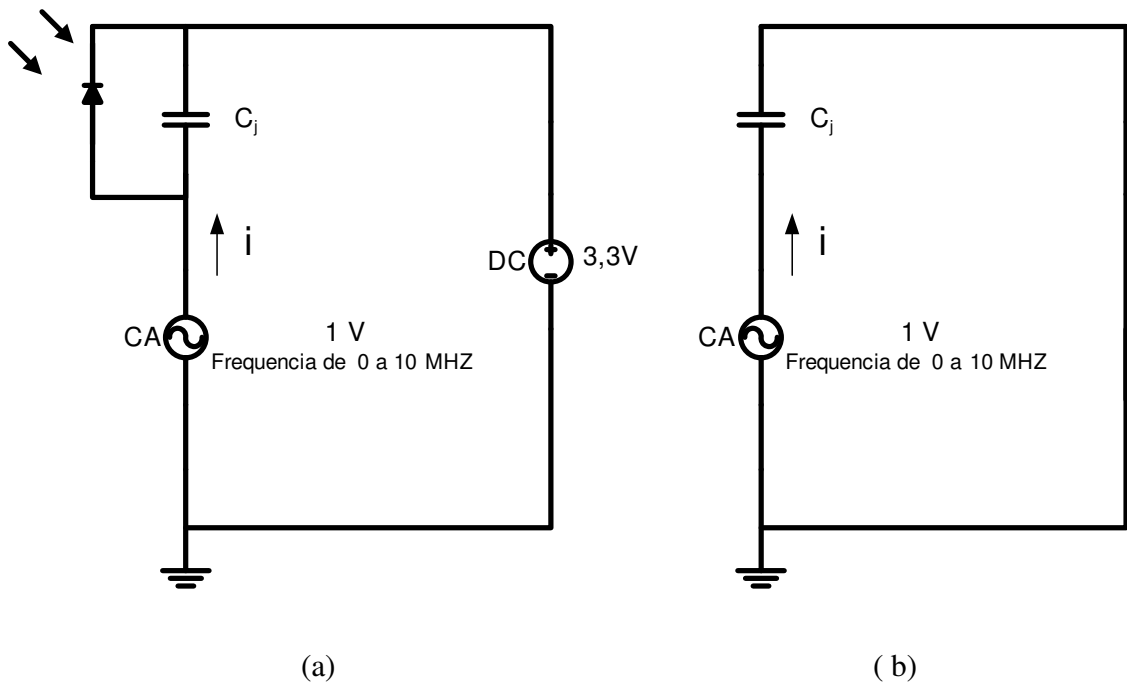


Figura 3.13: Circuito para cálculo da capacitância de Junção.

A equação que rege o circuito da Figura 3.13b é da forma:

$$|i| = |Kf| \quad (3.5)$$

onde $K = 2\pi CV$. Pelo gráfico da Figura 3.14, na frequência de 2,5 MHz, a corrente é igual a aproximadamente 0,6 μA , de onde obtemos $C = 0,6 \mu\text{A}/15,7 \text{ Mrad/s} = 0,0382 \text{ pF} = 38,2 \text{ fF}$.

Assim, é obtido o valor de 38,2 fF. Este valor calculado refere-se a um fotodiodo de área $20 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$.

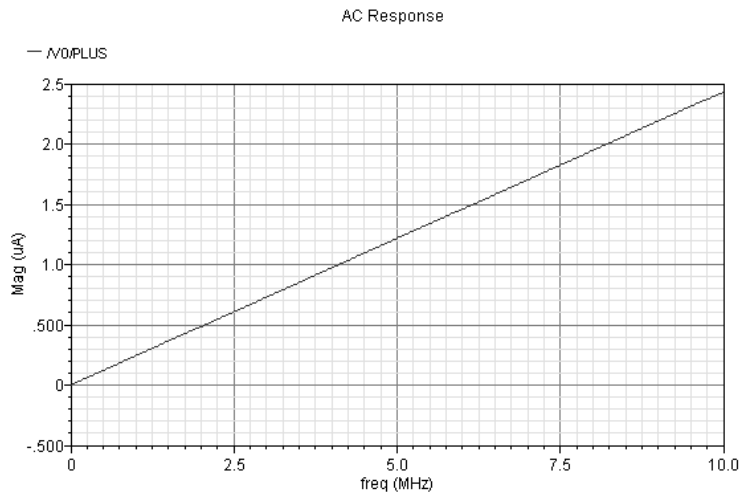


Figura 3.14: Gráfico para cálculo da capacitância de junção do fotodiodo (área $400 \mu\text{m}^2$).

Para um fotodiodo de área $5 \mu\text{m} \times 5 \mu\text{m}$, o valor da capacitância de junção obtido, conforme Figura 3.15, pela equação (3.5), $109,29 \text{ nA} = 6,28 \cdot 2,5 \text{ Mrad/s} \cdot 1 \cdot C_j$ de onde se obtém $C_j = 109,2 \text{ nA} / 15,7 \text{ M} = 6,9 \text{ fF}$.

Com isso, se confirma que a capacitância de junção do fotodiodo é dependente diretamente da área do mesmo, como também é inversamente dependente da tensão reversa de *bias*, conforme gráfico da Figura 3.16.

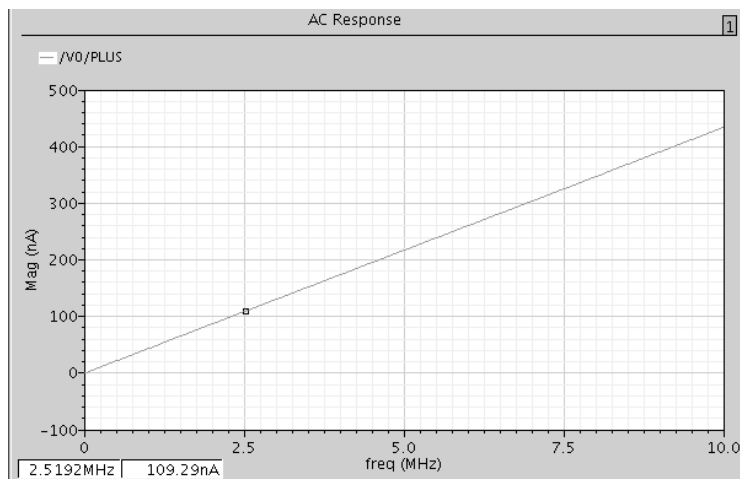


Figura 3.15: Gráfico para cálculo da capacitância de junção fotodiodo de área $25 \mu\text{m}^2$.

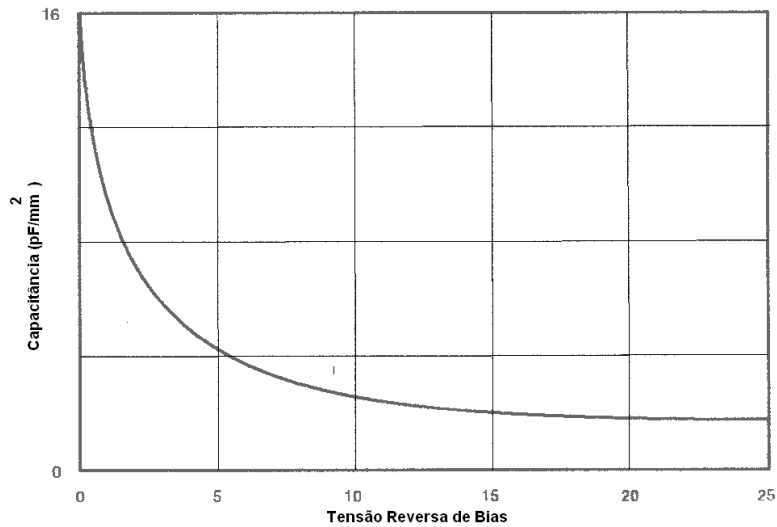


Figura 3.16 - Capacitância de junção versus tensão reversa de *bias* (adaptado de [10]).

A equação teórica da capacitância de junção do fotodiodo que corrobora a análise feita acima sobre a dependência em relação à tensão reversa de polarização V_A sobre o fotodiodo assume a forma [10]:

$$C_j = \frac{\epsilon_{si} \cdot \epsilon_0 \cdot A}{\sqrt{2\mu\rho(V_A + V_{bi})}} \quad (3.6)$$

Os termos da Equação (3.6) são definidos abaixo:

- ϵ_0 - Permissividade do silício em relação ao vácuo = $\frac{8,854 \cdot 10^{-14} \text{ F}}{\text{cm}}$
- ϵ_{si} - Constante dielétrica do silício = 11,9
- μ - Mobilidade dos elétrons a 300° K = $\frac{1400 \cdot \text{cm}^2}{\text{V}_s}$
- ρ - Resistividade do silício = 19 ohm.cm
- V_A - Tensão reversa de polarização aplicada = 3,3 V
- V_{bi} - Tensão de *built-in* do silício = 0,2 a 0,3 V

3.6 Potência Ótica de Operação

Utilizando o gráfico de potência da folha de dados do fotodiodo (Figura 3.17), [5].

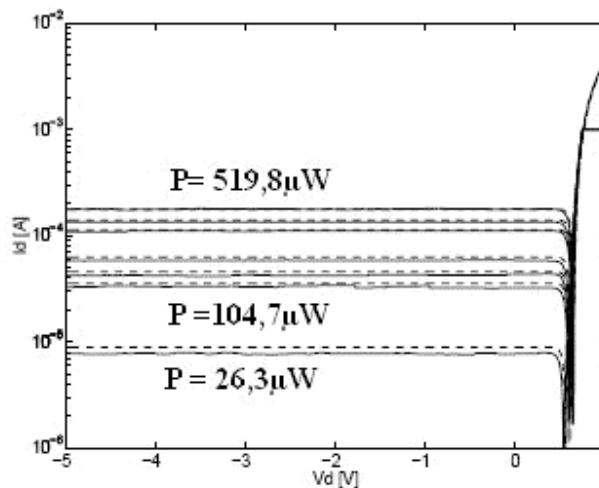


Figura 3.17: Potência ótica para um fotodiodo de área 150 μm x150 μm.

Procurou-se verificar se a tensão DC aplicada no 3º terminal do fotodiodo, realmente correspondia à simulação da incidência de luz. Foram calculados os diversos valores da fotocorrente para diversas potências óticas do fotodiodo conforme Figura 3.17, variando a área do mesmo, conforme Tabela 3.2, e utilizando a equação da fotocorrente [6]:

$$I_{ph} = R \cdot P_{opt} \cdot A \quad (3.7)$$

onde R é a responsividade, P_{opt} é a potência ótica (em w/m^2) e A é a área do fotodiodo.

Foi utilizada na Tabela 3.2, para o cálculo da fotocorrente, uma responsividade de 0,33 para uma faixa de comprimento de onda de 570 a 630 nm, buscando com isso principalmente o ponto de 570 nm, praticamente a média da faixa de 400 a 700 nm e estando próximo do valor de 555 nm, que é o valor onde é definido o parâmetro Lux, objetivo final deste capítulo para poder se dimensionar a relação fotocorrente, potência ótica, área com o mesmo.

Tabela 3.2: Tabela de Potência Ótica versus Área do Fotodiodo

Pot. Ótica (μW)	Área do fotodiodo (μ²m)	Foto corrente Iph	Tensão Ótica	Relação entre áreas (μ²m)	Relação de Potências	Potência Ótica (μW / μ²m)
26,3	5 x 5 = 25	9,63 nA	28,3 nV	22.500/25 = 900	519,8/26,3 = 19,764	26,3/22.500 = 0,001168
	15 X 15 = 225	86,7 nA	0,254 μV	22.500/225 = 100		
	20 X 20 = 400	154,2 nA	0,453 μV	22.500/400 = 56,25		
	50 X 50 = 2.500	0,963 μA	2,82 μV	22.500/2.500 = 9		
	100 X 100 = 10.000	3,85 μA	11,30 μV	22.500/10.000 = 2,25		
	150 X 150 = 22.500	8,67 μA	25,4 μV	22.500/22.500 = 1		
104,7	5 x 5 = 25	38,38 nA	112,88 nV	22.500/25 = 900	519,8/104,7 = 4,9646	104,7/22.500 = 0,0046533
	15 X 15 = 225	345 nA	1,016 μV	22.500/225 = 100		
	20 X 20 = 400	612 nA	1,806 μV	22.500/400 = 56,25		
	50 X 50 = 2.500	3,83 μA	11,28 μV	22.500/2.500 = 9		
	100 X 100 = 10.000	15,35 μA	45,15 μV	22.500/10.000 = 2,25		
	150 X 150 = 22.500	34,55 μA	101,6 μV	22.500/22.500 = 1		
134,9	5 x 5 = 25	9,63 nA	28,3 nV	22.500/25 = 900	519,8/134,9 = 3,8532	134,9/22.500 = 0,0059955
	15 X 15 = 225	49,4 nA	1,30 μV	22.500/225 = 100		
	20 X 20 = 400	0,79 μA	2,32 μV	22.500/400 = 56,25		
	50 X 50 = 2.500	4,94 μA	14,53 μV	22.500/2.500 = 9		
	100 X 100 = 10.000	19,77 μA	58,1 μV	22.500/10.000 = 2,25		
	150 X 150 = 22.500	44,5 μA	130,88 μV	22.500/22.500 = 1		
184,1	5 x 5 = 25	67,4 nA	198 nV	22.500/25 = 900	519,8/184,1 = 2,8234	184,1/22.500 = 0,008182
	15 X 15 = 225	600 nA	1,7 μV	22.500/225 = 100		
	20 X 20 = 400	1,07 μA	3,17 μV	22.500/400 = 56,25		
	50 X 50 = 2.500	6,74 μA	19,8 μV	22.500/2.500 = 9		
	100 X 100 = 10.000	26,97 μA	79,3 μV	22.500/10.000 = 2,25		
	150 X 150 = 22.500	60,7 μA	178,5 μV	22.500/22.500 = 1		

334,9	$5 \times 5 = 25$	122,6 nA	0,36 μ V	$22.500/25 = 900$	519,8/334,9 = 1,5521	334,9/22.500 = 0,014884
	$15 \times 15 = 225$	1,10 μ A	3,2 μ V	$22.500/225 = 100$		
	$20 \times 20 = 400$	1,96 μ A	5,7 μ V	$22.500/400 = 6,25$		
	$50 \times 50 = 2.500$	12,2 μ A	36 μ V	$22.500/2.500 = 9$		
	$100 \times 100 = 10.000$	49 μ A	144 μ V	$22.500/10.000 = 2,25$		
	$150 \times 150 = 22.500$	110,4 μ A	324,7 μ V	$22.500/22.500 = 1$		
412,1	$5 \times 5 = 25$	151 nA		$22.500/25 = 900$	519,8/412,1 = 1,261	412,1/22.500 = 0,0183155
	$15 \times 15 = 225$	1,36 μ A	4 μ V	$22.500/225 = 100$		
	$20 \times 20 = 400$	2,4 μ A	7,05 μ V	$22.500/400 = 56,25$		
	$50 \times 50 = 2.500$	15,1 μ A	44,4 μ V	$22.500/2.500 = 9$		
	$100 \times 100 = 10.000$	60,4 μ A	177 μ V	$22.500/10.000 = 2,25$		
	$150 \times 150 = 22.500$	136 μ A	400 μ V	$22.500/22.500 = 1$		
519,8	$5 \times 5 = 25$	190 nA	0,56 μ V	$22.500/25 = 900$	519,8/519,8 = 1	519,8/22.500 = 0,023110
	$15 \times 15 = 225$	1,71 μ A	5,04 μ V	$22.500/225 = 100$		
	$20 \times 20 = 400$	3,04 μ A	8,96 μ V	$22.500/400 = 56,25$		
	$50 \times 50 = 2.500$	19,05 μ A	56 μ V	$22.500/2.500 = 9$		
	$100 \times 100 = 10.000$	76,23 μ A	224 μ V	$22.500/10.000 = 2,25$		
	$150 \times 150 = 22.500$	171,5 μ A	504,6 μ V	$22.500/22.500 = 1$		

Então, a fotocorrente pode ser calculada através de (3.7). Como exemplo, consultando a Tabela 3.2, para uma potência de 104,7 μ W e uma área de 50 μ m x 50 μ m, tem-se uma tensão ótica de 11,28 μ V aplicada no 3º terminal do fotodiodo, com uma potência ótica = 0,004653 μ W/ μ m². Logo utilizando a Equação (3.7), $I_{ph} = 0,33.A/W$. $2500 \mu\text{m}^2 \cdot 0,004653 \mu\text{W} / \mu\text{m}^2 = 3,83\mu\text{A}$ ou, aplicando a Equação (3.4) tem-se que $I_{ph} = 0,34 \cdot 11,28 \mu\text{V} = 3,83 \mu\text{A}$.

Com os resultados acima, confirma-se que o sinal injetado no terceiro terminal do fotodiodo representa a luz e obedece a uma linearidade da fotocorrente com a potência

ótica. Além disso, a Equação (3.7) da fotocorrente demonstra também que o componente obedece corretamente ao comportamento esperado de potência ótica.

Ao observar a tabela 3.2 para uma potência de 26,3 μW e uma área de 5 x 5 μm (25 μm^2) encontra-se uma corrente de 9,63 nA que ao ser multiplicada por 900 resulta no valor da fotocorrente de 8,67 μA equivalente à área de 150 x 150 μm , demonstrando uma relação direta entre as áreas e o valor da fotocorrente.

O valor da fotocorrente no fotodiodo de 171,5 μA , com sua maior área de 150 x 150 μm , é comprovado na simulação do Spice, Figura 3.18, que representa o circuito de simulação e a Figura 3.19, na qual se observa o resultado no gráfico, onde se aplica uma potência ótica representada no terceiro terminal por uma tensão DC de 504,65 μV .

Pela Tabela 3.2, observa-se que para obter a fotocorrente de 171,5 μA com área de 150 μm x 150 μm e potência ótica de 519,8 μW , foi aplicada uma tensão DC de 504,6 μV o que pode ser constatado pela Equação (3.4), onde a potência ótica é representada por uma tensão DC, logo, a tensão DC = 171,5 / 0,34 = 504,6 μV , confirmando-se, então, a simulação da incidência de luz no fotodiodo.

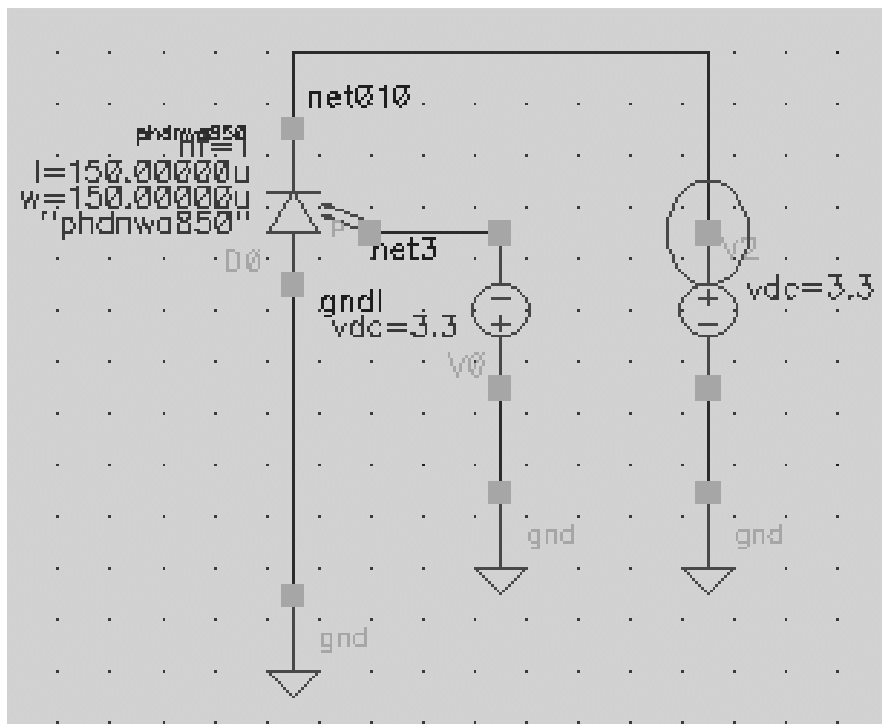


Figura 3.18: Circuito de simulação da fotocorrente para área de 150 x 150 μm .

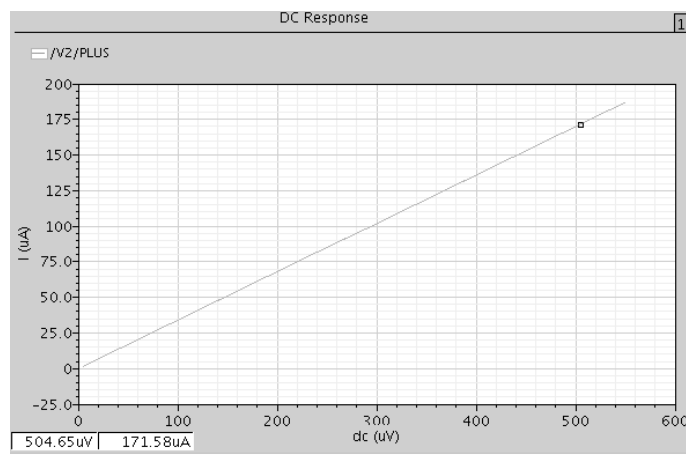


Figura 3.19: Máxima fotocorrente do fotodiodo – área de 150 x 150 μm – 171,5 μA .

3.7 Potência versus Radiação Luminosa (lux)

A Tabela 3.2 é fundamental, pois, através da relação da fotocorrente, potência e área é possível saber quanto de luz incidiu sobre o fotodiodo. Com isso, pode-se dizer quantos *lux* se deseja que o fotodiodo receba. É possível então calcular, para cada pixel, qual a intensidade de luz que deve incidir desde uma noite de lua cheia, um dia nublado e até mesmo um dia com sol direto ou o equivalente à luz de um *led*, uma lâmpada incandescente, etc. Por exemplo $1 \text{ lux} = 1,6 \times \text{mW/m}^2$ ou $0,0016 \text{ W/m}^2$, para o caso de uma fotocorrente de 100 pA e uma área de $5 \times 5 \mu\text{m}$, a potência necessária é obtida por (3.7) $100 \text{ pA} = 0,33 \text{ A/W} \cdot 25 \mu\text{m}^2 \cdot P_{\text{opt}}$, o que fornece $P_{\text{opt}} = 100/8,25 = 12,12 \text{ W/m}^2$, o que equivale a $12,12/0,0016 = 7575 \text{ lux}$, conforme Tabela 3.3. Pela Tabela 3.4 pode-se verificar o que significa este valor em relação à luz do dia (chamada de Iluminância), que no caso se aproxima de um dia de céu de inverno.

