

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica

**Sistemas de Imagem CMOS com Alta Responsividade e
Elevada Faixa Dinâmica**

Autor: Fernando de Souza Campos

Orientador: Prof. Dr. Jacobus Willibrordus Swart

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Antonio Carneiro de Mesquita Filho.....COPPE/UFRJ
Prof. Dr. Davies William de Lima Monteiro.....DEE/UFMG
Prof. Dr. Fabiano Fruett.....DSIF/UNICAMP
Prof. Dr. José Alexandre Diniz.....DSIF/UNICAMP

Campinas, SP
Dezembro de 2008

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C198s Campos, Fernando de Souza
Sistemas de imagem CMOS com alta responsividade e elevada faixa dinâmica / Fernando de Souza Campos. -
-Campinas, SP: [s.n.], 2008.

Orientador: Jacobus Willibrordus Swart.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Fotodetectores. 2. Semicondutores
complementares de oxido e metalico. 3.
Microeletronica. 4. Optoeletronica. 5. Circuitos
integrados. I. Swart, Jacobus Willibrordus. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: CMOS image system with high responsivity and high dynamic
range

Palavras-chave em Inglês: Detectors photon, Complementary metal oxide
semiconductors, Microelectronics, Optoelectronics,
Integrated circuits

Área de concentração: Eletrônica, Optoeletrônica e Microeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Antônio Carneiro de Mesquita Filho, Davies William de
Lima Monteiro, Fabiano Fruett, José Alexandre Diniz

Data da defesa: 11/12/2008

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Fernando de Souza Campos

Data da Defesa: 11 de dezembro de 2008

Título da Tese: "Sistemas de Imagem CMOS com Alta Responsividade e Elevada Faixa Dinâmica"

Prof. Dr. Jacobus Willibrordus Swart (Presidente):



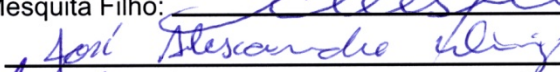
Prof. Dr. Davies William de Lima Monteiro:



Prof. Dr. Antônio Carneiro de Mesquita Filho:



Prof. Dr. José Alexandre Diniz:



Prof. Dr. Fabiano Fruett:



Agradecimentos

Eu gostaria de iniciar expressando minha mais sincera gratidão ao meu orientador Dr. Jacobus W. Swart por sua generosidade e bondade dispensados a minha pessoa durante todos estes anos de trabalho. Uma pessoa a quem eu aprendi a admirar e que não mediu esforços para propiciar o máximo em oportunidades para meu crescimento e para o desenvolvimento deste trabalho.

Quero estender minha admiração e gratidão ao Prof. Dr. M. Jamal Deen por ter me recebido em seu grupo de pesquisa, cuja convivência no período de um ano me proporcionou experiência pessoal e profissional imensuráveis. Não posso deixar de agradecer em particular meu colega de pesquisa Naser pela amizade, atenção e acompanhamento de nossos trabalhos. Gostaria de fazer uma menção diferenciada de gratidão e amizade ao Dr. Ogi cuja amizade e dedicação foram indescritíveis. Aos meus amigos Mousa, Hamed, Farseem, Waleed, Kurt e Munir pela grande carinho e amizade.

Sou grato eternamente aos meus colegas do Departamento de Engenharia Elétrica da FEB/Unesp que proporcionaram as condições para meu afastamento das atividades didáticas permitindo minha dedicação exclusiva a este trabalho durante um ano todo. Em particular gostaria e externar minha gratidão eterna àqueles que fizeram esforço adicional ao assumirem minha carga horária durante minha ausência.

Também quero agradecer o meu amigo Dib Karam Júnior pelo suporte fundamental para o desenvolvimento deste trabalho enquanto coordenador da Unilins e Unip-Bauru. Não poderia deixar de citar minha esposa Flávia que abdicou de sua vida profissional durante um ano para me acompanhar nesta jornada e cuja companhia foi fundamental no ano em que moramos no exterior.

Para finalizar, quero expressar minha eterna amizade à Fátima e João pelo carinho sem fim dispensados a mim e a minha esposa. O suporte e a segurança oferecidos por vocês não serão esquecidos nunca.

Dedico este trabalho à minha
esposa Flávia e aos meus pais
Aziz e Irma.

Resumo

O trabalho apresentado nesta tese endereça dois importantes desafios impostos pela evolução da tecnologia CMOS, a diminuição da responsividade das junções e a redução da tensão de alimentação. Um fotodetector de alta responsividade e um sistema de imagem CMOS multi-amostrado no domínio do tempo são propostos nesta tese.

Como fototransistor de elevada responsividade propõem-se nesta tese o uso do Transistor Bipolar Lateral Controlado por Porta (GC-LBJT) operando como fototransistor de 4 terminais. Apresenta-se a análise do princípio de funcionamento e o desenvolvimento de um circuito equivalente CC. A fotoresposta do GC-LBJT é investigada em duas diferentes configurações, coletor-comum com tensão porta-base constante e emissor-comum com tensão porta-emissor constante. A característica da fotoresposta é associada às equações do dispositivo em ambas as configurações mostrando os principais parâmetros do dispositivo que determinam o ganho. Na configuração coletor-comum, a característica da fotoresposta varia de aproximadamente linear a sublinear por meio da tensão de controle V_{GB} . Na configuração emissor-comum, o dispositivo apresenta fotoresposta sublinear e baixa excursão para toda faixa de tensão de controle (V_{GB}) utilizada. Explorando a característica controlável do GC-LBJT em ambas as configurações, o fototransistor GC-LBJT pode apresentar ganho e responsividade maiores do que 10^{+6} e 10^{+4} A/W respectivamente.

Propõe-se o método de múltipla-amostragem para sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo. O pixel é composto por um comparador e um circuito de memória de um bit. O método de múltipla-amostragem no domínio do tempo permite reduzir o circuito de memória integrado ao pixel de 8 bits tipicamente para um único bit. O resultado da amostra armazenado na memória de um bit no pixel é lida externamente de forma síncrona e o valor do sinal do pixel é codificado de acordo com o instante da amostra no tempo. O número de bits e a velocidade de operação do circuito limitam a dimensão máxima da matriz. Além disso, este trabalho apresenta a influência da não-linearidade da capacitância do fotodiodo na característica da fotoresposta dos sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo. Estudo do comportamento do ruído de padrão fixo e o temporal em sistema de imagem no domínio do tempo também são apresentados.

Abstract

This thesis addresses two important challenges imposed by CMOS technology trends, the reduction of the junctions's responsivity and voltages levels. A new photodetector with high responsivity and a multi-sampling time domain image system are investigated.

This thesis proposes to use the gate controlled lateral bipolar junction transistor (GC-LBJT) as a four terminal phototransistor as photodetector with high responsivity. This work presents the photopolarization principle, gain current mechanism of the GC-LBJT in conjunction with DC equivalent circuit development. The GC-LBJT photo response is analysed in two different configurations, common collector with constant gate-base voltage and common emitter with constant gate-emitter voltage. The photoresponse is related to device equations in both configurations. In the common collector with constant gate-base voltage configuration the photo response characteristic changes from linear to sublinear according to the V_{GB} control voltage. In the common emitter configuration, the device presents sublinear photo response and small changes for full range of the V_{GB} control voltage used. Exploring the GC-LBJT controllable characteristic, the GC-LBJT phototransistor presents high and controllable gain all over the range of irradiation used, for both configurations.

The multi-sampling method for time domain CMOS image systems is proposed. The pixel's architecture is composed by a comparator and a single bit memory circuit. The multi-sampling method in time-domain allows reducing memory circuits integrated per pixel with eight bit typically to a single bit. The sample result stored in the single bit memory of the pixel is externally read in a synchronous way and the pixel signal value is coded according to the sampling instant. The number of the bits and the speed of circuit's operation define the upper limit of the matrix size. In addition, this work presents the influence of non-linearity on photoresponse characteristic for systems operating in time domain. The behavior of fixed and temporal pattern noise study in time domain image system is also presented.

Sumário

Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas.....	ix
Glossário.....	xi
Lista de Símbolos	xiii
Trabalhos afins publicados pelo autor.....	xvii
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Motivação	1
1.2 Contribuição da Tese	3
1.3 Organização da Tese.....	4
Capítulo 2 Conceitos básicos sobre sistemas de imagem CMOS	5
2.1 Conceitos Básicos sobre Fotogeração e Absorção Óptica.....	5
2.2 Fotodetectores.....	8
2.2.1 Fotodiodos.....	8
2.2.2 Fototransistores	13
2.3 Fotodetector operando nos modos de integração e não-integração	17
2.4 Pixels CMOS Convencionais	22
2.4.1 Pixel Passivo	22
2.4.2 Pixel Ativo com Fotodiodo	23
2.4.3 Pixel Ativo com Fotoporta.....	26
2.4.4 Pixel Logarítmico.....	28
2.5 Ruído	29
2.5.1 Ruído Temporal	29
2.5.2 Ruído de Padrão Fixo e Amostra Dupla Correlacionada.....	31
2.6 Sistemas CMOS com Elevada Faixa Dinâmica	32
2.6.1 Sistemas de múltiplas capturas	32
2.6.2 Sistemas com auto-reinício	35
2.6.3 Sistemas no domínio do tempo	37
Capítulo 3 Fototransistor Bipolar de Junção Controlado por Porta.....	41
3.1 Dispositivo e princípio de funcionamento.....	42

3.2	Configuração Coletor-Comum	50
3.3	Configuração Emissor-Comum	57
3.4	Projeto do fotodetector	62
Capítulo 4 Sistema de Imagem CMOS Multi-Amostrado no Domínio do Tempo.....		71
4.1	Fotoresposta e faixa dinâmica	71
4.2	Princípio de operação	77
4.3	Arquitetura.....	80
4.4	Ruído de padrão fixo	84
4.5	Ruído temporal	86
4.6	Projeto.....	90
	4.6.1 Comparador.....	90
	4.6.2 Flip-flop	98
Capítulo 5 Resultados Experimentais		105
5.1	Fototransistor Bipolar NPN Controlado por Porta	106
	5.1.1 Curvas características nas configurações coletor-comum e emissor-comum	106
	5.1.2 Fotopolarização.....	110
	5.1.3 Fotoresposta Amplificada	112
	5.1.4 Fotoresposta espectral	116
5.2	Sistema de Imagem CMOS Multi-Amostrado no Domínio do Tempo.....	118
Capítulo 6 Conclusões.....		125
Trabalhos Futuros.....		127
Referências Bibliográficas		129

Lista de Figuras

Figura 2.1: (a) Fotogeração e níveis de energia (b) Intensidade do fluxo de fóton versus profundidade de penetração (Adaptado de [2]).	5
Figura 2.2: Fotogeração e concentração de portadores minoritários em uma junção PN (adaptado de [1]).	8
Figura 2.3: Tipos básicos de fotodiodos em tecnologia CMOS: $p^+/Nwell$, $n^+/psub$, $Nwell/psub$.	10
Figura 2.4: Fotodiodo lateral proposto em [4] (a) estrutura (b) layout.	10
Figura 2.5: Fotodiodo colorido formado por múltiplas junções (a) junção tripla (b) junção duplas.	11
Figura 2.6: Estrutura básica de um fotodiodo do tipo avalanche (APD) (a) não isolado do substrato (b) isolado do substrato.	12
Figura 2.7: Fotoresposta de diferentes fotodiodos fabricados na tecnologia 0,18 do processo padrão CMOS adaptado de [4].	12
Figura 2.8: Diagrama de energia e coleta de fotoportadores em um Fototransistor BJT NPN.	13
Figura 2.9: Modelo elétrico equivalente do fototransistor BJT NPN adaptado de [10].	14
Figura 2.10: Estrutura de transistores BJT PNP fabricado em processo padrão CMOS (a) BJT vertical e (b) BJT lateral.	15
Figura 2.11: Estrutura do fototransistor MOSFET tipo P operando como BJT lateral com alta responsividade adaptado de [16].	16
Figura 2.12: Estrutura do fototransistor MOSFET tipo P configurado para operação com tensão de limiar dinâmica adaptada de [17].	17
Figura 2.13: Estrutura do fototransistor bipolar NPN proposto por Kook et al em [18].	17
Figura 2.14: Fotodiodo operando no modo de integração (a) circuito equivalente (b) tensão no fotodiodo.	19
Figura 2.15: Tensão do fotodiodo operando no modo de integração para diferentes valores de irradiância.	20
Figura 2.16: Tensão do fotodiodo operando no modo de integração considerando quatro tipos de perfil da junção PN.	22
Figura 2.17: Sistema de imagem CMOS com pixel passivo (PPS) e amplificador de carga.	23
Figura 2.18: Pixel ativo com fotodiodo (PD-APS).	24
Figura 2.19: Diagrama de blocos da arquitetura típica de um sistema de imagem CMOS.	25
Figura 2.20: Pixel ativo com fotoporta (PG-APS).	26
Figura 2.21: Etapas de operação do fotoporta: diagrama de potencial (a) integração (b) reset (c) transferência (d) leitura (adaptado de [24]).	27

Figura 2.22: Pixel Logarítmico (LOG-APS).....	28
Figura 2.23: Amostragem dupla (a) correlacionada (CDS) (b) não-correlacionada (DDS).	32
Figura 2.24: Arquitetura DPS.....	33
Figura 2.25: Processo de amostragem múltipla durante o tempo de integração.....	34
Figura 2.26: Sistema de imagem com auto reset (a) diagrama de bloco típico do Pixel (b) tensão do fotodiodo.	35
Figura 2.27: Diagrama de blocos de um pixel típico de um sistema de imagem CMOS com auto reset e circuito de codificação integrado ao pixel.	36
Figura 2.28: Sistema de Imagem CMOS no domínio do tempo proposto em [54](a) diagrama de blocos do pixel (b) princípio de operação utilizando tensão de referência do tipo constante.....	37
Figura 2.29: Sistema de Imagem CMOS no domínio do tempo proposto em [56] (a) diagrama de blocos do pixel (b) principais sinais e princípio de operação.....	38
Figura 3.1: Secção transversal e o diagrama esquemático do Transistor Bipolar de Junção Controlado por Porta NPN (GC-LBJT NPN).	42
Figura 3.2: Regiões de fotogeração primária no GC-LBJT NPN.	43
Figura 3.3: Circuito equivalente CC Gummel-Poon representando o (a) fototransistor BJT convencional (b) fototransistores BJTs lateral e vertical do GC-BJT.....	44
Figura 3.4: Circuito equivalente CC Gummel-Poon proposto para o fototransistor GC-LBJT NPN.....	46
Figura 3.5: Circuito equivalente CC proposto simplificado do fototransistor GC-LBJT NPN operando na região ativa.	47
Figura 3.6: Símbolo do GC-LBJT na configuração coletor-comum.....	51
Figura 3.7: Simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum com tensão V_{GB} constante (a) circuito de simulação (b) $V_{BS}-I_{ftgc}$ (c) I_D-V_{BS}	54
Figura 3.8: Resultados de simulação da fotoresposta I_D-I_{ft} do MOSFET na configuração dreno-comum com tensão V_{GB} constante. (Dispositivo de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ modelo da tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS).	55
Figura 3.9: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum operando com tensão V_{GB} constante (a) fotoresposta amplificada $I_{fta}-I_{ft}$ (b) fotoresposta amplificada relativa $(I_{fta}/I_{Desc})-I_{ft}$. MOSFET de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.	56
Figura 3.10: Símbolo do GC-LBJT na configuração emissor-comum.	57
Figura 3.11: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração fonte-comum operando com tensão V_{GS} constante (a) curvas características I_D-V_{BS} do MOSFET (b) fotoresposta característica I_D-I_{ftgc} . Dispositivo de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.	59

Figura 3.12: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum operando com tensão V_{GS} constante (a) fotoresposta amplificada $I_{fta}-I_{ftgc}$ (b) fotoresposta amplificada relativa $(I_{fta}/I_{Desc})-I_{ft}$. MOSFET de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.	61
Figura 3.13: Desenho esquemático do layout do GC-LBJT e as principais distâncias utilizadas para projeto.	62
Figura 3.14: Desenho esquemático da aproximação da região de depleção para cálculo da fotocorrente.	63
Figura 3.15: Corte transversal do MOSFET ilustrando o dimensionamento da região de depleção.	66
Figura 3.16: Fotoresposta $V_{BE}-I_L$ e $I_{ftgc}-I_L$ estimada do GC-LBJT de dimensões $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ sob ação de irradiância de 550nm	70
Figura 3.17: Microfotografia do dispositivo GC-LBJT NPN $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ fabricado na tecnologia padrão CMOS $0,18\mu\text{m}/\text{TSMC}$	70
Figura 4.1: Fotoresposta de sistemas de imagem no domínio do tempo utilizando aproximação linear. Assumindo fotodiodo com sensibilidade $S=1\text{V}/\text{Lux}\cdot\text{s}$	72
Figura 4.2: Fotoresposta no domínio do tempo (t_d-I_{ft}) utilizando tensão de referência do tipo constante para perfil de junções PN do tipo ideal, abrupta, linear e exponencial. As quatro curvas foram obtidas adotando $V_{ref}=1,5\text{V}$, $V_{reset}=3\text{V}$, $C_{fd0}=20\text{fF}$, $\varphi=0,7\text{V}$ e $I_{esc}=2,5\text{fA}$	74
Figura 4.3: Fotoresposta no domínio do tempo (t_d-I_{ft}) utilizando tensão de referência do tipo rampa, admitindo $V_{max}=3\text{V}$, $V_{min}=1\text{V}$, $V_{reset}=3\text{V}$, $T_{ini}=0,03\text{s}$, $C_{fd0}=20\text{fF}$, $\varphi=0,7\text{V}$ e $I_{esc}=2,5\text{fA}$	76
Figura 4.4: Diagrama de blocos básico do pixel de sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo.	78
Figura 4.5: Métodos de discretização no tempo (a) amostragem com intervalos de tempo constante (b) amostragem com intervalos de tempo variável (c) amostragem com intervalos de tempo constante e variável.	78
Figura 4.6: Arquitetura do pixel proposto (a) diagrama de blocos do circuito (b) diagrama de tempo dos principais sinais de controle.	81
Figura 4.7: Diagrama de blocos da matriz de pixel do sistema de imagem CMOS multi-amostrado no domínio do tempo.	82
Figura 4.8: Intervalo de tempo entre amostragens (ΔT_s) e tempo de leitura dos sinais amostrados da matrix (T_m) em função da dimensão D de uma matriz de pixels quadrada de dimensões $D\times D$, considerando amostragem em intervalos constantes de tempo.	83
Figura 4.9: Ruído balístico no domínio do tempo.	87
Figura 4.10: Relação sinal-ruído de sistemas de imagem no domínio do tempo com tensão de referência constante considerando somente o ruído balístico.	89

Figura 4.11: Circuito do pixel comparador do tipo <i>clocked</i>	91
Figura 4.12: Correntes nos transistores M1 ao M6 do estágio de amplificação entrada para tensão diferencial de grandes sinais.	93
Figura 4.13: Principais correntes e tensões do estágio de decisão do comparador durante a fase <i>Track</i>	95
Figura 4.14: Resultado de simulação da operação dinâmica do circuito comparador proposto com carga de 10fF no terminal de saída (dreno de M10).....	97
Figura 4.15: Circuito do flip-flop dinâmico do tipo D com das entradas assíncronas PR e CLR.	98
Figura 4.16: Principais estados lógicos nos nós internos do flip-flop D dinâmico com entradas assíncronas, após a inicialização.	99
Figura 4.17: Principais estados lógicos no flip-flop D dinâmico com das entradas assíncronas, quando a entrada PR está ativa.	100
Figura 4.18: Atrasos de propagação do flip-flop Principais estados lógicos no flip-flop D dinâmico proposto utilizando na saída carga capacitiva de 50fF (a) em relação a entrada assíncrona PR (b) em relação à entrada D.....	101
Figura 4.19: Resultados de simulação da operação de um registrador de 4bits realizando a seqüência de operação: inicialização, armazenagem do resultado de comparação e deslocamento dos bits para leitura externa.....	102
Figura 4.20: Pixel proposto do sistema de imagem CMOS com múltiplas amostragens no domínio do tempo (a) layout (b) microfotografia.	103
Figura 5.1: Fotografia dos equipamentos ópticos e arranjo experimental de medição.	106
Figura 5.2: Curvas características $I-V_{BE}$ do GC-LBJT NPN na configuração emissor-comum operando com tensão V_{GE} constante (a) I_C-V_{BE} (b) I_E-V_{BE}	107
Figura 5.3: Curva característica I_B-V_{BE} da junção base-emissor do GC-LBJT na configuração emissor-comum operando com V_{GE} constante.	108
Figura 5.4: Curvas características $I-V_{BE}$ do GC-LBJT NPN na configuração coletor-comum operando com tensão V_{GB} constante (a) I_C-V_{BE} (b) I_E-V_{BE}	109
Figura 5.5: Corrente de base em função da tensão base emissor na configuração emissor-comum e tensão porta-emissor constante $V_{GE}=0,6V$ sob incidência de diferentes níveis de irradiância.	110
Figura 5.6: Curvas característica da fotopolarização do GC-LBJT NPN.	111
Figura 5.7: Fotocorrente primária ($I_{f_{gc}}$) e fotoresposta amplificada (I_C) do GC-LBT na configuração (a) coletor-comum e V_{GB} constante (b) emissor-comum e V_{GE} constante.....	113
Figura 5.8: Ganho de Fotocorrente ($I_{Cf}/I_{f_{gc}}$) do GC-LBT na configuração (a) coletor-comum com tensão V_{GB} constante (b) emissor-comum com tensão V_{GE} constante.....	115

Figura 5.9: Responsividade espectral primária $I_{f_{gc}}/I_L$ do GC-LBJT na configuração coletor-comum e $V_{GB}=0V$.	117
Figura 5.10: Responsividade espectral amplificada $I_{C_{\beta}}/I_L$ do GC-LBJT na configuração coletor-comum, $V_{GB}=0V$ polarizando a base com fonte de corrente para quatro diferentes valores de corrente de base: $I_B=0A$, $I_B=2pA$, $I_B=5pA$, $I_B=10pA$.	118
Figura 5.11: Fotoresposta característica no domínio do tempo operando com tensão de referência constante de 1,5V e tensão de alimentação $V_{dd}=3,3V$.	119
Figura 5.12: Resultados experimentais mostrando a tensão de <i>reset</i> (V_{reset}), a tensão de referência em rampa (V_{refrp}) e o valor médio da tensão de saída comparação (V_{cmp}).	120
Figura 5.13: Resultados de medidas mostrando a fotoresposta no domínio do tempo utilizando tensão de referência do tipo rampa de mesma amplitude e diferentes tempos de integração.	121
Figura 5.14: Fotoresposta espectral normalizada operando no domínio do tempo e tensão de referência constante ($V_{ref}=1.5V$).	121
Figura 5.15: Resultado da média do sinal do comparador sob irradiação luminosa constante, obtido diretamente no osciloscópio digital.	122
Figura 5.16: SNR medidos com tensão de referência constante.	123

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Tensão do fotodiodo em função com o tipo de perfil da junção PN adaptada de [19].	21
Tabela 3.1 : Alguns Parâmetros do processo CMOS padrão, Tecnologia 0,18 μ m da TSMC.	68
Tabela 3.2 : Fotocorrentes primárias GC-LBJT.....	68
Tabela 3.3 : Tempo de descarga (t_{dct}) utilizando tensão de referência constante.....	73
Tabela 3.4 : Tempo de descarga (t_{drp}) utilizando tensão de referência do tipo rampa.	76
Tabela 3.5 : Dimensões W/L dos transistores NMOS e PMOS do circuito comparador.	91
Tabela 4.1: Principais características do fotodetector proposto, GC-LBJT e de outros fotodetectores CMOS de alta responsividade encontrados na literatura.....	116

Glossário

AMS – *foundry Austriamicrosystem*

CMOS – metal-óxido-semicondutor complementar

CDS – amostra dupla correlacionada

DDS – amostra dupla delta

GC-LBJT – Transistor bipolar de junção controlado por porta

TSCM – *foundry Taiwan Semiconductor Manufacturing Corporation*

CMC – *Canadian Microelectronics Corporation*

Lista de Símbolos

A_{PN}	Área da junção PN
A_{bclat}	Área da junção base-coletor lateral
A_{bcvert}	Área da junção base-coletor vertical
A_{be}	Área da junção base-emissor
A_{fundo}	Área de fundo da junção PN
$A_{lateral}$	Área lateral da junção PN
E_C	Nível de energia na banda de condução
E_D	Nível de energia introduzido por impurezas doadoras na banda proibida
E_A	Nível de energia introduzido por impurezas aceitadoras na banda proibida
E_V	Nível de energia na banda de valência
τ_0	Tempo de vida médio
λ	Comprimento de onda
α	Coefficiente de Absorção
φ	Potencial interno da junção PN
μ	Mobilidade
Ψ_S	Potencial de superfície na região de canal
ε_s	Permissividade do silício
β	Ganho de corrente do transistor bipolar de junção
β_{lat}	Ganho de corrente do transistor bipolar de junção lateral
β_F	Ganho de corrente total do transistor de coletor duplo
C	Capacitância
C'_{ox}	Capacitância do óxido de porta por unidade de área
C_{BC}	Capacitância da junção base-coletor
C_{BE}	Capacitância da junção base-emissor
C_{SB}	Capacitância da junção fonte-corpo
C_{DB}	Capacitância da junção dreno-corpo
C_{fd}	Capacitância do fotodiodo
C_{fd0}	Capacitância inicial do fotodiodo
$C(V_{fd})$	Capacitância do fotodiodo em função da tensão
Φ_0	Fluxo de fótons por unidade de área
Φ_S	Potencial de superfície na região de operação em inversão forte
Φ_F	Potencial de Fermi
D_p	Constante de difusão das lacunas
f	Frequência
G_L	Taxa de geração de óptica de portadores
g_m	Transcondutância
g_{mp}	Transcondutância do transistor do par diferencial
I_E	Corrente de emissor
I_{fd}	Corrente elétrica do fotodiodo
I_{ft}	Fotocorrente primária