Tabela 3.3: Relação de Fotocorrente versus Lux

Fotocorrente (pA)	Potência ótica (W/ m ²)	Lux	Área do Fotodiodo (μm)
1	0,1212	75,75	5 X 5
10	1,212	757,5	
50	6,06	3787,5	
100	12,12	7.575	
150	18,18	11.362,5	
200	42,24	15.150	

A Iluminância é expressa em lux (lx), e indica o fluxo luminoso de uma fonte de luz que incide sobre uma superfície situada a uma certa distância dessa fonte.

Tabela 3.4: Níveis de Iluminância em Lux

Condição de Luz	Lux
Dia ensolarado de verão em local aberto	100.000
Dia encoberto de verão	20.000
Dia de sol de inverno	10.000
Céu Nublado	1000
Lâmpada Fluorescente (40 W)	1200
Lâmpada incandescente (100 W)	1000
Sala de aula	500
Céu bastante Nublado	100
Boa iluminação de rua	20 - 40
Crepúsculo	10
Led Verde	6,25
Final de Crepúsculo	1
Lua Cheia	0,1
Céu noite clara	0,001

A menor sensibilidade do fotodiodo CMOS é igual a 0,1 lux [6].

No caso do *led* verde, se ele irradia 6,25 lux significa que em potência ótica ele emitirá $6,25 \times 1,6 \times \text{mW/m}^2 = 10 \text{ mW/m}^2$.

Um dado importante é que a maior acuidade visual humana se encontra no comprimento de onda de 555nm, conforme Figura 3.20[17], que é o comprimento de onda estabelecido para o cálculo do valor do Lux igual a $1,6 \times \text{mW/m}^2$.

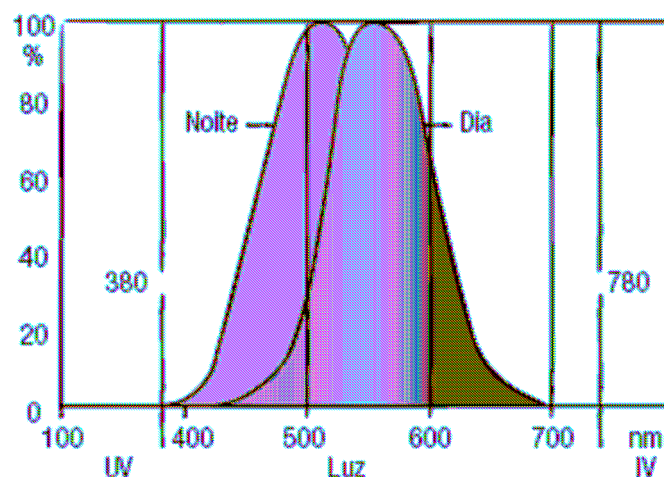


Figura 3.20: Curva da sensibilidade da visão humana à radiação visível.

4. Análise de Sensores de Imagens em Modos de Tensão e Corrente

4.1 Blocos Principais dos Sensores

Existem várias topologias de sensores de imagens conforme a sua aplicação. E, independente dos circuitos dos pixels das matrizes destes sensores terem a sua leitura de saída em modo tensão ou modo corrente, eles podem ser divididos em quatro blocos principais:

- 1- Matriz dos pixels
- 2- Processamento do sinal analógico
- 3- Seleção de linha e coluna
- 4- Sinalização de controle e temporização

Assim, qualquer ação sobre o circuito do pixel do sensor de imagem envolve todos estes blocos ou parte deles. Por exemplo: para se melhorar o parâmetro denominado faixa dinâmica, visto no Capítulo 2, pode-se utilizar a técnica de dupla exposição, na qual os pixels dentro da matriz são integrados duas vezes: uma vez com curta integração, para se capturar o maior brilho da imagem do objeto; e uma segunda vez, para capturar a parte mais escura da imagem do objeto. Estas duas integrações são feitas através dos blocos de seleção de linha de coluna e de sinalização e controle. A imagem final é realizada, então, com os dados obtidos dos dois frames através do processamento do sinal analógico.

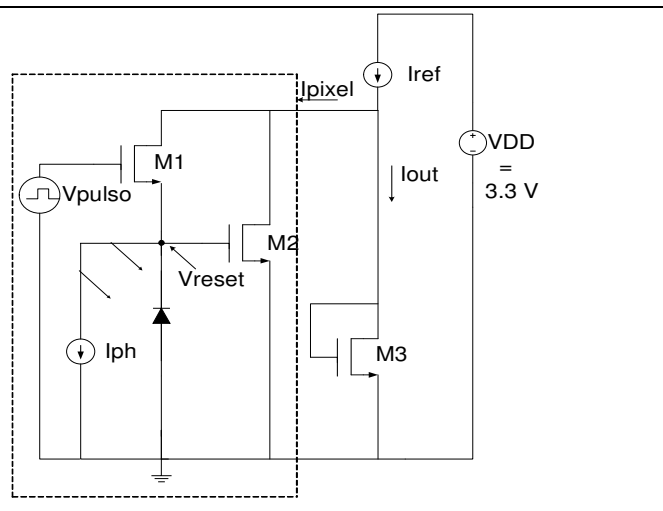
4.2 Classificação dos Modos de Operação

Cada circuito de pixel da matriz, que tem o seu fotodiodo operando em tensão reversa no modo fotocondutivo, pode trabalhar de dois modos para captura e leitura da luz incidente no mesmo. Na Tabela 4.1, a seguir, são apresentados os circuitos correspondentes a esses modos de operação:

Tabela 4.1: Circuitos dos principais modos de operação

<p>A - Modo de Tensão ou Integração</p>	
<p>B.1 - Modo de Corrente Direto</p>	
<p>B.2.1 - Corrente de Acumulação em Modo Direto</p>	

B.2.2 - Corrente de Acumulação em Modo Diferencial



A - Modo de tensão ou modo de integração: Circuito onde o capacitor do fotodiodo é periodicamente carregado, através do transistor de *reset*, por uma tensão reversa especificada. A iluminação sobre o fotodiodo causa uma descarga do capacitor, proporcional à intensidade luminosa que incide sobre ele, resultando numa resposta quase linear que pode ser vista como uma transformação de fótons em carga num modo integrado através de uma constante de tempo, no qual a leitura do sinal de saída é feita em tensão.

B - Modo Corrente, que pode ser dividido em duas subclasses:

B.1 - Modo de Corrente Direto: É um circuito no qual a luz, ao incidir no fotodiodo, produz a transferência instantânea da fotocorrente, através de um espelho de corrente, que é um amplificador para uma faixa de valores de correntes de entrada e saída com ganho controlado pela geometria dos transistores. Esta arquitetura sofre de baixa sensibilidade para ambiente de pouca luz e sofre o efeito do ruído de comportamento fixo (FPN), devido ao descasamento do espelho de corrente. Neste caso, as correntes geradas são muito pequenas e precisam, geralmente, ser amplificadas.

B.2 - Modo de Acumulação, que pode ser classificado em duas categorias

B.2.1 – Corrente de Acumulação em Modo Direto: Circuito onde é utilizada a configuração APS. Primeiramente, a capacitância de junção é carregada conforme o modo de tensão, existindo um tempo de integração ou descarga do capacitor pela incidência de luz. A saída do sinal acontece em forma de corrente e depende das cargas acumuladas no *gate* do transistor seguidor de fonte, alcançado um valor de saída de corrente, na faixa de microampere, proporcional à luz incidente no fotodiodo.

B.2.2 - Corrente de Acumulação em Modo Diferencial: Circuito no qual existe, também, uma configuração APS. Neste caso, entretanto, a saída depende de uma fonte de corrente como referência, e como consequência, a saída será a diferença entre a corrente de referência e a corrente que passa pelo seguidor de fonte, logo que começa a incidência da luz sobre o fotodiodo.

4.3 Desempenho dos Modos de Operação

O Modo de Tensão e os Modos de Acumulação Direta e Diferencial, regidos pela configuração APS, têm a faixa dinâmica limitada porque a fotocorrente depende da seguinte equação:

$$I_{ph} = \frac{C_t \Delta V}{\Delta t} \quad (4.1)$$

ΔV - tensão de *swing* de saída do circuito

C_t - capacitância de junção do fotodiodo + capacitância de *gate* do transistor seguidor de fonte

Δt - tempo de integração, ou seja, o tempo estimado para a descarga da tensão reversa do fotodiodo

Então, como a fotocorrente desejada depende de ΔV , e esta, por sua vez, depende da tensão de alimentação, ocorre uma limitação que tende a aumentar cada vez mais, já que as tecnologias de processos de fabricação de circuitos integrados CMOS estão cada vez menores, reduzindo, assim, amplitude da tensão de alimentação, diminuindo a faixa dinâmica, já que ela é diretamente proporcional à tensão de *swing*.

No Modo Direto, os circuitos apresentam vantagens tais como: baixa dependência da tensão de alimentação e alta velocidade de leitura do sinal.

Todos os Modos de Corrente mencionados facilitam as operações para o processamento de imagens, tais como: adição, subtração e escalamento por um fator, através da lei de corrente dos nós de Kirchoff.

Existem casos em que se exige um sinal de saída não linear; utiliza-se, então, o sensor logarítmico, que está baseado no modo de operação de *subthreshold*. Este sensor utiliza Modo Corrente Direto, porque a configuração com espelho de corrente, neste caso, torna-se uma estrutura log sensor, isto é, quando a fotocorrente é muito pequena ela entra na região de *subthreshold*, que é definida pela equação:

$$I_d = I_o \exp\left(\frac{e}{mk_B T} (V_g - V_{th})\right) \quad (4.2)$$

onde 'e' é a carga do elétron, 'm' é o coeficiente de efeito do corpo e 'k_BT' é a tensão térmica em 300 K, cuja unidade é meV [6].

Este tipo de circuito permite um acesso randômico à captura da luz, pois não existe tempo de integração. A sua desvantagem é que existe um baixo tempo de resposta para níveis pequenos de luz incidente e alto ruído FPN. Embora consiga uma alta faixa dinâmica [18], o sensor tem uma pequena relação sinal/ruído devido ao ruído temporal e uma pequena tensão de *swing*.

O Modo de Acumulação Diferencial tem a grande vantagem de reduzir o ruído FPN, porque no cálculo da corrente de saída do circuito é cancelada a tensão de *threshold* do transistor seguidor de fonte. No Capítulo 5 será explicado, com detalhes, o cálculo que determina esta condição.

Pode-se mencionar que, excetuando o Modo de Corrente Direto, todos os outros modos de operação utilizam a configuração APS, que sofre o ruído térmico *kTC*.

Para sensores CMOS existem numerosas fontes de ruído FPN, incluindo descasamento de dimensões dos fotodiodos e da geometria dos transistores, contaminação no processo de fabricação e outros. Estes problemas tendem a se agravar com as variações das tensões de *threshold* dos transistores.

O Modo Tensão é independente da maioria dos parâmetros do ganho do seguidor de fonte; sofre pouca influência do FPN comparado com o Modo Corrente Direto. Isto ocorre porque, quando a transcondutância é utilizada o amplificador tenta, primeiramente, reproduzir a tensão do pixel usando espelho de corrente, e esta reconstrução não é perfeitamente realizada.

No Modo Corrente Direto, no momento em que a luz incidente é armazenada como tensão, e como a conversão do ganho de tensão para corrente depende dos parâmetros do amplificador de transcondutância, surge então um ganho da transcondutância e o descasamento do *offset* das tensões de *threshold* entre os pixels quando o sinal de saída é descarregado pelas diferentes colunas amplificadoras da matriz de *pixels*. Significa dizer que o FPN tem dois componentes: o ganho e o *offset*.

Em baixa iluminação, o *offset* tem mais peso em FPN do que o ganho, enquanto no Modo de Tensão este problema se reduz, porque os sinais são diretamente processados pelo amplificador. Atualmente, já se consegue eficiente compensação de *offset*, contudo o FPN predomina e o problema torna-se mais crítico, nos dias de hoje, devido ao aumento dos tamanhos das matrizes, que já chegam a vários Megapixels.

No caso tradicional, normalmente, a conversão A/D e o processamento do sinal de um sensor APS, seja Modo Tensão ou Corrente, ocorrem depois de todos os pixels da matriz serem descarregados através das colunas de amplificadores.

No projeto desta dissertação, a conversão A/D e o processamento ocorrerão dentro do pixel, anulando, assim, variações das tensões de *threshold* dos transistores dos sinais de saída dos pixels, quando forem descarregados pelas colunas amplificadoras da matriz de pixel, minimizando bastante o efeito do ruído FPN.

Uma solução para minimizar o FPN é utilizar a técnica CDS para eliminar o *offset* entre as colunas. Outra idéia interessante para reduzir o ruído FPN em Modo Corrente Direto, onde ele é mais atuante, é a eliminação do transistor de seleção de linha de dentro do pixel, reduzindo, com isso, a área do pixel e aumentando a linearidade de saída da corrente.

4.4 Modos Simultâneos Tensão e Corrente

É possível projetar sensores de imagens CMOS com capacidade para atuar em Modo Corrente ou em Modo Tensão ao mesmo tempo. Cada pixel tem um transistor atuando como seguidor de fonte para saída em Modo Tensão ou um transistor com transcondutância para saída em Modo Corrente. Os dois modos compartilham a mesma linha de leitura, mas têm seu próprio CDS para supressão de ruído.

4.5 Sensibilidade

O Modo Corrente Direto com espelho de corrente tem baixa sensibilidade à luz baixa, devido à leitura instantânea do sinal, fato que não ocorre com os outros modos que utilizam a configuração APS.

4.6 Aplicações

Atualmente, no mundo as câmeras fones, ou seja, telefones que tiram fotos e filma imagens em movimento, já está com 90% do seu mercado dominado pela tecnologia de sensores de imagens CMOS. Isto é devido, principalmente, à complexidade das funções, que exige uma alta densidade de integração no *chip* e como consequência, exige circuitos com um consumo menor, garantindo com isto mais tempo do uso da bateria, necessidades estas atendidas com muito mais eficiência em relação ao CCD.

A tecnologia que está garantindo esta aplicação foi desenvolvida pela Kodak e é conhecida como tecnologia PIXELUX [19] em que se melhora o APS na configuração com três transistores NMOS, incorporando um quarto transistor, que ajuda a melhorar a relação sinal/ruído melhorando o *fill-factor*, e utiliza um fotodiodo pin com um novo processo de implantação iônica no qual uma barreira de potencial é criada cobrindo a superfície irregular do fotodiodo, fortalecendo, assim, os sinais de elétrons desta área. Com isto é reduzida a corrente de escuro e minimizado o ruído.

Esta técnica permite praticamente a leitura de todos os elétrons do fotodiodo e ajuda a eliminar resíduos de memória (*lag*) das diversas integrações, e finalmente é feita uma leitura de saída de múltiplos pixels utilizando o conceito de *binning*, que pode-se entender como soma de cargas entre pixels, criando uma alta taxa de frames de alta sensibilidade para condições de luz muito baixa.

No Modo Corrente Direto o sensor CMOS, utilizado com espelho de corrente, que captura a corrente contínua instantaneamente, tem uma aplicação importante em se tratando de computação paralela, com alta faixa dinâmica em imagem plana.

5. Projeto de um Sensor de Imagem

5.1 Parâmetros Fundamentais para Especificação do Projeto

Os principais parâmetros são: sensibilidade, ruído, faixa dinâmica, área do fotodiodo, ganho de conversão, relação sinal/ruído, *fill factor*, resposta espectral e potência ótica.

5.1.1 Sensibilidade

Fotodiodos pequenos possuem áreas pequenas, portanto, capacitância de junção reduzida, o que garante constantes de tempos menores no caso de utilização em modo corrente ou logarítmico. São, portanto, sensores de rápida resposta à luz. Para o caso do modo tensão ou integração, a capacitância de junção do fotodiodo é inversamente proporcional ao ganho de conversão do pixel. Uma pequena capacitância gera um alto fator de conversão e, por conseguinte, uma maior sensibilidade à luz.

Outro aspecto, é que o sensor de imagem CMOS tem sensibilidade para detectar um mínimo de 0,1 lux o que equivale para o fotodiodo utilizado no projeto, com área de $5 \times 5 \mu\text{m}$, a ter uma fotocorrente igual a:

$$I_{ph} = \frac{0.33 \text{ A/W} \cdot 25 \mu\text{m}^2 \times 0.16 \times 10^{-3} \text{ W}}{\text{m}^2} = 1,32 \text{ fA} \quad (5.1)$$

Assim, 1,32 fA é a menor fotocorrente detectável pelo fotodiodo.

5.1.2 Ruídos

Um sensor de imagem sofre a influência dos ruídos espaciais e temporais [20], sendo que no espacial o dominante é o ruído FPN, o qual ocorre no descarregamento do sinal de cada pixel pelas colunas da matriz dos pixels. Neste projeto, em que o sinal sairá do pixel em forma digital, este ruído será praticamente nulo.

Os ruídos temporais, [20] que ocorrem dentro do pixel, na parte de leitura e captura da luz, nas condições normais de iluminação, o dominante é o ruído *photon shot noise* [2]. Como mencionado na seção 2.3.3, este fenômeno ocorre pela variação da quantidade de elétrons liberada pela incidência da luz, no fotodiodo. A geração de um par elétron-buraco, por um fóton, é um fenômeno probabilístico, isto é, tem uma variação randômica e é caracterizado pela distribuição de Poisson [2] que expressa a probabilidade de um número de eventos ocorrerem num período fixo de tempo, contanto que estes eventos ocorram numa média conhecida, independente do tempo do último evento. Caso esta distribuição se aproxime de uma curva gaussiana para grandes números, o *photon shot noise* que afeta a fotocorrente se aproximará de uma distribuição normal para grandes quantidades de fótons coletados.

O desvio padrão deste ruído é igual à raiz quadrada da média do número de fótons:

$$\text{SNR} = \frac{N}{\sqrt{N}} = \sqrt{N} \quad (5.2)$$

onde N é a média do número de fótons coletados.

Temos, então, a variação RMS da raiz quadrada do número de elétrons gerados [2]:

$$Q_{\text{light,shot}} = \sqrt{\frac{Q_{\text{light}}}{q_{\text{el}}}} \cdot q_{\text{el}} \quad (5.3)$$

Onde q_{el} é a carga elementar do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$), Q_{light} é a carga total gerada pela luz no período que incidiu sobre o fotodiodo. e, a relação sinal/ruído em dB é [2]:

$$\text{SNR} = 20 \log Q_{\text{light,shot}} \quad (5.4)$$

Para baixo nível de iluminação os ruídos dominantes são o *kTC* e o *Dark Current Shot Noise* (*Qdark shot*) considerados a seguir:

- *kTC Noise* é o ruído associado com o *reset* da tensão do capacitor do fotodiodo. Cada vez que o capacitor é carregado por algum valor, a componente de ruído é associada com a carga do capacitor.

Após o sinal de *reset*, quando o capacitor do nó do fotodiodo no circuito é carregado com um nível de tensão, este sinal resultante conterá um ruído *kTC* e logo após o tempo de

integração, em que o nível de tensão do capacitor é descarregado até um ΔV , este segundo sinal, medido neste instante, terá também uma componente de ruído kTC e a diferença entre estas tensões resulta num sinal de saída proporcional à luz incidente (vide Figura 5.1).

Devido a este fato, não é possível garantir uma medida precisa do sinal de saída. Este ruído kTC acontece cada vez que o fotodiodo é carregado gerando uma leve diferença no nível de tensão. Independente de ser a mesma tensão de *reset* aplicada, haverá uma pequena flutuação dessa tensão e o mesmo ocorrerá com o sinal, após a integração.

Desta maneira é introduzido um erro na subtração para se buscar o sinal proporcional à luz incidente, e isto é uma fonte de ruído randômico. Esta carga do ruído é quantificada em elétrons RMS pela equação:

$$Q_{kTC} = \sqrt{kTC_t} \quad (5.5)$$

onde K = constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); C_t = capacitância de junção do fotodiodo + capacitância de *gate* do transistor seguidor de fonte e T = temperatura absoluta (300 °K). Observa-se que é um ruído térmico.

- *Qdark shot* é um ruído da corrente de escuro que é, também, um fenômeno randômico expresso pela equação:

$$Q_{\text{dark,shot}} = \sqrt{\frac{Q_{\text{dark}}}{q_{\text{el}}}} \cdot q_{\text{el}} \quad (5.6)$$

O fotodiodo do tipo N- Well/psub, que é o caso que está sendo tratado, tem uma baixa capacitância resultando em menos ruído kTC .

É interessante definir o limite da influência do ruído *photon shot noise* e dos ruídos de escuro kTC e *Qdark Short*, em relação ao sinal. Por exemplo: se num sensor de imagem o total de ruído medido chega a 60 elétrons, significa dizer que um sinal abaixo de 3600 elétrons passa a sofrer o domínio dos ruídos de escuro e não mais do ruído *photon shot noise*.

Os ruídos causam duas limitações na medida com fotodiodo. É importante mencionar que o ruído *Qdark shot* causa a limitação da detecção de menor soma de

radiação ou fótons que incidem sobre a superfície do fotodetector e que um ruído qualquer, num sinal de corrente, limita a resolução ou a precisão da medida. A relação sinal/ ruído é o fator limitante.

5.1.3 Faixa Dinâmica

A faixa dinâmica de um sensor CMOS varia em torno de 60 dB. Uma definição mais prática da faixa dinâmica é que ela é a qualidade que o sensor tem de adequar a imagem, nas condições tanto de alta, quanto de baixa iluminação, para uma determinada cena a ser capturada pelo mesmo.

Para alcançar uma faixa completa, isto é, de uma noite bem escura, com 0,001 Lux, até um dia de sol radiante de verão, equivalente a 100.000 Lux é necessário atingir uma faixa dinâmica de 140dB [21], condição para se obter o sensor ideal.

Num sensor de imagem de modo de tensão (Tabela 4.1 –A), a sua faixa dinâmica é o maior sinal detectável na região linear dividido pelo menor sinal detectável (ruído na faixa de corrente de escuro). Considerando que se trabalha com transferência de cargas da capacitância do fotodiodo para o *gate* do transistor seguidor de fonte, o primeiro passo para calcular o maior sinal detectável, que é representado pelo maior número de elétrons, é conhecer o valor da capacitância do nó do fotodiodo, ou seja, a capacitância total C_t , que é C_j (capacitância de junção fotodiodo) + C_g (capacitância de gate do transistor seguidor de fonte). Em seguida, calcula-se o ganho de conversão regido pela equação [2][11][21]:

$$F_C = \frac{q}{C_t} \quad (5.7)$$

A unidade desta expressão é $\mu v/e^-$, que significa quantos micros volts cada elétron terá convertido para uma determinada capacitância total.

Este circuito usa um seguidor de fonte. Assim, para obter o ganho de conversão efetivo ou o ganho do pixel, é necessário multiplicar o ganho de conversão pelo ganho do seguidor de fonte ($A_v = g_m/(g_m + g_{mb})$) onde g_{mb} (que é o efeito de corpo, que acontece nos circuitos integrados em que a tensão da fonte é variável e a tensão do substrato é constante) [23] assume valores de 0,1 g_m a 0,3 g_m).

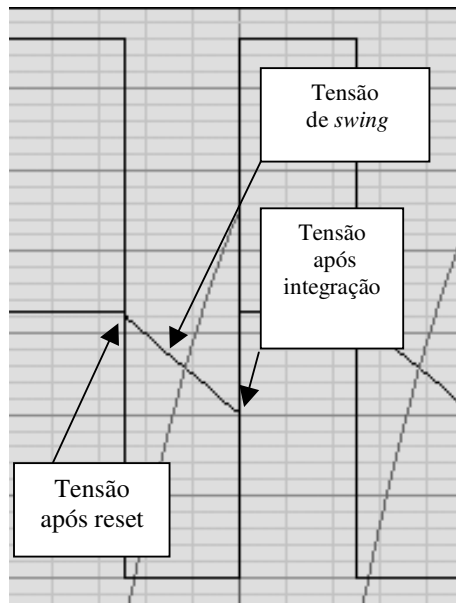


Figura 5.1: Tensão de *swing* detalhada no tempo de integração.

Logo a seguir, define-se a tensão de *swing* (Figura 5.1) que ocorrerá pelo descarregamento da capacitância do nó do fotodiodo, em função da incidência da luz sobre o mesmo para um determinado tempo de integração, ou seja, o tempo definido pelo projeto para que este nível de descarregamento ocorra. Finalmente calcula-se o número de elétrons (Q_{light}) que é obtido dividindo a tensão de swing pelo ganho de conversão do pixel [2], ou seja,

$$Q_{light} = \frac{\Delta V}{\frac{q}{C_t} \cdot A_v} \quad (5.8)$$

Calcula-se em seguida o menor sinal detectável que é a soma dos ruídos kTC e $Q_{darkshot}$. Esta soma é dada em elétrons. Tem-se finalmente o valor da faixa dinâmica [2] em dB:

$$DR = 20 \log \frac{Q_{light}}{kTC + Q_{darkshot}} \quad (5.9)$$

Observa-se, então, que uma menor capacitância total (C_t) causa um maior ganho de conversão e como consequência produz menos elétrons para uma determinada tensão de *swing*, reduzindo a faixa dinâmica, ou, no caso contrário, uma maior capacitância aumentará a faixa dinâmica.

A influência da capacitância do fotodiodo se faz sentir com mais evidência quando se trabalha com os valores mínimos do transistor seguidor de fonte na tecnologia $0,35\ \mu\text{m}$.

Por exemplo, para uma área de fotodiodo $10 \times 10\ \mu\text{m}$ e uma capacitância/área = $0,08\ \text{fF}/\mu\text{m}^2$, haveria uma capacitância de junção do fotodiodo de $(0,08\ \text{fF}/\mu\text{m}^2 \times 100\ \mu\text{m}^2) = 8\ \text{fF}$ contra uma capacitância de *gate* do transistor na região do triodo de $C_{\text{ox}}\text{WL}$ igual $(4,54\ \text{fF}/\mu\text{m}^2 (0,7\ \mu\text{m} \cdot 0,35\ \mu\text{m})) = 1,11\ \text{fF}$.

Neste caso, à medida que aumenta a área do fotodiodo, mais influência terá o tamanho do fotodiodo na definição da faixa dinâmica.

5.1.4 Saturação do Fotodiodo e do Pixel

Para uma tensão de 1V no nó do fotodiodo do circuito de um sensor de imagem, estudos determinam que deve ser descarregada, no máximo, 80% dessa tensão para que não ocorra saturação [24]. O número máximo de elétrons que pode ser criado pelo descarregamento do fotodiodo, para um ganho de conversão de $6,4\ \mu\text{v}/e$, é 125000 elétrons. Até esta quantidade, ainda é preservada a relação de linearidade entre a fotocorrente e a potência ótica no sinal de saída.

A saturação no pixel ou *Blooming* é um fenômeno que faz com que a imagem se torne cada vez mais branca à medida que um maior número de pixels sofram este problema, fato que pode ser melhor analisado, observando um fotodiodo em cada pixel. Como o excesso de cargas que ocorre num pixel não pode ser drenado, elas acabam sendo capturadas pelos pixels vizinhos, saturando-os também. Isto ocorre quando a tensão que existe sobre o fotodiodo, ao ser descarregada pela luz, fica abaixo da tensão de *threshold* do transistor de *readout* e não tem mais como descarregar os elétrons liberados pelo fótons. A solução é, nesse instante, tornar *on* o transistor de *reset* e com isso o excesso de elétrons pode ser drenado através do transistor de *readout*.

5.1.5 Largura de Banda do Fotodiodo

A largura de banda de um fotodiodo varia de 0 Hz até a frequência de corte do sinal, onde a potência é 50% do sinal DC. No caso do fotodetector, o *datasheet* [5] determina uma frequência de corte de 100 MHz e, portanto, um tempo de integração mínimo de $1/T = 1/100 = 10$ ns. Desta forma, independente do projeto, o menor tempo que a luz pode incidir sobre o fotodiodo é de 10ns.

5.1.6 Sensibilidade *versus* Faixa Dinâmica

No projeto de um sensor de imagem, trabalhando com transistores na dimensão mínima da sua tecnologia (que no caso deste projeto é de $0,35 \mu\text{m}$), é necessário analisar o objetivo que se pretende alcançar, pois um fotodiodo pequeno tem alto ganho de conversão ou grande sensibilidade para captação em ambiente de pouca luz e ótima velocidade de resposta, porém com uma faixa dinâmica menor. Um fotodiodo maior, por sua vez, tem baixo ganho de conversão e grande sensibilidade para captação de luz de boa intensidade, entretanto, é mais lento e tem uma faixa dinâmica maior. Portanto há um compromisso entre a sensibilidade e a faixa dinâmica.

5.1.7 Fator de Preenchimento

Como definido anteriormente, o fator de preenchimento é limitado pela razão entre a área do fotodiodo e a área do pixel, pois somente a área embaixo do fotodiodo contribui para a geração da fotocorrente. As cargas geradas debaixo das áreas dos transistores são coletadas pelos diodos de fonte e dreno dos mesmos, o que resulta num fator de preenchimento em torno de 70%, para os sensores de imagem CMOS.

Para aumentar o fator de preenchimento precisa-se aumentar a área do fotodiodo. Porém, a capacitância de junção do fotodiodo será aumentada, reduzindo com isso o ganho de conversão ou a sua sensibilidade. Como consequência há o aumento da faixa dinâmica, que poderá ser vantajoso se o objetivo for captar luz com mais intensidade.

5.1.8 Resposta Espectral do Pixel

A eficiência quântica é a relação entre o número de fótons detectado sobre o número total de fótons que incide no fotodiodo. Está diretamente relacionada à responsividade, que é a razão entre a fotocorrente gerada e a potência ótica incidente [2].

No entanto, existe a resposta espectral do pixel, que é o produto do fator de preenchimento com a responsividade. No caso do CCD ela é alta, acima de 80%, enquanto no CMOS, está em torno de 25%, devido aos transistores que reduzem a área sensível à luz do pixel.

5.1.9 Capacitância, Tempo de Resposta e Resposta em Frequência

Como visto anteriormente, para se determinar a faixa dinâmica de um sensor modo integração ou acumulação de cargas, é fundamental determinar o ganho de conversão, que por sua vez depende da capacitância de junção do fotodiodo, que depende da área do fotodiodo e da tensão de polarização aplicada.

Pelo gráfico da Figura 3.16 observa-se que para uma maior tensão reversa de polarização ocorre uma menor capacitância, o que demonstra a importância da tensão reversa de polarização na velocidade de resposta do fotodiodo e, por conseguinte na resposta de frequência do fotodiodo.

O motivo principal para polarizar reversamente o fotodiodo é a alta velocidade alcançada na captura dos fótons. Entretanto, uma resposta de tempo mais rápida em modo reverso implicará em aumento de ruído, menor faixa dinâmica e alta corrente de escuro, que é altamente dependente da temperatura (dobra a cada 8° graus Celsius[2]). A resposta mais rápida é incompatível com alta responsividade, porque requer uma baixa resistência de carga.

O tempo de resposta do fotodiodo não depende somente do material, do tamanho e da tensão reversa de polarização, mas também do comprimento de onda, porque a absorção dos fótons pelo material é função do comprimento de onda e conseqüentemente da penetração dos fótons. A liberação de elétrons pelos fótons acontece em diferentes profundidades no material, portanto em diferentes tempos, o que afeta o tempo de resposta.

Percebe-se isso quando ocorre uma tensão reversa pequena de polarização sobre o fotodiodo.

5.1.10 Linearidade e Saturação do Fotodiodo

O limite superior de operação na faixa linear depende de vários parâmetros, sendo o mais importante o tamanho. A máxima corrente permitida em operação linear aumenta com a área, porém o espectro de comprimento de onda também tem influência. Existem situações em que, na região do ultravioleta, o fotodiodo tem uma capacidade de corrente menor do que a alcançada com comprimento de luz vermelha. Na prática, procura-se polarizar o fotodiodo com uma tensão reversa de modo a descarregar a capacitância do fotodiodo em até 80% da capacidade total de armazenamento, o que garante ainda trabalhar numa condição de não saturação. Desta forma, a saída do circuito ainda mantém linearidade com a incidência de fótons.

5.2 Primeira Fase do Projeto

5.2.1 Considerações e Requisitos do Projeto

Para se obter uma boa condição de sensibilidade à luz, é necessário que a faixa dinâmica esteja em torno 60 dB [6]. A faixa dinâmica define o nível de luz que o fotodiodo é capaz de absorver e é o principal parâmetro de um sensor de imagem. É desejável, também, um baixo nível de ruído e menor área possível, do pixel projetado, que resulta em menor custo de fabricação.

O ideal é que se trabalhe com os valores mínimos de W e L dos transistores na tecnologia $0,35\mu\text{m}$, para que haja um controle efetivo sobre o ganho de conversão, que junto com a tensão de *swing* definem a faixa dinâmica. Isto ocorre porque o valor da capacitância do nó do fotodiodo, que define o ganho de conversão, é a soma da capacitância de junção do fotodiodo com a capacitância de *gate* do transistor. Sendo assim, para um menor tamanho de transistor se obtém um maior peso da capacitância do fotodiodo no valor da capacitância total.

Então, conforme a necessidade de se buscar maior sensibilidade para baixa ou alta luz, conforme requisitado pelo projeto, haveria um melhor controle dessa escolha desde a menor até a maior área do fotodiodo. Outra idéia seria buscar um fotodiodo com maior valor de capacitância por área.

Em relação ao circuito de compressão de dados, necessita-se gerar um sinal de saída para o circuito, com uma corrente na escala de microampere variando, dentro do possível, numa faixa em torno de $10\mu\text{A}$ com o menor nível de corrente de *offset* possível. Os tamanhos dos transistores têm que ser, no mínimo: $W = 1\ \mu\text{m}$ e $L = 1\ \mu\text{m}$, para que haja um erro aceitável no espelhamento de corrente. Se L for menor que $1\ \mu\text{m}$, acarreta um erro inaceitável no espelho de corrente.

Para efeito de valores médios dos parâmetros dos transistores MOS, será utilizada a Tabela 5.1 [25]:

Tabela 5.1: Valores médios dos parâmetros dos transistores MOS

Parâmetro	NMOS	PMOS
μ (cm^2/Vs)	370	126
C_{ox} ($\text{fF}/\mu\text{m}^2$)	4.54	4.54
C_{ov} ($\text{fF}/\mu\text{m}$)	0.131	0.131
K' ($\mu\text{A}/\text{V}^2$)	170	58
V_{th0} (V)	0.50	-0.65
ϕ_f (V)	0.44	0.42
γ ($\text{V}^{1/2}$)	10.58	-0.40
λ aproximado (V^{-1})	0.5	0.5
N_{SUB} ($10^{15}/\text{cm}^3$)	212	101
J_S ($\text{fA}/\mu\text{m}^2$)	0.01	0.09
J_{SSW} ($\text{fA}/\mu\text{m}$)	0.13	0.61
I_{Dsat} ($\mu\text{A}/\mu\text{m}$)	540	-240

Para a realização das simulações dos circuitos, utilizou-se o simulador *Spectre*, que faz parte do *software* CADENCE [26] e o modelo do transistor MOS adotado pelo simulador é o BSIM3v3.

5.2.2 Espelho de Corrente

Buscou-se trabalhar com a saída em Modo Corrente devido à facilidade de implementar operações de escalamento e soma, facilitando assim o processamento do sinal uma vez que a idéia é fazer compressão de dados dentro do pixel.

Foi utilizado, primeiramente, o espelho de corrente como solução [23][25], já que não seria necessário acumular carga no capacitor de junção, tendo um circuito com alta velocidade de operação, podendo amplificar a corrente caso fosse preciso.

Na Figura 5.2, o circuito de espelho de corrente utilizado, com os transistores M1 e M2, trabalhando na região de saturação, é regido pelas seguintes equações [27]:

$$K'_n = \mu_n C_{ox} \quad (5.10)$$

$$I_{ref} = \frac{K'_n W_1}{2L_1} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (5.11)$$

$$I_{out} = \frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (5.12)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{\frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{GS} - V_{th})^2}{\frac{K'_n W_1}{2L_1} (V_{GS} - V_{th})^2} \quad (5.13)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{W_2 / L_2}{W_1 / L_1} \quad (5.14)$$

A Equação 5.14 demonstra que a saída de corrente depende somente da geometria dos transistores, sendo independente dos parâmetros da transcondutância do processo.

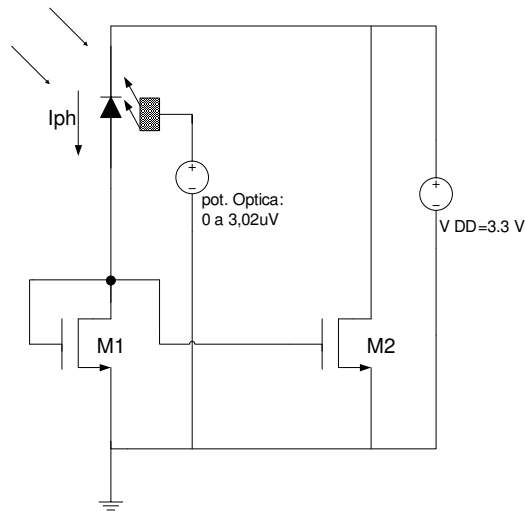


Figura 5.2: Circuito de espelho de corrente.

Para os testes foram utilizados, no circuito da Figura 5.2, o transistor M_1 com $W_1 = 1,4\mu\text{m}$; $L_1 = 0,7\mu\text{m}$ e M_2 com $W_2 = 14\mu\text{m}$ e $L_2 = 0,7\mu\text{m}$. Com estes valores obteve-se, da Equação 5.13: $I_{out}/I_{ref} = (14/0.7)/(1,4/0.7)$, onde se obtém uma amplificação de $I_{out} = 10 \cdot I_{ref}$.

Foram realizados os testes considerando uma potência ótica de 0 a 40 mW/m^2 no qual o valor máximo equivale a uma rua iluminada à noite, isto é, uma sensibilidade em torno de 25 Lux.

Utilizando (3.7), calculou-se a fotocorrente que seria gerada para uma área de $35 \times 35 \mu\text{m}$ do fotodiodo, obtendo-se: $I_{ph} = 0,33 \text{ A/W} \cdot 35^2 \mu\text{m}^2 \cdot 40 \text{ mW}/10^{12} \mu\text{m}^2 = 16,17 \text{ pA}$, que é o máximo de corrente que o fotodiodo gera. A potência de 40 mW/m^2 resulta numa excursão da potência de 0 a 49 pW , porque $40 \text{ mW}/10^{12} \mu\text{m}^2$ vezes a área $1225 \mu\text{m}^2$ resulta em 49 pW .

Para obter uma corrente em torno de 15 pA no fotodiodo é injetada no terceiro terminal uma tensão DC, que representa a potência ótica que incide no componente. Utilizando a Equação 3.5, encontra-se: $15 \text{ pA} = 0,34 \cdot f$ (pot. ótica), onde f (pot. ótica) = $44,11 \text{ pW}$.

A corrente de saída I_{out} é de 150 pA . Constata-se, então, que a corrente capturada no espelho de corrente, instantaneamente e de modo contínuo, é muito pequena e a

necessidade de corrente para alimentar o circuito de compressão de dados está na faixa de microampere, precisando de uma amplificação num grau muito elevado.

Conclui-se, desta forma, que a utilização do circuito do espelho de corrente fica inviável, devido ao número de transistores que terão que ser utilizados gerando ruídos, tornando o tamanho do pixel inadequado e causando distorção do sinal.

Conforme teste feito na simulação de Monte Carlo (Figura 5.3), para os valores supracitados, observa-se que a variação de corrente em relação à potência ótica é muito grande. Por exemplo: para 10 pW em que o valor médio da corrente está em torno de 30pA, a corrente de saída varia de 79,72 pA a 159,03 pA, alcançando um nível de erro inaceitável.

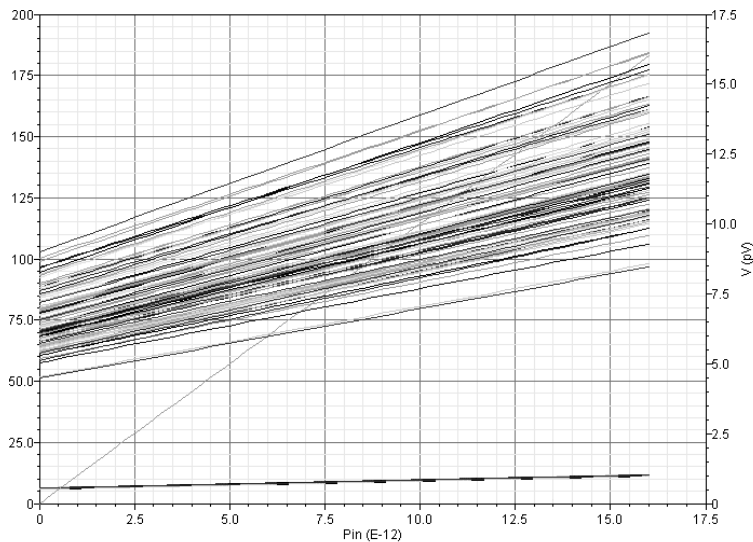


Figura 5.3: Simulação de Monte Carlo do modo de corrente direto.

5.2.3 Corrente de Acumulação em Modo Diferencial

Como o circuito com espelho de corrente não atendeu aos requisitos do projeto do circuito de compressão de dados, que necessita receber do circuito de captura da luz e *readout* do fotodiodo um valor de corrente na faixa de microampere, utilizou-se o Circuito Corrente de Acumulação em Modo Diferencial [28](Figura 5.4), que a princípio atinge tal objetivo. Assim, foi definida a fotocorrente para o teste do circuito, com $I_{ph} = 100\text{pA}$. Então, para uma área de $5 \times 5 \mu\text{m}$ do fotodiodo e uma responsividade de $0,29 \text{ A/V}$ (Figura

3.7) em torno do comprimento de onda de 550 nm, a potência ótica, conforme equação 3.7, é:

$$P_{opt} = \frac{I_{ph}}{R.A} = \frac{100\text{pA}}{0.29 \frac{\text{A}}{\text{W}} \cdot 25\text{um}^2} = \frac{13,79 \cdot 10^{-12} \text{W}}{10^{-12} \cdot \text{m}^2} = \frac{13,79 \text{W}}{\text{m}^2} \quad (5.15)$$

Como 1 Lux é = $1,6 \times 10^{-3} \text{W/m}^2$, então: $\frac{13,79 \text{W}}{0,0016 \text{W}} = 8618 \text{Lux}$, que se aproxima de um dia de sol de inverno, pela Tabela 3.4 .

O circuito em questão, em que o transistor M2 opera na região de saturação, é regido pelas seguintes e equações:

$$I_{ref} = \frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{reset} - V_{th})^2 \quad (5.16)$$

$$I_{pixel} = \frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{reset} - \Delta V - V_{th})^2 \quad (5.17)$$

$$V_{reset} = \sqrt{\frac{2L_2 \cdot I_{ref}}{K'_n \cdot W_2}} + V_{th} \quad (5.18)$$

$$I_{out} = I_{ref} - I_{pixel} \quad (5.19)$$

A vantagem desse circuito é que ele anula a tensão de threshold do transistor M2, eliminando o ruído [6], ou seja, o descasamento do offset das tensões de threshold entre os pixels quando o sinal de saída é descarregado pelas diferentes colunas amplificadoras da matriz de pixel do sensor, reduzindo o ruído FPN. O cálculo para mostrar o valor de I_{out} com sua dependência de ΔV e anulação da tensão V_{th} é realizado substituindo, primeiramente, as Equações (5.16) e (5.17) na Equação (5.19):

$$I_{out} = \frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{reset} - V_{th})^2 - \frac{K'_n W_2}{2L_2} (V_{reset} - \Delta V - V_{th})^2 \quad (5.20)$$

Substituindo o valor de V_{reset} , da Equação (5.18), na Equação (5.20) e desenvolvendo o 2º termo:

$$I_{out} = -\frac{K'n.W_2}{2.L_2} \left[-2\Delta V \left(\sqrt{\frac{2L_2.I_{ref}}{K'n.W_2}} + V_{th} - V_{th} \right) + \Delta V^2 \right] \quad (5.21)$$

A anulação do V_{th} do transistor M2 ocorre aqui

$$I_{out} = \sqrt{\frac{2K'nW_2I_{ref}}{L_2}} \Delta V - \frac{K'nW_2}{2L_2} \Delta V^2 \quad (5.22)$$

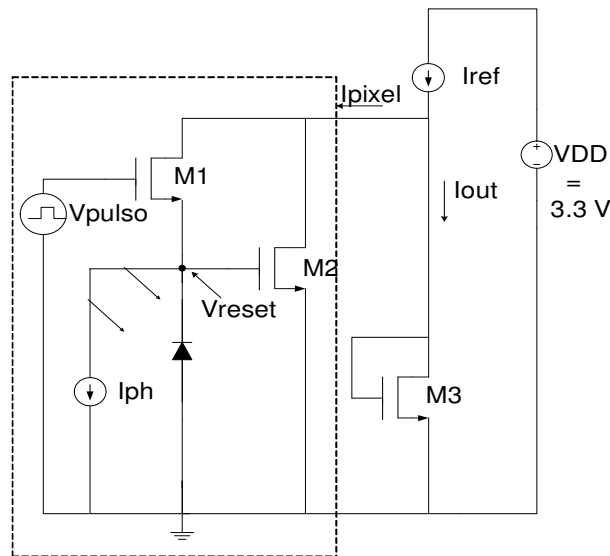


Figura 5.4: Circuito modo de corrente acumulação diferencial.