I_{fta}	Fotocorrente amplificada
I_{filat}	Fotocorrente lateral
I_{fivert}	Fotocorrente vertical
I_{ftg}	Fotocorrente gerada na região de carga espacial abaixo do canal do MOSFET
I_{ftgc}	Fotocorrente total primária gerada no transistor bipolar lateral controlado por porta
I_{ftbe}	Fotocorrente na junção base-emissor
I_{ftbc}	Fotocorrente na junção base-coletor
I_{esc}	Corrente de escuro
$I_{esc\,lat}$	Corrente de escuro gerada na junção base-coletor lateral
$I_{esc\,vert}$	Corrente de escuro gerada na junção base-coletor vertical
I_{escgc}	Corrente de escuro total primária gerada no transistor bipolar lateral controlado por porta
I_{ceo}	Corrente coletor-emissor com terminal base em aberto
I_{cbo}	Corrente coletor-base com terminal coletor em aberto
I_{BE}	Corrente da junção base-emissor
I_{SBE}	Corrente de saturação reversa da junção base-emissor
I_L	Irradiância
I_D	Corrente de dreno
I_S	Corrente de fonte
I_C	Corrente de coletor
$I_{D\,forte}$	Corrente de dreno do MOSFET operando na região de inversão forte
$I_{D\,fraca}$	Corrente de dreno do MOSFET operando na região de inversão fraca
$I_{D\,forte\,esc}$	Corrente de dreno no escuro do MOSFET operando na região de inversão forte
$I_{D\,fraca\,esc}$	Corrente de dreno no escuro do MOSFET operando na região de inversão fraca
$I_{D\,ft}$	Fotocorrente de dreno do MOSFET
$I_{D\,esc}$	Corrente de dreno no escuro do MOSFET
I_{Clat}	Corrente de coletor do transistor bipolar lateral
I_E	Corrente de emissor
$I_{E\,lat}$	Corrente de emissor do transistor bipolar lateral
$I_{E\,vert}$	Corrente de emissor do transistor bipolar vertical
I_{CC}	Corrente de elétrons injetados na base e capturados pela junção base-coletor
$I_{CC\,lat}$	Corrente de elétrons injetados na base e capturados pela junção base-coletor lateral
$I_{CC\,vert}$	Corrente de elétrons injetados na base e capturados pela junção base-coletor vertical
I_{ftgc}	Fotocorrente primária total do transistor Bipolar Lateral controlado por Porta
I_{escgc}	Corrente de escuro total do transistor Bipolar Lateral controlado por Porta
J_{fd}	Densidade de corrente no fotodiodo
J_{ft}	Densidade de fotocorrente
J_{esc}	Densidade de corrente de escuro
$J_{filateral}$	Densidade de fotocorrente lateral
$J_{fifundo}$	Densidade de fotocorrente vertical (fundo)
J_{PN}	Densidade
k	Constante de Boltzmann
k_1	Constante de proporção $I_{C\,vert}/I_{C\,lat}$
L_p	Comprimento de difusão das lacunas
m	Coefficiente característico do perfil da junção
m_{esc}	Inclinação da queda de tensão do fotodiodo no escuro
m_{rp}	Inclinação da tensão de referência do tipo rampa

n_i	Concentração intrínseca
n_L	Número de linhas da matriz de pixels
n_C	Número de colunas
n_j	Fator de idealidade da junção base-emissor
n_m	Derivada do potencial de superfície em relação a tensão porta-corpo
N_a	Concentração de portadores na região de corpo do MOSFET
P_L	Potência luminosa incidente
Per_{PN}	Perímetro da junção PN
Per_{bclat}	Perímetro da junção base-coletor lateral
Per_{bcvert}	Perímetro da junção base-coletor vertical
q	Carga elementar do elétron
r_o	Resistência de saída do transistor
r_{op}	Resistência de saída do transistor do par diferencial
R	Índice de reflectividade de superfície
\mathcal{R}	Responsividade
\mathcal{R}_a	Responsividade amplificada
S	Sensibilidade luminosa do fotodiodo
t	Tempo
$\overline{t_{dn}}$	Valor eficaz do ruído temporal no tempo de descarga
t_{porta}	Espessura do polysilício de porta somado à espessura do óxido de porta
t_d	Tempo de descarga do fotodiodo
t_{dct}	Tempo de descarga do fotodiodo utilizando tensão de referência constante
t_{drp}	Tempo de descarga do fotodiodo utilizando tensão de referência em rampa
t_{reset}	Duração da operação de inicialização do fotodiodo
T	Temperatura
T_{int}	Tempo de integração
T_m	Tempo necessário para leitura do sinal da matriz
T_s	Instante de amostragem (comparação)
T_{mux}	Tempo de operação do circuito multiplexador
T_{clk_cmp}	Tempo de operação do circuito comparador
T_{sr}	Tempo de operação do registrador de deslocamento
T_{mem}	Tempo de operação do circuito de memória
ΔT_s	Intervalo de tempo entre amostragens sucessivas
V_{dd}	Tensão de alimentação
V_{ref}	Tensão de referência
V_{refct}	Tensão de referência constante
V_{refrp}	Tensão de referência do tipo rampa
V_{reset}	Tensão inicial
V_{fd}	Tensão do fotodiodo
V_{cmp}	Tensão na saída do circuito comparador
V_{offset}	Tensão de offset do circuito comparador
V_{rev}	Tensão reversa
V_{out}	Tensão de saída
V_T	Tensão térmica
V_{thn}	Tensão de limiar do transistor NMOS
V_{i0}	Tensão de limiar extrapolada do transistor NMOS

V_{BE}	Tensão base-emissor
V_{BS}	Tensão corpo-fonte
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
V_{GS}	Tensão porta-fonte
V_{GE}	Tensão porta-emissor
V_{GB}	Tensão porta-base
V_{max}	Tensão máxima
$\overline{V_n^2}$	Valor médio quadrático do ruído de tensão
V_n	Valor eficaz do ruído de tensão
W_{PN}	Largura da região de depleção de uma junção PN
W_{BCvert}	Largura da região de depleção de uma junção base-coletor vertical
w_B	Largura da região de carga espacial abaixo do canal do MOSFET
w_{BD}	Largura da região de carga espacial abaixo do canal no terminal dreno
x_j	Profundidade da junção

Trabalhos afins publicados pelo autor

1. Faramarzpour, N.; Deen, M. Jamal; Shirani, S.; Fang, Q.; Liu, L. W. C.; Campos, F. S.; Swart, J. W.. CMOS-Based Active Pixel for Low-Light-Level Detection: Analysis and Measurements. IEEE Transactions on Electron Devices, 54(12): 3229-3237, Dezembro de 2007.
2. Campos, F. S.; Marinov, O.; Faramarzpour, N; Saffih, F.; Deen, M. J.; Swart, J. W.. A Multisampling Time-Domain CMOS Imager with Synchronous Readout Circuit. Anais do 20th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design 2007 (SBCCI 2007). Páginas: 53:58. Setembro de 2007. Rio de Janeiro, RJ, Brasil. (Trabalho premiado com o “2006-2007 Outstanding Student Paper Award, Electron Devices Society Region 9 – IEEE”).
3. Braga, L. H.; Domingues, S.; Rocha, M. F.; Sá, L. B.; Campos, F. S.; Santos, F. V.; Mesquita, A. C.; Silva, M. V.; Swart, J. W.. Layout Techniques for Radiation Hardening of Standard CMOS Active Pixel Sensors. 20th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design 2007 (SBCCI 2007). Páginas: 257:262. Setembro de 2007. Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
4. CAMPOS, Fernando de Souza, Ognian Marinov, Naser Faramarzpour, Fayçal Saffih, M. Jamal Deen, Jacobus W. Swart. A multisampling time-domain CMOS imager with synchronous readout circuit. Analog Integrated Circuits and Signal Processing. , v.57, p.151 - 159, 2008.
5. Braga, L. H. C.; Domingues, S.; Rocha, M. F.; Sá, L. B.; Campos, F. S.; Santos, F. V.; Mesquita, A. C.; Silva, M. V.; Swart, J. W.. Layout techniques for radiation hardening of standard CMOS active pixel sensors. Analog Integrated Circuits and Signal Processing. , v.57, p.129 - 139, 2008.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Sistemas de imagens têm um amplo campo de aplicações em robótica, inspeção industrial, multimídia, segurança, biomedicina, telecomunicações e aplicações aeroespaciais. Sensores de imagem *charge-coupled device* (CCD) e o sensor de imagem CMOS são os principais tipos de sensores produzidos. Sensores de imagem CCDs são fabricados em processo dedicado otimizado para maximizar o desempenho do fotodetector. Sensores do tipo CMOS são fabricados em tecnologia CMOS padrão, entretanto o processo padrão CMOS é direcionado para otimizar o desempenho dos transistores e como consequência, os sensores CMOS apresentam em geral desempenho inferior aos sensores CCDs. De forma geral, sensores de imagem CCDs têm melhor desempenho, entretanto, apresentam algumas desvantagens como: (i) tensão elevada de operação, (ii) maior consumo, (iii) dificuldade de integração com circuitos de processamento e (iv) leitura externa serial. Sensores de imagem CMOS oferecem como vantagens, em relação aos sensores CCDs, alta capacidade de integração, menor consumo, acesso direto e individual ao sinal de cada pixel. A crescente demanda por sistemas de imagem com nível de integração cada vez maior e menor consumo torna relevante e particularmente atraente o estudo e desenvolvimento de sistemas de imagem CMOS [21,20].

O avanço tecnológico do processo de fabricação CMOS tem estabelecido diferentes desafios no desenvolvimento de sensores CMOS de melhor desempenho. A redução da responsividade dos sensores devido à diminuição da profundidade das junções, aumento dos níveis de dopagem e a redução da tensão de alimentação constituem os principais desafios a serem vencidos [4]. A baixa responsividade dos fotodiodos convencionais tem motivado o estudo e desenvolvimento de diferentes sensores CMOS que apresentem maior responsividade como, por exemplo, o fotodiodo avalanche e o fototransistor bipolar [8,13]. Embora o fotodiodo avalanche apresente maior responsividade do que os fotodiodos convencionais, ganhos significativos da ordem de 500 requer tensão de operação seis vezes maior do que a tensão de operação nominal elevando assim o consumo [4]. Fototransistores bipolares compatíveis com

processos padrão CMOS são caracterizados por apresentarem ganhos típicos menores do que 150 e podem ser considerados relativamente baixos. Em [17,18], uma nova concepção dos fototransistores do tipo MOS e Bipolar são apresentados como fotodetector de alto ganho e responsividade elevada. Os fototransistores propostos em [17,18] consistem numa configuração particular do transistor denominado “transistor bipolar controlado por porta” (GC-LBJT) no qual o dispositivo opera como fotodetector de três terminais. Embora tenha sido demonstrado em [17,18] que o GC-LBJT operando como fotodetector de 3 terminais apresenta ganhos da ordem de 10^{+6} , a estrutura proposta corresponde a um caso particular de operação do GC-LBJT, concebido originalmente em [57] como dispositivo de 4 terminais.

Circuitos de processamento de sinal integrados ao sensor de imagem CMOS também têm contribuído significativamente na melhora do desempenho dos sistemas de imagem CMOS. Podem-se ser citados como exemplos de contribuição dos circuitos de processamento, o aumento da relação sinal-ruído (SNR), a redução do nível de ruído de padrão fixo (*fixed-pattern noise* - FPN) e o aumento da faixa dinâmica [20,21,32]. Normalmente, os circuitos propostos são dedicados à melhora de uma única característica dentre as diferentes figuras de mérito. Estudos recentes sobre sistemas de imagem com elevada faixa dinâmica têm demonstrado que tais sistemas também propiciam melhora na relação sinal-ruído tornando-os particularmente atrativos. Diferentes arquiteturas de sistemas CMOS com elevada faixa dinâmica (>100dB) foram propostos [44-56]. Uma das abordagens de maior sucesso é o método de múltiplas capturas, que permite obter imagem com faixa dinâmica elevada compondo várias imagens capturadas em curtos intervalos de tempo [44,45]. Este método requer sistemas de imagem que operem com altas taxas de quadros por segundo e, por isso, sua arquitetura consiste na integração de um conversor A/D e memória por pixel, conhecida como pixel digital (*digital pixel sensor* - DPS). Apesar do processamento paralelo de alta velocidade propiciado por esta arquitetura (10.000 quadros/s), o grande número de transistores integrados ao pixel resulta em pixels de dimensões relativamente grandes (50 μ m x 50 μ m) e baixo fator de preenchimento (<20%). O baixo fator de preenchimento reflete na redução da eficiência quântica global. Outra abordagem de destaque é a operação no domínio do tempo; sistemas de imagem operando no domínio do tempo têm como vantagem a simplicidade de operação na obtenção de imagens com elevada faixa dinâmica [54-56]. A operação no domínio do tempo consiste em relacionar o tempo de descarga do fotodiodo com a irradiância. Em relação aos sistemas do tipo DPS, os sistemas de imagem no domínio do

tempo oferecem como vantagem a captura de uma única imagem codificada e com elevada faixa dinâmica não necessitando de pós-processamento. Além disso, o tempo de descarga do sensor é obtido comparando-se a tensão do sensor com uma tensão de referência usualmente constante e, por isso, é particularmente atraente frente à redução da tensão de alimentação com o avanço da tecnologia CMOS. Entretanto, os sistemas de imagem no domínio do tempo também apresentam como desvantagem baixo fator de preenchimento.

Baseando-se no fato de que a evolução da tecnologia dos sistemas de imagem CMOS depende do desenvolvimento de novos sensores, novas arquiteturas e novas técnicas de processamento, propõe-se nesta tese o estudo de um novo sensor CMOS com alta responsividade e um sistema de imagem CMOS no domínio do tempo utilizando uma nova técnica de acondicionamento do sinal. Mais especificamente, propõe-se a utilização do “Transistor Bipolar Controlado por Porta” (*gated-controlled bipolar transistor* – GC-LBJT) operando como sensor de imagem de alta responsividade e o desenvolvimento de um sistema de imagem multi-amostrado no domínio do tempo com elevada faixa dinâmica. Nesta tese, o GC-LBJT é investigado como fototransistor de 4 terminais.

1.2 Contribuição da Tese

A contribuição da tese pode ser dividida entre o estudo de um novo sensor de alta responsividade e o desenvolvimento e análise de um novo sistema de imagem CMOS no domínio do tempo.

As contribuições específicas do estudo apresentado sobre o fotodetector GC-LBJT de alta responsividade podem ser estabelecidas como:

- ❖ Estudo do primeiro fotodetector CMOS de 4 terminais com responsividade controlada. O dispositivo apresenta fotoresposta com diferentes características que pode ser definida de acordo com a polarização;
- ❖ Análise matemática do princípio de funcionamento e da fotoresposta do dispositivo permitindo análise e projeto do fotodetector; e
- ❖ Desenvolvimento de um circuito equivalente CC para o GC-LBJT para fins de modelagem e simulação.

As contribuições específicas do desenvolvimento do sistema de imagem multi-amostrado no domínio do tempo são:

- ❖ Apresentação de um novo sistema CMOS no domínio do tempo com elevada faixa dinâmica no qual o número de bits na codificação da imagem não afeta o fator de preenchimento;
- ❖ Análise da influência da não-linearidade do sinal de tensão do fotodiodo na fotoresposta;
- ❖ Primeira análise matemática da influência do ruído de padrão fixo e do ruído temporal na fotoresposta de sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo; e
- ❖ Apresentação dos primeiros resultados experimentais do ruído temporal em sistemas de imagem no domínio do tempo.

1.3 Organização da Tese

A tese está organizada em 6 capítulos incluindo este primeiro capítulo introdutório. O restante da tese está organizado da seguinte forma:

Capítulo 2 realiza-se uma breve revisão dos fundamentos da fotodeteção seguido da apresentação dos principais tipos de fotodetectores CMOS, figuras de mérito, conceitos básicos e arquiteturas típicas de sistemas de imagem CMOS.

No Capítulo 3 apresenta-se o estudo e análise do fototransistor de alta responsividade GC-LBJT

No Capítulo 4 apresenta-se o estudo e análise do sistema de imagem CMOS multi-amostrado no domínio do tempo.

No Capítulo 5 descrevem-se as condições de teste e caracterização e apresentam-se os resultados de medidas e caracterização do fototransistor (seção 5.2) e do sistema de imagem no domínio do tempo (seção 5.3).

No Capítulo 6 são apresentadas conclusões.

Capítulo 2

Conceitos básicos sobre sistemas de imagem CMOS

2.1 Conceitos Básicos sobre Fotogeração e Absorção Óptica

Fotogeração é a geração de portadores em um semiconductor como resultado da incidência de fótons. Os fótons incidentes no semiconductor colidem com elétrons das camadas eletrônicas do átomo fornecendo energia aos mesmos e diversos mecanismos de interação podem ocorrer [1]. A energia (E) de um fóton é inversamente proporcional ao seu comprimento de onda (λ) e pode ser determinada através da expressão $E=hc/\lambda$, onde h é a constante de Planck e c é a velocidade da luz. Dependendo do nível de energia recebida do fóton, um elétron da banda de valência (E_V) pode ou não mudar para a banda de condução (E_C) ou para níveis de energia intermediários, E_A ou E_D , introduzidos pelos elementos dopantes aceitador ou doador. Transições extrínsecas ($E_V \rightarrow E_A$ ou $E_V \rightarrow E_D$) resultam na geração de um único portador enquanto transições intrínsecas ($E_V \rightarrow E_C$) resultam na geração de um par de portadores elétron-lacuna.

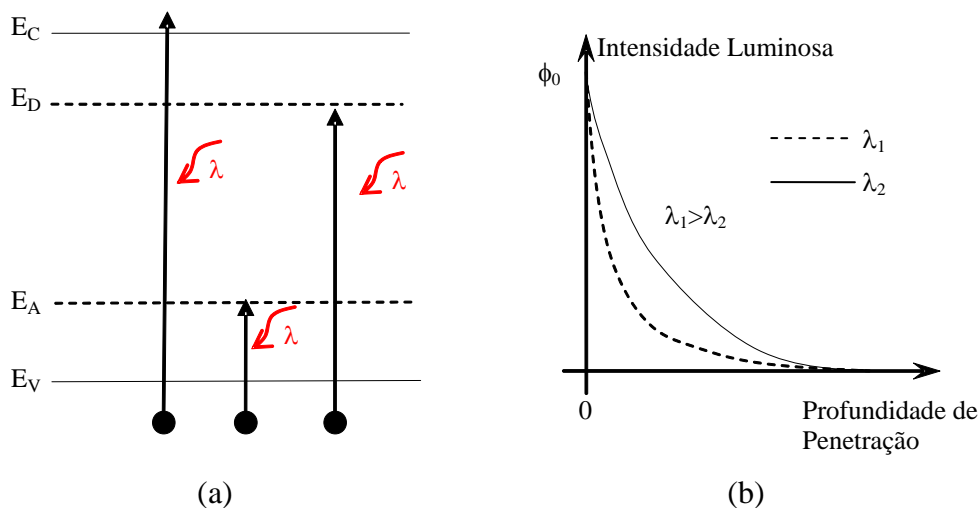


Figura 2.1: (a) Fotogeração e níveis de energia (b) Intensidade do fluxo de fóton versus profundidade de penetração (Adaptado de [2]).

A intensidade do fluxo de fótons que incide na superfície diminui na medida em que o feixe penetra no material (Figura 2.1b) devido ao processo de absorção de fótons. Segundo Neamen em [1] a intensidade do fluxo de fótons decresce exponencialmente com a profundidade de penetração medida em relação à superfície de acordo com a equação

$$\Phi(x, \lambda) = \Phi_0 \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot x} \quad (2.1)$$

onde Φ_0 é o valor da intensidade no fluxo de fótons incidente na superfície, $\alpha(\lambda)$ é o coeficiente de absorção do semiconductor para fótons com comprimento de onda λ , e x é a profundidade de penetração medida em relação à superfície.

O coeficiente de absorção é uma característica do material do semiconductor e depende do comprimento de onda do fóton. De forma geral, fótons de maior energia (menor comprimento de onda) são absorvidos mais próximos à superfície do semiconductor. Fótons de menor energia (maior comprimento de onda) são absorvidos em regiões mais distantes da superfície do semiconductor. Segundo Neamen em [1], assumindo que cada fóton incidente resulte na geração de um par elétron livre-lacuna, a taxa de geração de portadores em função da distância x da superfície é dada por:

$$G_L(\lambda, x) = \alpha(\lambda) \cdot \Phi_0 \cdot [1 - R(\lambda)] \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot x} \quad (2.2)$$

onde $G_L(\lambda, x)$ é a taxa de geração de portadores, $R(\lambda)$ é o coeficiente de reflexão.

Nem todo fóton incidente é absorvido num material semiconductor devido à reflexão na superfície e a absorção que ocorre no interior das camadas dielétricas superiores. A figura de mérito denominada eficiência quântica (η) pode ser estabelecida como sendo a razão entre o número total de portadores gerados e o número de fótons incidentes por unidade de tempo [2]. Segundo Sze em [2], num semiconductor em regime permanente de comprimento L , largura W e espessura D , no qual a espessura D é muito maior do que a profundidade de penetração ($1/\alpha$), a eficiência quântica pode ser escrita como:

$$\eta = \frac{G_L \cdot W \cdot L \cdot D}{(P_{op} / h \cdot \nu)} \quad (2.3)$$

onde P_{op} é a potência óptica incidente, $v=c/\lambda$ é a velocidade de propagação do fóton e (P_{op}/hv) corresponde ao número de fótons incidentes por unidade de tempo. Atualmente, alguns processos de fabricação trazem como opção a inclusão de uma ou mais camadas de material anti-reflexivo na superfície para aumentar a eficiência quântica.

Os portadores fotogerados são usualmente coletados pela ação de um campo elétrico aplicado ao semicondutor. O fluxo de fótons incidente (intensidade luminosa) é detectado pelo aumento da corrente no semicondutor devido ao excesso de portadores fotogerados (fotogeração). Ao aplicar um campo elétrico a um semicondutor sob a ação de um fluxo de fótons, tanto os portadores gerados termicamente quanto os portadores fotogerados contribuem com portadores que compõem a corrente elétrica de deriva total (I). Sendo assim, a corrente de deriva do semicondutor pode ser escrita como a soma de duas parcelas denominadas usualmente de fotocorrente (I_{ft}) e corrente de escuro (I_{esc}) conforme mostra a equação (2.4). A fotocorrente é a parcela da corrente devido ao deslocamento dos portadores gerados por fotogeração (I_{ft}). A parcela da corrente no semicondutor devido aos portadores gerados termicamente é denominada corrente de escuro (I_{esc}).

$$I = I_{ft} + I_{esc} \quad (2.4)$$

A responsividade (\mathfrak{R}) é um dos principais parâmetros utilizados na caracterização de fotodetectores [2]. Segundo [2], a responsividade (\mathfrak{R}), medida usualmente em A/W, é definida como a razão entre a fotocorrente e a potência óptica incidente no semicondutor e cuja equação é estabelecida como sendo:

$$\mathfrak{R} = \frac{I_{ft}}{P_{op}} = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot v} \quad (2.5)$$

onde q é a carga elementar do elétron e o produto hv corresponde à energia do fóton incidente.

2.2 Fotodetectores

2.2.1 Fotodiodos

A Figura 2.2 ilustra efeito da fotogeração na concentração de portadores minoritários em uma junção PN (fotodiodo). Os portadores gerados dentro da região de depleção sofrem ação do campo elétrico interno resultando no aumento da densidade de corrente de deriva. A fotogeração também contribui para o aumento da densidade de corrente de difusão devido ao aumento de portadores (δp_n e δn_p) na região quase-neutra do fotodiodo. A fotocorrente torna-se detectável quando assume valores maiores do que o valor da corrente de escuro ($I_{ft} > I_{esc}$).

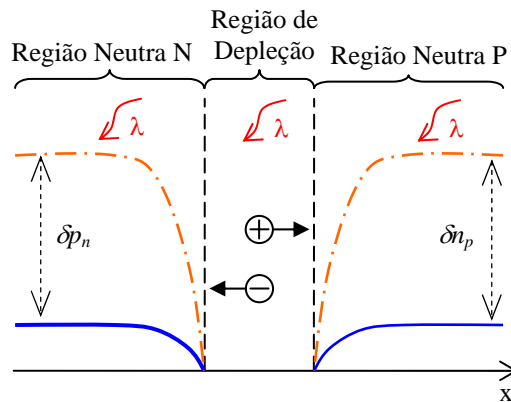


Figura 2.2: Fotogeração e concentração de portadores minoritários em uma junção PN (adaptado de [1]).

Assumindo campo elétrico nulo nas regiões neutras, taxa de geração uniforme de excesso de portadores ao longo de toda a estrutura, diodo longo e operação em regime permanente; Neamen demonstra em [1] que a densidade de fotocorrente (J_{ft}) em um fotodiodo polarizado reversamente é dada por:

$$J_{ft} = q \cdot G_L \cdot W_{PN} + (L_n + L_p) \cdot G_L \quad (2.6)$$

onde W_{PN} é a largura da região de depleção, L_p é o comprimento de difusão das lacunas e L_n é o comprimento de difusão dos elétrons-livres. Nota-se na equação (2.6) que a fotocorrente em um fotodiodo reversamente polarizado pode ser vista como a soma de duas parcelas determinadas por parâmetros distintos. A primeira parcela da equação (2.6) corresponde à fotocorrente de deriva

proporcional à largura da região de depleção e originada no interior da região de depleção. A segunda parcela da equação (2.6) corresponde à fotocorrente de difusão originada pela fotogeração na região quase-neutra da junção PN, dependente do comprimento de difusão dos portadores.

Fotodiodos são comumente polarizados reversamente com o objetivo de aumentar o valor da fotocorrente por meio do aumento da largura da região de depleção. Considerando um fotodiodo polarizado reversamente, a corrente de escuro do fotodiodo corresponde à corrente reversa do diodo. A corrente reversa total em uma junção reversamente polarizada é formada pela soma de duas componentes, a corrente de saturação reversa ideal e a corrente de geração [1]. Desta forma, a equação de escuro de um fotodiodo reversamente polarizado corresponde é dada equação básica da corrente reversa em um diodo definida por Neamen em [1] como:

$$J_{esc} = \left[\frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} \right] + \frac{qn_i W_{PN}}{2\tau_0} \quad (2.7)$$

onde D_p e D_n são as constantes de difusão das lacunas e dos elétrons-livres respectivamente, n_i é a concentração intrínseca do semiconductor, p_{n0} é a concentração de portadores minoritários lacunas no lado N em equilíbrio térmico, n_{p0} é a concentração de portadores minoritários elétrons no lado P em equilíbrio térmico e, τ_0 é definido como o tempo de vida médio entre o tempo de vida das lacunas e o tempo de vida dos elétrons-livres. Na equação (2.7), a primeira parcela corresponde à densidade de corrente de saturação reversa enquanto que a segunda parcela, dependente da largura da região de depleção, corresponde à densidade de corrente de geração originada dentro da região de depleção. A densidade de corrente no fotodiodo polarizado reversamente por ser escrita então definida como sendo

$$J_{fd} = J_{ft} + J_{esc} \quad (2.8)$$

onde J_{ft} é a densidade de fotocorrente e J_{esc} é a densidade de corrente de escuro.

Diferentes tipos de junções que podem ser utilizadas como fotodiodo. A Figura 2.3 mostra os três tipos básicos de junções de um processo CMOS Nwell padrão: p⁺/Nwell, n⁺/Psub e Nwell/Psub. Outros tipos de junções como, por exemplo, a junção n⁺/Pwell pode ser obtida em processos de fabricação de poços gêmeos.

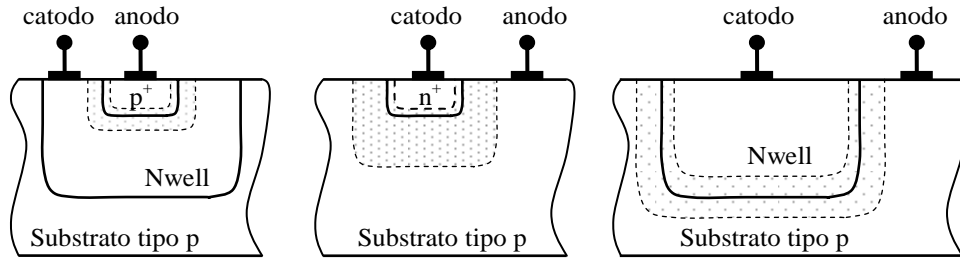


Figura 2.3: Tipos básicos de fotodiodos em tecnologia CMOS: $p^+/Nwell$, $n^+/psub$, $Nwell/psub$.

A responsividade espectral de cada tipo de junção depende da profundidade e do volume de sua região de depleção (equações (2.2) e (2.6)). As regiões laterais e do fundo da região de depleção apresentam disposição e larguras diferentes conforme mostra a Figura 2.3. Portanto, a fotocorrente lateral e a fotocorrente vertical da junção apresentam responsividade espectral diferentes e a composição de ambas determina a responsividade espectral da junção. A geometria do fotodiodo pode ser definida a fim de alterar a predominância relativa entre a resposta espectral lateral e vertical da região de depleção. Shcherback et al apresentam [3] um estudo detalhado da fotoresposta de fotodiodos em função do seu formato levando em consideração a influência da região lateral (perímetro). Fotodiodos cuja fotocorrente lateral predomina sobre a fotocorrente vertical são usualmente denominados fotodiodo lateral. A Figura 2.4 mostra a ilustração da estrutura e layout do fotodiodo lateral $p^+/Nwell$ apresentado em [4].