Analisando o funcionamento do Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial, observa-se que a parte da figura envolvida no pontilhado em retângulo corresponde ao Circuito Modo de Tensão em que primeiramente aplica-se um pulso de *reset* no transistor M1. Após o *reset* o capacitor de junção do fotodiodo fica carregado com V_{reset} que é a tensão no nó do fotodiodo. Em seguida ocorre a exposição à luz, que faz

com que a capacitância do nó se descarregue à medida que os fótons vão liberando elétrons por um tempo de integração que atenda os requisitos do projeto.

É gerado, então, no *gate* do transistor M2 um ΔV proporcional à fotocorrente gerada pela luz. A corrente de saída, $I_{out} = I_{ref} - I_{pixel}$ (5.18) [29], é conduzida para o transistor de carga M3, que representa a ligação com o circuito de compressão de dados.

Quando a capacitância do nó do fotodiodo começa a descarregar, devido à incidência da luz, a corrente I_{pixel} começa a circular através de M2, até a tensão de *swing* (ΔV) atingir o seu valor determinado pelo projeto.

Neste ponto a corrente de saída I_{out} atinge o seu valor máximo. A diferença entre a corrente I_{out} (quando ΔV atinge o máximo valor) após a integração e a corrente de I_{out} (no instante em que ΔV é igual a zero) após o *reset*, corresponde ao valor proporcional à intensidade de luz que incide no fotodiodo, para um determinado tempo de integração.

Como exemplo da comprovação da Equação (5.19), pode ser observado o gráfico da simulação dos sinais dos circuitos na Figura 5.5, que apresenta as seguintes condições de circuito: o transistor M2 possui $W = 1 \mu\text{m}$; $L = 7 \mu\text{m}$ e o transistor M3 possui $W = 1 \mu\text{m}$ e $L = 5 \mu\text{m}$; $I_{ref} = 50 \mu\text{A}$ e fotocorrente $I_{ph} = 100 \text{pA}$.

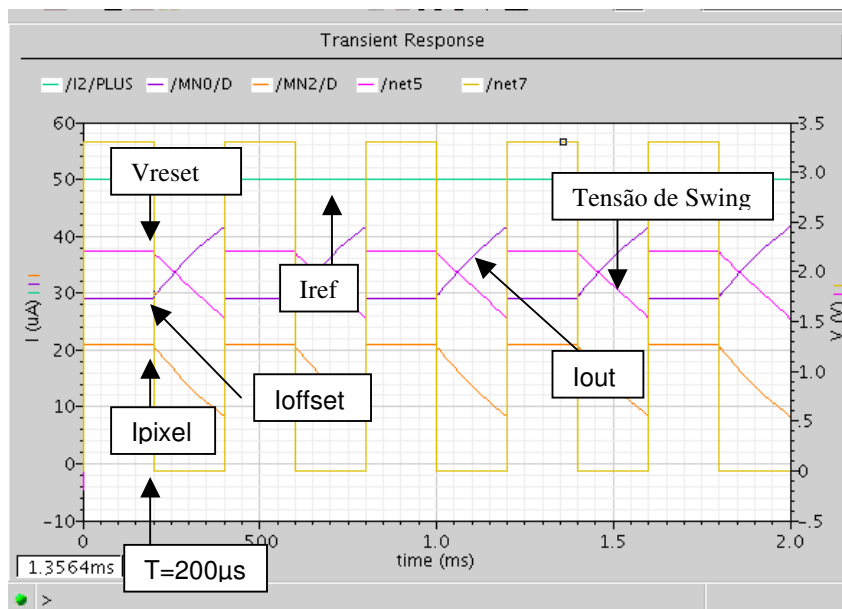


Figura 5.5: Simulação do comportamento do circuito.

Com $T = 200 \mu\text{s}$, observa-se que $I_{\text{ref}} = 50 \mu\text{A}$; $I_{\text{out}} = 29 \mu\text{A}$ e $I_{\text{pixel}} = 21 \mu\text{A}$, resultando que: $29 \mu\text{A} = 50 \mu\text{A} - 21 \mu\text{A}$ e a mesma relação, naturalmente, ocorrerá em $T = 400 \mu\text{s}$, basta observar o gráfico. Utilizando a Equação (5.18), obtém-se $V_{\text{reset}} = \sqrt{2 \times 7 \times 50 / 170} + 0.5 = 2,5 \text{ V}$, que é um valor razoável, considerando que, pelo manual de parâmetros de processos [5], a tensão de *threshold* para o transistor de canal longo varia de 0,36 a 0,56 V, o que aponta para uma variação de 2,36 V a 2,56 V *versus* o valor da simulação do sinal de 2,25 V (Figura 5.5), em que ocorre uma pequena queda em V_{reset} , devido ao peso da carga do transistor de M3, drenando a corrente.

A tensão de *swing* ΔV , pode também ter uma estimativa de cálculo através de (4.1), onde $C_g = C_{ox}WL$ na região de saturação [30], obtendo-se um $C_t = 6,9 \text{ fF} + 21,18 \text{ fF} = 28 \text{ fF}$, e, por conseguinte, $\Delta V = 100 \text{ pA} \cdot 200 \mu\text{s} / 28 \text{ fF} = 0,714 \text{ V}$ *versus* 0,725 V, obtido na simulação.

É confirmado, também, a consistência do valor calculado para $I_{\text{ref}} = 170 / 14(2,5 - 0,5)^2 = 49 \mu\text{A}$ *versus* I_{ref} simulado = $50 \mu\text{A}$.

Tabela 5.2: Comparação de parâmetros, calculado e simulado, do circuito modo diferencial

Vreset Simulado (V)	Vreset Calculado (V)	ΔV Simulado (V)	ΔV Calculado (V)	Iref Simulado (μA)	Iref Calculado (μA)
2,25	2,5	0,725	0,714	50	49

Conclui-se que os valores simulados estão de acordo com as respectivas estimativas teóricas. O objetivo, agora, é reduzir ao mínimo a corrente de *offset*. A corrente de *offset* ocorre quando não há luz incidindo sobre o fotodiodo e é necessário que seja igual a $0 \mu\text{A}$, para não ter que removê-la com outro circuito, aumentando assim a área ocupada com mais transistores e mais ruído.

A corrente de *offset* do circuito da Figura 5.4, pode ser visto na sua simulação conforme gráfico da Figura 5.6 com o valor médio de $29,5 \mu\text{A}$. Para reduzir a corrente de *offset*, na saída do circuito, isto é em I_{out} , é necessário entender o comportamento do transistor de carga M3.

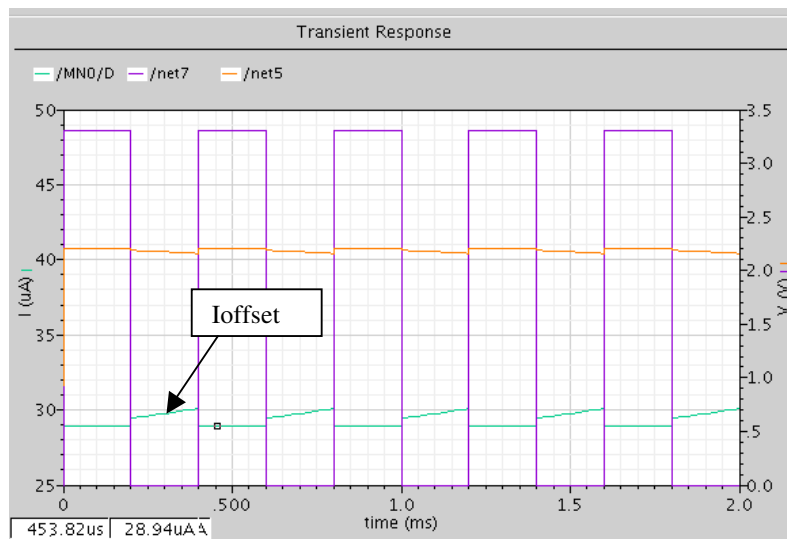


Figura 5.6: Corrente de offset do circuito da Figura 5.4.

Para calcular o valor de g_m do transistor de carga M3, na condição de saturação, já que $V_{DS} = V_{GS}$ e o dreno está ligado à fonte. Neste caso, a fonte de corrente equivale à resistência g_m^{-1} , uma vez que $r_o \gg g_m^{-1}$. A Figura 5.7 ilustra o modelo equivalente [23], do transistor:

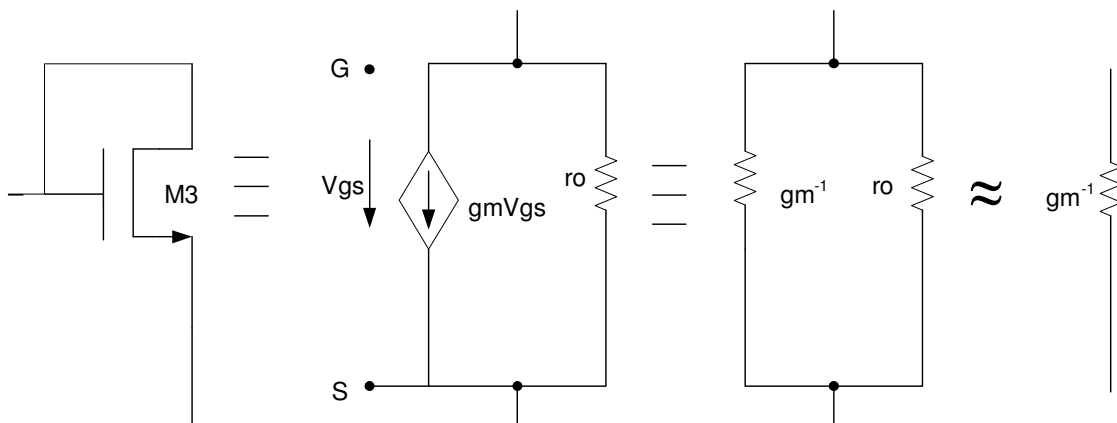


Figura 5.7: Modelo equivalente da transcondutância do transistor de carga M3

Com o modelo equivalente apresentado é possível calcular gm:

$$ID = \frac{K'_n W^2}{2L_2} (VGS - Vth)^2 \quad (5.23)$$

Pelo modelo incremental do transistor M3, na saturação:

$$(ID + id) = k(VGS + vgs - Vth)^2 \quad (5.24)$$

$$(ID + id) = k(VGS - Vth)^2 + 2k(VGS - Vth)vgs + kvgs^2 \quad (5.25)$$

$$ID = K(VGS - Vth)^2 \quad (5.26)$$

$$id = 2k(VGS - Vth)^2.vgs + kvgs^2 \quad (5.27)$$

Para $vgs \ll VGS - Vth$; $id = gm.vgs$, sendo $gm = 2k(VGS - Vth)$. Como

$$VGS - Vth = \sqrt{\frac{ID}{k}} \quad (5.28)$$

tem-se:

$$gm = 2\sqrt{kID} \quad (5.29)$$

Como $k = \frac{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot W}{2L}$ se L for aumentado, gm diminui, e já que $R_{CARGA} = 1/gm$, aumenta a resistência de carga, diminuindo a corrente de saída, que passa a descarregar mais através de M2; o contrário acontece se L for diminuído. Então trabalhando com a relação de W/L do transistor M3, buscou-se o menor valor de W e L de M3, que proporcionasse a menor corrente de offset possível, sem comprometer os outros parâmetros do circuito.

A Figura 5.8, a seguir, ilustra os cálculos efetuados. Utilizando o circuito da figura 5.4, modificando o L do transistor de carga (M3) de 5 para 7 μm , nota-se que a corrente de *offset* conectada a I_{out} é igual a 25 μA e não mais a 29,5 μA .

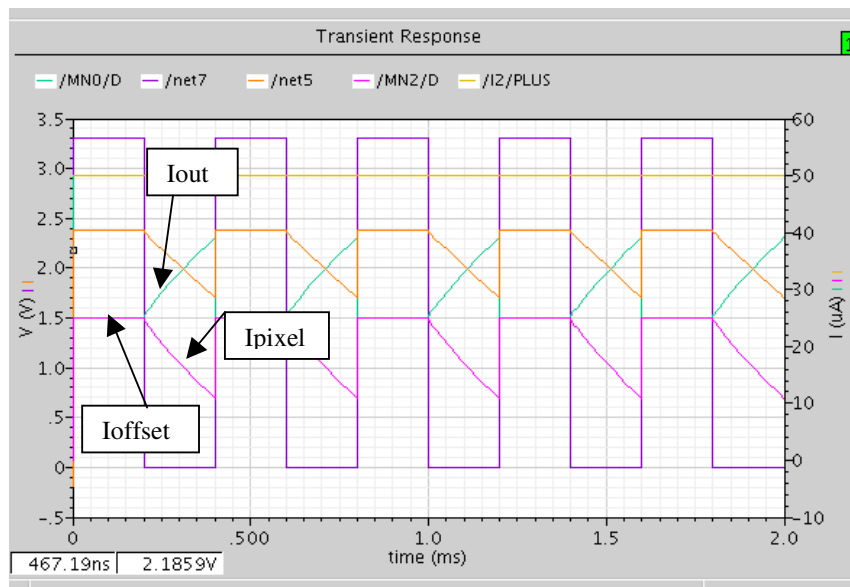


Figura 5.8: Redução da corrente de saída de *offset*.

Em continuidade dos cálculos, pretende-se alcançar uma variação mais ou menos na faixa de $10\mu\text{A}$ na corrente I_{out} , com I_{ref} e corrente de *offset* no menor valor possível, trabalhando com o menor tamanho dos transistores que atenda aos requisitos do projeto.

Transistores menores e mais próximos entre si possibilitam conexões mais curtas, com isso redução na capacitância parasita e aumento na velocidade de chaveamento. Entretanto, é indispensável garantir a saturação dos transistores e a tensão V_{reset} no nó do fotodiodo que teria que ser no mínimo 1 volt, para garantir uma boa excursão da tensão de *swing* e não prejudicar a faixa dinâmica.

Baixar a corrente de *offset* implica balancear as cargas g_m^{-1} dos transistores M2 e M3 por um fator k (Equação (5.29)) igual a $\sqrt{1/L}$, de modo que o comprimento de M3 tem que ser maior que o comprimento de M2, sem prejudicar V_{reset} que depende diretamente do valor do comprimento de M2.

Utilizou-se, uma fonte de corrente I_{ref} no valor de $20\mu\text{A}$, alcançando a melhor condição possível para o circuito da Figura 5.4, ante a complexidade dos fatores envolvidos, conforme a Tabela 5.3 (vide Figura 5.9).

Tabela 5.3: Configuração do Circuito da Figura 5.4

Tipo de Circuito	Parâmetros Principais				Transistores (μm)		
	I_{out} (μA)	ΔV (V)	Corrente de <i>offset</i> (μA)	T_{int} (μs)	SF	Reset	Carga
Corrente de Acumulação em Modo Diferencial	8 a 19	0.6	8	100	W=1 L=2	W=1 L=1	W=1 L=4

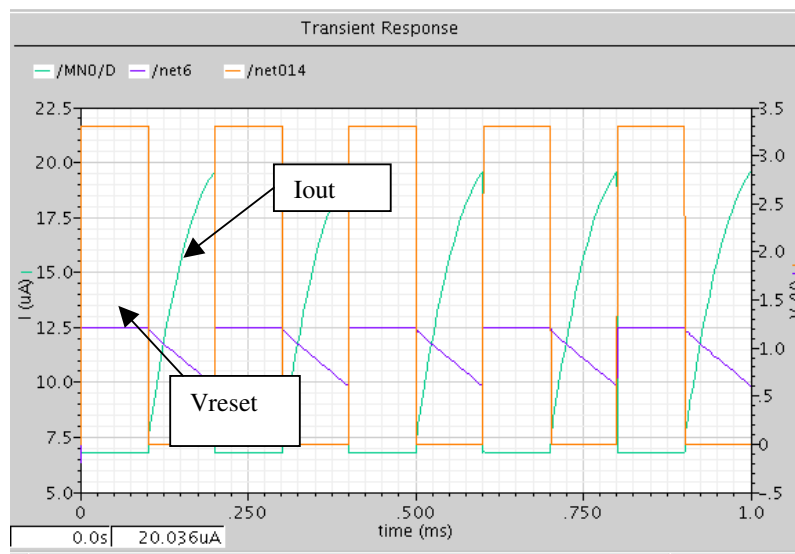


Figura 5.9: Sinais de saída do circuito modo de corrente de acumulação diferencial otimizado.

É interessante observar que o cálculo de $V_{\text{reset}} = \sqrt{4.20/170} + 0.5 = 1,18$, está bem próximo do valor de 1,2 V simulado na Figura 5.9.

Percebe-se, na Figura 5.10, o valor de $I_{\text{out}} = 8 \mu\text{A}$ e de $I_{\text{pixel}} = 12 \mu\text{A}$, apontado pelas setas no tempo de 300 μs , que perfaz a soma das duas correntes no total de 20 μA , conforme esperado.

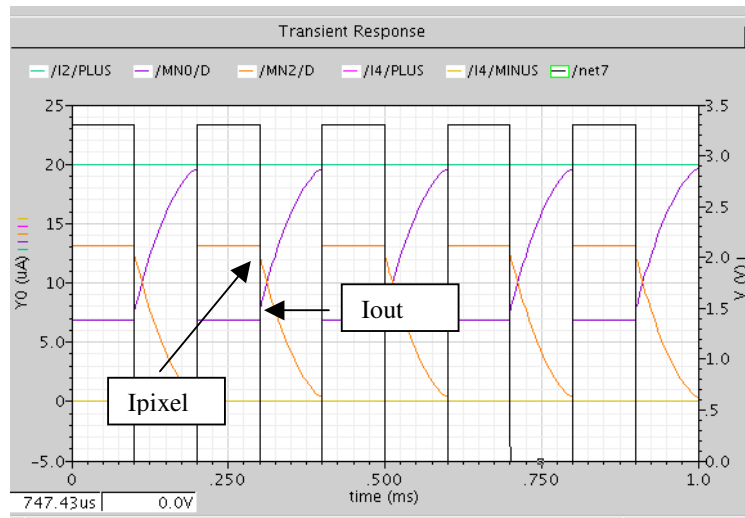


Figura 5.10: Simulação de Iout e Ipixel.

No gráfico da Figura 5.11, o valor da tensão de *offset* está em torno de $8 \mu\text{A}$, conforme Tabela 5.3.

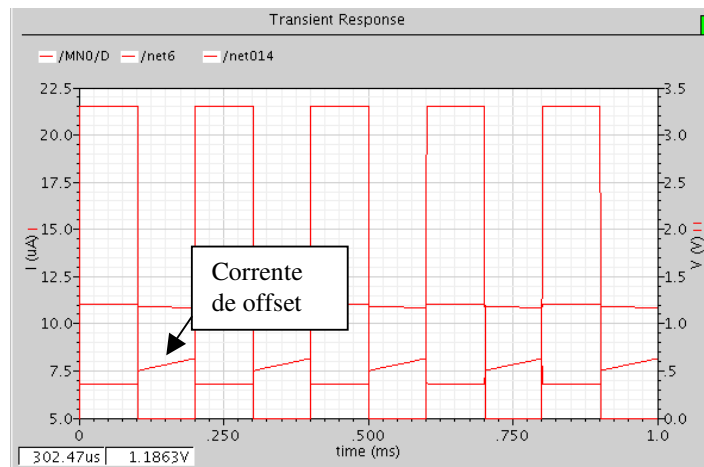


Figura 5.11: Medida da corrente de *offset*.

A faixa dinâmica, para as condições da Tabela 5.3, é calculada encontrando, primeiramente, a capacitância de *gate* do transistor M2 na saturação, que é igual a $\frac{2}{3}C_{ox}WL$ [30], ou seja, 6,1 fF. Portanto, a $C_t = 6,9 \text{ fF} + 6,1 \text{ fF} = 13 \text{ fF}$, tendo-se um ganho de conversão F_c de $1,6 \cdot 10^{-19} / 13 \text{ fF} = 12,3 \mu\text{V}/e^-$. Como o ganho de transcondutância g_m da corrente de I_{pixel} em relação a V_{reset} é :

$$g_m = \frac{\partial I_{\text{pixel}}}{\partial V_{\text{reset}}} = k'n \frac{W}{L} (V_{\text{reset}} - \Delta V - V_{\text{th}}) \quad (5.30)$$

pois I_{pixel} , que passa por $M2$, representa a mesma corrente I_{out} em termos de ganho, então o ganho de conversão efetivo, ou seja, quanto de corrente é convertido para cada elétron, $\Delta I_{\text{out}}/e^-$, é igual a $F_c \cdot g_m$, que corresponde a $12,3 \mu\text{V}/e^- \cdot 170/2 \cdot (0,6 - 0,5)$,2 ou seja $104,55 \text{ pA}/e^-$. Com este ganho, tem-se que conforme Figura 5.9, para uma variação da corrente de saída I_{out} de $11 \mu\text{A}$ do sensor de pixel, uma tensão de *swing* de $0,6 \text{ V}$, e um V_{reset} de $1,2 \text{ V}$. Assim um número máximo de $11 \mu\text{A}/104,55 \text{ pA}/e^- = 105212$ elétrons, é obtido.

No cálculo do menor sinal detectável, para uma área de $5 \times 5 \mu\text{m}$, a corrente de escuro será aproximadamente igual a $1,32 \text{ fA}$ conforme calculado pela Equação (5.1).

O menor sinal detectável é a soma dos ruídos *kTC Noise* e *Q dark shot*. O ruído *kTC* será igual a: $\sqrt{1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 300 \text{ K} \cdot 13 \text{ fF}} = 73,3 \cdot 10^{-19} \text{ C/s}$. Transformando em elétrons, obtém-se $73,3 \cdot 10^{-19} \text{ C/s} / 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = 46$ elétrons. Este ruído acontece no momento do *reset* e após a integração, motivo pelo qual, em RMS, tem o valor de: $\sqrt{46^2 + 46^2} = 65$ elétrons.