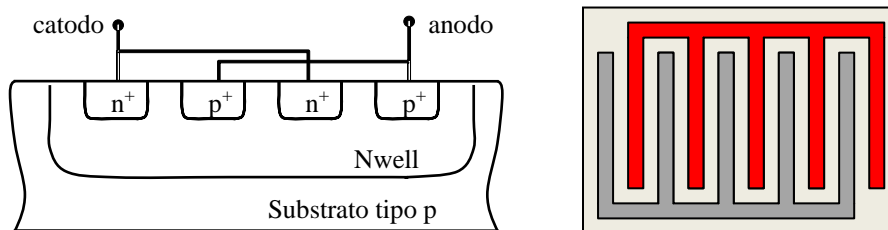


Figura 2.4: Fotodiodo lateral proposto em [4] (a) estrutura (b) layout

A fotoresposta dos fotodiodos convencionais não permite identificar o comprimento de onda (cor). Sistemas de imagem CMOS coloridos são usualmente produzidos pela ação de filtros coloridos obtidos por deposição de poliamida sobre matrizes de pixels monocromáticos [5]. Entretanto, é possível determinar a cor da intensidade luminosa compondo a fotocorrente de diferentes junções [4,6,7]. A Figura 2.5 mostra dois fotodetectores coloridos formado por três junções e duas junções. A profundidade e o volume de cada junção determinam a responsividade

máxima para diferentes comprimentos de onda e a relação entre as fotocorrente de cada junção permite determinar o comprimento de onda da luz incidente.

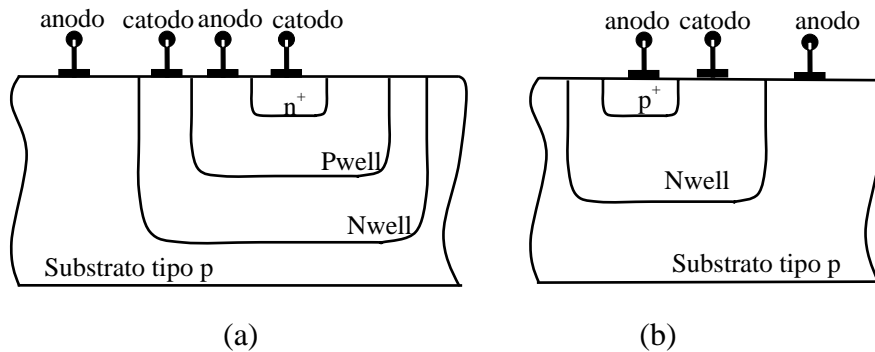


Figura 2.5: Fotodiodo formado por múltiplas junções (a) junção tripla (b) junção duplas.

O fotodiodo do tipo avalanche (APD) é outro fotodetector possível de ser fabricado em tecnologia CMOS padrão [4,8]. Comparado com os fotodiodos convencionais citados anteriormente, o fotodiodo do tipo avalanche é particularmente atraente por apresentar maior responsividade. A fabricação de APD requer o uso de anéis de proteção em torno da junção a fim de evitar que o máximo campo elétrico ocorra nas bordas da junção ocasionando o efeito de ruptura. O ganho de corrente propiciado pelo efeito multiplicativo avalanche é função da tensão reversa aplicada [1,2]. Tensão reversa elevada permite obter ganho e responsividade elevados. Entretanto, a tensão elevada necessária para obtenção de ganho elevado também resulta no aumento da corrente de escuro e do consumo.

O APD da Figura 2.6a tem o substrato como anodo restando o terminal de tensão mais elevada (catodo) como o único terminal possível para conexão com circuitos, dificultando sua integração. APDs isolados do substrato e que não possuem o problema mencionado acima, podem ser facilmente obtidos em processos de fabricação CMOS com poços gêmeos conforme ilustra a Figura 2.6b. Rochas et al. apresentam em [8] uma técnica para obtenção de APDs isolados do substrato em processo de fabricação CMOS de poço simples (Nwell) estendendo o uso do APD isolados a processos padrão CMOS de poço simples.

Yasaman et al apresentam em [4] um estudo comparativo da responsividade de diferentes fotodetectores fabricados na tecnologia 0,18 μ m de processo padrão CMOS. A Figura 2.7 mostra os resultados de medidas da responsividade dos diversos tipos de fotodiodos apresentado em [4]. Nota-se a relação linear entre fotocorrente e a potência óptica da luz incidente. Dentre os fotodiodos básicos de mesma área (20 μ m x20 μ m), observa-se que o

fotodiodo do tipo Nwell/Psub apresenta maior responsividade devido ao maior volume da região de depleção. Como esperado, o fotodiodo avalanche apresenta elevada responsividade, entretanto, como mencionado anteriormente, exige elevada tensão de operação. Fototransistores constituem uma alternativa ao APD como fotodetector com ganho e elevada responsividade.

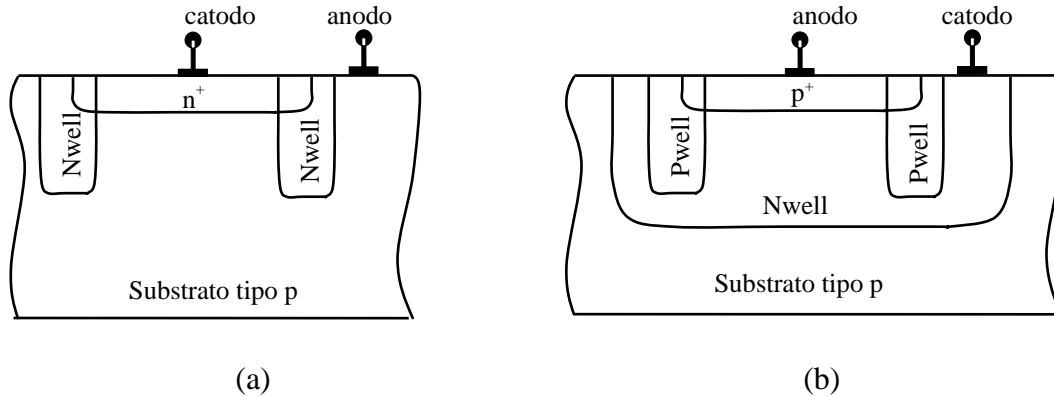


Figura 2.6: Estrutura básica de um fotodiodo do tipo avalanche (APD) (a) não isolado do substrato (b) isolado do substrato.

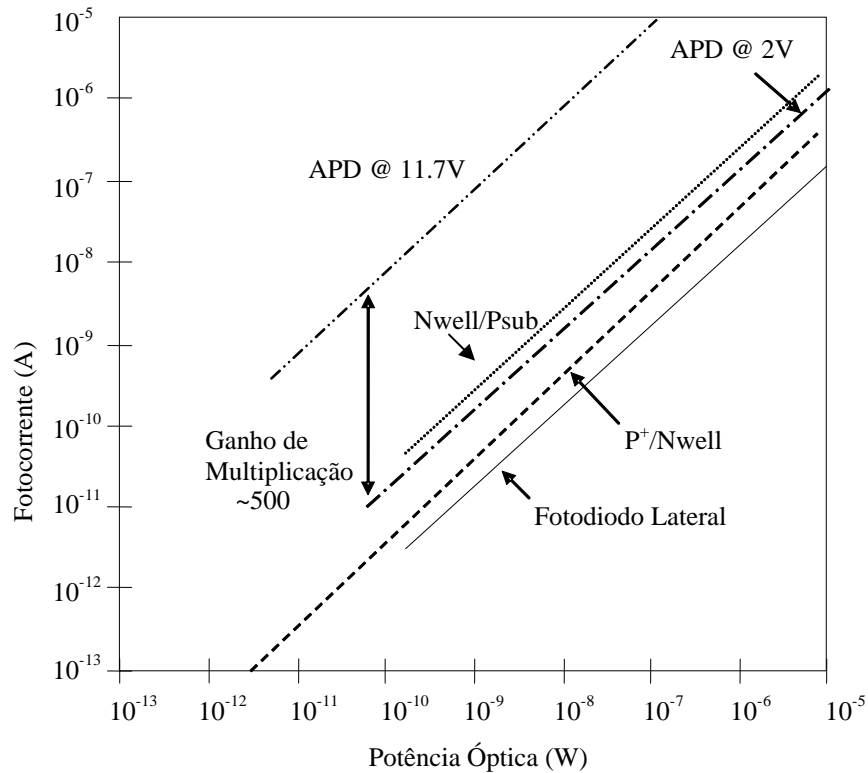


Figura 2.7: Fotoresposta de diferentes fotodiodos fabricados na tecnologia 0,18 do processo padrão CMOS adaptado de [4]

2.2.2 Fototransistores

Fototransistores são particularmente atraentes por oferecer responsividade amplificada devido ao ganho inerente ao seu funcionamento. Além do próprio transistor MOS, processos CMOS padrão oferecem a possibilidade de fabricação de transistores bipolares de junção (BJTs) [2]. O BJT é utilizado como fototransistor operando com o terminal base em aberto ou conectado em alta impedância [1]. A Figura 2.8 ilustra o diagrama de energia em um BJT NPN e os portadores fotogerados dentro da região de depleção. A fotogeração nas regiões quase-neutra será ignorada a fim de simplificar a breve descrição do princípio de funcionamento do fototransistor BJT. Os portadores fotogerados e portadores gerados termicamente dentro da região de depleção fluem para fora das regiões de depleção devido à ação do campo elétrico (corrente de deriva). As lacunas provenientes da região de depleção se acumulam na base devido ao terminal base ser flutuante, provocando assim o aumento de potencial da base. O aumento do potencial da base polariza diretamente a junção BE e como consequência provoca o aumento da corrente de difusão na junção BE. Enquanto a fotocorrente gerada nas regiões de depleção injetam lacunas na base, a corrente de junção BE “retira” lacunas da base se contrapondo ao acúmulo de cargas na base. O estado estacionário ocorre quando o potencial da base torna-se suficiente elevado para tornar nulo o balanço de cargas na base.

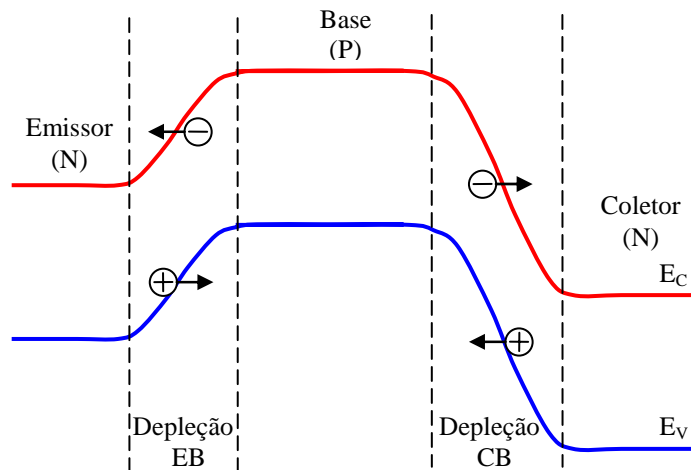


Figura 2.8: Diagrama de energia e coleta de fotoportadores em um Fototransistor BJT NPN.

A Figura 2.9 mostra o modelo elétrico do fototransistor BJT proposto em [10], no qual as fotocorrentes são representadas por duas fontes de correntes adicionadas ao símbolo do BJT. O modelo da Figura 2.9 evidencia que as fotocorrentes geradas nas junções atuam como a corrente de base convencional do dispositivo fluindo para dentro da base. As fotocorrentes geradas nas junções são amplificadas de mesma forma que com que a corrente de saturação reversa da junção BC com emissor aberto (I_{CBO}) é amplificada resultando na corrente coletor-emissor com terminal base em aberto (I_{CEO}) tal que $I_{CEO} = \beta \cdot I_{CBO}$. De acordo com Sze em [2], considerando $I_{ft} \gg I_{CBO}$, a corrente de emissor do fototransistor BJT é dada por:

$$I_{CEO} = (1 + \beta) \cdot I_{ft} \quad (2.9)$$

onde β é o ganho de corrente do BJT.

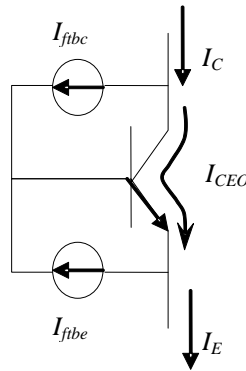


Figura 2.9: Modelo elétrico equivalente do fototransistor BJT NPN adaptado de [10].

A equação (2.9) mostra que a fotocorrente primária é amplificada por um fator $(1+\beta)$. Devido à natureza não linear do ganho de corrente (β) do BJT, a fotoresposta do fototransistor BJT é não linear e sensível à temperatura. Particularmente para intensidades luminosas mais baixas, a fotocorrente gerada na junção não é suficiente para polarizar o BJT na região em que o ganho de corrente é significativo. Apesar das dificuldades citadas acima alguns estudos sobre o fototransistor BJT podem ser encontrados na literatura direcionados para aplicações específicas nas quais o processamento analógico no modo corrente é mais adequado [11-15].

A Figura 2.10 ilustra a estrutura dos dois tipos de BJTs disponíveis em processo padrão CMOS: (i) BJT vertical e (ii) BJT lateral. O avanço tecnológico CMOS tem permitido obter

larguras de base cada vez menores beneficiando o ganho de corrente, mas, por outro lado também tem elevado os níveis de dopagem dificultando a obtenção de BJTs com ganho de corrente elevado. Devido ao fato do processo padrão CMOS ser direcionado para otimização da característica do transistor MOS, os BJTs fabricados em processo CMOS padrão apresentam ganho de corrente relativamente baixo. Como exemplo, pode-se citar os transistores BJTs lateral e vertical da tecnologia 0,35 μm do processo padrão CMOS da Austriamicrosystems cujos ganhos de corrente de corrente típicos são 140 e 5 respectivamente.

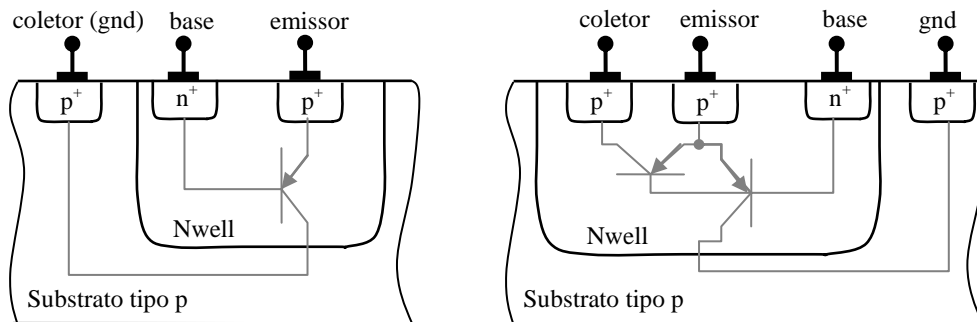


Figura 2.10: Estrutura de transistores BJT PNP fabricado em processo padrão CMOS (a) BJT vertical e (b) BJT lateral.

Sandage et al propuseram em [16] um PMOS operando como fototransistor BJT conhecido também na literatura como “photo-MOS” (Figura 2.11). A Figura 2.11 ilustra a estrutura quadrada ou retangular do “photo-MOS” proposto em [16] na qual se observa o emissor (p^+) circundado pela região da base (*Nwell*) que por sua vez é circundada pelo coletor (p^+). A região da base é definida pelo polisilício do terminal porta do transistor MOS. Segundo Sandage et al [16] o polisilício que define a base ajuda a controlar e reduzir a largura da base contribuindo para o aumento do ganho da estrutura proposta quando comparada com o BJT lateral convencional. O terminal porta é polarizado com o maior potencial (V_{dd}) definindo a operação da estrutura MOS na região de acumulação a fim de estabelecer a largura da base igual à largura do terminal porta [16]. Note que o terminal corpo do MOSFET coincide com o terminal base do BJT lateral e conseqüentemente o efeito da polarização da base descrito anteriormente coincide com a polarização do terminal corpo do MOSFET.

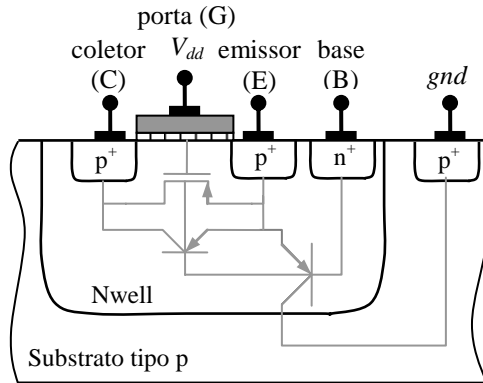


Figura 2.11: Estrutura do fototransistor MOSFET tipo P operando como BJT lateral com alta responsividade adaptado de [16].

O MOSFET pode operar como fototransistor com alta responsividade quando configurado na forma denominada “MOSFET de limiar dinâmico” (*dynamic threshold*) [17,18]. O MOSFET de limiar dinâmico é caracterizado por operar com o terminal corpo (B) conectado ao terminal porta (G) formando um único terminal. A Figura 2.12 ilustra o fotodetector MOSFET tipo P de limiar dinâmico proposto por Zhang et al em [17]. O fototransistor MOSFET de limiar dinâmico opera com o terminal porta-corpo (porta-base) em aberto (flutuante). O processo de polarização do terminal corpo (em aberto) pelas fotocorrentes geradas nas junções é o mesmo processo de polarização do terminal base do BJT descrito anteriormente. A redução do potencial do terminal corpo (flutuante) resulta no aumento da tensão V_{SG} e na redução da tensão de limiar devido à polarização direta da junção fonte-corpo. O processo de fotopolarização do MOSFET é responsável pelo aumento da corrente do dispositivo e constitui o princípio de amplificação deste fototransistor. Entretanto, o trabalho apresentado em [17] não menciona nem analisa a influência dos transistores BJTs parasitas. A fotoresposta reportada de tal dispositivo é não linear e apresenta ganho de corrente de 280 aproximadamente.

Kook et al propuseram em [18] um fototransistor MOSFET tipo N de limiar dinâmico com fotoresposta não-linear e com ganho de 53.000 aproximadamente. O dispositivo foi analisado como um fototransistor BJT negligenciando a contribuição do MOSFET. Para obter maior responsividade considerou-se na análise a corrente de emissor como a corrente de saída do dispositivo, pois é resultante da soma das correntes do BJT lateral e vertical. Um detalhe importante e que deve ser ressaltado é o circuito equivalente do fototransistor proposto conforme mostra a Figura 2.13.

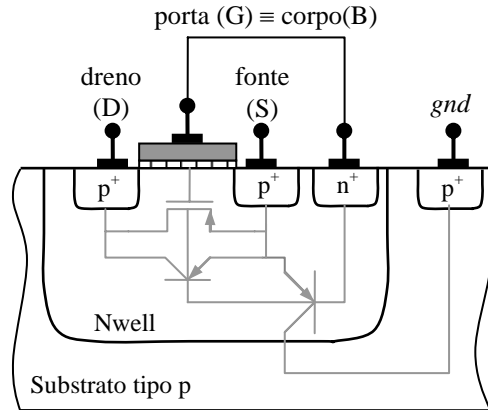


Figura 2.12: Estrutura do fototransistor MOSFET tipo P configurado para operação com tensão de limiar dinâmica adaptada de [17].

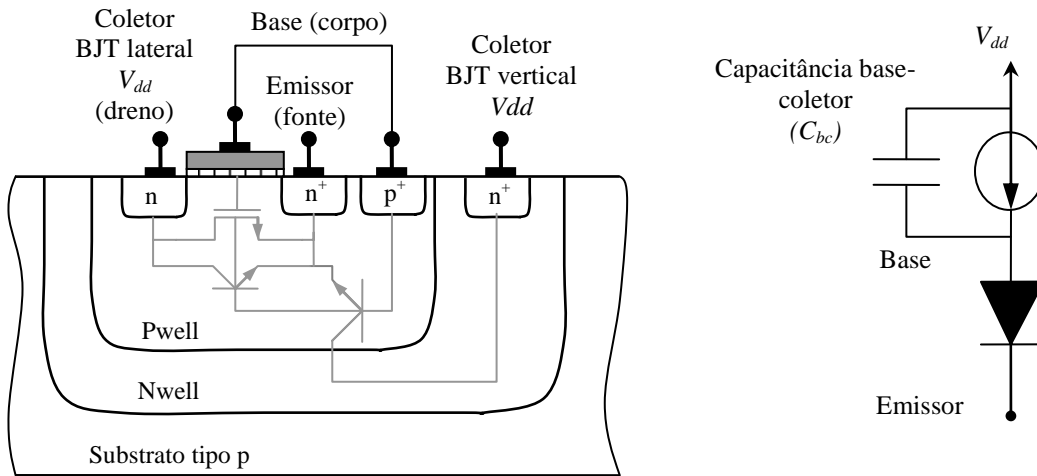


Figura 2.13: Estrutura do fototransistor bipolar NPN proposto por Kook et al em [18].

2.3 Fotodetector operando nos modos de integração e não-integração

A operação dos fotodetectores pode ser classificada em dois modos básicos: modo de não-integração e modo integração. A operação no modo de não-integração consiste na leitura da fotocorrente do fotodiodo e, por isso, também é comumente denominado modo corrente. Assumindo intensidade luminosa constante, a fotocorrente nos fotodiodos convencionais é constante e dada por:

$$I_{ft} = \mathfrak{R} \cdot P_{op} = I_{fd} - I_{esc} \quad (2.10)$$

onde \mathfrak{R} é a responsividade medida em A/W.

Algumas vantagens da operação no modo corrente são: operação com tensão reduzida, maior faixa dinâmica e maior velocidade de operação. A redução da tensão de alimentação com o escalamento da tecnologia torna atraente o uso de circuitos no modo corrente. Entretanto, os baixos valores de responsividade dos fotodiodos dificultam sua aplicação. Valores significativos de fotocorrente podem ser obtidos ao custo de fotodiodos de grandes dimensões. Como desvantagens da operação no modo corrente podem ser citadas o maior consumo e a maior capacitância resultantes do uso de fotodiodos de grandes dimensões.

O modo de integração é caracterizado pela utilização do fotodiodo polarizado reversamente operando como um capacitor que, estando inicialmente carregado, é descarregado pela corrente do fotodiodo. A Figura 2.14a mostra o circuito equivalente básico do pixel convencional formado por um fotodiodo e um transistor que opera como chave. A operação do fotodiodo no modo de integração apresenta duas etapas distintas (Figura 2.14b). A primeira etapa de operação, denominada *reset* do pixel, consiste na carga do fotodiodo com tensão reversa inicial (V_{reset}) através de um transistor denominado transistor de *reset* (chave). O valor da tensão inicial depende do tipo de transistor utilizado como chave. A utilização de transistores NMOS como chave limita a tensão inicial máxima igual à $V_{dd}-V_{thn}$, enquanto que a utilização de transistores tipo PMOS possibilita tensão inicial máxima igual à V_{dd} . A segunda etapa é denominada etapa de integração e se inicia com a abertura da chave (transistor de *reset*) colocando o fotodiodo em alta impedância. Em alta impedância a corrente total reversa ($I_{fd}=I_{ft}+I_{esc}$) descarrega o fotodiodo (capacitância C_{fd}). Durante o período de integração a tensão do fotodiodo é dada pela seguinte equação:

$$V_{fd} = V_{reset} - \int \frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd}(V_{fd})} dt \quad (2.11)$$

onde V_{fd} é a tensão do fotodiodo, V_{reset} é a tensão inicial do fotodiodo, C_{fd} é a capacitância do fotodiodo.

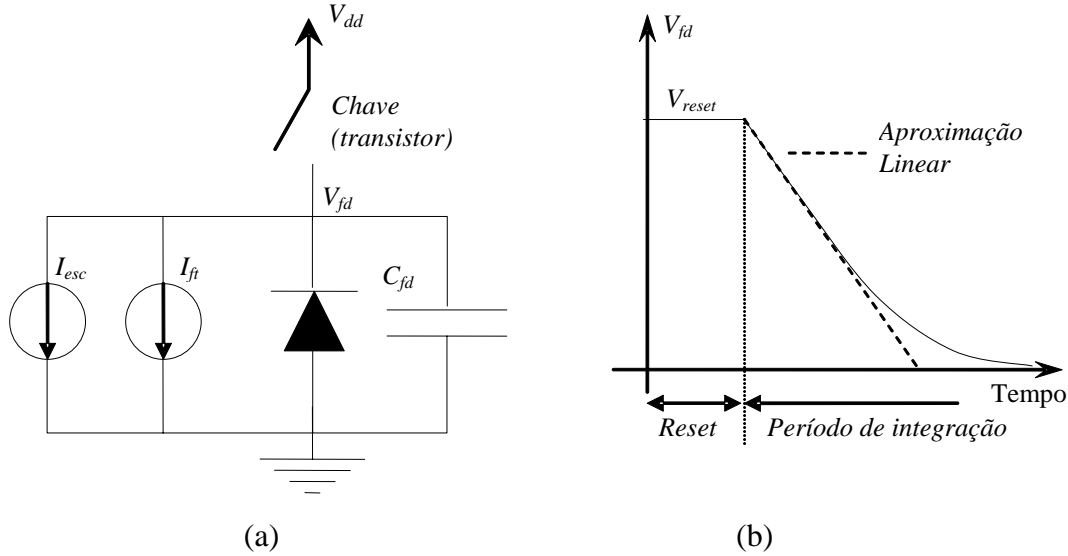


Figura 2.14: Fotodiodo operando no modo de integração (a) circuito equivalente (b) tensão no fotodiodo.

Apesar do comportamento não linear da tensão do fotodiodo operando no modo de integração, é usual na literatura realizar aproximação linear da tensão do fotodiodo durante o período de integração. A tensão do fotodiodo linearizada consiste em admitir constante a capacitância do fotodiodo. Considerando a fotocorrente e a corrente de escuro constante, a equação linearizada da tensão do fotodiodo obtida da equação (2.11) resulta em:

$$V_{fd} = V_{reset} - \frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd}} T_{int} \quad (2.12)$$

onde T_{int} é o período ou tempo de integração.

Note que a relação $(I_{ft} + I_{esc})/C_{fd}$ na equação (2.12) independe da área do fotodiodo, pois tanto as correntes quanto a capacitância são proporcionais à área. Logo, é possível projetar fotodiodos com área reduzida mantendo-se inalterada a fotoresposta característica da tensão do fotodiodo em função do tempo. Na literatura, o parâmetro mais usual utilizado para caracterizar o fotodiodo no modo de integração é o parâmetro denominado *sensitivity* (S), ou sensibilidade [19]. A sensibilidade (S) do fotodiodo no modo de integração é reportada na literatura como sendo a taxa da variação da tensão linearizada do fotodiodo em função da irradiância medida em $V/(\text{Lux}\cdot\text{s})$ [19]. A tensão do fotodiodo em função da sensibilidade pode ser obtida usando a equação (2.12) como sendo

$$V_{fd}(I_L) = V_{reset} - (S \cdot I_L + m_{esc}) \cdot t \quad (2.13)$$

onde S é a sensibilidade medida em $V/(s\text{-Lux})$, I_L é a irradiância em Lux e m_{esc} é a taxa de variação da tensão na ausência de luz devido à presença da corrente de escuro (I_{esc}). Assumindo ainda que $I_{ft} \gg I_{esc}$, a equação linearizada (2.13) pode ser simplificada como

$$V_{fd}(I_L) \approx V_{reset} - S \cdot I_L \cdot t \quad (2.14)$$

A equação (2.14) mostra que para $I_{ft} \gg I_{esc}$, a inclinação da queda de tensão do fotodiodo é determinada pela intensidade luminosa incidente sendo a sensibilidade (S) um parâmetro característico do fotodiodo. A Figura 2.15 mostra a tensão do fotodiodo (V_{fd}) linearizada para três diferentes valores de fotocorrentes. A variação da tensão do fotodiodo (ΔV_{fd}) desde V_{reset} até $V_{fd}(T_{int})$ pode ser determinada pela segunda parcela da equação (2.14). Após um tempo de integração fixo, a variação da tensão do fotodiodo (ΔV_{fd}) é proporcional à fotocorrente.