Para o cálculo do ruído *Q dark,shot*, considerando uma corrente de escuro de $1,32 \text{ fF}$, equivalerá a: $1,32 \cdot 10^{-15} \text{ C/s} / 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = 8250$ elétrons em 1 segundo. Utilizando um tempo de integração de $100 \mu\text{s}$, o número de elétrons gerado será igual a $8250 \times 100 \mu\text{s} = 1$ elétron. Portanto, os dois ruídos perfazem um total de $65 + 1 = 66$ elétrons, já que ruídos independentes são somados.

A faixa dinâmica, portanto, tem uma estimativa razoável de $20 \log 105212/66 = 64 \text{ dB}$ e uma relação $\text{SNR} = 20 \log \sqrt{105212} = 50,2 \text{ dB}$.

Neste cálculo da faixa dinâmica utilizou-se a capacitância de junção medida na Seção 3.5 no valor de $6,9 \text{ fF}$, que somado à capacitância de *gate* de $M2$, que é de $6,1 \text{ fF}$, resulta em 13 fF . Este valor está próximo do teórico obtido pela Equação (4.1), usando $I_{\text{ph}} = 100 \text{ pA}$, $\Delta T = 100 \mu\text{s}$ e $\Delta V = 0,6 \text{ V}$, resultando em $16,6 \text{ fF}$.

Outro dado importante é que o circuito tem a corrente saturada quando a tensão de *swing* fica menor que a tensão de *threshold*. A Figura 5.12 confirma este comportamento. Com isto existe uma limitação na tensão de *swing*.

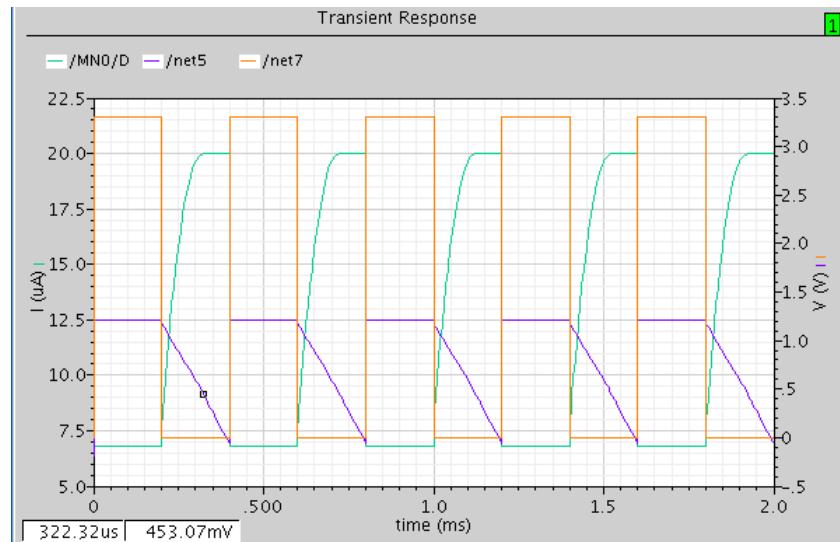


Figura 5.12: Saturação da corrente de saída.

5.2.4 Corrente de Acumulação em Modo Direto

Devido ao Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial, da Seção 5.2.3, trabalhar na região de saturação, isto é, tendo a saída de corrente quadrática, tentou-se a linearização da corrente de saída I_{out} do circuito, principalmente no final do tempo de integração. Entretanto, concluiu-se que isso exigiria mais transistores o que comprometeria a área definida do pixel. Considerando que também acarretaria mais ruído, optou-se por utilizar um circuito que operasse na região linear ou de triodo do transistor seguidor de fonte M2 [31], conforme a Figura 5.13.

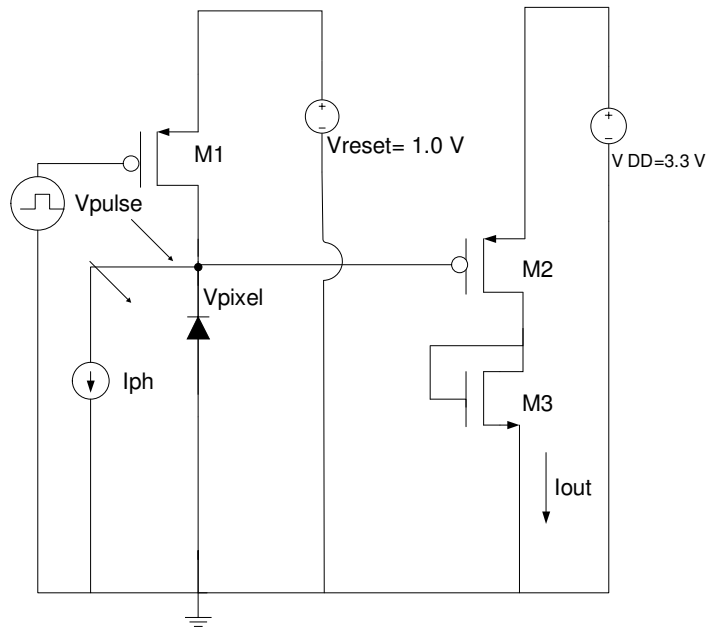


Figura 5.13: Circuito modo de corrente de acumulação direto.

A condição para o transistor M2 (PMOS) operar na região linear ou triodo é:

$$V_{ds} > V_{gs} - V_{th} \quad (5.31)$$

Analisando o circuito verifica-se que $V_{dd} > V_{reset} - |V_{th}|$

$$V_{reset} < V_{dd} - |V_{th}| \quad (5.32)$$

Assim, assegura-se que o transistor está na região linear para um $V_{reset} = 1 \text{ V}$, pois $V_{dd} - |V_{th}| = 3,3 - 0,78 = 2,53 \text{ V}$.

Como era necessário um transistor de carga M3 para poder se copiar a corrente de saída, optou-se por um transistor com a menor dimensão possível para o projeto, que no caso $W = L = 1 \text{ }\mu\text{m}$, e este transistor representa uma carga de 1 V , o que garante uma boa excursão linear. Utilizando a equação:

$$g_m = \frac{2 \cdot I_d}{V_{gs} - V_{th}} \quad (5.33)$$

pode-se confirmar esta tensão, de forma que o novo limite de condição linear passa a ser:

$$1 < 3,3 - 1 - 0,78 = 1,52 \text{ V}.$$

Observa-se, na Figura 5.14, que com V_{reset} igual a 1,6 V, pela curvatura do traçado corrente de saída, ela está fora da região linear. Desta forma, a limitação de V_{reset} para manter o circuito na região linear restringe a tensão de *swing*, o que afeta o ganho de conversão e prejudica a faixa dinâmica do circuito.

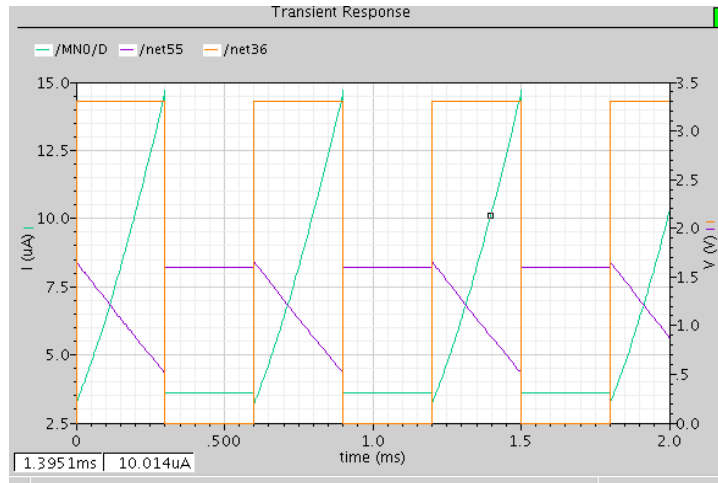


Figura 5.14: Mudança de região de operação da corrente I_{out} .

A equação que rege a corrente de saída é:

$$I_{out} = \frac{K'_p \cdot W_2}{L_2} \left[(V_{dd} - (V_{pixel} - \Delta V) - V_{th}) V_{sd2} - \frac{V_{sd2}^2}{2} \right] \quad (5.34)$$

onde valores de $K'_p = \mu_p \cdot C_{ox}$, variam de 48 a 68 $\mu A/V^2$ e valores de V_{th} para transistores canal longo varia de 0,58 a 0,78 V [5].

Foi escolhido um valor de $W = 1$ e $L = 5\mu m$ para que a faixa de excursão da corrente de saída I_{out} variasse num valor compatível com o circuito do Modo de Corrente de Acumulação Diferencial da seção anterior, já que era um bom valor e serviria para acompanhar melhor a *performance* dos dois circuitos.

Para $V_{reset} = V_{pixel} = 1V$, $\Delta V = 0V$ e V_{sd2} inicialmente igual a 2,3V, o valor de I_{out} , logo após o *reset* do transistor M1, quando ΔV é igual a zero é: $I_{out} = 48 \times 1/5 \{ (3.3 - 1.0 - 0.78)2,3 - 2,3^2/2 \} = 9.6(3,5 - 2,64) = 8,25 \mu A$.

Para $\Delta V = 0,7 \text{ V}$, $V_{sd_2} = 2,2 \text{ V}$ tem-se $I_{out} = 9.6(4,8-2.42) = 22,8 \mu\text{A}$. No gráfico da Figura 5.15, observa-se a simulação de I_{out} variando de $8,8 \mu\text{A}$ ($\Delta V = 0$) a $17,5 \mu\text{A}$ ($\Delta V = 0,7\text{V}$).

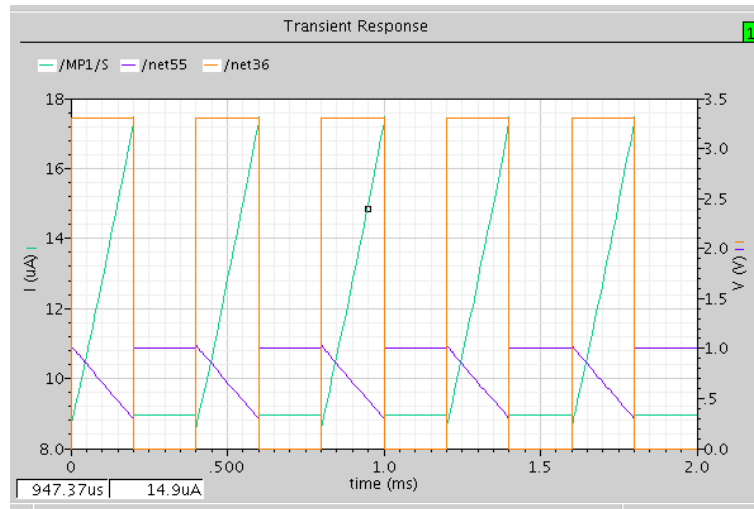


Figura 5.15: Simulação do circuito de corrente de acumulação em modo de direto.

A tensão de *swing* pode ser estimada, calculando-se primeiramente o valor da capacitância de *gate* (C_g) para o transistor M2 (PMOS) em Corrente de Acumulação em Modo Direto que será a soma das capacitâncias C_{gd} e C_{gs} , iguais a $1/2C_{ox}WL$, porque o transistor está operando na região de triodo [30]. Assim, o total é $C_{ox}WL$. De acordo com a Tabela 5.1, C_{ox} é igual $4,54 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ e para um valor de $W = 1 \mu\text{m}$, $L = 5 \mu\text{m}$, tem-se: $C_g = 22,7 \text{ fF}$; logo: $C_t = 6,9 \text{ fF} + 22,7 \text{ fF} = 29,6 \text{ fF}$. Portanto $\Delta V = 100 \text{ pA} \cdot 200 \mu\text{s}/29,6 \text{ fF} = 0,675 \text{ V}$, um valor bem próximo de $0,7 \text{ V}$.

Observa-se, no gráfico da Figura 5.16, a corrente de *offset* com uma variação de $8,62$ a $8,77 \mu\text{A}$, o que dá um valor médio de aproximadamente $8,7 \mu\text{A}$.

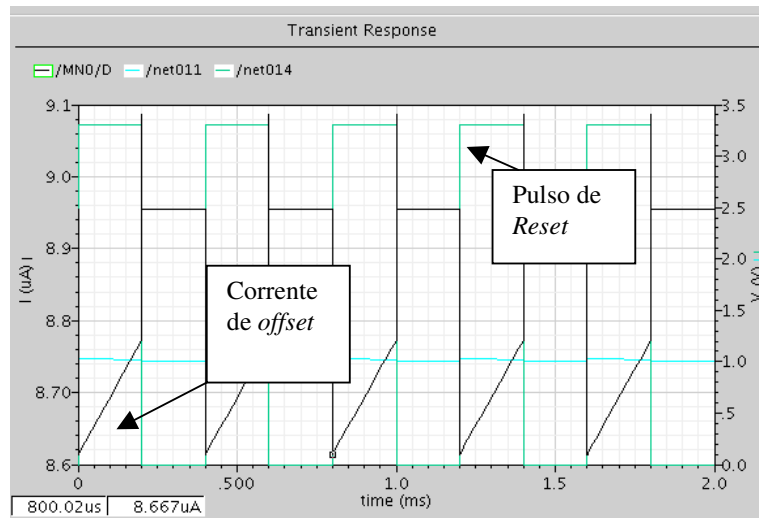


Figura 5.16: Corrente de *offset* do circuito de acumulação em modo direto.

Após a realização dos cálculos do circuito em questão, concluiu-se que os valores presentes na Tabela 5.4 abaixo atendem adequadamente aos requisitos do projeto:

Tabela 5.4: Parâmetros Fundamentais

Parâmetros Fundamentais				Transistores (μm)		
I_{out} (μA)	ΔV (V)	I_{offset} (μA)	T_{int} (μs)	SF	Reset	Carga
8,6 a 17,6	0.7	8,7	200	W=1 L=5	W=1 L=1	W=1 L=1

Observa-se, na Figura 5.17, a importância da escolha da carga M3 (que representa uma parte do espelho de corrente do circuito de compressão de dados) para que não afete o desempenho do sensor de imagem. Isto é, se for mantido no transistor M3 do circuito da Figura 5.13, $W = 1$ e alterado L para $7 \mu\text{m}$, a carga passa a ter uma tensão de $1,9 \text{ V}$, fazendo com que o circuito passe para a região não linear (vide Figura 5.17). Pela Equação (5.32), temos $1 < 3,3 - 1,9 - 0,65 = 0,75 \text{ V}$. Portanto, V_{reset} passa a ser maior que $V_{dd} - V_{th}$, entrando na região de saturação e, por conseguinte a corrente de saída passa a não ser mais linear.

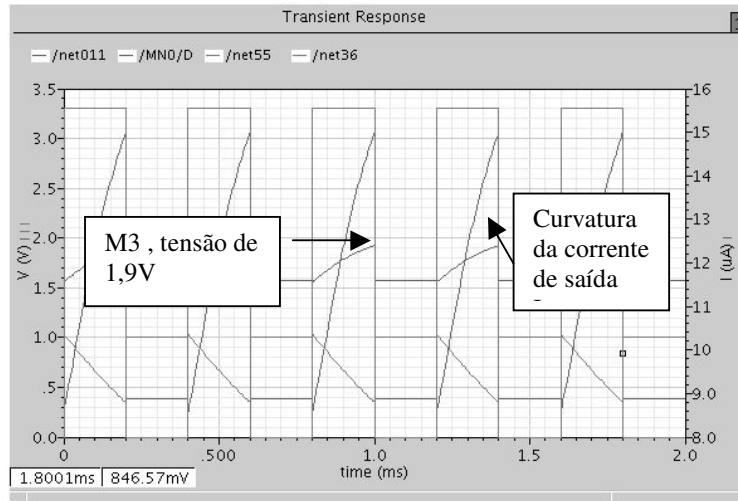


Figura 5.17: Mudança de região de operação do transistor M2.

Em relação à faixa dinâmica, calcula-se primeiramente o maior sinal detectável, o qual é obtido através da relação entre a variação da corrente de saída (proporcional à tensão de *swing*) e o ganho de conversão efetivo do pixel.

O ganho de conversão será: $F_c = 1,6 \cdot 10^{-19} C / 29,6 \text{fF} = 5,4 \mu\text{V} / e^-$. Porém, falta calcular o valor do ganho de conversão efetivo, dependente do ganho de transcondutância G_{pix} do transistor de leitura M2, que é igual a

$$G_{\text{pix}} = \frac{\partial I_{\text{out}}}{\partial V_{\text{pix}}} = \beta(V_{\text{dd}} - V_{\text{carga}}) \quad (5.35)$$

Logo, o ganho de conversão efetivo é igual a

$$\frac{\Delta I_{\text{out}}}{e^-} = F_c \cdot \beta(V_{\text{dd}} - V_{\text{carga}}) \quad (5.36)$$

onde

$$\beta = \frac{K'_p W}{L} \quad (5.37)$$

Conforme os dados da Tabela 5.1, obteve-se o valor de $\beta = 11,6 \mu\text{A}/\text{V}^2$, o que resulta num ganho de conversão efetivo, para uma tensão na carga de 1 V, $\Delta I_{\text{out}}/e^- = 144 \text{ pA}/e^-$. Para uma variação de $9 \mu\text{A}$ na saída do sensor de pixel proporcional a uma tensão de *swing* de 0,7 é alcançado o número máximo de elétrons de $9 \mu\text{A}/144 \text{ pA}/e^-$, o que resulta em 62500 elétrons.

O ruído *kTC* será igual a $\sqrt{1,38 \times 10^{-23} \text{ J}/\text{K} \cdot 300 \text{ K} \cdot 29,6 \text{ fF}} = 111 \cdot 10^{-19} \text{ C}/\text{s}$, o que transformando em elétrons dá $111 \cdot 10^{-19} \text{ C}/\text{s} / 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = 69$ elétrons. Este ruído acontece no momento do reset e após a integração, motivo pelo qual eles são somados em valor RMS: $\sqrt{69^2 + 69^2} = 97$ elétrons. O ruído *Q dark, shot*, considerando uma corrente de escuro de $1,32 \text{ fF}$, será igual a $1 \cdot 10^{-15} \text{ C}/\text{s} / 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} = 8250$ elétrons em 1 segundo.

Ao utilizar um tempo de integração de $200 \mu\text{s}$, o número de elétrons gerados será igual a $8.250 \times 200 \mu\text{s} = 1$ elétron. Os dois ruídos perfazem um total de $97 + 1 = 98$ elétrons, já que ruídos independentes são somados. Logo, a faixa dinâmica é igual a $20 \log 62500/98 = 56 \text{ dB}$, e a relação sinal/ruído é $20 \log \sqrt{62500} = 48 \text{ dB}$.

Este cálculo é feito em elétrons, porque se trabalha com cargas no ganho de conversão e é preciso garantir que uma corrente de 100 pA , por exemplo, gere um número de elétrons suficiente para uma boa faixa dinâmica, a qual é consequência da tensão de *swing*.

Alternativamente, com uma corrente de 100 pA , um tempo de integração $100 \mu\text{s}$ e um ΔV de apenas $0,35 \text{ V}$, obtém-se uma excursão de corrente de saída de $4,5 \mu\text{A}$ e uma faixa dinâmica de $20 \log 31250/98 = 50 \text{ dB}$. Como consequência, ocorre uma perda de qualidade da imagem. Portanto, é fundamental uma tensão de *swing* mínima, que garanta uma boa faixa dinâmica ou um bom número de elétrons para o maior sinal detectável.

Neste mesmo circuito, aumentando V_{reset} para $1,5 \text{ V}$, pode-se ter uma faixa dinâmica maior com um ΔV de $1,5 \text{ V}$ num tempo de integração de $400 \mu\text{s}$, conforme a Figura 5.19. Neste caso, ocorre uma variação de corrente de 4 a $20 \mu\text{A}$, o que representa uma faixa de corrente de $16 \mu\text{A}$. Obtém-se, assim, um ganho de conversão efetivo de $144 \text{ pA}/e^-$ gerando um número de elétrons igual a 111111 ($16 \mu\text{A}/144 \text{ pA}/e^-$).

Um tempo de integração igual a $400\mu\text{s}$, equivale a dois elétrons de corrente de escuro, em que o ruído $Q_{dark,shot}$, leva a um elétron. Portanto, a faixa dinâmica será igual a $20\log 111111/99 = 61 \text{ dB}$.

É interessante observar que neste circuito é possível ter uma tensão de *swing* que praticamente descarrega todo o Vreset (Figura 5.18) sem ter problema com o nível de V_{th} do transistor, ou seja, não existe a limitação pelo V_{th} do transistor M2 na excursão da tensão de *swing*, o que não acontece no circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial, no qual a excursão da tensão de *swing* é limitada pelo V_{th} do transistor M2.

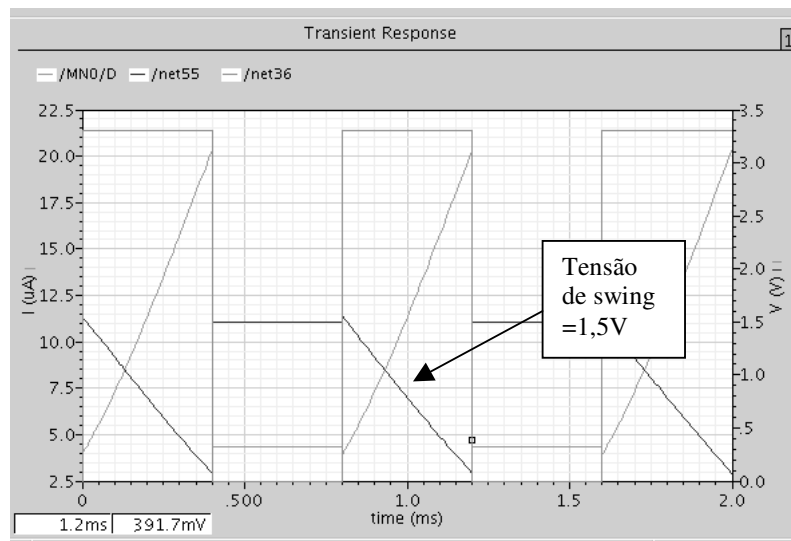


Figura 5.18: Tensão de *swing* de 1,4 V.

5.3 Segunda Fase do Projeto

5.3.1 Simulação de Monte Carlo

Para verificar o desempenho do circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto, considerando variações no processo de fabricação, foi feita a simulação de Monte Carlo (100 rodadas), com fotocorrente de entrada de 100 pA , tendo sido verificada a variação dos valores dos parâmetros de tensão de *swing* e corrente de saída I_{out} . O circuito testado utiliza os valores mostrados na Tabela 5.4, e a Figura 5.19 proporciona uma visão global do teste realizado.

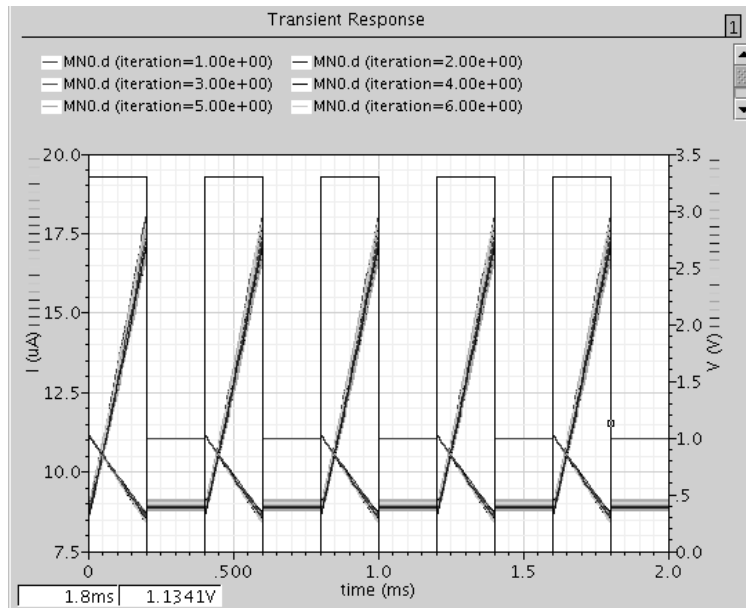


Figura 5.19: Simulação do circuito de corrente de acumulação em modo direto.

Detalhando a tensão de *swing*, na Figura 5.20, verifica-se uma variação de $0,330 - 0,258 \text{ V} = 0,07 \text{ V}$:

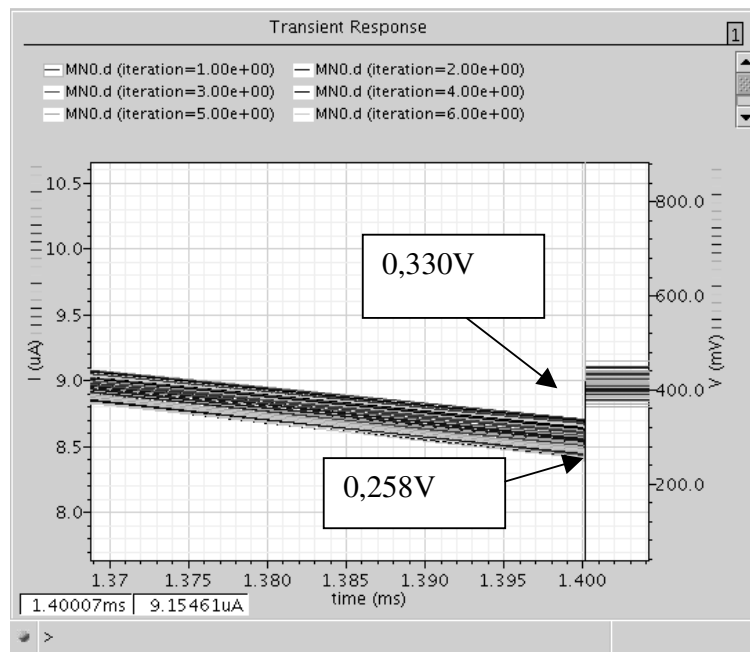


Figura 5.20: Variação da tensão de *swing* detalhada.

A variação da tensão de saída obtida pode ser vista na Figura 5.21, com a variação dos extremos em $I_{out} = 18,1 \mu A - 16,7 \mu A = 1,4 \mu A$. Percebe-se, porém, que 97% dos 100 processos concentraram-se de 16,9 a 17,8 μA , o que significa uma variação de 0,9 μA .

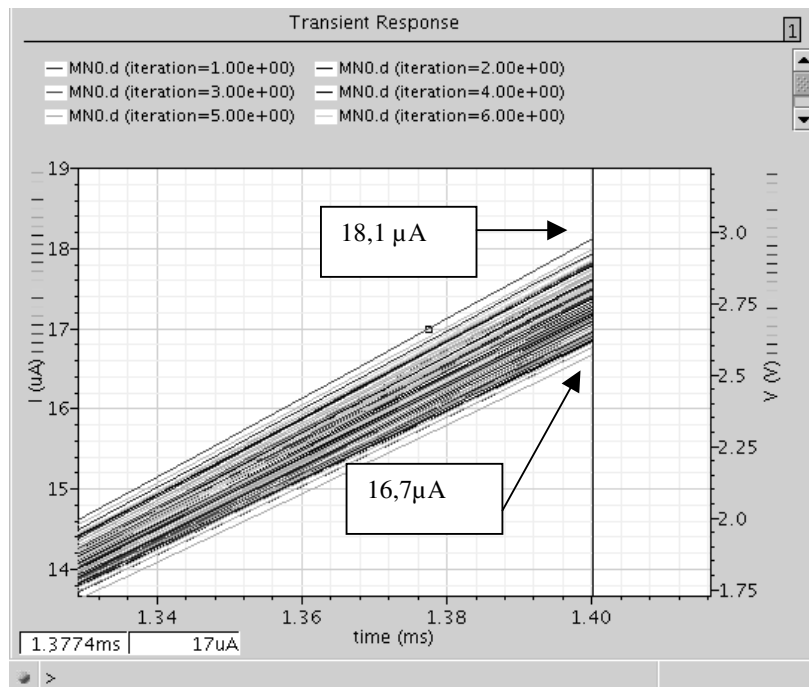


Figura 5.21: Variação final da corrente de saída I_{out} .

No circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial observa-se a visão geral da simulação de Monte Carlo da tensão de *swing* e a corrente de saída I_{out} , na Figura 5.22.

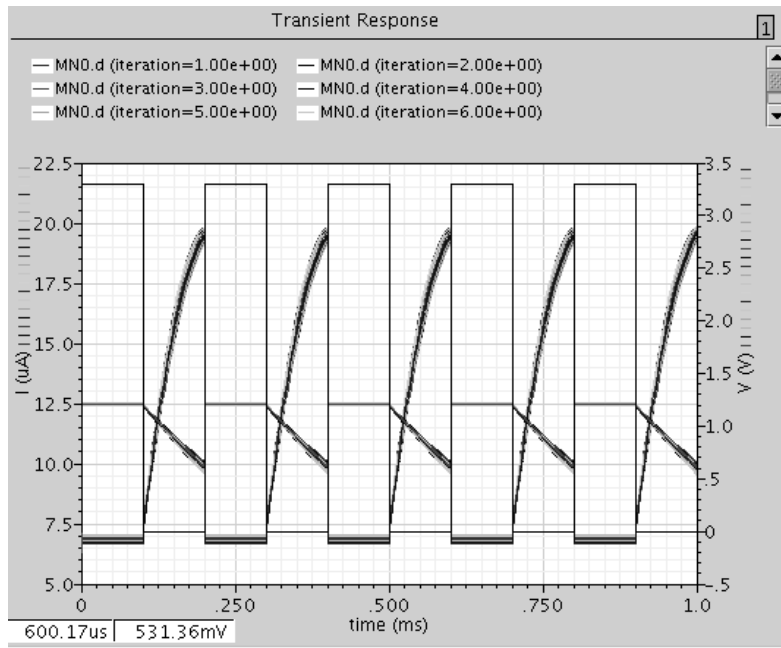


Figura 5.22: Simulação do circuito de corrente de acumulação em modo diferencial.

A variação da tensão de *swing* detalhada é ilustrada na Figura 5.23, de onde se obtém $0,65 \text{ V} - 0,54 \text{ V} = 0,11 \text{ V}$:

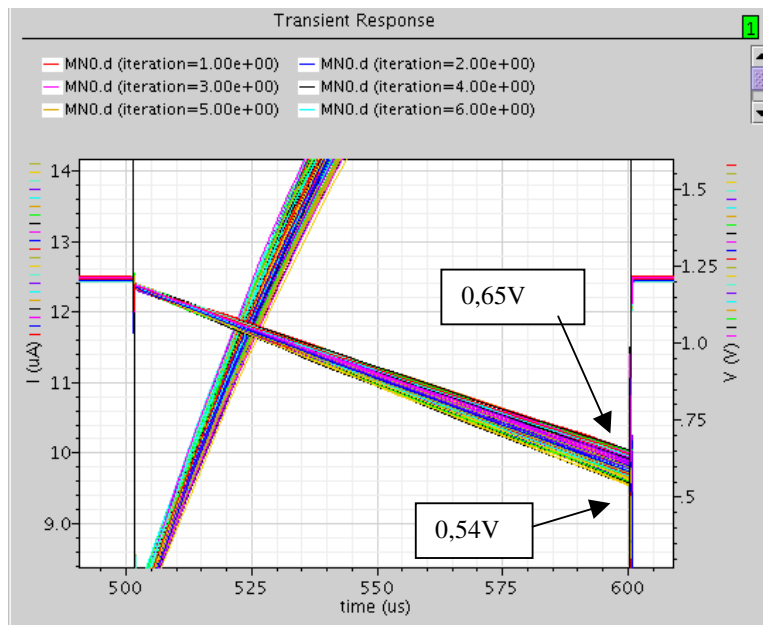


Figura 5.23: Variação da tensão de *swing* detalhada.

Na Figura 5.24, observa-se que a corrente de saída I_{out} varia de $17,2 \mu\text{A}$ a $16 \mu\text{A}$, ou seja, há uma variação de $1,2 \mu\text{A}$ na parte mais larga. A variação da corrente de saída I_{out} no fim do tempo de integração é de $19,84 \mu\text{A} - 19,17 \mu\text{A} = 0,67 \mu\text{A}$. Na Tabela 5.5 encontra-se a comparação entre as simulações realizadas.

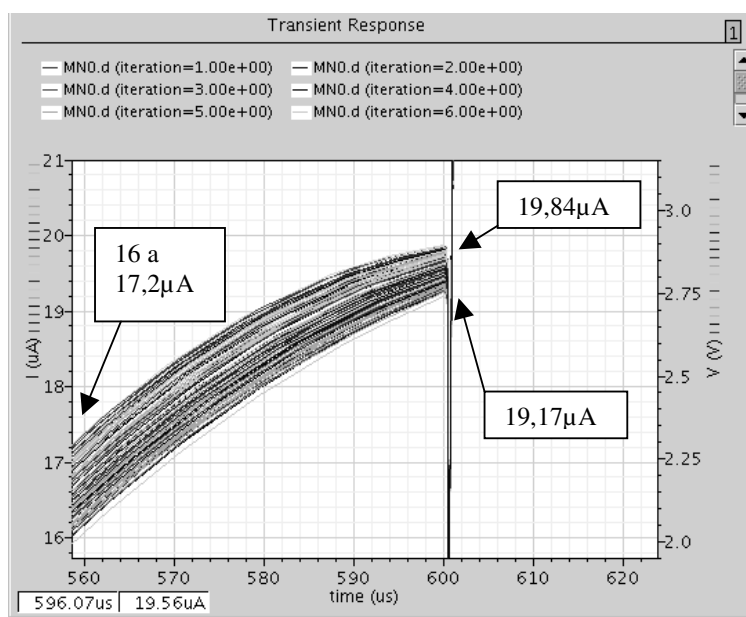


Figura 5.24: Variação corrente de saída I_{out} -modo diferencial.

Tabela 5.5: Comparação da Simulação entre os dois circuitos

Monte Carlo			
Tipos de Circuitos	Faixa de variação de I_{out} (μA)	Faixa de variação de ΔV (V)	Maior variação em I_{out} (μA)
Modo Diferencial	0,66	0,11	1,2
Modo Direto	1,4	0,07	-

As simulações realizadas até agora proporcionaram uma noção da variação dos parâmetros principais passíveis de ocorrer no processo de fabricação, tendo sido feitas com a aplicação de uma fotocorrente fixa de 100 pA , nos dois circuitos considerados.

Simulações de Monte Carlo foram realizadas a seguir, variando a fotocorrente de 0 a 100 pA em passos de 0.39 pA, coletando desta forma a corrente de saída em cada passo, para se observar o grau de distorção de imagens processadas pelos circuitos.

Inicialmente foram feitos os testes para o circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto. Através de uma fonte de corrente, uma simulação de fotocorrente no fotodiodo variando de 0 a 100 pA, dividida em passos de 100 pA/256 (0,39 pA), foi realizada para atender à variação da luminosidade de escuro (0) até claro (255), com codificação em 8 bits ou 256 níveis da cor cinza.

Com base nos resultados obtidos, observou-se que a variação do menor para o maior desvio-padrão em relação à média, ficou na faixa de 0,58 a 0,76%.

Um gráfico do coeficiente de dispersão, que é a relação da média com o desvio-padrão da corrente de saída, é apresentado na Figura 5.25:

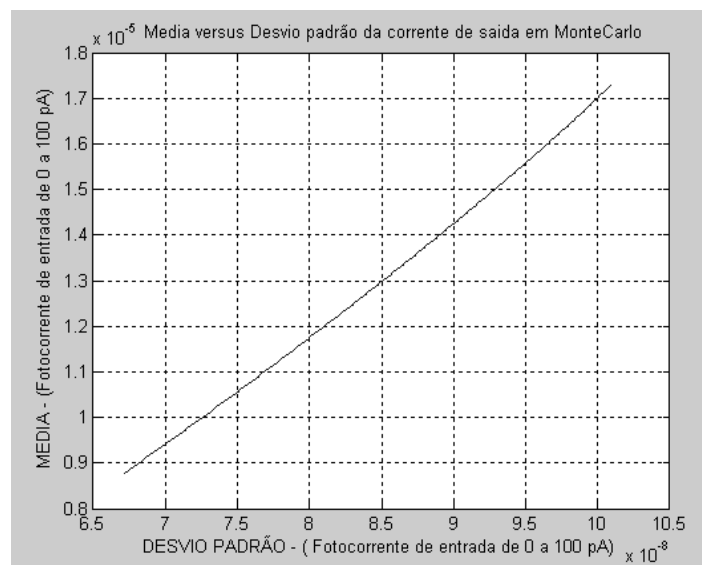


Figura 5.25: Coeficiente de dispersão da corrente de saída Iout.

Observando o gráfico, nota-se quase uma constante no valor deste coeficiente, ou seja, indicando que a variação do desvio-padrão praticamente independe do ambiente ter muita ou pouca luz para este circuito.

Para avaliar o comportamento da qualidade de uma imagem, foi escolhida uma parte da “Lena” com a dimensão de 64 x 64 pixels.

Considerando uma variação de 0,6% em cada pixel, que corresponde um percentual razoável dentro da faixa de 0,58% a 0,76%, obtém-se a imagem da Figura 5.26(b).

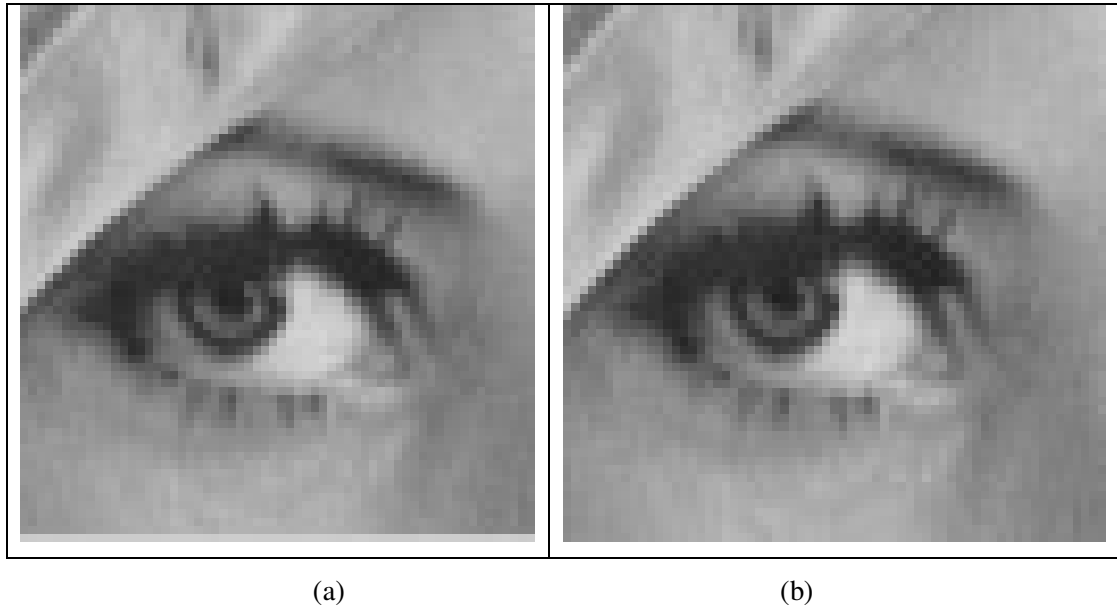


Figura 5.26: (a) Imagem original; (b) Imagem com distorção de 0.6%.

Procedimento semelhante foi adotado para o circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial, para o qual foi obtida a Figura 5.27.

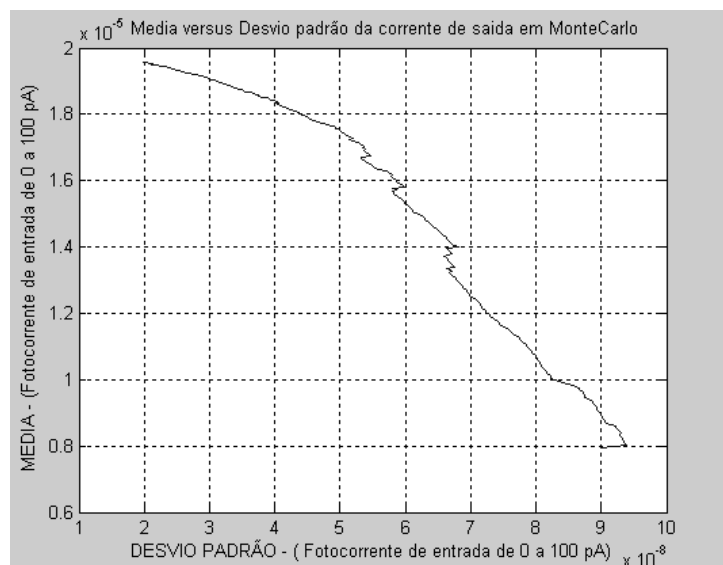


Figura 5.27: Coeficiente de dispersão da corrente de saída.

Percebe-se pelo gráfico que o desvio padrão é maior em ambiente de pouca luz e varia de 0,09% a 1,1% de 100 pA em direção a 0 pA. Para variação do maior desvio padrão que ocorre em ambiente de pouquíssima luz, foi aplicada a variação correspondente (1,1%) à imagem “Lena”. O resultado obtido é mostrado na Figura 5.28(b).

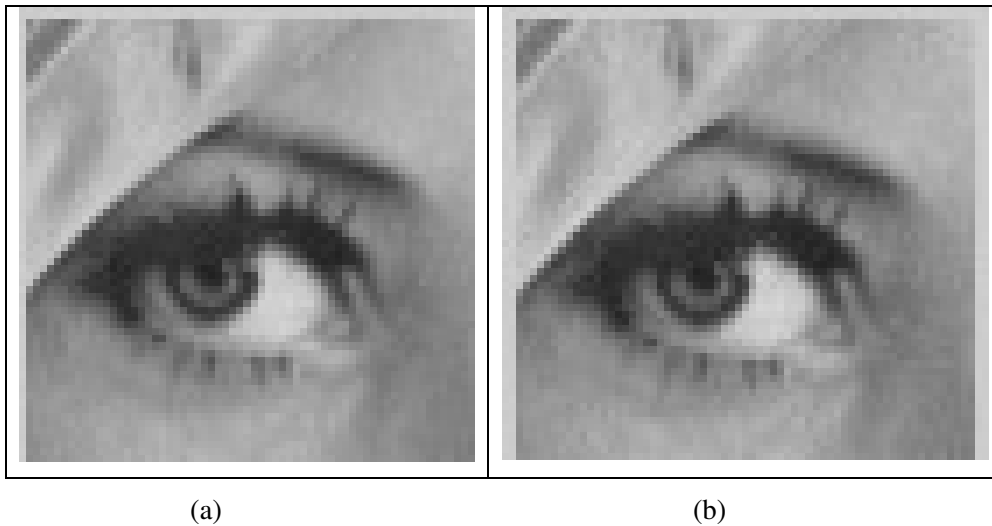


Figura 5.28: (a) Imagem original; (b) Imagem com distorção de 1,1%

Pode-se concluir, para os dois circuitos estudados, que o efeito da variação do processo de fabricação na imagem “Lena” é imperceptível.

5.4 Terceira Fase do Projeto

5.4.1 *Layout* dos Circuitos

O *layout* do circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial (Figura 5.4) é mostrado na Figura 5.29, e possui uma área de $16,6 \mu\text{m} \times 16,5 \mu\text{m}$, isto é, $273,9 \mu\text{m}^2$. As simulações de extração do sinal do *layout* foram feitas com o circuito da Figura 5.30 em que pode ser observada a parte do circuito relativo ao *layout* chamado comumente de *chip on*, (vide detalhamento na Figura 5.31).

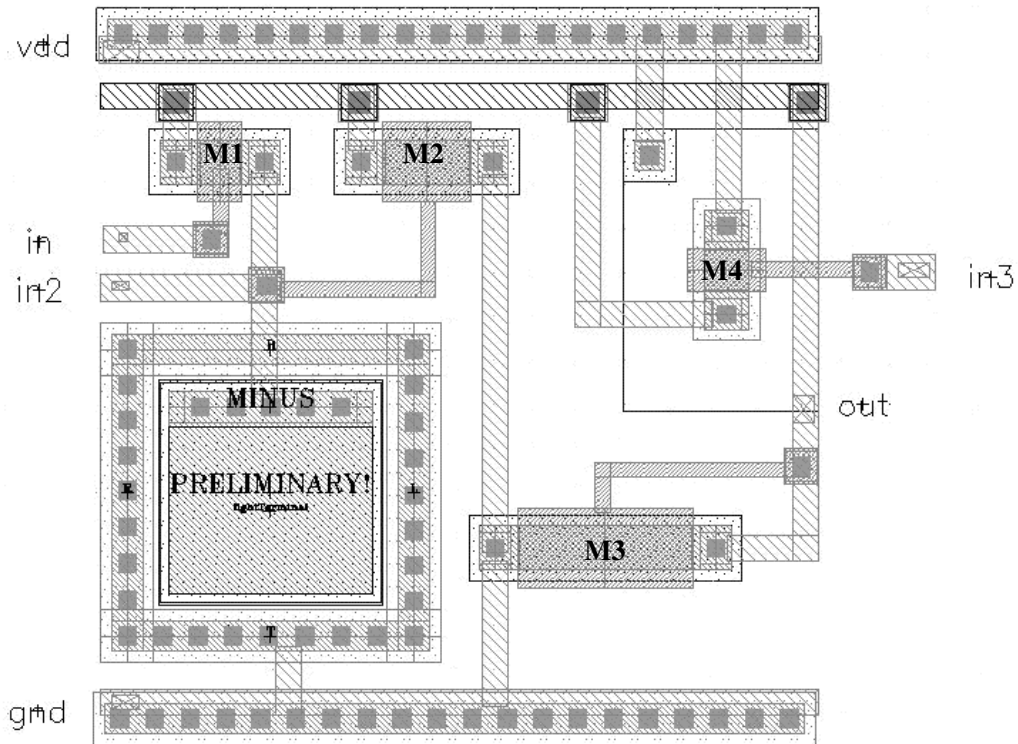


Figura 5.29: *Layout* do circuito de corrente de acumulação em modo diferencial.