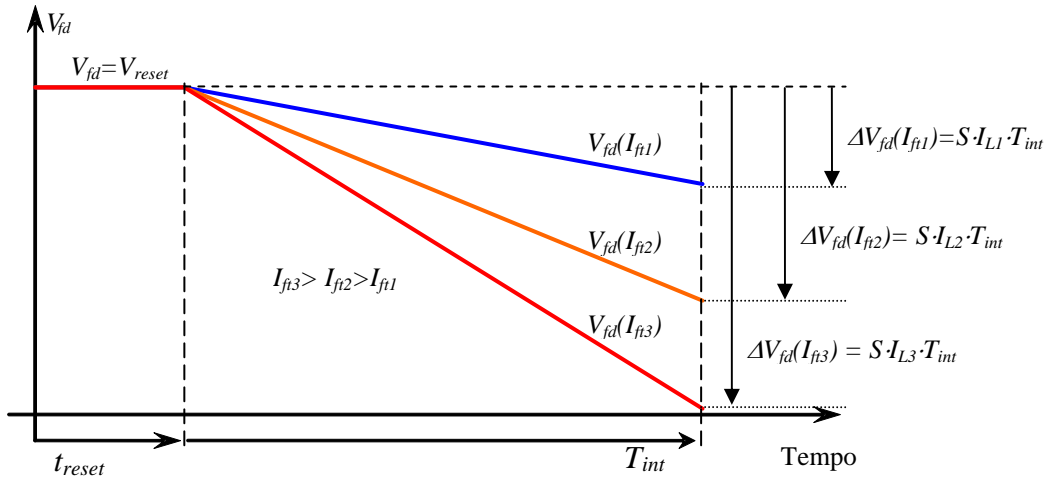


Figura 2.15: Tensão do fotodiodo operando no modo de integração para diferentes valores de irradiância.

A aproximação linear da tensão do fotodiodo durante o período de integração é amplamente utilizada na literatura, entretanto alguns pesquisadores têm mostrado necessidade em se considerar a não linearidade da capacitância do fotodiodo [33]. A capacitância da junção PN varia com a tensão de acordo com a relação típica C-V de dada por [1] como sendo

$$C(V_{fd}) = C_{fd0} \cdot \left(\frac{V_{reset} + \varphi}{V_{fd} + \varphi} \right)^{1/m} \quad (2.15)$$

onde C_{fd0} é o valor da capacitância no início do período de integração, V_{reset} é o valor da tensão, V_{fd} é o valor da tensão do fotodiodo, φ é o valor do potencial interno da junção e m é uma constante que depende do tipo da junção. O valor do parâmetro m depende do tipo do perfil da junção que para junção do tipo abrupta e linear assume $m=2$ e $m=3$ respectivamente.

Faramarzpour et al apresentam em [20] análise detalhada da tensão do fotodiodo levando em consideração a não-linearidade da capacitância do fotodiodo. Os resultados reportados em [20] mostram que a equação característica típica C-V (equação (2.15)) apresentou boa aproximação para $m \approx 3,6$ para o fotodiodo em questão fabricado em tecnologia $0,18\mu\text{m}$ de um processo padrão CMOS. A Tabela 2.1 mostra diferentes equações para a tensão do fotodiodo durante o período de integração para diferentes perfis de junção PN [20].

Tabela 2.1: Tensão do fotodiodo em função com o tipo de perfil da junção PN adaptada de [20]

	Tensão do fotodiodo durante o período de integração (V_{fd})
Aproximação linear ($m=\infty$)	$V_{reset} - \frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}} \cdot t$
Perfil Abrupto ($m=2$)	$V_{reset} - \frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}} \cdot t + \frac{(I_{ft} + I_{esc})^2}{4C_{fd0}^2} \cdot (V_{reset} + \varphi)^{-1} \cdot t^2$
Perfil Linear ($m=3$)	$\left[(V_{reset} + \varphi)^{2/3} - \frac{2(I_{ft} + I_{esc})}{3C_{fd0}} (V_{reset} + \varphi)^{-1/3} \cdot t \right]^{3/2} - \varphi$
Perfil Exponencial ($m=4$)	$\left[(V_{reset} + \varphi)^{3/4} - \frac{3(I_{ft} + I_{esc})}{4C_{fd0}} (V_{reset} + \varphi)^{-1/4} \cdot t \right]^{4/3} - \varphi$

A título de comparação, a Figura 2.16 mostra a tensão do fotodiodo utilizando as equações da Tabela 2.1, considerando $C_{fd0}=20\text{fF}$, $I_{esc}=1\text{fA}$, $I_{ft}=2\text{pA}$, $V_{reset}=3\text{V}$ e $\varphi=0,7\text{V}$. Nota-se que o erro introduzido pela linearização da tensão do fotodiodo ($m=\infty$) introduz erros consideráveis conforme o tempo de integração (T_{int}) aumenta.

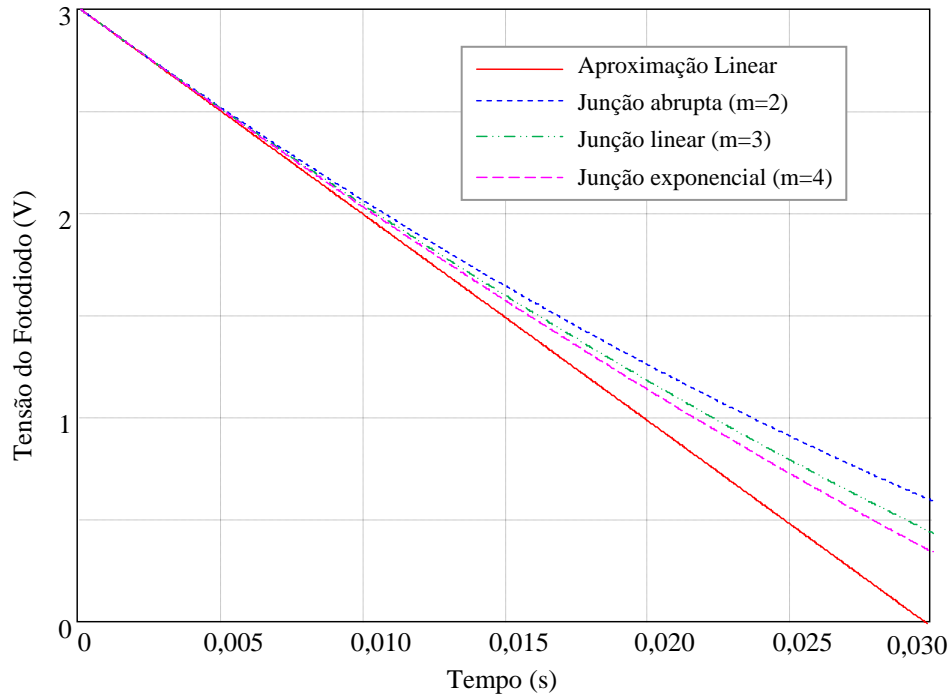


Figura 2.16: Tensão do fotodiodo operando no modo de integração considerando quatro tipos de perfil da junção PN.

2.4 Pixels CMOS Convencionais

2.4.1 Pixel Passivo

Sensores de imagem CMOS denominados sensor de pixel passivo (PPS) são compostos por um fotodetector e um transistor de passagem conforme ilustra a Figura 2.17 [21,22]. O transistor (*transmission gate* – TG) opera como chave conectando ou isolando o terminal do fotodetector à conexão de coluna. Os terminais portas dos transistores TGs são conectados por linha formando o sinal de seleção de linha que, ao ser acionado, conecta o sinal tensão de cada pixel da linha à conexão de coluna. O amplificador de carga conectado de cada coluna amplifica impõe o valor de tensão reversa de operação do fotodiodo (V_{rev}) e ao mesmo tempo integra a corrente (fotocorrente). O sinal de tensão de saída (V_{out}) pode ser lido externamente ou ainda ser conectado a um conversor A/D.

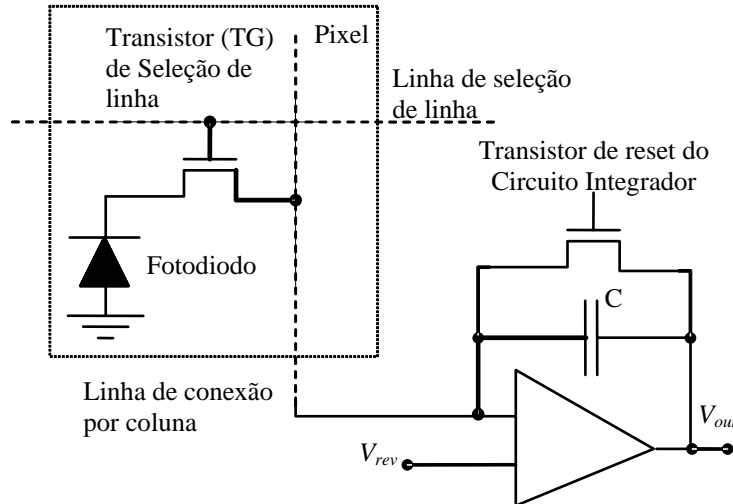


Figura 2.17: Sistema de imagem CMOS com pixel passivo (PPS) e amplificador de carga.

Como pode ser observado na Figura 2.17, nem toda área do pixel é fotossensível. Uma parcela da luz incide sobre os transistores, contatos e conexões causando diminuição na eficiência quântica. Como figura de mérito, define-se fator de preenchimento (*fill-factor*) como a razão entre a área fotossensível e a área total do pixel. Sensores do tipo PPS apresentam como característica alto fator de preenchimento (*fill-factor*) e elevada eficiência quântica global, pois apresenta somente um único transistor por pixel. Entretanto, a capacitância parasita do fotodetector, introduzida pelo transistor TG, pela coluna conexão e amplificador, acarreta na diminuição da sensibilidade, no aumento no tempo necessário para leitura e no aumento do nível de ruído. O baixo valor da relação sinal-ruído e a baixa velocidade de operação são as principais desvantagens do PPS em relação aos sensores do tipo como, por exemplo, o *charge-coupled devices* (CCDs) e os sensores CMOS de pixel ativo (APS).

2.4.2 Pixel Ativo com Fotodiodo

Sensores do tipo ativo (*active pixel sensor* – APS) são caracterizados por apresentarem um transistor de isolamento entre o fotodetector e a coluna de conexão [21,23]. A Figura 2.18 ilustra um típico pixel APS composto por um fotodetector, um transistor de *reset*, um transistor amplificador (*buffer*) e um transistor de seleção de linha conectado à coluna de conexão. O transistor de *reset* é utilizado para carregar o fotodetector que opera no modo de integração. O

transistor amplificador (seguidor de fonte) tem como finalidade isolar o fotodetector do restante do circuito de leitura e transferir o sinal do fotodetector para o circuito seguinte. Na parte inferior de cada coluna de conexão, existe um transistor de carga para o sinal que é aplicado à coluna de conexão. O transistor TG opera como chave e sua função é permitir selecionar a linha de pixel cujo sinal será conectado à coluna de conexão.

O APS apresenta maior número de transistores por pixel e, portanto, apresenta menor fator de preenchimento e menor eficiência quântica global do que o PPS. Entretanto, o isolamento do fotodetector do circuito de leitura externo, confere capacitância parasita acoplada muito menor e invariável com a dimensão da matriz. A configuração APS apresenta maior velocidade de operação (capacitância parasita menor), sensibilidade (S) independente da dimensão da matriz e menor ruído quando comparado ao PPS [21]. Considerando ideais a carga ativa e o transistor de seleção de linha TG, a tensão de saída é dada por:

$$V_{out} = (V_{reset} - S \cdot I_L \cdot T_{int}) - V_{thn} \quad (2.16)$$

onde V_{thn} é a tensão de limiar do transistor NMOS.

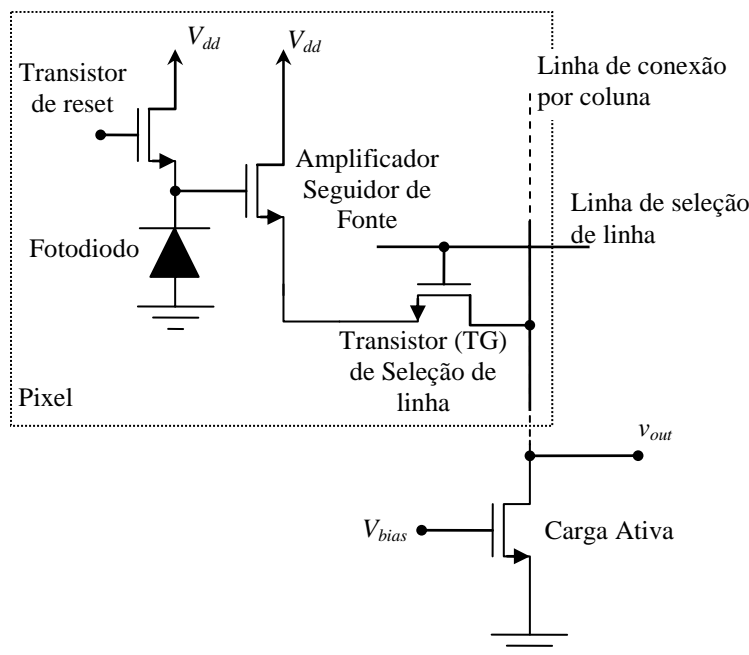


Figura 2.18: Pixel ativo com fotodiodo (PD-APS).

A equação (2.16) mostra que mesmo sob a mesma intensidade luminosa, o sinal de saída varia de pixel para pixel em função da variação dos parâmetros do fotodetector e dos transistores. A não-uniformidade introduzida na imagem devido a estas variações é independente do tempo e da intensidade luminosa e por isso é denominada de “ruído de padrão fixo” (*fixed-pattern noise – FPN*). Métodos de leitura do sinal de saída denominados amostragem dupla correlacionada (CDS) e amostragem dupla do tipo delta (DDS) podem ser utilizados para reduzir o FPN e ruídos temporais como o ruído balístico (*shot noise*) e o ruído 1/f (*flicker noise*) [5,35,39].

A Figura 2.19 mostra o diagrama de blocos da arquitetura típica de um sistema CMOS. O decodificador de linha permite selecionar a linha de pixel cujos sinais são conectados às colunas de saída. O circuito para realização da operação de amostragem dupla correlacionada (CDS) é integrado por coluna seguido do circuito para conversão analógico-digital. O sinal digitalizado de cada A/D é enviado à saída através de um multiplexador.

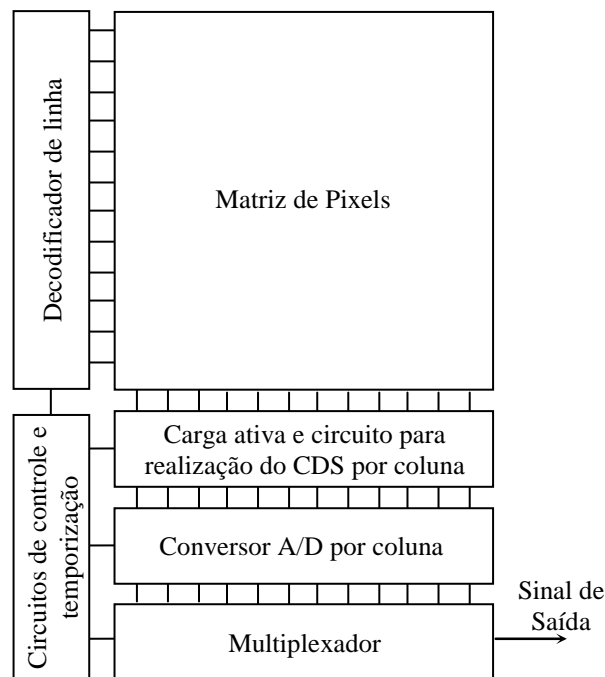


Figura 2.19: Diagrama de blocos da arquitetura típica de um sistema de imagem CMOS.

2.4.3 Pixel Ativo com Fotoporta

O fotoporta (*fotogate*) é outro tipo de fotodetector CMOS muito utilizado [22-25]. O pixel ativo com fotoporta é formado por uma capacitância MOS, um transistor de passagem e uma difusão flutuante conforme mostra a Figura 2.20 [21]. A operação do fotoporta pode ser separada em quatro etapas (i) integração (ii) reset da difusão flutuante (iii) transferência da carga do capacitor MOS para a difusão flutuante (iv) leitura do sinal de tensão resultante no nó flutuante [24].

Durante o período de integração, o terminal porta (PG) da capacitância MOS é fixado em V_{dd} e os portadores gerados na região de depleção abaixo do terminal porta (PG), são separados pelo campo elétrico da junção metal-óxido-semicondutor. A polarização do terminal de transferência TX em nível baixo isola as cargas do capacitor MOS do nó flutuante mantendo as cargas sob a região da porta. A operação de reset do nó flutuante consiste no acionamento do transistor de reset para carregar o nó flutuante com tensão V_{dd} . Após o reset do nó flutuante, a tensão do terminal de transferência TX é elevada e a tensão do terminal porta PG do capacitor MOS é reduzida.

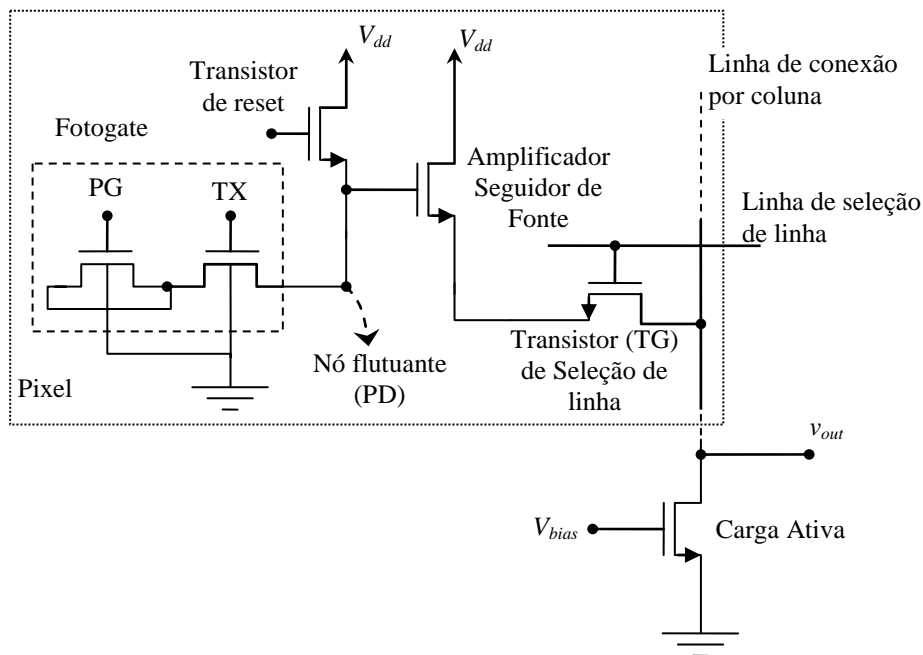


Figura 2.20: Pixel ativo com fotoporta (PG-APS).

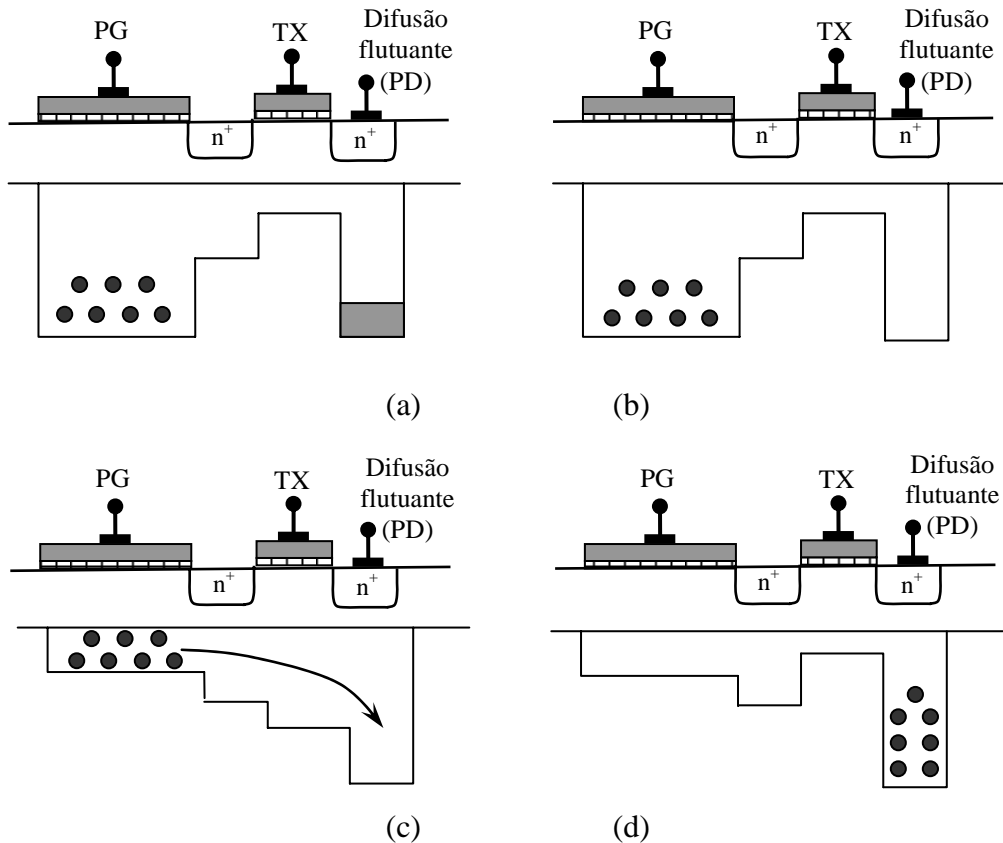


Figura 2.21: Etapas de operação do fotoporta: diagrama de potencial (a) integração (b) reset (c) transferência (d) leitura (adaptado de [24]).

A operação de transferência ocorre com a inversão da polarização dos terminais TX e PG. A inversão dos potenciais resultante da polarização de PG e TX causam o deslocamento das cargas armazenadas na região abaixo do terminal porta (maior potencial) em direção a região da difusão flutuante (menor potencial). Após a transferência, a tensão do terminal de transferência TX volta a ser reduzida isolando novamente o capacitor MOS do nó flutuante PD, mas, agora as cargas transferências ficam “presas” no nó flutuante. O novo balanço de cargas no nó flutuante PD resulta na variação da tensão do nó flutuante que se encontrava carregado inicialmente com V_{dd} . A variação de tensão no nó flutuante, proporcional à intensidade luminosa, é então lida externamente.

A característica principal deste fotodetector é a menor eficiência quântica, particularmente na região azul do espectro devido à redução do fluxo luminoso ocasionada pela absorção de fótons na camada superior de polisilício da fotoporta [21]. De forma geral, os circuitos de leitura do sinal de sistemas APS com fotoporta ou com fotodiodos são iguais ou

similares, pois, em ambos os casos são necessários realizar a leitura da tensão do fotodetector (Figura 2.19 e Figura 2.20).

2.4.4 Pixel Logarítmico

O pixel logarítmico é particularmente atraente em aplicações que requerem captura de imagens com elevada faixa dinâmica [21,26]. A fotoresposta logarítmica permite capturar imagens cuja relação entre o máximo e o mínimo sinal é de até 6 ordens de magnitude. Entretanto, o pixel logarítmico apresenta como desvantagens, elevado FPN, baixa relação sinal-ruído e pequena excursão da tensão de saída. Além disso, o pixel logarítmico requer longos tempos para atingir regime permanente para baixas intensidades luminosas. O pixel logarítmico típico é formado por um fotodiodo conectado com um MOSFET em série (Figura 2.22). A tensão de saída atinge regime permanente quando a corrente do MOSFET torna-se igual à fotocorrente ($I_d=I_{ft}$). O MOSFET em série opera com os terminais porta e dreno conectados diretamente ($V_{ds}=V_{gs}$) tal que a tensão do fotodiodo é dada $V_{fd}=V_{dd}-V_{gs}$. Devido aos baixos valores de fotocorrente, o MOSFET opera em inversão fraca na qual a relação $V_{gs}=f(I_d)$ é logarítmica e, por isso, a variação da tensão de saída varia de forma logarítmica com a fotocorrente ($\Delta V_{out}= V_{gs}= f(I_{ft})$) [26].

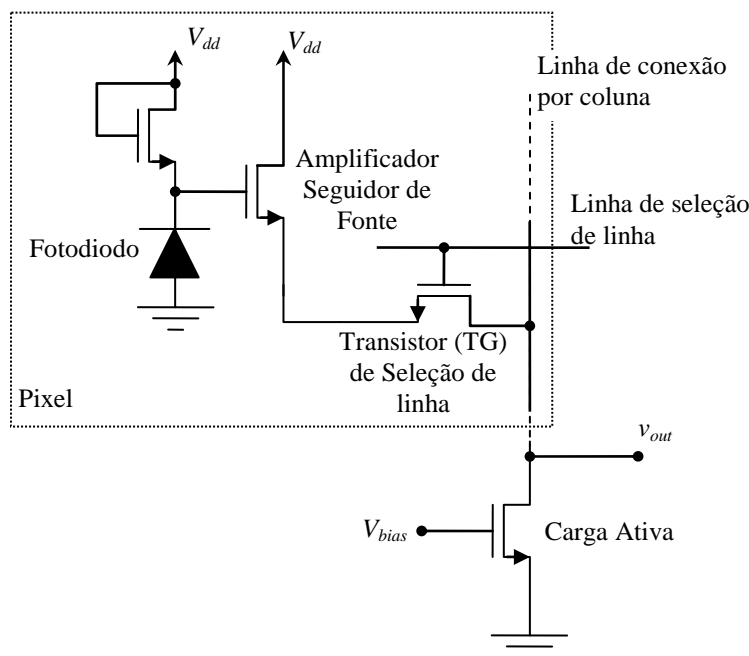


Figura 2.22: Pixel Logarítmico (LOG-APS).

Métodos de calibração por pós-processamento e mais recentemente, por meio de auto-calibração eletrônica tem sido proposto como forma de reduzir o FPN de pixels logarítmicos [27,28]. Combinação entre o APS linear e logarítmico foi proposto em [29] como forma de obter sistema de imagem com faixa dinâmica mais elevada e menor FPN. Lai et al propuseram em [30] um novo fotodetector logarítmico com maior excursão de sinal e operação CDS no pixel para redução do FPN. Mais recentemente, Joseph et al apresentam [31] estudo sobre a influência do transitório na fotoresposta de pixels logarítmicos.

O pixel logarítmico e os pixels convencionais descritos podem ser comparados segundo sua eficiência quântica, fator de preenchimento e ruído. O pixel ativo com fotodiodo apresenta maior fator de preenchimento e maior eficiência quântica do que o pixel ativo com fotoporta. O Fotodetector fotoporta apresenta menor eficiência quântica devido à perda de fótons na camada superior de polisilício que forma o terminal porta. Além disso, a presença do terminal de transmissão resulta na redução da parcela fotosensível da área do pixel. Entretanto, o pixel ativo com fotoporta permite o uso de técnica mais eficiente, abordada em subseção seguintes, para redução do nível de ruído e, por isso apresenta melhor relação sinal-ruído. Tanto o pixel com fotodiodo quanto o pixel com fotoporta apresentam baixa faixa dinâmica ($\pm 60\text{dB}$), enquanto o pixel logarítmico oferece imagens capturadas com faixa dinâmica da ordem de 120dB. Porém, o pixel logarítmico apresenta nível de ruído mais elevado, pois não permite a aplicação de técnicas simples e eficientes para redução de ruído.

2.5 Ruído

2.5.1 Ruído Temporal

Ruído temporal é o principal fator limitante na captura de sinais luminosos de baixa intensidade em sistemas de imagem. Sistemas de imagem CMOS apresentam nível de ruído maior do que CCDs devido ao maior número de transistores. Análise de ruído em APS utilizando abordagem no domínio da frequência pode ser encontrada em [32] e pressupõe que o sistema seja linear e invariante no tempo. Tian et al, afirmando em [33] que a não-linearidade da capacitância do fotodiodo e operações transitórias como o reset do pixel torna inadequada a análise de ruído no domínio da frequência, propuseram novos modelos para análise no domínio do tempo.

Segundo Tian et al em [33], no APS típico da Figura 2.18, a fonte de ruído dominante em altas intensidades luminosas é o ruído balístico (*shot noise*) do fotodiodo e em baixa intensidade luminosa predominam o ruído de *reset* e o ruído dos transistores de leitura do sinal. O ruído de *reset* tem como origem o ruído balístico do fotodiodo e do transistor de *reset* e depende da duração da operação de *reset*. A carga completa do fotodiodo requer longos tempos de *reset* que são inviáveis na maioria das aplicações, pois implicariam em longos intervalos de tempo entre a captura de uma imagem e a imagem subsequente. Segundo [33], considerando os tempos de reset usuais, o ruído de reset é aproximadamente dado por:

$$\overline{V_n^2} \approx \frac{kT}{2C_{fd0}} \quad (2.17)$$

onde k é a constante de Boltzmann e T é a temperatura.

Quando a operação de reset é incompleta, Tian et al mostraram ainda que a tensão de reset é função do tempo de duração do reset e do valor de tensão do fotodiodo no início do período de reset. Como resultado da operação de reset incompleta, a tensão de reset dependerá da intensidade luminosa do intervalo de integração anterior e introduz erro na leitura do sinal principalmente em baixas intensidades luminosas. Este efeito, denominado *image lag*, contribui como ruído adicional ao ruído de reset do pixel.

Em intensidades luminosas mais elevadas o ruído balístico do fotodiodo é a fonte de ruído predominante. Faramarzpour et al utilizam tempo de reset variável como parte de uma técnica proposta de controlar o pixel. Faramarzpour et al propuseram em [34] controlar o valor DC do sinal do pixel meio dos tempos de integração e reset. O valor DC do utilizado como sinal de saída pode ser associado a irradiância incidente. Demonstrou-se que este diferente princípio de operação propicia aumento da relação sinal-ruído (SNR) do sistema de imagem APS CMOS. Em [34,20], Faramarzpour et al mostram que o ruído introduzido durante o período de integração (ruído *shot* do fotodiodo) levando em consideração a não linearidade da capacitância do fotodiodo é dada por:

$$\overline{V_n^2} = \frac{q(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}^2} \cdot T_{int} \cdot \left(1 - \frac{1}{4(V_{reset} + \varphi)} \frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}} T_{int} \right) \quad (2.18)$$

O ruído introduzido pelo circuito de leitura depende da sua topologia e devido aos diferentes circuitos de leitura utilizado. A análise do ruído térmico no domínio do tempo do

circuito de leitura do APS da Figura 2.18 pode ser encontrada em [33] e análise do ruído 1/f pode ser encontrada em [35]. O ruído 1/f (baixa frequência) dos MOSFETS tende a ser tornar mais importante com a redução dos comprimentos de canal e sua análise é particularmente difícil devido à falta de modelos de ruídos válidos para todas as regiões de operação [32]. Normalmente, utilizam-se simulações, nas quais, o modelo do transistor fornecido inclui o efeito do ruído 1/f. Em [36], é possível encontrar modelo que inclui o efeito do ruído 1/f e cujos resultados mostram que o ruído 1/f é 5 vezes maior do que o ruído térmico.

2.5.2 Ruído de Padrão Fixo e Amostra Dupla Correlacionada

O ruído de padrão fixo (FPN) é a variação estática de imagem para imagem devido à não uniformidade da resposta de cada pixel conforme discutido nas subseções 2.4.2 e 2.4.4. A técnica de leitura do sinal de saída (v_{out}) denominada “amostra dupla correlacionada” (*correlated double sampling* – CDS) permite reduzir o FPN e o ruído temporal [5,25,37]. A Figura 2.23a ilustra a técnica CDS que consiste em: (i) ler o sinal de saída inicial de reset ($V_{out}=V_{reset}-V_{thn}$) armazenando o valor (requer memória externa à matriz de pixel), (ii) realizar a leitura do sinal após o período de integração ($V_{out}=V_{reset}-S \cdot I_L \cdot T_{int}-V_{thn}$) (iii) realizar a subtração das duas leituras obtendo somente o valor correspondente ao valor da variação do sinal proporcional à intensidade luminosa ($S \cdot I_L \cdot T_{int}$). A técnica CDS reduz o FPN e o ruído de reset, entretanto, não elimina a parcela do FPN devido à variação da fotoresposta do fotodetector (sensibilidade- S , corrente de escuro, etc...). O custo do uso da técnica CDS é a necessidade de memória externa para armazenar o valor de reset de cada pixel durante todo o período de integração para posterior subtração.

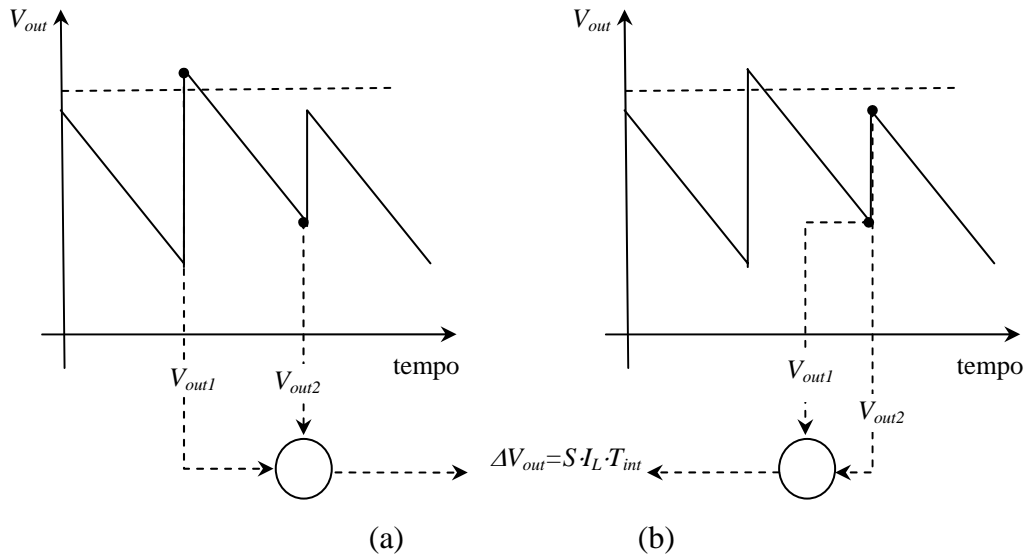


Figura 2.23: Amostragem dupla (a) correlacionada (CDS) (b) não-correlacionada (DDS).

Como alternativa, uma variação da técnica CDS denominada simplesmente de amostragem delta dupla (*double-delta sampling* – DDS) pode ser utilizada (Figura 2.23b) [39]. A técnica da amostragem dupla é semelhante à técnica CDS, porém, a técnica DDS consiste em: (i) ler o sinal após o período de integração, (ii) ler o sinal de reset seguinte e (iii) subtrair os valores medidos. Nesta técnica, o sinal de tensão do fotodiodo ao final do tempo de integração é lido e subtraído da tensão de reset do período de integração subsequente e, por isso, reduz o intervalo de tempo entre a captura entre imagens e não requer memória externa armazenar o sinal de reset de toda a matriz. Entretanto, ao invés de medir o sinal de reset do sinal do próprio período de integração, mede-se o sinal de reset do período seguinte que na realidade cuja tensão de reset não é exatamente igual. A técnica DDS é atraente em aplicações nas quais não há grandes variações de intensidade entre imagens consecutivas. Diferentes técnicas podem ser encontradas em [40,41,42,43].

2.6 Sistemas CMOS com Elevada Faixa Dinâmica

2.6.1 Sistemas de múltiplas capturas

A obtenção de imagem com elevada faixa dinâmica utilizando a técnica de múltipla amostragem consiste em compor várias imagens capturadas em instantes (t_i) diferentes dentro de um mesmo tempo de integração (Figura 2.25). A captura de várias imagens desde alta intensidade

luminosa até baixa intensidade luminosa requer alta velocidade de operação do sistema de imagem. Kleinfelder et al propuseram em [44] um sistema de imagem, denominado *Digital Pixel Sensor* DPS, fabricado em tecnologia CMOS 0,18 μ m capaz de operar a taxas de 10.000 quadros/s. Este protótipo tem matriz de dimensões 352x288 pixels, pixel de dimensões 9,4x9,4 μ m e fator de preenchimento de 15% (Figura 2.24). O sinal de cada pixel é digitalizado e armazenado paralelamente permitindo que o sistema opere com elevada taxa de quadros. Esta arquitetura é comumente referida na literatura como DPS. O principal atrativo dessa arquitetura é a elevada taxa de operação. Entretanto, apresenta como principal desvantagem o baixo fator de preenchimento devido ao elevado número de transistores integrados por pixel.

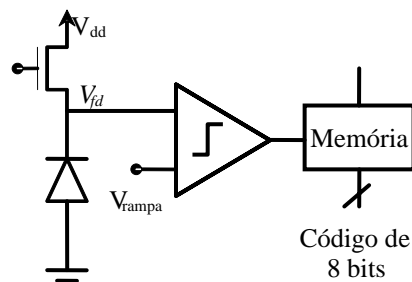


Figura 2.24: Arquitetura DPS.

Yang et al propuseram em [45] um sistema de imagem DPS com elevada faixa dinâmica utilizando a técnica de múltiplas capturas e codificação em ponto flutuante. Demonstrou-se que a variação exponencial crescente dos tempos de captura na forma $2^k T$ permite representar o sinal em ponto-flutuante. Assumindo resolução de m bits, o sinal codificado em ponto flutuante tem mantissa m e expoente k . A Figura 2.25 ilustra a codificação de três diferentes sinais para $m=4$ e $k=2$. A codificação elimina a necessidade de pós-processamento para compor as múltiplas imagens e resulta em fotoresposta linear. Com a finalidade de aliviar o problema do baixo fator de preenchimento, foi implementado compartilhamento de um único conjunto conversor A/D-memória a cada conjunto de 4 pixels vizinhos. O sistema foi fabricado em tecnologia 0,35 μ m CMOS padrão e apresenta pixel de dimensões 10,5 μ m x 10,5 μ m com fator de preenchimento de 29%.

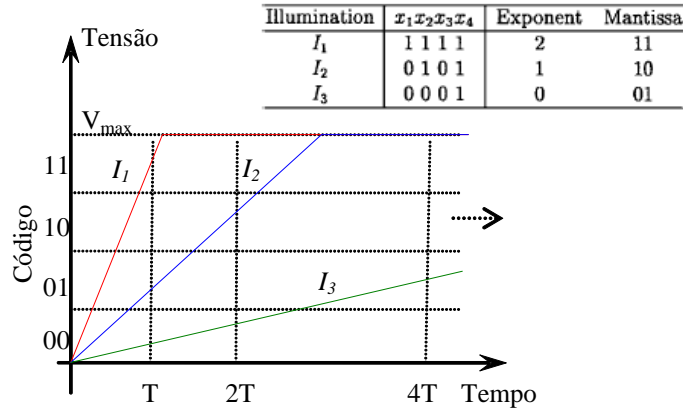


Figura 2.25: Processo de amostragem múltipla durante o tempo de integração.

Técnicas de múltiplas capturas utilizando arquiteturas APS com conversor A/D integrado por coluna foram investigadas em [9-11]. Tais sistemas apresentam menor velocidade de operação e limitam o número máximo de capturas. O sistema proposto em [46] utiliza a captura de apenas 2 imagens e mostrou-se insuficiente para representar adequadamente a imagem em toda a faixa de iluminação.

Recentemente, diferentes métodos para definir os instantes das capturas com objetivo de diminuir a grande diferença da relação sinal-ruído entre sinais de intensidades adjacentes pertencentes a dois diferentes quadros consecutivos [10,11]. Em [47], Mase et al propuseram um novo método de definir os instantes de captura utilizando uma arquitetura APS com conversores cíclicos de 12bits por coluna obtendo faixa dinâmica de 119dB e qualidade de imagem razoável compondo 4 imagens. Entretanto o sistema apresentado em [47] requer memória e pós-processamento externo para compor a imagem. Sasaki et al propuseram em [48] outro diferente método de definir os tempos de captura utilizando um sistema APS com conversores A/D do tipo rampa-simples de múltipla resolução. O método associa os tempos de captura e variação da inclinação da tensão de referência do tipo rampa do conversor A/D oferecendo imagem final codificada e que não requer pós-processamento externo. Entretanto os autores reportaram boa faixa dinâmica, mas relativamente baixa (80dB) quando comparada aos outros sistemas discutido anteriormente.

2.6.2 Sistemas com auto-reinício

A Figura 2.26 mostra o diagrama de blocos básico de um pixel e a tensão do fotodiodo operando com reinício automático ou auto-reinício (*self-reset*). A tensão do fotodiodo é comparada com uma tensão de referência por meio de um circuito comparador. A saída do comparador é realimentada e conectada ao terminal porta do transistor de reset. Assumindo o fotodiodo inicialmente carregado, a tensão decresce ao longo do tempo até igualar-se a tensão de referência. Durante o período de integração, a tensão na saída do comparador mantém o transistor reset em corte. Quando a tensão do fotodiodo torna-se menor do que a tensão de referência, a tensão de saída do comparador muda de nível provocando o reset do fotodiodo e o reinício do processo. O sinal resultante na saída do comparador é um pulso estreito e cuja frequência ou o número de pulsos contados em num intervalo de tempo tem relação linear com a intensidade luminosa [50,51]. A relação entre o mínimo e máximo sinal é dada pelo número máximo de pulsos (M) contados dentro de um intervalo de tempo. A faixa dinâmica da imagem em um intervalo de tempo é dada por $20 \cdot \log(M)$ ou pela relação entre a máxima e mínima frequência.

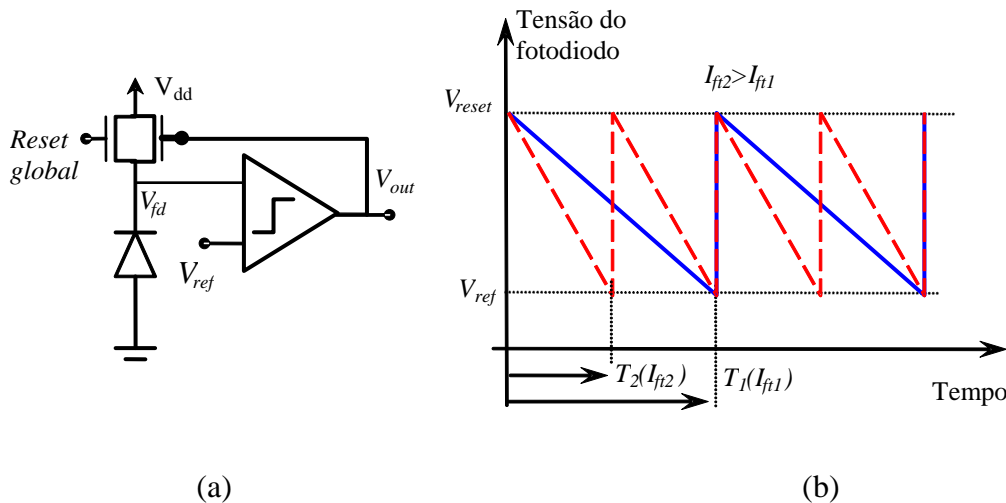


Figura 2.26: Sistema de imagem com auto reset (a) diagrama de bloco típico do Pixel (b) tensão do fotodiodo.

A leitura externa do sinal oscilante do pixel (V_{out} na Figura 2.26) impõe ao sistema baixa taxas de operação em quadros/s e limita sua utilização em aplicações de imagem estática (*still image applications*). Cada linha de pixel, como o pixel da Figura 2.26, precisa ser acessada externamente e o tempo de integração total deve ser aguardado para a correta contagem dos

pulsos. A varredura linha por linha varrendo total a matriz na captura da imagem torna-se muito longo.

Circuitos de codificação podem ser integrados ao pixel como forma de minimizar os tempos necessários para captura da imagem [52,53] conforme mostra a Figura 2.27. Chen et al propuseram em [52] integrar ao pixel, além do comparador, um contador reconfigurável como forma de viabilizar a utilização de tais sistemas em aplicações de vídeo. O sistema apresentado em [52] foi fabricado em tecnologia $0,35\mu\text{m}$ CMOS padrão e apresenta pixel com dimensões de $50\mu\text{m}\times 50\mu\text{m}$ e 15% de fator de preenchimento. Em [53], Park et al propuseram um circuito alternativo empregando um circuito denominado *time-to-digital converter* para codificar digitalmente o sinal oscilante. Este sistema, fabricado em tecnologia $0,18\mu\text{m}$ CMOS padrão e apresenta pixels de dimensões $19\mu\text{m}\times 19\mu\text{m}$ com fator de preenchimento de 50% e imagem codificada em apenas 6 bits. A desvantagem é o baixo fator de preenchimento devido ao elevado número de transistores integrados por pixel.

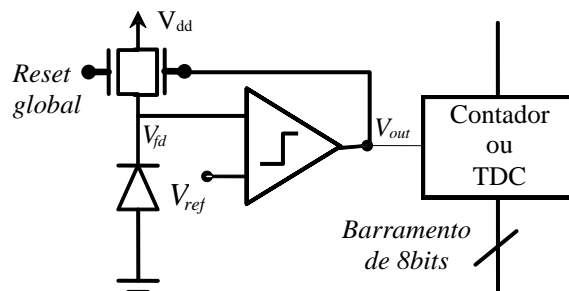


Figura 2.27: Diagrama de blocos de um pixel típico de um sistema de imagem CMOS com auto reset e circuito de codificação integrado ao pixel.

Sistemas que utilizam a técnica *self-reset* são mais robustos em relação à redução da tensão de alimentação com a evolução da tecnologia. Sistemas de múltiplas capturas requerem a realização conversão A/D discretizando a faixa de tensão em 2^N valores, onde N é o número de bits da imagem, enquanto a técnica de auto-reinício requer a identificação de apenas um nível de tensão (V_{ref}).

2.6.3 Sistemas no domínio do tempo

Sistema de imagem CMOS operando no domínio do tempo consiste em relacionar o tempo (t_d) de descarga da capacitância do fotodiodo (V_{fd}) com a irradiância (I_L) durante o período de integração (Figura 2.28b). O tempo de descarga (t_d) é definido como o tempo que leva para a tensão do fotodiodo excursionar desde seu valor inicial (V_{reset}) até o atingir valor igual ao valor de referência V_{ref} . A Figura 2.28a mostra o diagrama de blocos típico do pixel formado pelo transistor de reset, por um comparador e por uma memória ou contador [54]. Em sistemas que utilizam memória, a contagem digital de tempo distribuída globalmente é realizada e através do barramento de 8 bits por coluna. O sinal de saída (V_{out}) do comparador atua como o sinal de habilitação da memória [55]. Estes sistemas são particularmente atraentes por serem menos sensíveis à redução da tensão de alimentação com o escalamento e por apresentarem controle simples na obtenção das imagens com elevada faixa dinâmica. Entretanto, a grande quantidade de transistores integrados por pixel resulta em pixel com baixo fator de preenchimento.

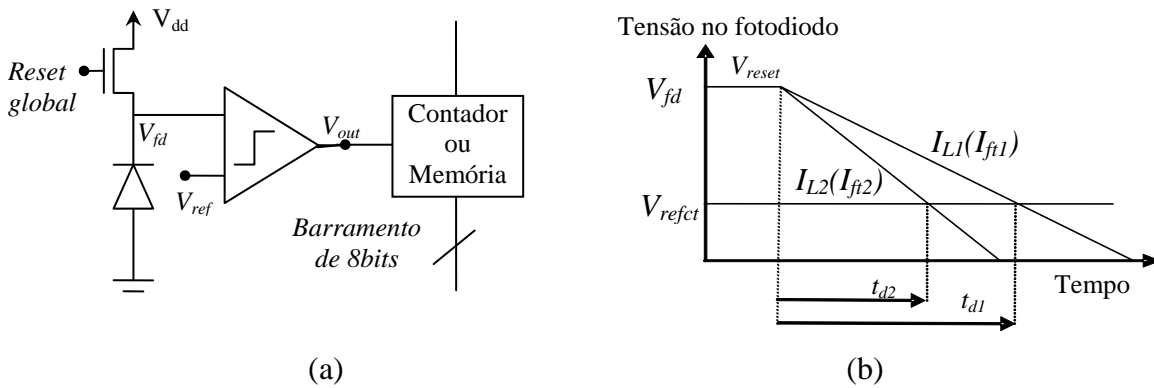


Figura 2.28: Sistema de Imagem CMOS no domínio do tempo proposto em [54](a) diagrama de blocos do pixel (b) princípio de operação utilizando tensão de referência do tipo constante.

Manipulando a equação (2.13), demonstra-se facilmente que assumindo $I_{ft} \gg I_{esc}$, o tempo de descarga (t_d) em função da intensidade luminosa (L) utilizando tensão de referência do tipo constante (V_{refct}) é dado por

$$t_d \approx \frac{V_{reset} - V_{refct}}{S \cdot I_L} = \frac{(V_{reset} - V_{refct}) \cdot C_{fd0}}{I_{ft}} \quad (2.19)$$

Sendo a faixa dinâmica a razão entre o máximo e o mínimo sinal de luz detectável, a faixa dinâmica (DR) de sistemas de imagem no domínio no tempo é obtida facilmente, manipulando a equação (2.19), como razão entre o máximo tempo e o mínimo tempo de descarga (equação (2.20)).

$$DR = 20 \log \left(\frac{I_{Lmax}}{I_{Lmin}} \right) = 20 \log \left(\frac{I_{ftmax}}{I_{ftmin}} \right) = 20 \log \left(\frac{t_{dmax}}{t_{dmin}} \right) \quad (2.20)$$

Diferentes sistemas de imagem CMOS operando no domínio do tempo foram propostos [54,55,56]. O estudo apresentado por Bermak et al em [55] mostra que a fotoresposta não linear no domínio do tempo (equação (2.19)), pode ser linearizada utilizando contagem de tempo não-linear, mais precisamente, utilizando uma contagem com intervalos de tempo modulados por largura de pulso (PWM). Além disso, um método de compartilhamento da memória entre dois pixels vizinhos é proposto como forma de reduzir o número excessivo de transistores por pixel e melhorar o fator de preenchimento. Uma limitação desta arquitetura são os longos tempos necessários para capturar sinais de baixa intensidade luminosa.

Lai et al propuseram em [56] o uso de tensão de referência do tipo rampa como forma de reduzir os tempos necessários para captura de sinais de baixa intensidade luminosa conforme ilustra a Figura 2.29. Além disso, Lai et al propuseram uma arquitetura na qual pixel formado somente por transistor de reset, o comparador e um inversor reduzindo o numero total de transistores no pixel e aumentando o fator de preenchimento.

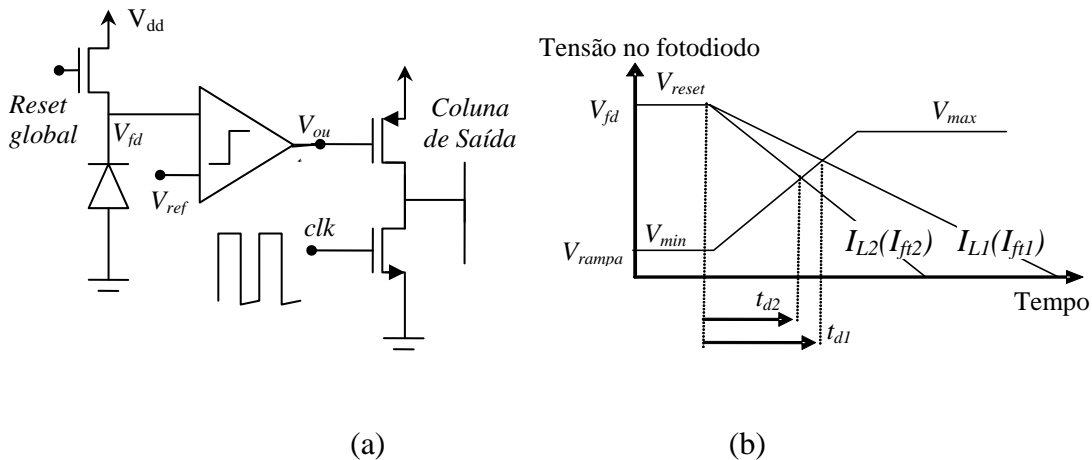


Figura 2.29: Sistema de Imagem CMOS no domínio do tempo proposto em [56] (a) diagrama de blocos do pixel (b) principais sinais e princípio de operação.

Três modos de operação foram propostos. O modo de operação de elevado desempenho requer longos tempos de varredura do tipo limitando sua utilização em aplicações de imagem estática. O modo de operação em alta velocidade emprega tensão em rampa de curta duração (grande inclinação) em detrimento da faixa dinâmica. O terceiro modo, o modo de alta velocidade e desempenho utiliza a varredura do tipo *rolling shutter* e realiza a leitura duas vezes, uma primeira rampa no início do tempo de integração e outra segunda rampa no fim do tempo de integração para captura dos sinais de alta e baixa intensidade luminosa respectivamente. Entretanto, o intervalo de tempo entre as duas aquisições é dependente da dimensão da matriz de pixel. Segundo Lai et al em [56], o tempo de descarga e a faixa dinâmica utilizando tensão de referência do tipo rampa correspondem respectivamente a:

$$t_{drp} = \frac{(V_{dd} - V_{mín}) \cdot T_{int}}{(V_{máx} - V_{mín}) + S \cdot I_L \cdot T_{int}} \quad (2.21)$$

e

$$DR \approx 20 \cdot \text{Log} \left(2^N - 1 \right)^2 \quad (2.22)$$

onde $V_{mín}$ é o valor mínimo da tensão de referência no início do tempo de integração, $V_{máx}$ é o valor máximo da tensão de referência no fim do tempo de integração, T_{int} é o tempo máximo de integração e N é o número de bits.