O transistor M7 e a fonte de referência I_{ref} , junto com o transistor M4 do *chip-on*, cumprem a função de um espelho de corrente para injetar $20\mu A$ necessário para o funcionamento do circuito. A corrente de saída I_{out} é copiada de M3 para M6, através de um espelho de corrente. O transistor M6 é idêntico a M3 que possui as dimensões $W = 1\mu m$ e $L = 4\mu m$ para que haja um perfeito casamento. Os transistores de carga M5, assim como M4 e M7, possuem as dimensões $W = L = 1\mu m$.

Tabela 5.6: Dimensões dos Transistores do *Layout* da Figura 5.29

Transistores do <i>Layout</i> do Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial (μm)			
M1	M2	M3	M4
W=1	W=1	W=1	W=1
L=1	L=2	L=4	L=1

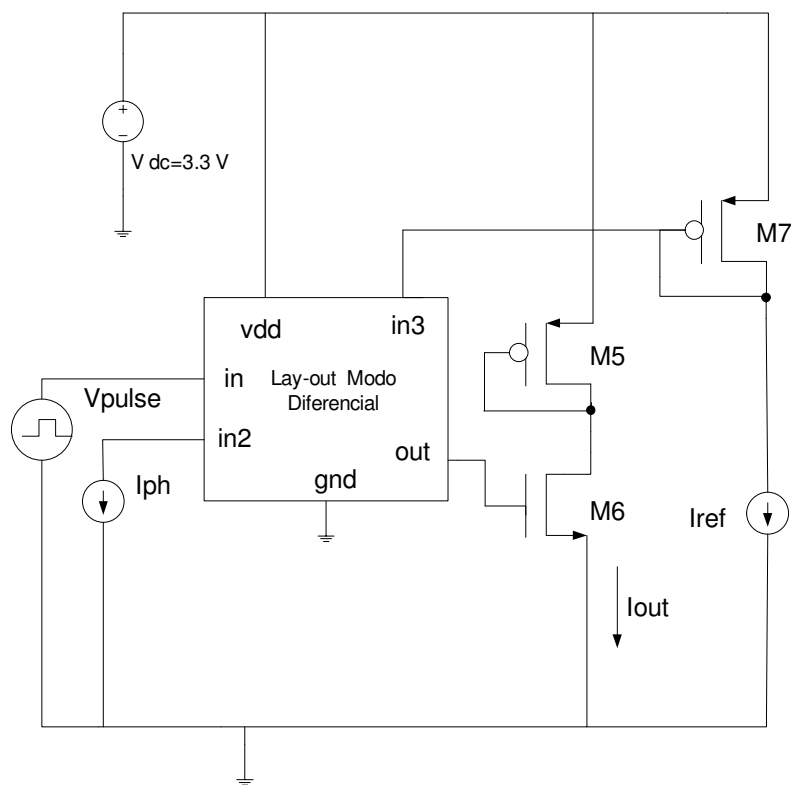


Figura 5.30: Esquemático do circuito de teste do *layout* da Figura 5.29.

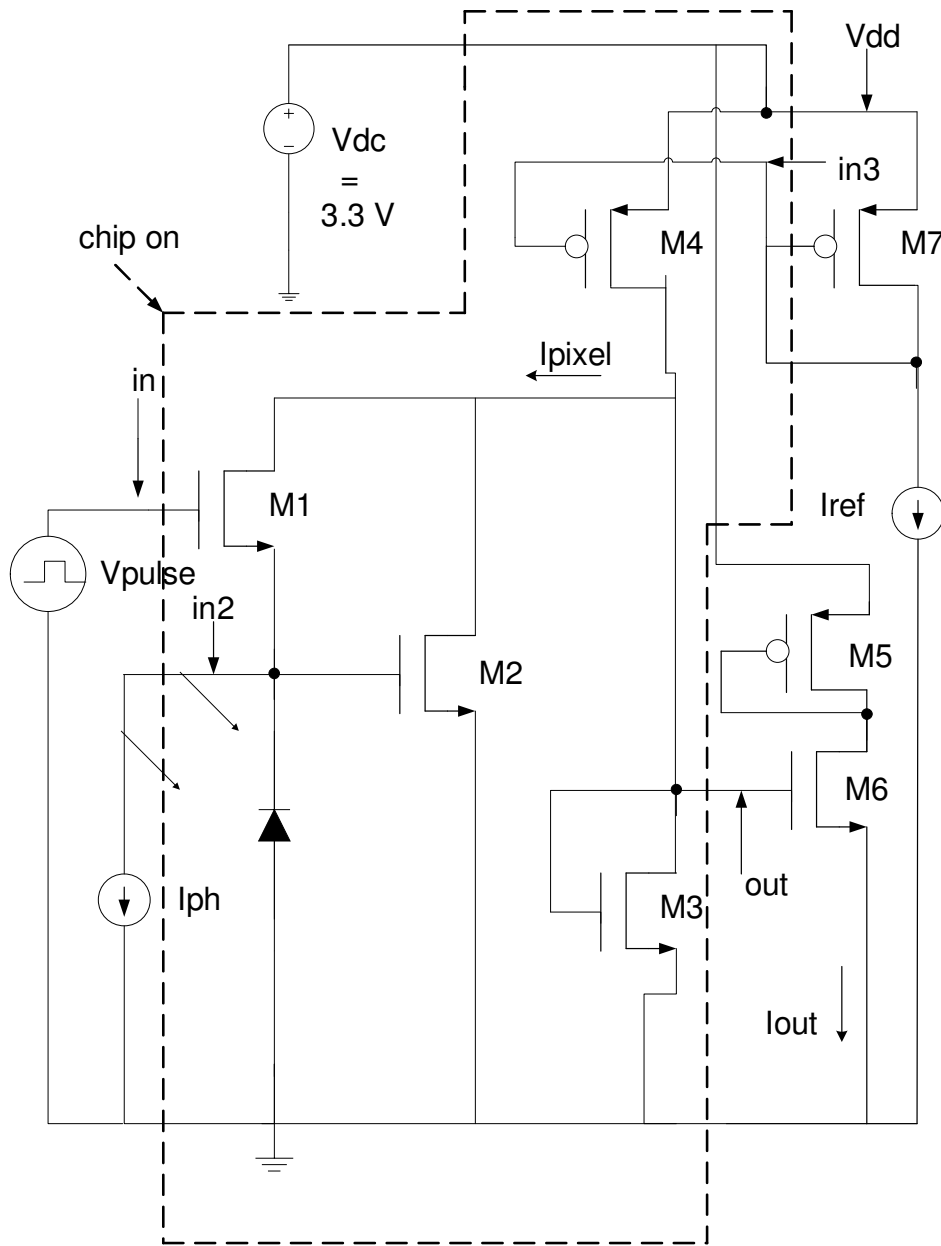


Figura 5.31: Esquemático completo.

Na Figura 5.32 são mostrados os sinais de entrada e saída da simulação do circuito conectado ao mesmo *chip off do layout* e na Figura 5.33 são mostrados, para efeito de comparação, os sinais de entrada e saída extraídos do *layout* do circuito. Como se pode observar, há uma ótima concordância entre os sinais, indicando que os efeitos de componentes parasitas podem ser desprezados.

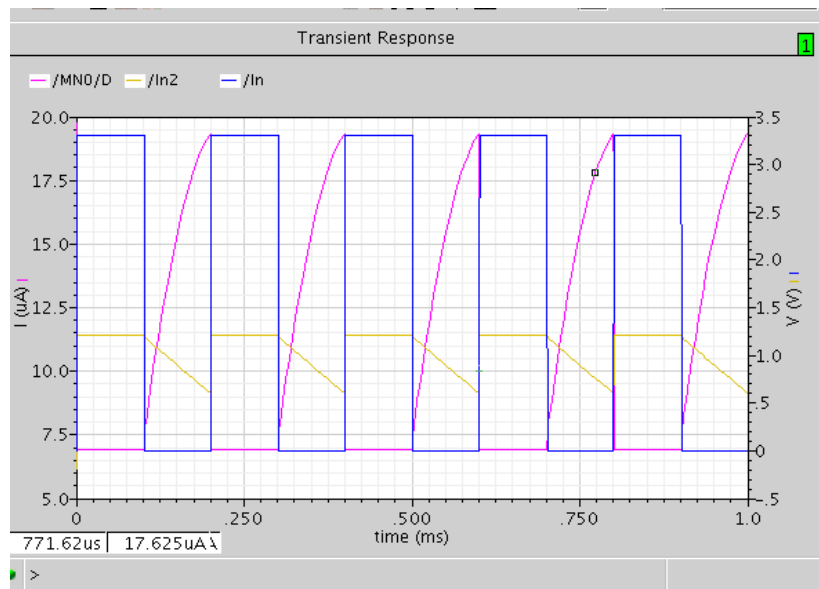


Figura 5.32: Sinais obtidos do circuito anterior ao *layout*.

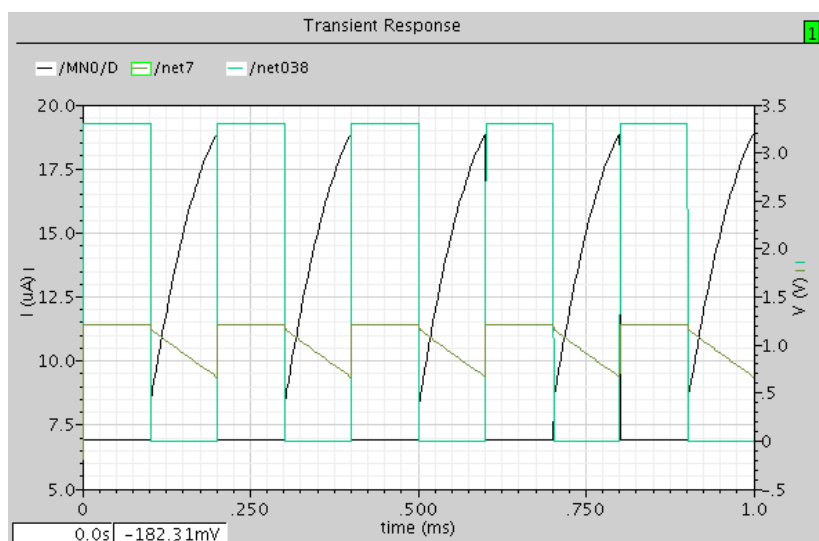


Figura 5.33: Sinais obtidos do circuito extraído do *layout*.

O *layout* do circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto (Figura 5.13) é apresentado na Figura 5.34. A área é igual a $19,7 \mu\text{m} \times 13,6 \mu\text{m}$, ou seja, de $267,9 \mu\text{m}^2$. As simulações de extração do sinal do *layout* foram feitas com o circuito da Figura 5.35 em que pode ser observada a parte do circuito relativo ao *layout* chamado comumente de *chip on* (vide detalhamento na Figura 5.36).

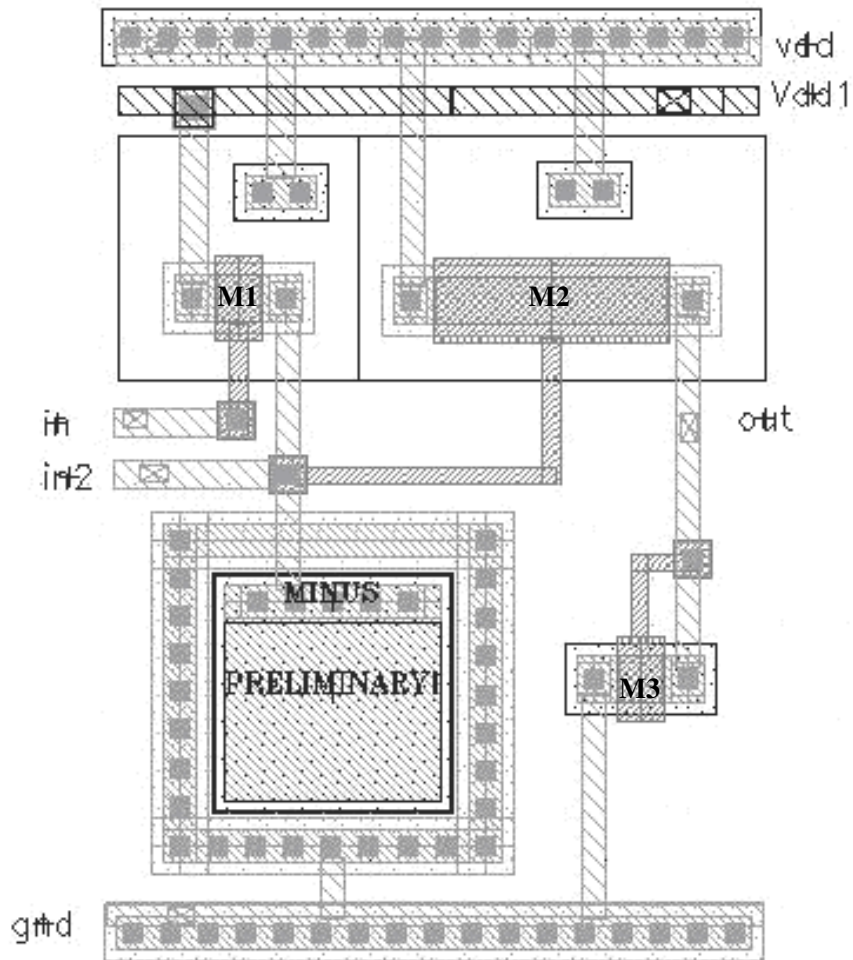


Figura 5.34: *Layout* do circuito de corrente acumulação em modo direto.

Tabela 5.7: Dimensões dos Transistores do *Layout* da Figura 5.34

Transistores do <i>Layout</i> do Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto (μm)		
M1	M2	M3
W=1	W=1	W=1
L=1	L=5	L=1

A corrente de saída I_{out} é copiada de M3 para M5, através de um espelho de corrente. Os transistores M3, M4 e M5 têm dimensões $W = L = 1 \mu\text{m}$.

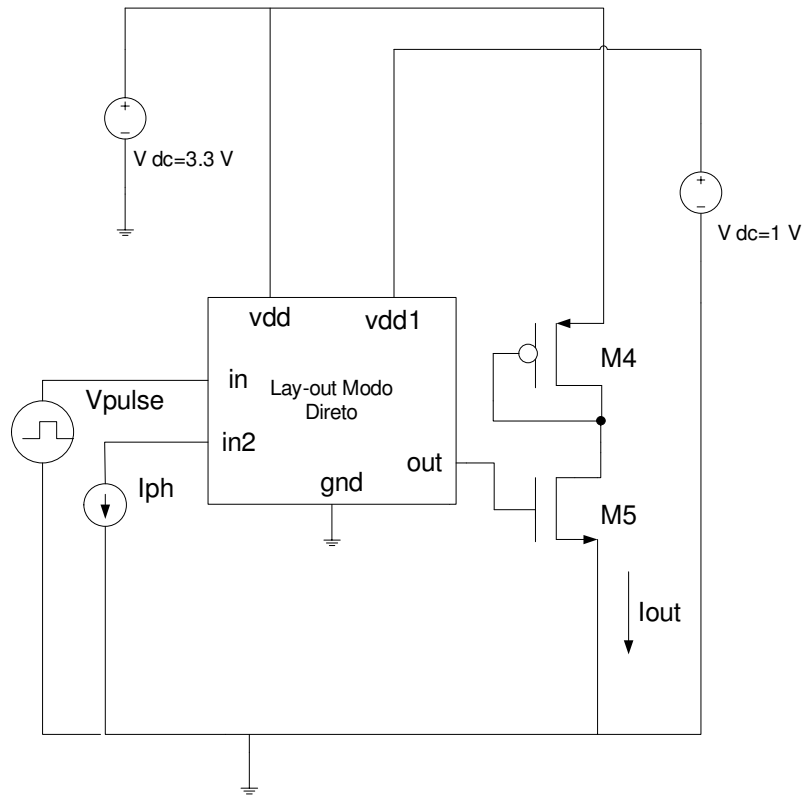


Figura 5.35: Esquemático do circuito de teste do *layout* da figura 5.34.

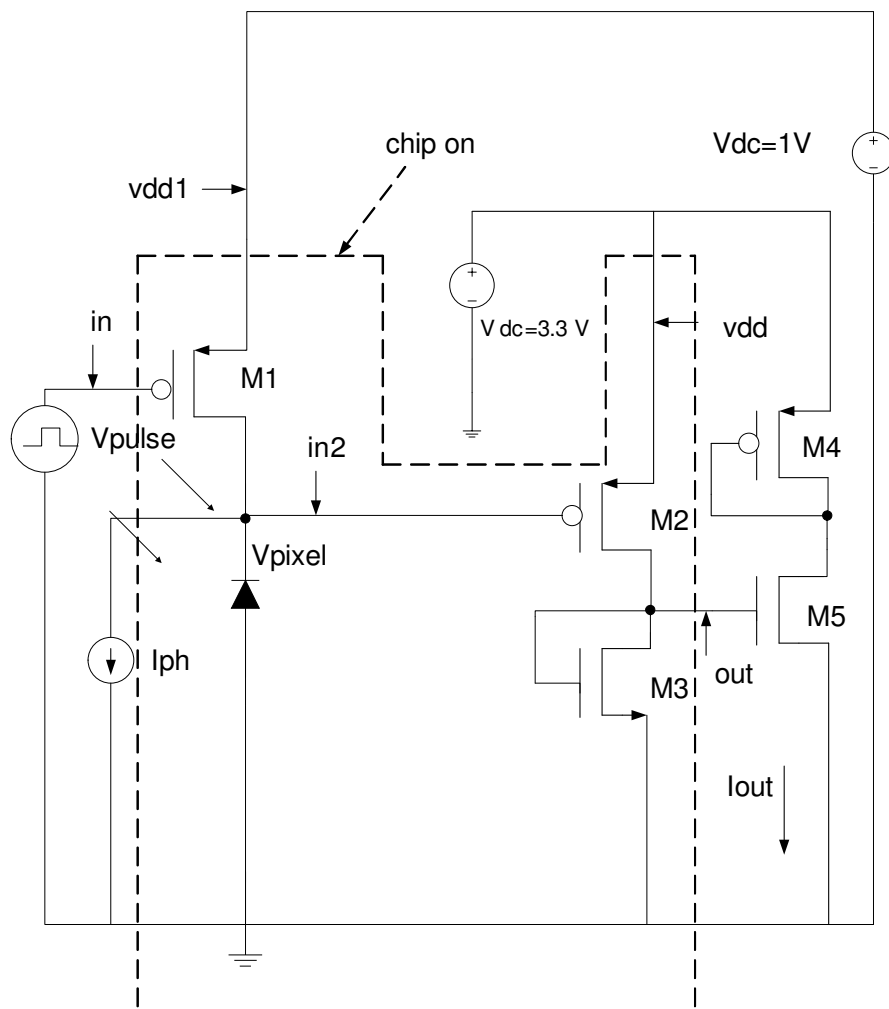


Figura 5.36: Esquemático completo.

Na Figura 5.37 são mostrados os sinais de entrada e saída da simulação do circuito conectado ao mesmo *chip off do layout* e na Figura 5.38 são mostrados, para efeito de comparação, os sinais de entrada e saída extraídos do layout do circuito.

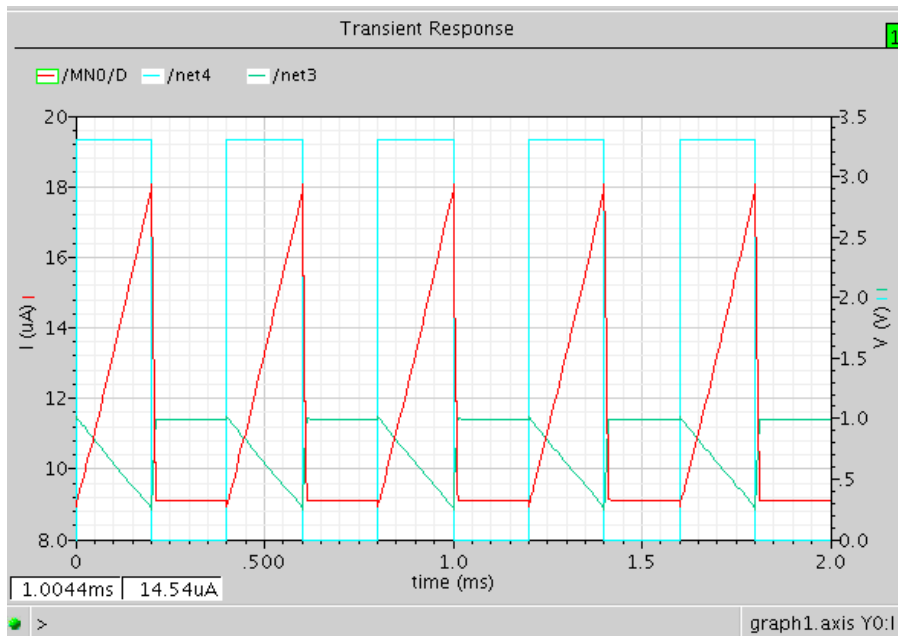


Figura 5.37: Sinais obtidos do circuito anterior ao *layout*.



Figura 5.38: Sinais obtidos do circuito extraído do *layout*.

Tabela 5.8: Comparação dos resultados de simulação dos circuitos.

Tipos de Circuitos	Parâmetros dos Circuitos	
	I _{out} (μ A)	ΔV (V)
Corrente de Acumulação em Modo Diferencial (Figura 5.4) (*)	8 a 19	0.6
Corrente de Acumulação em Modo Direto (Figura 5.13) (*)	8,6 a 17,6	0.7
Corrente de Acumulação em Modo Diferencial (Figura 5.32) (**)	7,8 a 19,2	0.60
Corrente de Acumulação em Modo Diferencial Pós-Layout (Figura 5.33)	8,4 a 18,8	0.66
Corrente de Acumulação em Modo Direto (Figura 5.37) (**)	8,9 a 17,8	0,73
Corrente de Acumulação em Modo Direto Pós-Layout (Figura 5.38)	8,7 a 16,35	0,62
(*) Valores calculados para o projeto com simulações mostradas nas Figs. 5.9 e 5.15, para os circuitos das Figs. 5.4 e 5.13, respectivamente.		
(**) Valores dos sinais dos circuitos equivalentes ao layout com a mesma carga de teste aplicada ao layout.		