Capítulo 3

Fototransistor Bipolar de Junção Controlado por Porta

Apresenta-se neste capítulo, o estudo do “transistor bipolar lateral NPN controlado por porta” (GC-LBJT) operando como fotodetector de alta responsividade. O transistor Bipolar lateral controlado por porta (GC-LBJT) é um dispositivo híbrido de quatro terminais, que pode ser entendido como resultante da operação em paralelo de um transistor MOSFET e um transistor bipolar lateral [57,58]. Em [57], Deen et al propuseram o GC-LBJT como transistor amplificador operando em duas configurações diferentes mostrando que o GC-LBJT apresenta ganho elevado e controlável pela tensão de porta (V_G). Os fototransistores propostos em [17] e [18], correspondem a um caso particular de operação do GC-LBJT como fotodetector de 3 terminais na configuração denominada MOSFET de tensão de limiar dinâmica (DTMOS). Os resultados apresentados em mostram que o GC-LBJT operando como fototransistor de 3 terminais apresenta alta responsividade e ganho máximo de 53.000 aproximadamente. De forma geral, os pesquisadores em [17] e [18] se limitam a apresentar a fotoresposta amplificada e o princípio de fotopolarização. O objetivo do trabalho proposto é estudar e analisar o funcionamento do GC-LBJT operando como fotodetector de 4 terminais. Operando como fotodetector de 4 terminais, o GC-LBJT permite diferentes polarizações que levam a fotoresposta com características diferentes.

O estudo proposto do GC-LBJT como fotodetector apresentado nesta tese, surgiu de um projeto de pesquisa realizado em colaboração com o Prof. Dr. M. Jamal Deen da universidade McMaster localizada na cidade de Hamilton, Ontário, Canadá. Como mencionado anteriormente o GC-LBJT foi proposto para utilização como transistor em circuitos [57]. O desenvolvimento teórico apresentado neste capítulo foi desenvolvido no Brasil. O protótipo foi fabricado na tecnologia 0,18 μ m CMOS da TSMC, cujo layout e envio para fabricação foi realizado na universidade McMaster pela equipe do Dr. Jamal Deen. As simulações apresentadas neste capítulo foram realizadas utilizando-se o modelo do transistor da tecnologia 0,35 μ m da AMS devido ao fato de que não ter sido ter-se acesso ao *design kit* da na tecnologia 0,18 μ m CMOS da

TSMC no momento da realização deste trabalho. A proposição de apresentar simulações mesmo que de uma tecnologia diferente tem como único objetivo ilustrar o princípio de funcionamento e a característica do GC-LBJT operando como fotodetector. Este capítulo está organizado da seguinte forma: (i) Análise do princípio de funcionamento e desenvolvimento de um circuito equivalente (seção 3.1); (ii) Análise e equacionamento do fototransistor operando na configuração coletor-comum (seção 3.2); (iii) Análise e equacionamento do fototransistor operando na configuração emissor-comum (seção 3.3) e (iv) Projeto (seção 3.4).

3.1 Dispositivo e princípio de funcionamento

A Figura 3.1 mostra a secção transversal e o diagrama esquemático de um GC-LBJT do tipo NPN [57]. Os quatro terminais do GC-LBJT são: emissor (E), coletor (C), base (B) e porta (G). O MOSFET e o transistor Bipolar lateral que constituem o GC-LBT NPN, têm em comum os terminais, fonte com emissor, dreno com coletor e base com corpo. O GC-LBJT também apresenta um transistor bipolar vertical parasita conforme ilustrado na Figura 3.1.

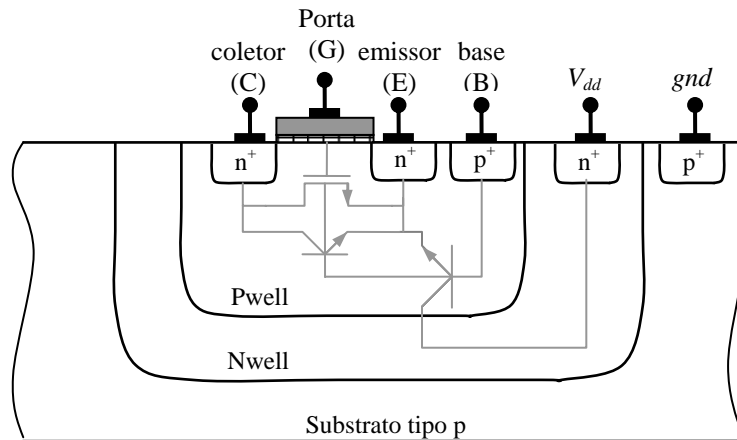


Figura 3.1: Secção transversal e o diagrama esquemático do Transistor Bipolar de Junção Controlado por Porta NPN (GC-LBJT NPN).

A corrente de coletor (I_C) do GC-LBT NPN é formada pela soma das correntes de coletor do transistor bipolar lateral (I_{Clat}) e da corrente de dreno (I_D) do transistor MOSFET (equação (3.1)). A corrente de emissor (I_E) do GC-LBT NPN é formada pela soma da corrente de fonte ($I_S=I_D$) do MOSFET, da corrente de emissor do BJT lateral (I_{Elat}) e da corrente de emissor (I_{Evert}) do transistor vertical (equação (3.2)).

$$I_C = I_D + I_{Clat} \quad (3.1)$$

$$I_E = I_D + I_{Elat} + I_{Evert} \quad (3.2)$$

A Figura 3.2 ilustra o fluxo das fotocorrentes geradas nas cinco regiões principais do GC-LBJT NPN. Entretanto, a fotocorrente gerada da junção Nwell/Psub não faz parte do funcionamento do fotodetector e será ignorada. Sendo assim, considera-se que a fotogeração primária no GC-LBJT NPN ocorre em quatro diferentes junções: (i) junção base-coletor do BJT vertical (ii) junção base-coletor do BJT lateral (iii) região de depleção abaixo da junção MOS (iv) junção base-emissor. O princípio de fotopolarização do GC-LBJT é similar ao princípio de fotopolarização do fototransistor BJT convencional descrito na subseção 2.2.2. O fototransistor opera com terminal base em aberto e a operação em regime estacionário ocorre quando o acúmulo de cargas na base se torna nulo, ou seja, quando o fluxo de cargas lacunas provenientes das fotocorrentes torna-se igual à soma das correntes: (i) de recombinação na base (ii) de recombinação dentro da região de depleção BE e (iii) de difusão de lacunas na junção BE.

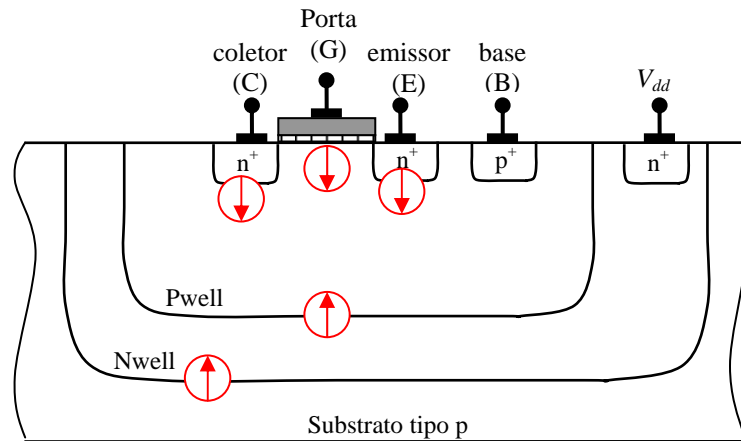


Figura 3.2: Regiões de fotogeração primária no GC-LBJT NPN.

O princípio de funcionamento do transistor GC-LBJT é usualmente explicado como o resultado da operação em paralelo de um MOSFET com um BJT lateral no qual a contribuição do transistor BJT vertical é desprezível [57]. Entretanto, considera-se que a associação dos circuitos equivalentes do MOSFET e do BJT em paralelo não é adequado para representar o funcionamento do GC-LBJT como fotodetector. As justificativas para tal afirmação são: (i) a operação do transistor BJT vertical não pode ser negligenciada no caso do GC-LBJT utilizado

como fotodetector (ii) os transistores BJTs vertical e lateral apresentam regiões de base e emissor comum e operam como um BJT de coletor duplo [9] (iii) existem elementos comuns entre o MOSFET e os BJTs como, por exemplo, a junção dreno-corpo do MOSFET que coincide com a junção base-coletor do BJT lateral. Desta forma, apresenta-se neste trabalho um novo circuito equivalente para representar o GC-LBJT operando como fotodetector.

Considere inicialmente o circuito equivalente simplificado Gummel-Poon do BJT convencional da Figura 3.3a. Foi realizada como simplificação a omissão das resistências de base, emissor e coletor além das capacitâncias. Os elementos omitidos podem ser adicionados posteriormente sem prejuízo na análise. Incluíram-se no modelo convencional duas fontes de correntes representando as fotocorrentes I_{fbc} e I_{fbe} geradas nas duas junções do BJT [10]. No circuito equivalente Gummel-Poon, os diodos representam as relações tensão-corrente nas junções base-emissor e base-coletor do BJT. A fonte de corrente I_{CC} representa a corrente formada pelos portadores minoritários injetados na base que são capturados pelo campo elétrico da junção base-coletor e acelerados em direção do coletor.

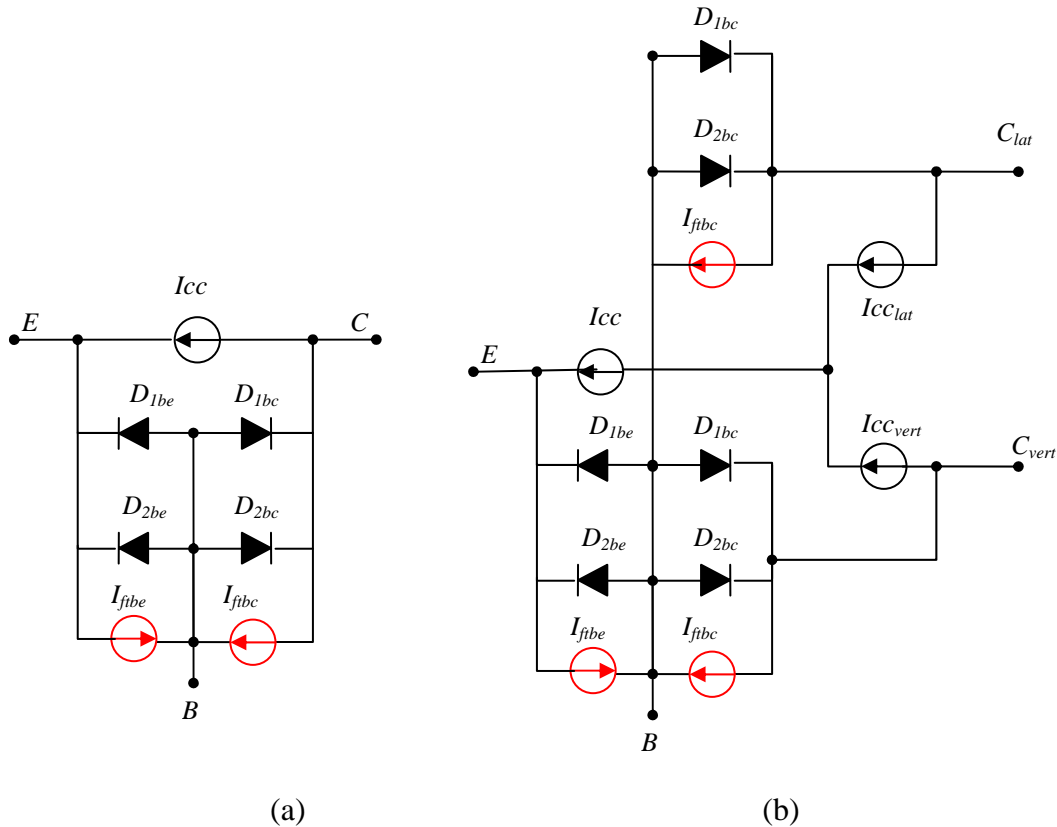


Figura 3.3: Circuito equivalente CC Gummel-Poon representando o (a) fototransistor BJT convencional (b) fototransistores BJTs lateral e vertical do GC-BJT.

O BJT lateral e vertical do GC-LBJT constituem de fato um único BJT de coletor duplo formado por uma única região base-emissor e duas regiões base-coletor. Com base nesta observação propõe-se o circuito equivalente da Figura 3.3b para representar o BJT de coletor duplo do GC-LBJT. Note no circuito equivalente proposto (Figura 3.3b) que os diodos entre base-emissor foram mantidos enquanto os diodos entre base-coletor foram duplicados para representar as duas junções base-coletor. Segundo Gray em [9], a proporção em que se divide a corrente I_{CC} entre as correntes de coletores I_{CClat} e I_{CCvert} capturadas pelo campo elétrico das duas junções base-coletor, é difícil de ser controlada e prevista. Definindo-se a constante de proporcionalidade $k_I = I_{CCvert}/I_{CClat}$, e tomando-a como um parâmetro característico do dispositivo BJT de coletor duplo, as correntes de coletor I_{CClat} e I_{CCvert} dos transistores BJTs lateral e vertical podem ser escritas como:

$$I_{CClat} = \frac{1}{(1+k_I)} I_{CC} \quad (3.3)$$

e

$$I_{CCvert} = \frac{k_I}{(1+k_I)} I_{CC} \quad (3.4)$$

Propõe-se o circuito equivalente CC da Figura 3.4 para o GC-LBJT, obtido pela simples conexão do circuito equivalente CC de primeira ordem do MOSFET ao circuito equivalente CC do BJT de coletor duplo (Figura 3.3b). Observe que foi adicionada uma fonte de corrente entre os terminais dreno e base representando a fotocorrente (I_{fig}) originada na região de carga espacial abaixo do canal.

O circuito equivalente CC do GC-LBJT (Figura 3.4) pode ser então, estendido para análise de grandes sinais adicionando-se as resistências e as capacitâncias dos modelos convencionais, observado e respeitado os elementos comuns como, por exemplo, as capacitâncias $C_{CB}=C_{DB}$ e $C_{EB}=C_{SB}$ e as resistências série $R_d=R_c$ e $R_s=R_e$.

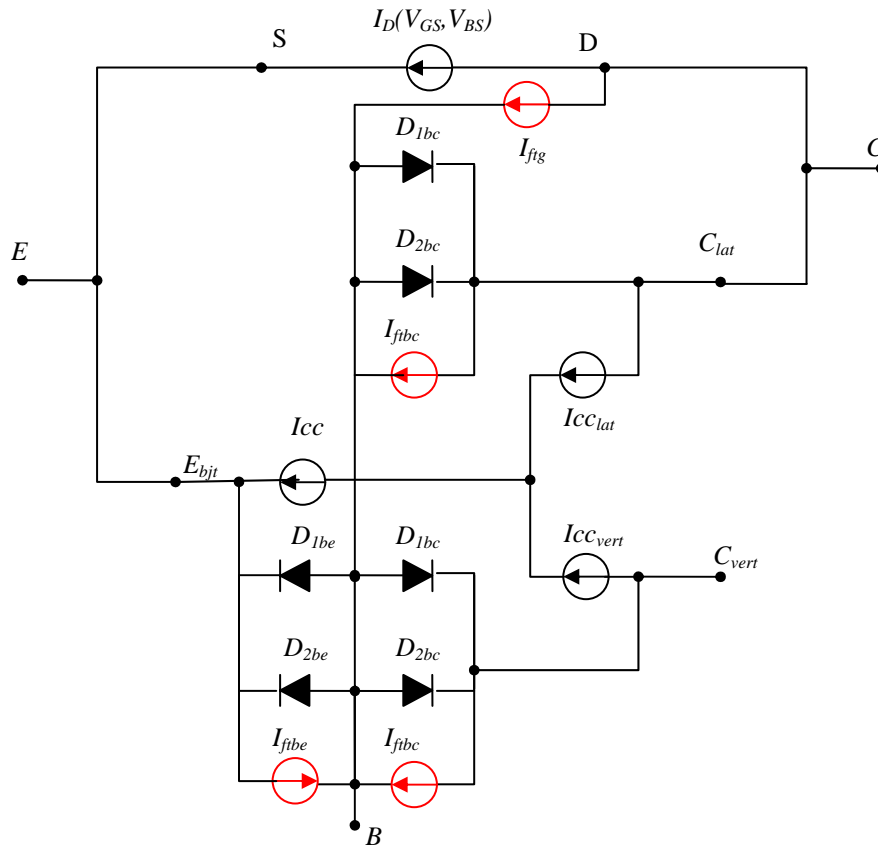


Figura 3.4: Circuito equivalente CC Gummel-Poon proposto para o fototransistor GC-LBJT NPN.

Nota-se no circuito equivalente a existência de elementos que são simultaneamente parte dos circuitos equivalentes do MOSFET e do BJT. Como exemplo pode-se citar os diodos das junções base-emissor e base-coletor lateral do BJT e que ao mesmo tempo representam as correntes nas junções fonte-corpo e dreno-corpo do MOSFET. Estes elementos em comum ratificam a afirmação anterior de que a simples associação direta dos circuitos equivalentes do MOSFET e do BJT não representa adequadamente o GC-LBJT. O circuito equivalente da figura é particularmente atrativo, pois serve de referência no desenvolvimento de novos modelos para simulação do GC-LBJT. O circuito equivalente proposto modela o funcionamento do fotodetector GC-LBJT e pode ser utilizado no desenvolvimento de modelos de simulação.

Entretanto, entende-se que a análise e o projeto inicial por meio de cálculos manuais podem ser mais facilmente desenvolvidos por meio de um circuito simplificado. Com base nesta consideração, propõe-se o circuito equivalente simplificado apresentado na Figura 3.5. As simplificações realizadas foram baseadas nas seguintes considerações: (i) o fototransistor GC-

LBJT opera na região ativa direta e (ii) usualmente a variação da tensão base-emissor é relativamente pequena [17,18]. Os diodos entre base e coletor operam com tensão reversa aproximadamente constante e os mesmos foram substituídos por fontes de corrente, cujo valor representa a corrente de saturação reversa das junções base-coletor. As correntes de saturação reversa das duas junções base-coletor correspondem as correntes de escuro das junções e foram denominadas como I_{esclat} e $I_{escvert}$. Os dois diodos da junção base-emissor passam a ser representados por um único diodo no circuito simplificado, pois na maior parte das regiões de polarização uma das duas correntes dos dois diodos predomina sobre a outra. A característica I-V do diodo único entre base e emissor (D_{BE}) deve ser escolhida de acordo com a parcela predominante de corrente. A fotocorrente gerada na junção base-emissor pode ser desprezada, pois a junção base-emissor opera diretamente polarizada e como consequência sua fotocorrente é muito menor do que as demais fotocorrentes geradas nas outras regiões. A última simplificação realizada foi à associação em paralelo das fotocorrentes geradas na região de cargas abaixo do canal (I_{ftbc}) e na região da junção base-coletor lateral (I_{ftbc2}) resultando em uma única fotocorrente (I_{flat}) entre os terminais base e coletor lateral.

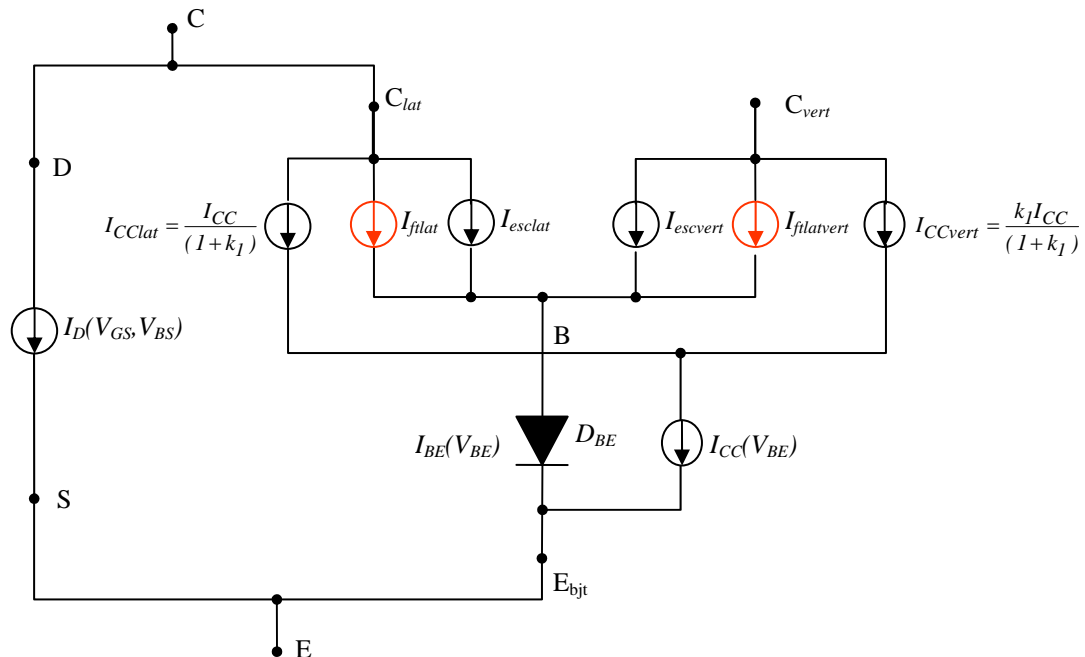


Figura 3.5: Circuito equivalente CC proposto simplificado do fototransistor GC-LBJT NPN operando na região ativa.

Com base no circuito equivalente simplificado da Figura 3.5, procede-se a análise do princípio de funcionamento do GC-LBJT. Analisando o circuito simplificado, pode-se estabelecer a equação da corrente e tensão na junção base-emissor como sendo respectivamente:

$$I_{BE} = I_{esclat} + I_{escvert} + I_{ftlat} + I_{ftvert} \quad (3.5)$$

$$V_{BE} = n_j V_T \ln \left(\frac{I_{BE}}{I_{SBE}} + 1 \right) \quad (3.6)$$

onde $V_T = kT/q$ é a tensão térmica, n_j é o fator de idealidade, I_{SBE} corresponde a corrente de saturação reversa da relação $I_{BE}-V_{BE}$. Os valores de n_j e I_{SBE} devem ser obtidos de acordo com a parcela da corrente predominante. O fator de idealidade é $n_j=1$ quando a corrente de recombinação na base predomina e $n_j=2$ quando a recombinação na região de depleção BE predomina.

Substituindo a equação (3.5) na equação (3.6), obtém-se a relação entre a tensão base-emissor e a fotocorrente do dispositivo com sendo:

$$V_{BE} = n_j V_T \ln \left(\frac{I_{esclat} + I_{escvert} + I_{ftlat} + I_{ftvert}}{I_{SBE}} + 1 \right) \quad (3.7)$$

Definindo-se a fotocorrente total e corrente de escuro total primária do GC-LBJT como:

$$I_{ftgc} = I_{ftlat} + I_{ftvert} \quad (3.8)$$

$$I_{escgc} = I_{esclat} + I_{escvert} \quad (3.9)$$

a equação (3.7) pode ser reescrita de forma simplificada como:

$$V_{BE} = n_j V_T \ln \left(\frac{I_{escgc} + I_{ftgc}}{I_{SBE}} + 1 \right) \quad (3.10)$$

A equação (3.10) descreve o princípio de fotopolarização do fototransistor GC-LBJT. A fotocorrente total geradas nas junções do GC-LBJT determina a tensão de polarização da tensão base-emissor quando o fotodetector opera com o terminal base em aberto. A característica da fotoresposta $V_{BE}-I_{ft}$ é logarítmica e está de acordo com os resultados experimentais apresentados na literatura [18]. A fotoresposta logarítmica da tensão base-emissor é particularmente atraente

em sistemas que requer elevada faixa dinâmica. O fototransistor GC-LBJT é uma alternativa ao pixel logarítmico, pois pode ser utilizado como fotodetector logarítmico tomando-se a tensão V_{BE} como sinal de saída do fotodetector. A equação (3.10) mostra que a variação do sinal de tensão V_{BE} em função da fotocorrente é idealmente 60mV/Dec sugerindo que a excursão do sinal é maior do que a excursão de sinal obtida utilizando-se o pixel logarítmico convencional.

O efeito secundário da fotopolarização da tensão base-emissor é o aumento das correntes do dispositivo dependentes da tensão base-emissor. De acordo com o circuito equivalente da Figura 3.5, as equações das correntes do GC-LBJT podem ser reescritas a partir das equações (3.1), (3.2), (3.8) e (3.9) como:

$$I_C = I_D + I_{CClat} + I_{esclat} + I_{ftlat} \quad (3.11)$$

$$I_E = I_S + I_{CC} + I_{escgc} + I_{ftgc} \quad (3.12)$$

As correntes provenientes dos BJTs lateral e vertical seguem a relação I-V típica exponencial e dependem somente da tensão base-emissor (equação (3.10)). O ganho de corrente do fototransistor BJT convencional é $\beta \cdot I_{ft}$ [1] e, sendo assim, as componentes bipolares da corrente, I_{CC} e I_{CClat} , podem ser escritas como:

$$I_{CClat} \approx \beta_{lat} \cdot I_{ft} \quad (3.13)$$

$$I_{CC} \approx (\beta_F + 1) \cdot I_{ft} \quad (3.14)$$

ou

$$\beta_{lat} \approx \frac{I_{CClat}}{I_{BE}} = \frac{I_{CC}}{I_{BE}(1+k_I)} \quad (3.15)$$

$$\beta_F \approx \frac{I_{CC}}{I_{BE}} \quad (3.16)$$

onde β_F e β_{lat} correspondem ao ganho do BJT como um único BJT e ao ganho do BJT lateral respectivamente.

O ganho β dos transistores BJT fabricados em processo padrão CMOS é relativamente pequeno. Além disso, o ganho β atinge valor máximo somente para valores relativamente elevados de tensão base-emissor, ou seja, a operação na região onde o ganho é significativo ocorre somente para intensidades luminosas mais elevadas. Logo, acredita-se que os valores de ganhos elevados reportados na literatura obtidos com fotodetectores similares não estão de acordo com os ganhos obtidos de BJTs sugerindo que o ganho destes fotodetectores e consequentemente do GC-LBJT são provenientes da operação do MOSFET.

Analisando o MOSFET, a polarização direta base-emissor equivale à polarização direta corpo-fonte do MOSFET, pois $V_{BE}=V_{BS}$. A polarização direta da junção corpo-fonte causa a diminuição da tensão de limiar e consequentemente o aumento da corrente de dreno. Sendo assim, o aumento da tensão base-emissor pelo efeito da fotopolarização reflete em no aumento da corrente de dreno. Diferentemente do BJT, a corrente do MOSFET não depende somente da tensão corpo-fonte, mas também depende da tensão de polarização do terminal porta. Deen et al mostram em [57] o transistor GC-LBJT apresenta ganho elevado e controlável operando em duas configurações diferentes: (i) emissor-comum (ii) coletor-comum. Os resultados reportados em [57] mostram que o GC-LBJT apresenta diferentes curvas características para cada configuração.

3.2 Configuração Coletor-Comum

A Figura 3.6 mostra o símbolo do GC-LBJT na configuração coletor-comum operando com tensão porta-base constante. Nesta configuração, o GC-LBJT opera com potenciais constantes no terminal coletor, base e porta obtendo-se tensão V_{GB} constante enquanto que o terminal de emissor é flutuante a fim de que o a tensão base-emissor seja determinada pelo processo de fotopolarização.

As correntes do GC-LBJT são formadas pela soma das correntes do MOSFET e dos BJTs que compõe o GC-LBJT (equações (3.11) e (3.12)). As correntes e os ganhos dos BJTs do GC-LBJT são função da tensão base-emissor e, portanto, não são afetadas quando o GC-LBJT opera na configuração coletor-comum e tensão porta-base constante. Logo, as equações das correntes dos BJTs do GC-LBJT apresentadas na subseção anterior, são válidas para o GC-LBJT na configuração coletor-comum operando com tensão porta-base constante.

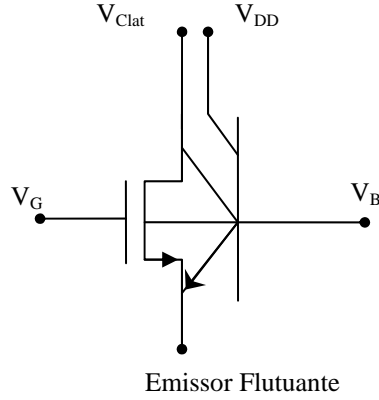


Figura 3.6: Símbolo do GC-LBJT na configuração coletor-comum.