Pode-se observar, nos dois circuitos, que devido à carga e ao espelho de corrente, existem diferenças entre os sinais obtidos do circuito extraído e o do *layout*, sendo um pouco mais pronunciada no Modo de Corrente de Acumulação Direto. Isto ocorre, principalmente, devido à capacitância do poço do transistor PMOS (M2) que se conecta ao nó do fotodiodo, em paralelo, aumentando, assim, a capacitância total do nó. Como consequência, já que $\Delta V = I_c \cdot \Delta T / C_t$, a tensão de *swing* é reduzida, o que por conseguinte reduz a corrente de saída.

Existe também a influência do espelho de corrente simples devido à modulação de comprimento de canal. Esta modulação ocorre na prática quando V_{DS} passa a ser maior que V_{DS} de saturação, especialmente para transistores de canal curto. Sendo V_{DS1} diferente de V_{DS2} , porque a tensão de dreno de M5 sofre variações por ser controlado pelo circuito ao qual ele fornece corrente, ocorre uma variação no comprimento do canal L , reduzindo ou aumentando a corrente I_{out} de saída. Pode-se reduzir esta distorção mantendo estável V_{DS2} , independente da carga. Uma das soluções é o espelho cascode regulado [23][25], que aumenta a impedância de saída, minimizando esta variação. No entanto, esta solução eleva

o número de transistores, aumentando a área do pixel e contribuindo para um maior nível de ruído.

Outra interferência, também, é gerada pelas capacitâncias parasitas advindas do *layout* e que foram incluídas neste teste.

5.4.2 Análise dos Circuitos

Na Tabela 5.7, encontra-se o resumo dos principais parâmetros dos dois circuitos analisados nas seções anteriores, sendo que em ambos foi aplicada uma simulação da fotocorrente de 100 pA e apenas no circuito Modo de Corrente de Acumulação Diferencial foi utilizada uma corrente de referência I_{ref} igual a 20 μA :

Tabela 5.9: Comparação dos Circuitos de Modo Direto *versus* Diferencial

Tipos de Circuitos	Parâmetros dos Circuitos ^(*)				Transistores (μm)		
	I_{out} (μA)	ΔV	I_{offset} (μA)	T_{int} (μs)	SF	Reset	Carga
Corrente de Acumulação em Modo Diferencial	8 a 19	0.6	8	100	W=1 L=2	W=1 L=1	W=1 L=4
Corrente de Acumulação em Modo Direto	8,6 a 17,6	0.7	8,6	200	W=1 L=5	W=1 L=1	W=1 L=1

^(*) Valores obtidos das simulações mostradas nas Figs. 5.9 e 5.15, para os circuitos das Figs. 5.4 e 5.13, respectivamente.

O Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial é um circuito que trabalha na região de saturação, gerando um sinal de saída quadrático não linear e exige uma fonte de referência, necessitando de mais de um transistor, para sua representação com espelho de corrente, o que aumenta a área no pixel.

É possível melhorar o desempenho da faixa dinâmica aumentando I_{ref} , o que aumentaria V_{reset} e, por conseguinte, teria uma maior excursão da tensão de *swing*, acarretando uma maior excursão na corrente I_{out} de saída, ampliando, assim, a relação da variação da corrente de saída com o ganho de conversão efetivo, gerando então, mais elétrons.

No entanto, existe uma limitação da operação deste circuito, que é a tensão de *threshold* do transistor M2, a partir do qual a corrente de saída satura. Outra opção é aumentar o comprimento do transistor M2 propiciando o aumento de V_{reset} . Porém, isto causaria um acréscimo na corrente de offset de saída, pois uma diminuição na corrente de I_{pixel} aumenta a corrente *offset* acoplada à corrente I_{out} .

Existe, portanto, um compromisso em manter um nível de corrente de *offset* baixo e uma variação em torno de $10\ \mu A$, da excursão de saída. Outra alternativa seria buscar uma variação maior com o aumento da corrente de *offset*, o que ocasionaria uma maior faixa dinâmica, porque por mais que se procure reduzir a corrente de *offset*, ela existirá sempre e terá que ser cancelada por um outro circuito.

A grande vantagem do Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial é que ele anula a tensão V_{th} do transistor M2, reduzindo significativamente o ruído FPN.

O Circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto tem uma vantagem devido à utilização de transistor PMOS, que promove a redução da corrente de escuro [32]. Outra característica observada é uma alta linearidade alcançada, devido à ligação do substrato com a fonte de alimentação, que cancela o efeito de corpo.

No entanto, a sua a mobilidade de elétrons μ_p , o torna mais lento que um circuito com o transistor NMOS. Em compensação, devido a isto, tem o parâmetro de transcondutância de processo k'_p bem menor, o que contribui positivamente para um menor ganho de conversão efetiva, contribuindo para uma faixa dinâmica adequada.

Este circuito trabalha na região de triodo, garantindo uma saída linear e reduzindo teoricamente as distorções da imagem que possam haver quando se trabalha na região de saturação. É importante salientar que se consegue uma excursão total da tensão de *swing*, ou seja, é possível descarregar toda a tensão que se encontra sobre o nó do fotodiodo, podendo aumentar a tensão de V_{pixel} até o limite da sua condição de não linearidade. Seria interessante testar o comportamento do circuito acima desta condição, para constatar até que ponto é realmente significativa a distorção da imagem aquisitada.

Neste circuito, o valor da carga do espelho de corrente tem um determinado limite em função do comprimento do canal (L) do transistor, porque conforme demonstrado em seção anterior, o valor de L pode fazer com que o circuito opere na região de saturação.

É interessante comentar sobre a potência dissipada nos dois circuitos. O circuito de Acumulação em Modo Diferencial dissipará, aproximadamente, $20 \mu\text{A} \times 3,3 \text{ V} = 66 \mu\text{W}$, enquanto o circuito de Acumulação em Modo Direto dissipará $18 \mu\text{A} \times 3,3 \text{ V} = 59,4 \mu\text{W}$. Concluindo, eles se equivalem em termos de dissipação.

Considerando que as matrizes de sensores só tivessem, em cada pixel, um desses circuitos (sem os componentes do circuito de compressão de dados), e que o descarregamento dos pixels é feito, normalmente, de linha em linha, ou seja, uma linha por vez onde todos os pixels desta linha são descarregados, pode-se afirmar que, para a estrutura da matriz do pixel, proposta para 64×64 pixels, obtém-se $64 \times 66 \mu\text{W} = 4,2 \text{ mW}$ de potência dissipada pela matriz.

Em relação ao coeficiente de dispersão para a fabricação dos dois circuitos, o circuito de Acumulação em Modo Direto tem um comportamento quase linear variando de 0,58% a 0,76%, independente da quantidade de luz incidente, enquanto o de Modo Diferencial varia de 0,09% a 1,1%, tendo sua maior variação em ambiente de pouquíssima luz. Simulações realizadas com imagens indicaram que essas variações podem ser desprezadas na prática.

Foram feitas simulações com os dois circuitos procurando trabalhar com o menor valor possível do transistor, de forma a reduzir a área do pixel.

Na Figura 5.39, no circuito de Corrente de Acumulação em Modo Diferencial utilizou-se o transistor M2 com $W = 0,4 \mu\text{m}$ e $L = 0,8 \mu\text{m}$, o transistor de *reset* com $W = 0,4 \mu\text{m}$ e $L = 0,35 \mu\text{m}$ e o transistor de carga $W = 0,4 \mu\text{m}$ e $L = 1,6 \mu\text{m}$.

Na Figura 5. 40, no circuito de Acumulação em Modo Direto utilizou-se M2 com $W = 0,4 \mu\text{m}$ e $L = 1,75 \mu\text{m}$, transistor de *reset* com $W = 0,7 \mu\text{m}$ e $L = 0,35 \mu\text{m}$ e o transistor de carga com $W = 0,7 \mu\text{m}$ e $L = 0,35 \mu\text{m}$.

Foi observada uma boa resposta dos circuitos, o que nos leva a sugerir a possibilidade de utilizar tais dimensões.

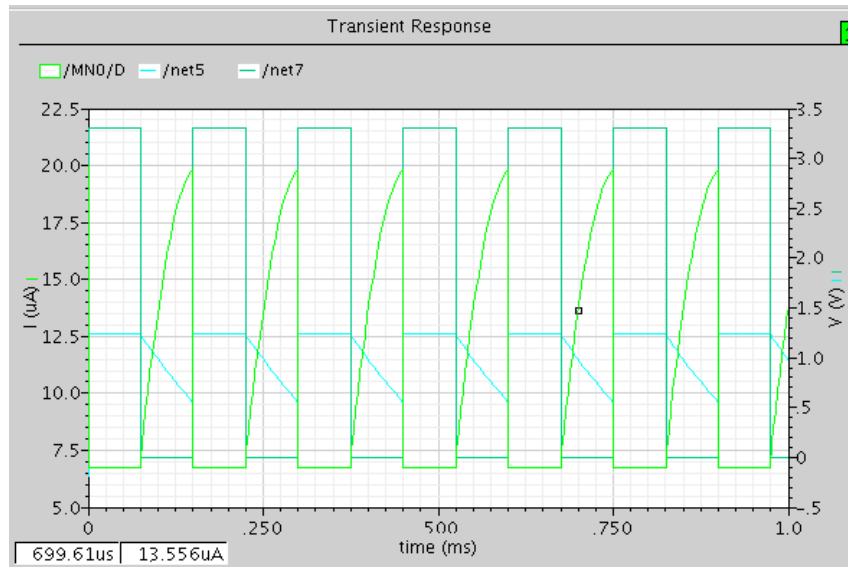


Figura 5.39: Circuito de corrente de acumulação em modo diferencial.

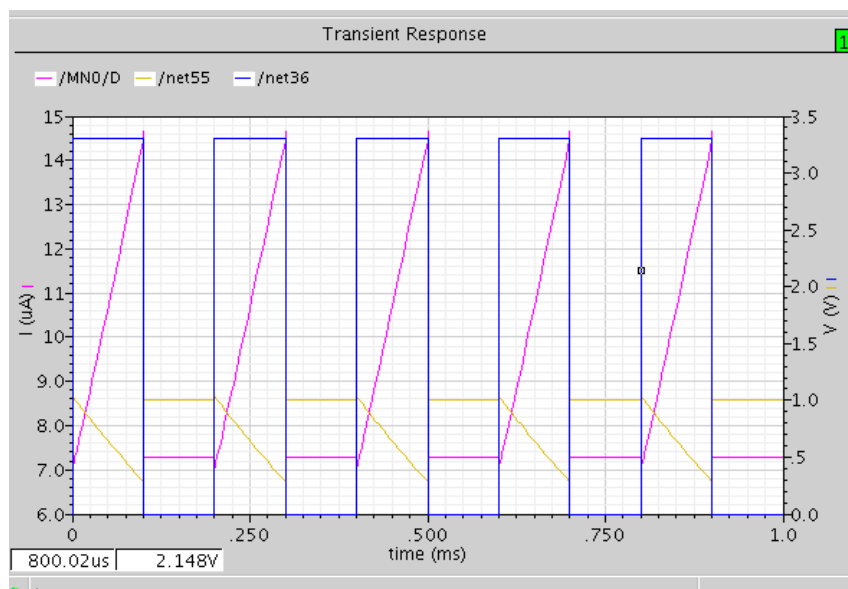


Figura 5.40: Circuito de corrente de acumulação em modo direto.

6. Conclusão

Atualmente, 90% das câmeras que equipam telefones que fotografam e capturam imagens em movimento são produzidas com a tecnologia de sensores de imagens CMOS. Isto se deve ao fato de que as funções estão cada vez mais complexas, exigindo uma alta integração no chip, isto é, um alto consumo de potência. Os sensores CMOS, atendem a esta necessidade na medida em que as cargas das baterias duram mais tempo, devido ao baixo consumo exigido por esta tecnologia.

Procurou-se, então, estudar os sensores de imagem para a tecnologia 0.35 μ m, visando o desenvolvimento de um pixel para uma matriz de sensores, que irá incorporar compressão de dados, como alternativa aos esquemas tradicionais que realizam a compressão de dados externa ao pixel.

A dificuldade inicial deste trabalho foi a caracterização do fotodiodo, porque foi preciso certificar-se do comportamento do componente em relação a sua resposta à luz, o que envolve parâmetros complexos tais como: responsividade, potência ótica, área e capacitância de junção do fotodiodo. Foi necessário, ainda confirmar se os dados fornecidos pelo fabricante estavam compatíveis com a simulação do fotodiodo no circuito de teste e definir o valor de fotocorrente que representaria a luz visível.

O fotodiodo tem um terceiro terminal para a simulação da entrada de luz e foi possível comprovar a relação linear da fotocorrente com a potência ótica e com a área. Obtidas estas relações, pode-se afirmar, então, que uma determinada fotocorrente, gerada por um fotodiodo com responsividade, área e potência ótica definidas equivale a um número de Lux que representa, por exemplo, um dia nublado ou um ambiente de sala de aula. O fato é que sem uma análise dos parâmetros óticos juntamente com os parâmetros elétricos do sensor de imagem fica impossível projetá-lo.

Outro aspecto fundamental, nesta pesquisa e projeto, foi concluir que ao se desenvolver um sensor de imagem, é preciso saber, para determinado ambiente ou cenário, que quantidade de luz é adequada a ser absorvida pelo sensor para que a imagem seja capturada corretamente. Esta condição é conhecida como faixa dinâmica e é através dela que se pode afirmar se o sensor é sensível a pouca ou muita luz.

Ao lidar com a faixa dinâmica é de suma importância conhecer a capacitância de junção do fotodiodo, porque conforme a área do mesmo e as dimensões dos transistores este parâmetro terá um controle sobre ela.

Após a caracterização do fotodiodo, utilizou-se um circuito em Modo Corrente, devido à facilidade de cálculo no processamento de sinais no circuito de compressão de dados. Tentou-se utilizar um espelho de corrente, mas apesar dele ter uma alta velocidade de captura da luz, já que não precisava integrar no tempo, este circuito foi abandonado devido ao fato da corrente adquirida ser em torno de picoampere, ou seja, muito pequena para a necessidade do projeto do pixel, que exige correntes da ordem de microampere, o que demanda um excesso de amplificações, aumentando o número de transistores e, por conseguinte a área e o ruído.

Optou-se então por um circuito de Acumulação de Corrente em Modo Diferencial, o que garante uma saída de corrente em microampere. Como este circuito trabalha na região de saturação, pesquisou-se linearizar a parte final de sua resposta, porém isto carregaria excessivamente o pixel, com um número ainda maior de transistores.

Assim, por questão de comparação de desempenho, foi escolhido o circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto, operando na região de triodo, o que garante uma excursão linear na saída da corrente.

Uma das dificuldades, deste trabalho foi tentar estimar a faixa dinâmica e a relação sinal/ruído, porque dependeu de ganho de conversão, ganho do circuito e cálculo de ruído. Os dois circuitos atingiram uma faixa dinâmica adequada, em torno de 60dB. Como comparação, o sensor de imagem CMOS da *National semiconductor*, LM9627 possui faixa dinâmica de 57dB [33].

Para analisar os efeitos de variações dos parâmetros, do processo de fabricação em ambos os circuitos, foram realizadas simulações de Monte Carlo, sendo que o circuito de Corrente de Acumulação em Modo Direto teve um bom comportamento de desvio padrão quase linear independente da quantidade de luz recebida pelo sensor, numa variação de 0,58% a 0,76%. O circuito Corrente de Acumulação em Modo Diferencial, por sua vez, teve um comportamento de desvio padrão variando em torno de 0,1% a 1%, tendendo para o maior valor em ambiente de pouquíssima luz.

Em prosseguimento, foram desenvolvidos os *layouts* dos dois circuitos, e os efeitos de componente parasitas foram avaliados através de simulações com os respectivos circuitos extraídos.

Recomenda-se, em continuidade a este projeto, um estudo do desempenho dos circuitos quando as dimensões dos transistores que afetam o espelho de corrente são menores que 1 μm .

Seria interessante também investigar a necessidade de minimizar o ruído kTC dentro do pixel, e se o ruído FPN é transferido para o circuito de compressão de dados, já que há problema de *offset* e ganho dos transistores, quando eles são acionados dentro do pixel, já que estes dois ruídos podem gerar erros embutidos na conversão A/D.

Outra pesquisa importante, seria verificar até que ponto, a curvatura do sinal de corrente de saída afeta a qualidade da imagem, seja no modo direto ou no modo diferencial.

Finalmente, a fabricação dos circuitos em processo CMOS será uma etapa importante para a verificação dos modelos e da teoria desenvolvida nesta pesquisa. Neste caso não haverá a necessidade do pino In2, que foi usado para injetar principalmente a fotocorrente de 100pA, a menos que se deseje utilizar este pino para algum teste. Será também necessário levar em consideração as cargas do circuito de compressão de dados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Dalsa Corporation, “FTF5066C 33MP Color CCD”, 2001. Disponível em: <http://www.dalsa.com/sensors/Applications/DSC.aspx>. Acesso em: fev. 2009.
- [2] MEYNANTS, G., *A Single Chip Color Câmera in CMOS Technology*. IMEC, Interuniversitair Micro - Elektronica Centrum, Katholieke Universiteit Leuven, België, December 1998.
- [3] LIMA, K. G., *Estruturas APS Resistentes á Radiação para aplicações espaciais*. Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica, UFRJ, COPPE, Março 2006.
- [4] GAMAL, A., ELTOUKHY, H., “CMOS image sensors”, *IEEE Circuits & Devices Magazine*, pp. 8, May/June 2005.
- [5] Canon U.S.A., Inc., “Canon’s Full-Frame CMOS Sensors”, 2006. Disponível em: http://usa.canon.com/uploadedsimages/FCK/Image/White%20Papers/Canon_CMOS_WP.pdf. Acesso em: fev. 2009.
- [6] JI, H., ABSHIRE, P., “A CMOS Image Sensor For Low Light applications”, IEEE, Department of Electrical and Computer Engineering, Institute for Systems Research, University of Maryland, College Park, Maryland, 2006.
- [7] Disponível em: <http://cowboyfrank.net/webcams/CcdCmos.htm>. Acesso em: mar. 2009.
- [8] BIGAS.M., CABRUJA, E., “Review of CMOS Image Sensors”. Elsevier Microelectronics Journal 37, pp. 433-451- Barcelona, September 2005.

- [9] GAMAL, A. "High dynamic range image sensors", Stanford university, California, 2001.
- [10] UDT Sensors, Inc., "Photodiode characteristics and Applications.pdf". Disponível em: <http://www.udt.com>. Acesso em: ago. 2008.
- [11] DESMOND, Y. H. C., *CMOS Active Pixel Sensor Designs for Faults Tolerance and Background Illumination Subtraction*. M.Sc. dissertation, Simon Fraser University, 2005.
- [12] OHTA, J., *Smart CMOS Image Sensors and Applications*. CRC Press Taylor&Francis Group, Boca Raton, 2008.
- [13] Austriamicrosystems, "0.35 μm CMOS C350 Process Parameters", Eng-248, revision 2,0, January 2007.
- [14] RESENDE, S. M., *Materiais e Dispositivos Eletrônicos*. 2ª ed. Livraria da Física, 2004.
- [15] SENAPATI, B., KLINGER, S., VESCOLI, V., *A Spice model for silicon photodiode*. Austria Microsystems AG, Austria. Universität Stuttgart, Institute of Electrical and Optical Communications Engineering, 70569, Stuttgart, Germany, 2007.
- [16] BUDDE, W., *Optical Radiation Measurements - Physical Detectors of Radiation*. v.4, Academic Press, 1983.
- [17] Disponível em: http://br.osram.info/download/manual/manual_parte02.pdf. Acesso em: out. 2008.

- [18] LINDGREN, L., *Topics on CMOS Image Sensor*. PhD. dissertation, Linkopings Universitet, Linkoping, Sweden, 2005.
- [19] FALLOP, C., “Improving CMOS Image Sensor Performance with Combined Pixels”, Kodak Sensor Solutions Group, 2006. Disponível em: www.kodak.com/go/imagers. Acesso em: nov. 2008.
- [20] GAMAL, A. “High Dynamic Range Image Sensors”, Stanford university, California, 2001.
- [21] BERMAK, A, KITCHEN, A., “A Novel Adaptive Logarithmic Digital Pixel Sensor”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v.18, n.18, October 2006.
- [22] GOY, J., COURTOIS, B., KARAM, J., et al, “Design of an APS CMOS Image Sensor for Low Light Level Applications Using Standard CMOS Technology”, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 2001.
- [23] SILVA, M., *Circuitos com Transistores Bipolares e MOS*. 2ª ed. Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, 2003.
- [24] FOSSUM, E., “CMOS Digital Cameras Need Figures of Merit”. Disponível em: http://www.laserfocusworld.com/display_article/31624/12/none/none/Feat/CMOS-digital. Acesso em: fev. 2009.
- [25] FERREIRA, P. M., *Instrumentação de Sensores de Imagens IR InGaAs P-I-N QWIP em Modo de Corrente*. Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica, UFRJ, COPPE, fev. 2008.
- [26] <http://www.cadence.com>.
- [27] SEDRA, A. S., SMITH, K. C., *Microelectronics Circuits*. Makron Books, 2000.

- [28] MCIIRATH, L. G, CLARK, V. S., DUANE, P. K., “Design and Analysis of a 512 x 768 Current- Mediated Active Pixel Array Image Sensor”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, v.44, n.10, October 1997.
- [29] TANZER, M., GRAUPNER, A., “Design and Evaluation of Current Mode Image Sensor in CMOS - Technology”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II*, v.51, n.10, October 2004.
- [30] TSIVIDIS, Y., *Operation and Modeling of the MOS Transistor*. Oxford University Press, 1999.
- [31] PHILIP, R. M., ORR, D., GRUEV, V., “Linear Current-Mode Active Pixel Sensor”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v.42, n.11, November 2007.
- [32] GAMAL, A., SALAMA., “A 0.18 μm CMOS Bioluminescence Detection Lab – on - Chip”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v.41, n.3, March 2007.
- [33] National Semiconductor, “LM9627 Color CMOS Image Sensor VGA 30 FPS”, 2001. Disponível em: <http://www.national.com>. Acesso em: ago. 2008.