Diferentemente dos BJTs do GC-LBJT, a corrente do MOSFET é determinada pelas tensões de polarização V_{GS} e V_{GB} . Considerando que o dispositivo opera com a junção drenocorpo reversamente polarizada, as equações da corrente de dreno do modelo simétrico proposto por Tsvetkov em [60] para o MOSFET operando na região de inversão forte (I_{Dforte}) e de inversão fraca (I_{Dfraca}), podem ser reescritas como:

$$I_{Dforte} = \frac{K_n}{2n_m} [(V_{GB} - V_{t0}) + n_m \cdot V_{BS}]^2 \quad (3.17)$$

e

$$I_{Dfraca} = K_n (n_m - 1) e^{\left(\frac{\phi_0 - 2\phi_F}{V_T}\right)} V_T^2 e^{\left(\frac{V_{GB} - V_{t0} + n_m V_{BS}}{n_m \cdot V_T}\right)} \quad (3.18)$$

onde $K_n = (W/L)\mu C'_{ox}$ é o fator de ganho do MOSFET tipo N, W/L é a relação entre as dimensões comprimento e largura do MOSFET, μ é a mobilidade dos elétrons, C'_{ox} é a capacitância de porta por unidade de área, V_{t0} é a tensão de limiar extrapolada, ϕ_F é o potencial de Fermi e ϕ_0 é o valor de potencial da superfície na região de inversão forte, n_m é a derivada do potencial de superfície em função da tensão V_{GB} . Segundo Tsvetkov [60], o parâmetro n_m do dispositivo é constante quando a tensão V_{GB} assume valores entre 1 e 1,5.

A tensão base-emissor do fototransistor GC-LBJT corresponde à tensão corpo-fonte do MOSFET do GC-LBJT. Logo, substituindo a equação (3.10) nas equações (3.17) e (3.18) obtém-se a equação da corrente do MOSFET na região de inversão forte e de inversão fraca como sendo:

$$I_{Dforte} = \frac{K_n}{2n_m} \left\{ (V_{GB} - V_{t0}) + n_m \cdot n_j V_T \ln \left(\frac{I_{ftgc} + I_{escgc}}{I_{SBE}} + I \right) \right\}^2 \quad (3.19)$$

e

$$I_{Dfraca} = K_{fraca} \cdot e^{\left(\frac{V_{GB} - V_{t0}}{n_m \cdot V_T} \right)} \cdot \left(\frac{I_{ftgc} + I_{escgc}}{I_{SBE}} + I \right)^{n_j} \quad (3.20)$$

onde K_{fraca} é definida por

$$K_{fraca} = K_n (n_m - 1) e^{\left(\frac{\phi_0 - 2\phi_F}{V_T} \right)} V_T^2 \quad (3.21)$$

A equação (3.19) mostra que operando em inversão forte, o corrente de dreno é função quadrática do logaritmo da irradiância e da tensão de controle V_{GB} . Na região de inversão fraca, a corrente de dreno (equação (3.20)) é uma função do tipo potência da fotocorrente onde o expoente é determinado pelo fator de idealidade (n_j) da junção BE. O coeficiente multiplicativo da função potência é determinado pela tensão de controle V_{GB} . Na condição de escuro ($I_{ft}=0$), as correntes de escuro do MOSFET operando na região de inversão forte e fraca podem ser obtidas a partir das equações (3.19) e (3.20) como sendo respectivamente:

$$I_{Dforteesc} = \frac{K_n}{2n_m} \left[(V_{GB} - V_{t0}) + n_m \cdot n_j V_T \ln \left(\frac{I_{escgc}}{I_{SBE}} + I \right) \right]^2 \quad (3.22)$$

e

$$I_{Dfracaesc} = K_{fraca} e^{\left(\frac{V_{GB} - V_{t0}}{n_m \cdot V_T} \right)} \left(\frac{I_{escgc}}{I_{SBE}} + I \right)^{n_j} \quad (3.23)$$

A análise gráfica da fotoresposta $I_D - I_{ft}$ é fundamental para entender a característica do fotodetector. Sendo assim, propõe-se a obtenção da fotoresposta do dispositivo por meio de simulação numérica. A Figura 3.7a mostra o circuito de simulação proposto para obter as curvas características do MOSFET do fototransistor GC-LBJT. Utilizou-se nas simulações modelo

NMOS do processo padrão CMOS, tecnologia 0,35 μm da AustriaMicrosystems, adotando-se dimensões 8 μm /2 μm para o transistor. Embora falte informação sobre a validade do modelo do MOSFET operando com a junção corpo-fonte polarizada diretamente, a curva característica de polarização $V_{BS}-I_{ft}$ (Figura 3.7b) obtida por simulação apresenta característica logarítmica estando em acordo com equação (3.10). Além disso, e a curva característica I_D-V_{BS} (Figura 3.7c) também apresenta comportamento similar aos resultados experimentais reportados na literatura sobre o MOSFET operando com tensão corpo-fonte polarizada diretamente [17,18,58]. Com base nestas observações considera-se válida a análise qualitativa da característica da fotoresposta do dispositivo através dos resultados de simulação.

A Figura 3.7c apresenta os resultados de simulação I_D-V_{BS} do MOSFET na correspondente configuração coletor-comum do GC-LBJT operando com tensão porta-base (porta-corpo) constante. Os resultados de simulação mostram que a tensão de controle V_{GB} possibilita ajustar (controlar) o valor da corrente de dreno dentro de uma faixa de sete décadas aproximadamente. De acordo com os dados do modelo NMOS utilizado, pode-se estabelecer de forma aproximada que o MOSFET de dimensões 2 μm x8 μm utilizado nas simulações, opera nas regiões de inversão fraca, inversão moderada e inversão forte quando $I_D < 1\mu\text{A}$, $1\mu\text{A} < I_D < 10\mu\text{A}$ e $I_D > 10\mu\text{A}$ respectivamente. Os valores iniciais de corrente I_D nas curvas de operação correspondem à corrente I_D de escuro e são determinados pela tensão V_{GB} . Observando a curva I_D para $V_{GB} = -0,3\text{V}$ nota-se que o dispositivo opera na região fraca para baixos valores de fotocorrente e seu ponto de operação tende para a região de inversão forte com aumento da tensão V_{BS} , ou seja, com o aumento da luminosidade (fotocorrente).

A Figura 3.8 mostra a fotoresposta I_D-I_{ft} do MOSFET obtida por simulação. Nota-se principalmente para baixos valores de fotocorrente primária I_{ft} que fotoresposta secundária I_D é muito maior demonstrando mecanismo de ganho controlável que o dispositivo apresenta.

Observa-se que a corrente de dreno torna-se constante e independente da iluminação para baixos valores de iluminação (Figura 3.8). Nesta região, as correntes de escuro predominam mostrando a limitação da fotodeteção para baixos valores de fotocorrente (equações (3.22) e (3.23)). O dispositivo pode operar nas três diferentes regiões de inversão para uma mesma polarização como é possível notar na curva I_D para $V_{GB} = -0,1\text{V}$.

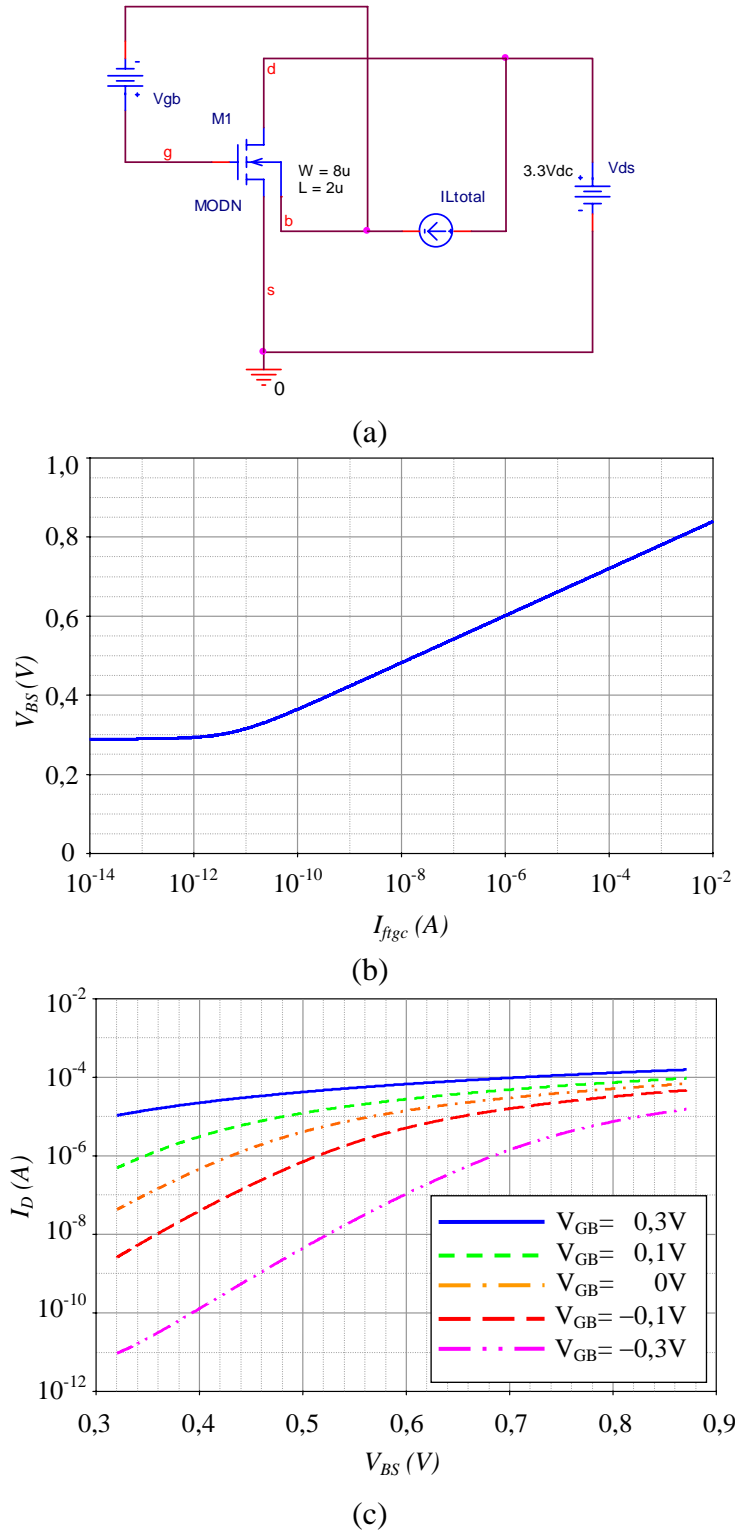


Figura 3.7: Simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum com tensão V_{GB} constante (a) circuito de simulação (b) V_{BS} - $I_{f_{gc}}$ (c) I_D - V_{BS} .

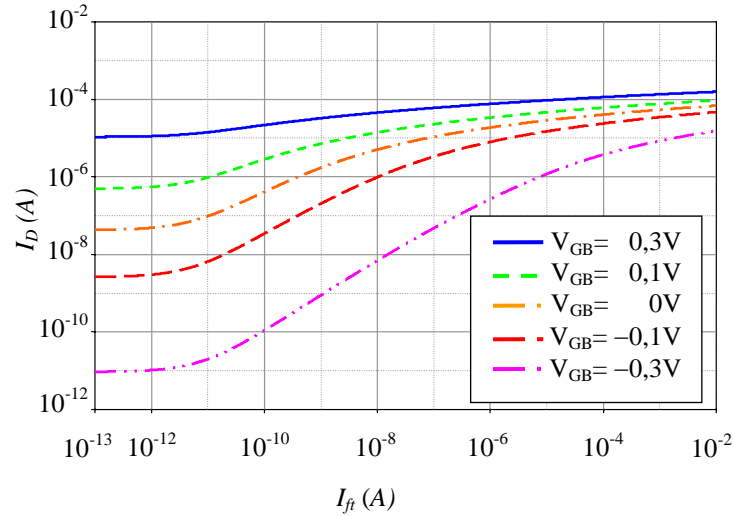


Figura 3.8: Resultados de simulação da fotoresposta I_D-I_{ft} do MOSFET na configuração drenocomum com tensão V_{GB} constante. (Dispositivo de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ modelo da tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS).

A fotocorrente amplificada (I_{Dft}) e a responsividade do MOSFET podem ser então definidas respectivamente como sendo:

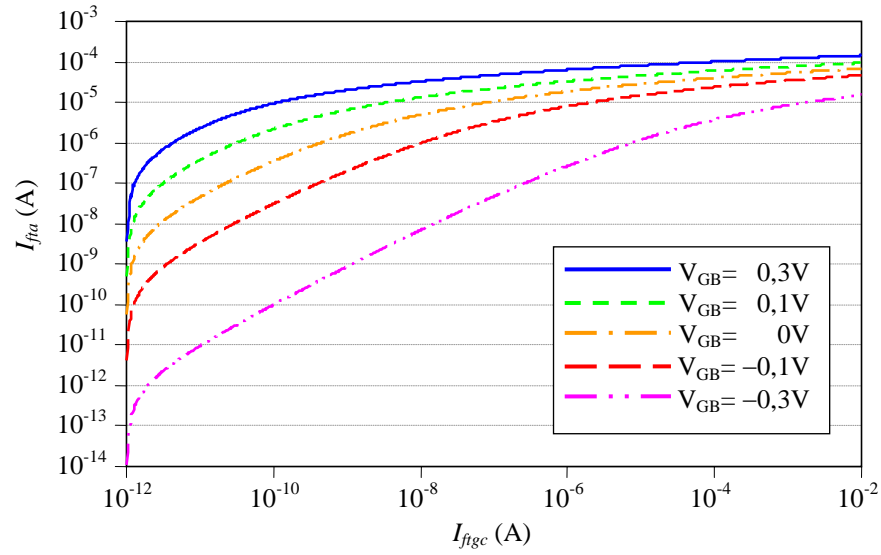
$$I_{Dft} = I_D(I_{ft}) - I_{Desc} \quad (3.24)$$

$$\mathfrak{R}_a = \frac{I_{Dft}}{P_{op}} = \frac{I_D(I_{ft}) - I_{Desc}}{P_{op}} \quad (3.25)$$

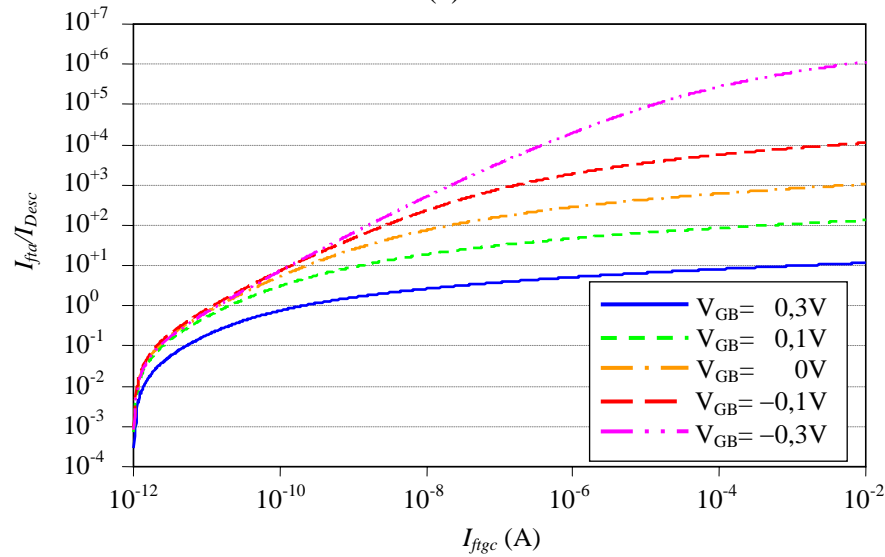
onde $I_D(I_{ft})$ é a corrente dreno para certa potência óptica incidente P_{op} e, I_{Desc} é o valor da corrente de dreno de escuro.

A Figura 3.9a mostra a fotoresposta amplificada $I_{fta}-I_{ft}$ e a fotoresposta amplificada relativa $(I_{fta}/I_{Desc})-I_{ft}$ obtidas por simulação. Nota-se nas curvas Figura 3.9a é possível aumentar o valor da fotocorrente amplificada I_{fta} alterando o valor da tensão de controle V_{GB} . Sendo o ganho do dispositivo definido como I_{fta}/I_{ftgc} , fica claro que o ganho do dispositivo pode ser aumentado por meio da tensão de controle V_{GB} . Porém, o aumento da tensão de controle provoca como efeito indesejável a diminuição da faixa de excursão da corrente amplificada.

Observando as equações nota-se que a fotoresposta do dispositivo é sensível à variações de parâmetros do dispositivo e com a variação da temperatura. A variação de parâmetros do dispositivo altera a curva de operação e a não-linearidade da fotoresposta. Esta característica representa um problema na utilização deste fotodetector, pois a relação $I_{fta}-I_{ft}$ muda de pixel para pixel.



(a)



(b)

Figura 3.9: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum operando com tensão V_{GB} constante (a) fotoresposta amplificada $I_{fta}-I_{ft}$ (b) fotoresposta amplificada relativa $(I_{fta}/I_{Desc})-I_{ft}$. MOSFET de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.

A operação na região de inversão forte introduz dificuldades maiores na medida da irradiância, pois parâmetros como a modulação de comprimento de canal, que determinam a não-linearidade da fotoresposta, mudam com a curva de operação. Considera-se que a operação na região de inversão fraca é mais atraente, pois apesar de ser susceptível à variação de parâmetros, a medida relativa entre duas diferentes fotocorrentes se mantém (equação (3.26)). Considerando $I_D \gg I_{Desc}$, a razão entre dois valores $I_{Dfi}(I_{fi1})$ e $I_{Dfi}(I_{fi2})$ obtida a partir da equação (3.20) resulta em

$$\frac{I_{Dfrac{a}}(I_{ftgc2})}{I_{Dfrac{a}}(I_{ftgc1})} \approx \left(\frac{I_{ftgc2}}{I_{ftgc1}} \right)^{n_j} \quad (3.26)$$

Nota-se que apesar do ganho de corrente elevado, a susceptibilidade à variação de parâmetros indica que o dispositivo deve apresentar problemas similares ao pixel logarítmico em relação ao ruído de padrão fixo.

3.3 Configuração Emissor-Comum

Na configuração emissor-comum o GC-LBJT operando com tensão porta-emissor constante; os terminais emissor, coletor e porta são polarizados com tensão constante enquanto o terminal base é flutuante conforme mostra a Figura 3.10. Conforme discutido nas subseções anteriores, as correntes dos BJTs lateral e vertical independem do tipo de configuração e da tensão de porta. Logo, as equações da corrente dos BJTs apresentadas anteriormente continuam válidas nesta configuração e não variam com a tensão de controle V_{GE} . O MOSFET do GC-LBJT NPN está na correspondente configuração fonte-comum com tensão V_{GS} constante.

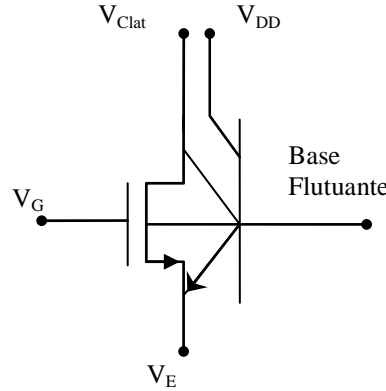


Figura 3.10: Símbolo do GC-LBJT na configuração emissor-comum.

A equação da corrente dreno do MOSFET operando com V_{GS} constante na região de inversão forte, pode ser obtida a partir da equação do modelo simplificado apresentado por Tsividis em [60]. Substituindo-se o termo V_{GB} por $V_{GS} - V_{BS}$ nas equações do modelo, a equação da corrente de dreno na região forte em função da tensão V_{GS} resultante é dada por:

$$I_{Dforte} = \frac{K_n}{2n_m} [V_{GS} - V_{t0} + (n_m - 1) \cdot V_{BS}]^2 \quad (3.27)$$

O parâmetro n_m varia pouco em função da variação da tensão V_{GB} e pode ser considerado constante segundo Tsividis em [60]. Substituindo a equação (3.10) na equação (3.27), obtém-se a fotoresposta I_D-I_{ft} do MOSFET operando na região de inversão forte como sendo

$$I_{Dforte} = \frac{K_n}{2n_m} \left[V_{GS} - V_{t0} + (n_m - 1) \cdot n_j \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{ftgc} + I_{escgc}}{I_{SBE}} + 1 \right) \right]^2 \quad (3.28)$$

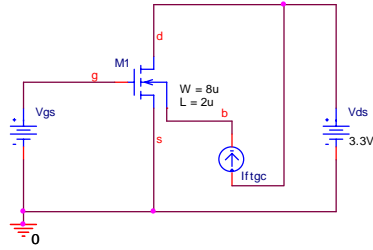
Procedendo da mesma forma, a equação da corrente de dreno do MOSFET operando na região de inversão fraca em função da tensão V_{GS} fornecida por Tsividis em [59] pode ser reescrita como:

$$I_{Dfraca} = K_n (n_m - 1) e^{\left(\frac{\phi_0 - 2\phi_F}{V_T} \right)} V_T^2 e^{\left(\frac{V_{GS} - V_{t0} + (n_m - 1)V_{BS}}{n_m \cdot V_T} \right)} \quad (3.29)$$

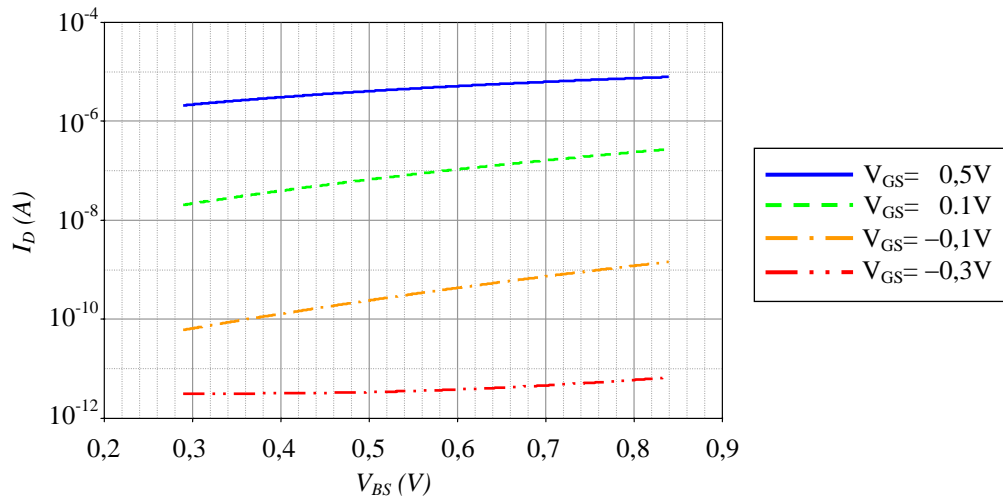
Substituindo a equação (3.10) na equação (3.29), obtém-se a fotoresposta I_D-I_{ft} do MOSFET operando na região de inversão fraca como sendo:

$$I_{Dfraca} = K_{fraca} \cdot e^{\left(\frac{V_{GS} - V_{t0}}{n_m \cdot V_T} \right)} \cdot \left(\frac{I_{ftgc} + I_{escgc}}{I_{SBE}} + 1 \right)^{\frac{n_j (n_m - 1)}{n_m}} \quad (3.30)$$

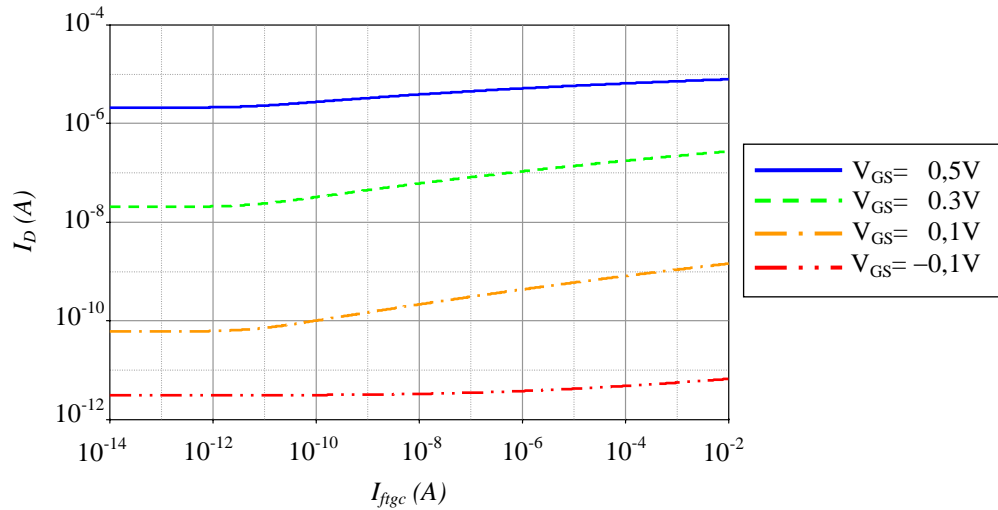
As equações (3.28) e (3.30) representam a fotoresposta do MOSFET na configuração fonte-comum e tensão V_{GS} constante para as regiões de inversão forte e fraca respectivamente. A corrente de dreno na região de inversão forte varia com o quadrado do logaritmo da intensidade luminosa uma vez que I_{ft} é proporcional a intensidade luminosa. Na região de inversão fraca a corrente de dreno é uma função potência da intensidade luminosa. Comparando as equações equivalentes na configuração coletor-comum apresentada na secção anterior, nota-se que em ambas as configurações a função característica da fotoresposta I_D-I_{ft} são do mesmo tipo característico. A Figura 3.11 mostra as curvas I_D-V_{BS} e I_D-I_{ft} de simulação do MOSFET na configuração fonte-comum operando com tensão porta-fonte constante.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.11: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração fonte-comum operando com tensão V_{GS} constante (a) curvas características I_D - V_{BS} do MOSFET (b) fotoresposta característica I_D - I_{fgic} . Dispositivo de dimensões $8\mu\text{m} \times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.

Novamente, definiram-se dimensões $8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ para o transistor e foi utilizado o modelo de simulação da tecnologia $0,35\mu\text{m}$ da AMS. O circuito de simulação na Figura 3.11a corresponde ao fotodetector MOSFET na configuração fonte-comum e tensão V_{GS} constante. Como esperado, a fotoresposta $V_{BS}-I_{ftgc}$ obtida por simulação é do tipo logarítmica e coincide com a curva característica $V_{BS}-I_{ftgc}$ de simulação apresentada na Figura 3.7b da subseção anterior evidenciando que a fotopolarização da base depende somente da característica da junção e da fotocorrente total primária.

Os resultados de simulação na Figura 3.11b e na Figura 3.11c mostram que as curvas características I_D-V_{BS} e I_D-I_{ftgc} variam relativamente pouco. Pode-se notar que a obtenção de uma variação de 1 década da corrente de dreno requer a variação de 5 décadas no valor da fotocorrente. Esta característica pode ser atribuída ao termo (n_m-1) nas equações (3.28) e (3.30) das correntes, pois o valor de n_m varia entre 1,5 e 1.

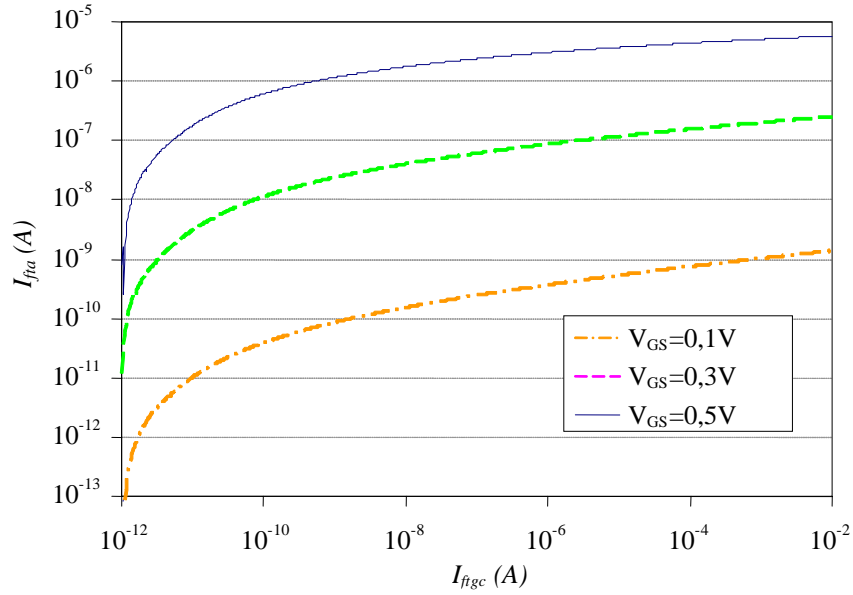
A fotocorrente amplificada (I_{fta}) apresentada na Figura 3.12a mostra que o ganho (I_{fta}/I_{ft}) do dispositivo pode ser controlado pela tensão V_{GS} permitindo obter elevados ganhos dispositivo. Entretanto, mesmo com ganho elevado, a fotoresposta relativa (I_{fta}/I_{Desc}) da Figura 3.12a mostra que a fotocorrente amplificada (I_{fta}) é relativamente pequena em relação a corrente de escuro (I_{fta}). Esta característica constitui uma desvantagem da configuração emissor-comum em comparação com a configuração coletor comum. O baixo valor relativo da corrente de dreno dificulta a diferenciação da corrente para diferentes valores de intensidade luminosa.

Parâmetros tais como (n_m-1) , K_n , V_{t0} e I_{SBE} nas equações (3.28) e (3.30), indicam susceptibilidade da corrente de dreno à variação dos parâmetros do MOSFET e a variação da temperatura. É possível diminuir a distorção da intensidade luminosa capturada quando o MOSFET opera na região de inversão fraca.

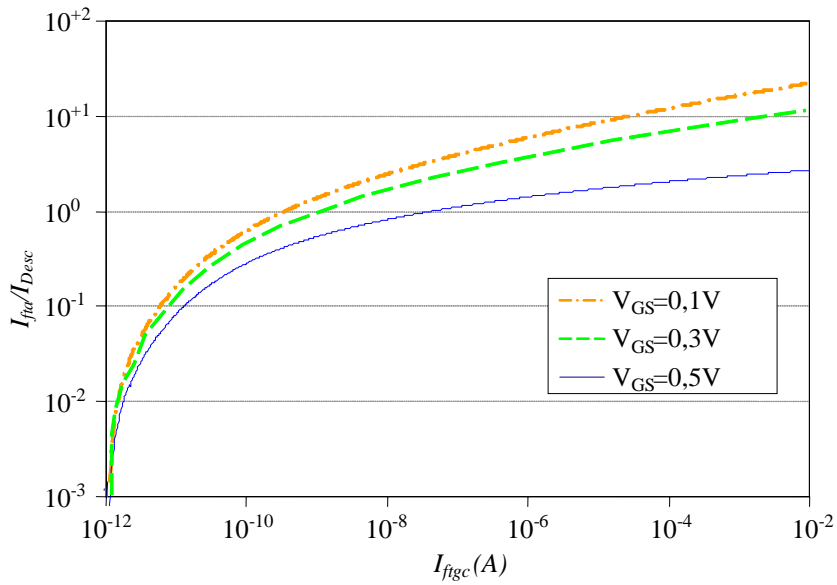
Assumindo duas fotocorrentes primárias diferentes I_{ftgc1} e I_{ftgc2} tal que $I_{ftgc1} \gg I_{escgc}$ e $I_{ftgc2} \gg I_{escgc}$, a razão entre as correntes $I_{Dfraca}(I_{ftgc1})$ e $I_{Dfraca}(I_{ftgc2})$ obtida a partir da equação é dada por:

$$\frac{I_{Dfraca}(I_{ftgc1})}{I_{Dfraca}(I_{ftgc2})} \cong \left(\frac{I_{ftgc1}}{I_{ftgc2}} \right)^{\frac{n_j(n_m-1)}{n_m}} \quad (3.31)$$

A equação (3.31) mostra que a razão da corrente de dreno para duas irradiações diferentes. Entretanto, nesta configuração a variação do parâmetro n_m pode ser significativa se a tensão porta-corpo não é constante.



(a)



(b)

Figura 3.12: Resultados de simulação do fotodetector MOSFET na configuração dreno-comum operando com tensão V_{GS} constante (a) fotoresposta amplificada $I_{fta}-I_{ftgc}$ (b) fotoresposta amplificada relativa $(I_{fta}/I_{Desc})-I_{ft}$. MOSFET de dimensões $8\mu\text{m}\times 2\mu\text{m}$ tecnologia $0,35\mu\text{m}$ AMS.

portanto, a fotocorrente na sua região de depleção é muito menor do que as fotocorrentes geradas nas outras junções e, por isso, será desprezada. Sendo assim, serão levadas em consideração no projeto somente as fotocorrentes geradas nas junções PN base-coletor lateral e base-coletor vertical bem como a fotocorrente gerada na região de depleção abaixo da região de porta devido à presença da junção MOS. Devido à falta de informação sobre a eficiência quântica nas diferentes regiões do fototransistor (região de porta, região de difusão, etc...), considera-se na análise seguinte que a irradiância utilizada já leva em consideração a perda devido à reflexão e absorção nas camadas superiores.

Em uma junção PN, a densidade de fotocorrente gerada na região de depleção pode ser escrita como:

$$J_{PN} = q \cdot \int_{x_1}^{x_2} G_L(\alpha, x) dx = q \cdot \int_{x_1}^{x_2} \phi_0 \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot x} dx \quad (3.32)$$

onde x_1 e x_2 correspondem à profundidade do início e o fim da região de depleção tal que $(x_2 - x_1)$ corresponde a largura da região de depleção (Figura 3.14).

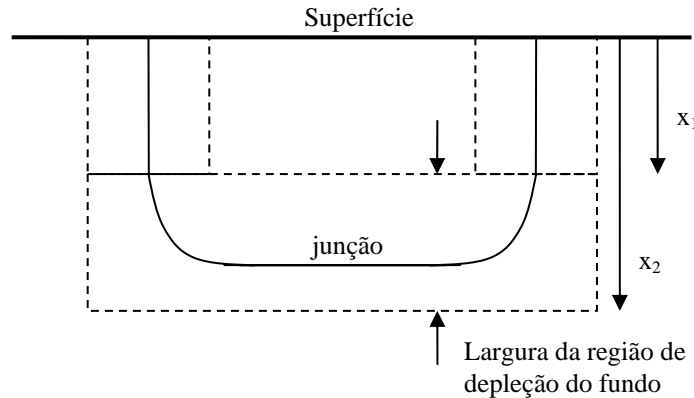


Figura 3.14: Desenho esquemático da aproximação da região de depleção para cálculo da fotocorrente.

Entretanto, a equação (3.32) é válida somente para junções com área relativamente grande na qual o volume da região de depleção do fundo é muito maior do que o volume da região de depleção lateral da junção. Aproximado para retangulares as regiões de depleção do fundo e lateral da junção PN conforme ilustra Figura 3.14, a fotocorrente da junção pode ser escrita como:

$$J_{PN} = J_{PNlat} + J_{PNfundo} \quad (3.33)$$

onde

$$J_{PNlat} = q \cdot \int_0^{x_1} G_L(\alpha, x) dx = q \cdot \int_0^{x_1} \phi_o \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot x} dx \quad (3.34)$$

$$J_{PNfundo} = q \cdot \int_{x_1}^{x_2} G_L(\alpha, x) dx = q \cdot \int_{x_1}^{x_2} \phi_o \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot x} dx \quad (3.35)$$

Manipulando as equações (3.34) e (3.35), demonstra-se que a densidade de corrente total numa junção PN pode ser escrita como:

$$J_{PN} = q \cdot \phi_o \cdot \left[e^{-\alpha \cdot x_1} - e^{-\alpha \cdot x_2} \right] + q \cdot \phi_o \cdot \left[-e^{-\alpha \cdot x_1} \right] \quad (3.36)$$

A fotocorrente total depende a área da junção (A_{PN}) e do perímetro da região de depleção (Per_{PN}). A fotocorrente pode ser escrita a partir da equação acima, como sendo:

$$I_{ft} = A_{PN} \cdot q \cdot \phi_o \cdot \left[e^{-\alpha \cdot x_1} - e^{-\alpha \cdot x_2} \right] + Per_{PN} \cdot W_{PN} \cdot q \cdot \phi_o \cdot \left[-e^{-\alpha \cdot x_1} \right] \quad (3.37)$$

onde W_{PN} é a largura da região de depleção.

A equação (3.37) pode ser utilizada para determinar de forma aproximada a fotocorrente proveniente de uma junção PN. A junção base-emissor opera diretamente polarizada e apresenta maiores níveis de dopagens em relação aos outros tipos de junção e, por isso, a fotocorrente gerada em sua região de depleção é muito menor em relação às fotocorrentes geradas nas demais junções que operam polarizada reversamente. Desta forma, a fotocorrente gerada na junção N+/Pwell que forma a junção base-emissor será desprezada.

A fotocorrente nas junções base-coletor lateral e base-coletor vertical dependem da área e perímetro de cada junção. Observando a Figura 3.13 nota-se que a área e perímetro da junção base-coletor lateral podem ser escritos em função das dimensões W/L do dispositivo e das distâncias mínimas como:

$$A_{nplus_Pwell} = W \cdot DI \quad (3.38)$$

$$Per_{nplus_Pwell} = 2W + 2DI \quad (3.39)$$

onde W é o comprimento do dispositivo, DI é a largura mínima da região de difusão $n+$. A área e o perímetro da junção $Pwell/Nwell$ pode ser escritas respectivamente como:

$$A_{PWell_NWell} = (W + D3 + D4) \cdot (L + 2 \cdot D1 + 2 \cdot D2) \quad (3.40)$$

$$Per_{PWell_NWell} = 2 \cdot (W + D3 + D4) + 2 \cdot (L + 2 \cdot D1 + 2 \cdot D2) \quad (3.41)$$

A terceira e última região a ser analisada é a região de depleção abaixo do canal da junção MOS. Neste projeto, adotar-se-á comprimento de canal longo com objetivo de aumentar a contribuição espectral da região de depleção abaixo do terminal porta.

A Figura 3.15 ilustra a região de depleção abaixo da região de canal considerando um MOSFET de canal longo. Segundo Tsividis em [60], a largura da região de depleção abaixo do canal do MOSFET é dado por:

$$w_B = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qNa}} \sqrt{\phi_s} \quad (3.42)$$

onde w_B da região de carga espacial abaixo do canal, Na é a concentração de portadores na região de depleção de corpo, ε_s é a permissividade do silício e ϕ_s é o potencial da superfície.

O potencial de superfície depende do nível de inversão do canal sendo que em inversão fraca, o potencial de superfície tem relação aproximadamente linear com V_{GB} enquanto que em inversão forte o potencial é aproximadamente constante. A largura da região de depleção sob o canal varia devido à variação do potencial de superfície ao longo do canal. Nota-se que a região de depleção na região abaixo do canal varia significativamente com a polarização do dispositivo. Sendo assim, algumas simplificações podem ser consideradas para análise como segue:

- I. a junção corpo-fonte (base-emissor) opera diretamente polarizada e por isso a largura da região de depleção abaixo do canal será considerada nula na posição do terminal fonte
- II. a junção dreno-fonte (base-coletor lateral) opera diretamente polarizada e será considerado o caso de inversão forte no qual a largura da região de depleção na posição do terminal dreno é máxima
- III. considera-se aproximação linear para a variação do potencial ao longo do canal [60].

onde W_{BD} é a largura da região de depleção do canal na extremidade do dreno, em inversão forte [1], pode ser determinada por:

$$w_{BD} = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qNa}} \sqrt{2\phi_F + V_{DB}} \quad (3.47)$$

As equações de (3.37) a (3.41) e as equações (3.46) e (3.47) permitem calcular a fotocorrente primária do fotodetector GC-LBJT, conhecidos os parâmetros do processo de fabricação. Em virtude de não ter-se acesso a todos os parâmetros da tecnologia 0,18 μ m/TSMC que está sendo utilizado no projeto realizado no laboratório da Universidade McMaster no Canadá, optou-se por utilizar valores típicos obtidos do modelo do transistor NMOS e PMOS da tecnologia 0,18 μ m/TSMC disponibilizado pela “Mentor Graphics”. A Tabela 3.1 mostra os parâmetros da tecnologia 0,18 μ m/TSMC estimados a partir do arquivo de modelo dos transistores PMOS e NMOS. As dimensões D1, D2, D3 e D4 foram adotadas como sendo as distâncias mínimas da tecnologia 0,18 μ m disponível no programa de layout.

Embora a eficiência quântica seja diferente para diferentes áreas do fototransistor, admitiu-se eficiência quântica $\eta=1$ e fluxo de fótons de $\phi_o=10^{+18}$ /m-s para três diferentes comprimentos de onda no cálculo da fotocorrente total com o objetivo de comparar, de forma aproximada, a contribuição de cada fotocorrente na fotocorrente total. O cálculo da fotocorrente foi realizado para três diferentes razões (W/L) do dispositivo fixando-se $L=2\mu$ m. Os resultados dos cálculos das fotocorrentes podem ser vistos na Tabela 3.2. Os resultados da Tabela 3.2 sugerem que a fotocorrente gerada na junção Pwell/Nwell é pelo menos dez vezes maior do que as fotocorrentes geradas nas outras regiões de depleção na faixa que vai de 450nm a 650nm. A fotocorrente gerada na região de depleção do canal é a menor dentre todas.

O projeto da junção base-emissor é particularmente importante, pois determina a faixa de iluminação à qual o fotodetector é sensível representada pela fotoresposta $V_{BE}-I_{ft}$ ((3.10)). O projetista pode alterar apenas a área da junção base-emissor dimensionando adequadamente as dimensões W e D1 (vide Figura 3.13). Note que as dimensões W e D1 afetam não somente a característica da junção BE, mas também a fotocorrente primária total.

Tabela 3.1 : Parâmetros e valores típicos utilizados no exemplo de projeto.

D1	0,9 μm
D2	0,75 μm
D3	0,75 μm
D4	1,5 μm
Concentração da camada N ⁺ (adotado)	10 ²⁰ /cm ³
Concentração da camada Pwell	7·10 ¹⁷ /cm ³
Concentração da camada Nwell	4·10 ¹⁷ /cm ³
xj (profundidade da junção N ⁺ /Pwell)	0,1 μm
W _{PN} (largura da região de depleção da junção N ⁺ /Pwell) com tensão reversa máxima de 1,8 volts	0,7 μm
xj (profundidade da junção Pwell/Nwell) (adotado)	3,5 μm
W _{PN} (largura da região de depleção da junção Pwell/Nwell) com tensão reversa máxima de 1.8 volts	1,2 μm

Tabela 3.2 : Fotocorrentes primárias calculadas no exemplo de projeto

$\phi_0=10^{+18}/\text{m}^2\text{-s}$	450nm	550nm	650nm
W/L = 2 $\mu\text{m}/2\mu\text{m}$			
I _{ftg}	0,13pA	0,13pA	0,05pA
I _{ftbclat}	0,6pA	0,26pA	0,11pA
I _{ftbvert}	5,6pA	5,5pA	4,05pA
W/L = 4 $\mu\text{m}/2\mu\text{m}$			
I _{ftg}	0,26pA	0,26pA	0,11pA
I _{ftbclat}	1,1pA	0,46pA	0,2pA
I _{ftbvert}	6,8pA	6,7pA	5pA
W/L = 8 $\mu\text{m}/2\mu\text{m}$			
I _{ftg}	0,52pA	0,52pA	0,22pA
I _{ftbclat}	2pA	0,85pA	0,37pA
I _{ftbvert}	9,1pA	9,1pA	7pA

Na análise de projeto da junção BE será considerado que a corrente de difusão da junção predomina sobre a corrente de recombinação tal que a corrente a equação (3.10) pode ser escrita como:

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_{escgc} + I_{ftgc}}{I_{SBE}} + 1 \right) \quad (3.48)$$

Neste caso, equação típica da corrente de saturação da junção BE dada por:

$$I_{SBE} = \frac{q \cdot D_p \cdot p_{n0}}{L_p} \cdot A_{BE} = \frac{q \cdot D_p \cdot p_{n0}}{L_p} \cdot W \cdot DI \quad (3.49)$$

onde D_p é a constante de difusão das lacunas, L_p é o comprimento de difusão das lacunas, p_{n0} é a concentração de lacunas no emissor e A_{BE} é a área da junção base-emissor. Note que na equação (3.49) a área da região lateral da junção BE foi desprezada devido ao fato de que a área da região do fundo da junção BE ser muito maior.

Os resultados da Tabela 3.2 mostram a fotocorrente primária do GC-LBJT é determinada pela fotocorrente da junção base-coletor vertical devido à seu maior volume e por isso a fotocorrente e a corrente de escuro primárias totais do GC-LBJT será aproximada por:

$$I_{ftgc} \cong I_{ftpwel \ln well} \quad (3.50)$$

$$I_{escgc} \cong I_{spwel \ln well} \quad (3.51)$$

onde $I_{spwell \ln well}$ é a corrente de saturação reversa da junção base-coletor vertical. Segundo [1], a corrente de saturação reversa da junção base-coletor vertical é dada por:

$$I_{spwel \ln well} = q \left[\left(\frac{D_p \cdot p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n \cdot n_{p0}}{L_n} \right) + \frac{n_i \cdot W_{BCvert}}{2\tau_0} \right] [A_{fundo} + A_{lateral}] \quad (3.52)$$

onde D_n , L_n , n_{np0} , A_{fundo} e $A_{lateral}$ são respectivamente, a constante de difusão dos elétrons-livres, o comprimento de difusão dos elétrons livres, a concentração de elétrons livres minoritários na base, a área do fundo da junção e a área lateral da junção base-coletor lateral.

Admitindo as aproximações dadas pelas equações (3.50) e (3.51), dispositivo de dimensões $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ e irradiação com comprimento de onda de 550nm, a fotoresposta $V_{BE}-I_L$ pode ser obtida empregando a equação (3.48) e cujo resultado gráfico é apresentado na Figura 3.16.

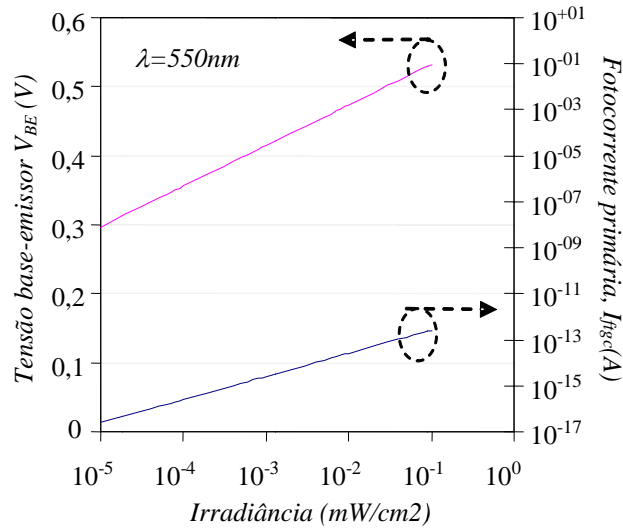


Figura 3.16: Fotoresposta $V_{BE}-I_L$ e $I_{fgc}-I_L$ estimada do GC-LBJT de dimensões $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ sob ação de irradiância de 550nm.

Os resultados observados no gráfico da Figura 3.16, mostram que a tensão base-emissor varia significativamente na faixa de irradiância de 10^{-5} a 10^{-1} mW/cm^2 na qual a fonte de iluminação é capaz de oferecer. Além disso, a variação total da tensão base-emissor mostra-se suficiente para refletir significativamente na corrente de coletor que pode chegar a dezenas de μA . Adotou-se as dimensões $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ para o GC-LBJT, cuja microfotografia pode ser vista na Figura 3.17. O dispositivo foi fabricado em processo padrão CMOS, tecnologia $0,18\mu\text{m}$ da *foundry Taiwan Semiconductor Manufacturing Corporation (TSMC)*, através do programa canadense mantido pela *Canadian Microelectronics Corporation (CMC)*.

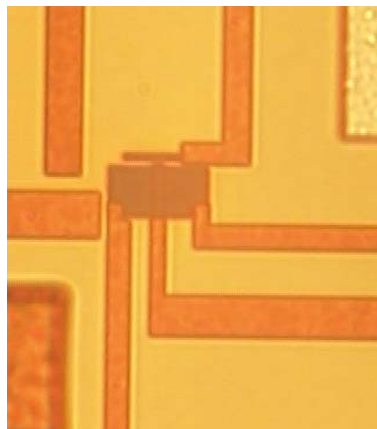


Figura 3.17: Microfotografia do dispositivo GC-LBJT NPN $W/L=8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ fabricado na tecnologia padrão CMOS $0,18\mu\text{m}/\text{TSMC}$.

Capítulo 4

Sistema de Imagem CMOS Multi-Amostrado no Domínio do Tempo

Apresenta-se neste capítulo o método de múltipla-amostragem para sistemas de imagem no domínio do tempo. Sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo se destacam por proporcionar imagem com elevada faixa dinâmica ($>100\text{dB}$), conforme discutido na subseção 2.6.3. A desvantagem desses sistemas é o baixo fator de preenchimento devido a um circuito comparador e um contador ou memória de 8 bits integrados por pixel. Neste trabalho, propõe-se como alternativa, um sistema de imagem CMOS multi-amostrado no domínio do tempo e circuito de leitura síncrono. O sistema proposto requer um circuito comparador e um elemento de memória de 1 bit no pixel reduzindo o número de transistores integrados ao pixel. O objetivo é aumentar o fator de preenchimento por meio da redução do número de transistores integrados ao pixel. Apesar de ainda apresentar um número significativo de transistores por pixel, o sistema proposto permite o aumento do número de bits na representação da imagem sem afetar o fator de preenchimento.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: (i) na seção 4.1 apresenta-se a análise do efeito da não linearidade na fotoresposta de sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo, (ii) o princípio de operação do método de múltiplas-amostras no domínio do tempo e a arquitetura são apresentados nas seções 4.2 e 4.3 respectivamente, (iv) nas seções 4.4 e 4.5 apresenta-se o estudo do ruído de padrão fixo e do ruído temporal no domínio do tempo, e (v) o projeto e resultados de simulação são apresentados na seção 4.6.

4.1 Fotoresposta e faixa dinâmica

Conforme apresentado na subseção 2.6, sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo são caracterizados por relacionarem o tempo (t_d) de descarga da capacitância do fotodiodo (C_{fd}) com a irradiância (I_L) durante o período de integração. O tempo de descarga é obtido comparando-se a tensão do fotodiodo com uma tensão de referência. Dois tipos de tensão de referência foram propostos na literatura, tensão de referência constante e tensão de referência do

tipo rampa. É usual nos estudos apresentados na literatura, admitir que a queda de tensão do fotodiodo em função da irradiância é linear. Assumindo essa aproximação linear, a diferença da fotoresposta utilizando estes dois tipos de tensão de referência pode ser observada na Figura 4.1, segundo as equações (2.19) e (2.21). As fotorespostas na Figura 4.1 foram obtidas assumindo $S=1\text{V/lux}\cdot\text{s}$ para três diferentes tensões de referência: (i) do tipo constante com $V_{ref}=1,5\text{V}$ (ii) do tipo rampa com $V_{max}=3\text{V}$, $V_{min}=1\text{V}$ e $T_{int}=100\text{ms}$ (iii) do tipo rampa com $V_{max}=3\text{V}$, $V_{min}=1\text{V}$ e $T_{int}=10\text{ms}$.

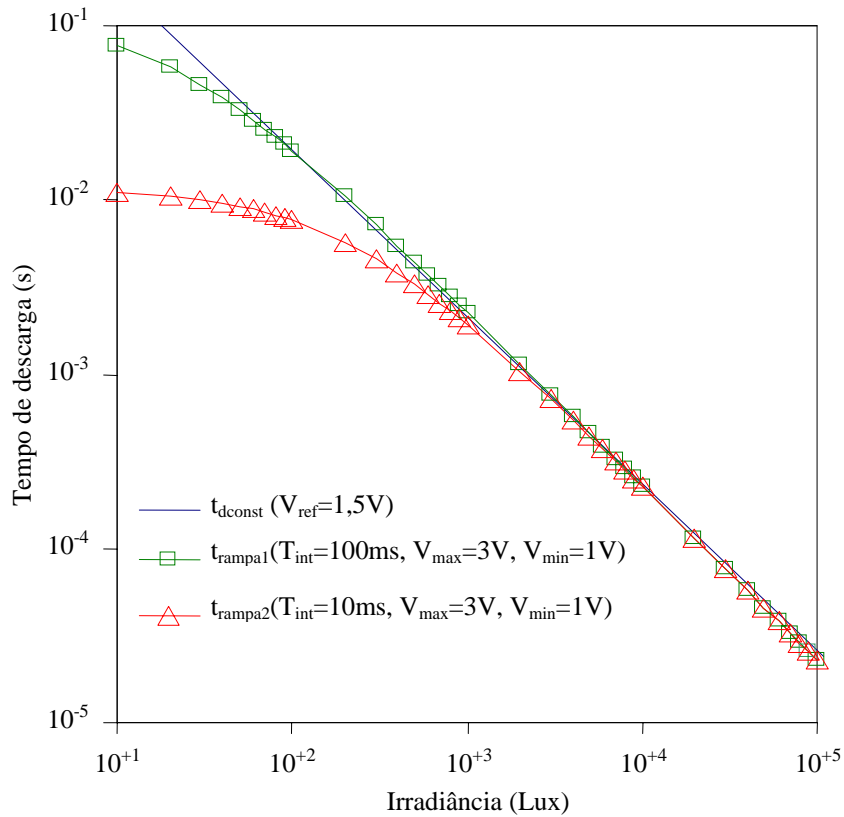


Figura 4.1: Fotoresposta de sistemas de imagem no domínio do tempo utilizando aproximação linear. Assumindo fotodiodo com sensibilidade $S=1\text{V/Lux}\cdot\text{s}$.

Na região de intensidade luminosa mais elevada a fotoresposta apresenta o mesmo comportamento do tipo $t_d=f(1/I_L)$ independente do tipo de tensão de referência. Nesta região a intensidade luminosa é tal que $S \cdot I_L \cdot T_{int} \gg (V_{max} - V_{min})$ e o denominador da equação (2.21) pode ser simplificado como $(V_{max} - V_{min}) + S \cdot I_L \cdot T_{int} \cong S \cdot I_L \cdot T_{int}$. Na região onde a irradiância é baixa, a fotoresposta utilizando tensão de referência do tipo rampa tende a ser constante e dependente das tensões máximas e mínimas da tensão de referência do tipo rampa, pois o denominador da

equação (2.21) torna-se aproximadamente constante e igual a $(V_{max}-V_{min})$. Observa-se que para irradiância mais baixa, o uso da tensão de referência do tipo rampa reduz os tempos de comparação em 10 vezes em relação ao uso da tensão de referência constante. Entretanto, a fotoresposta utilizando tensão do tipo rampa tende a ficar constante para baixos valores de irradiação impossibilitando a captura do sinal nesta região.

Conforme apresentado na seção 2.4.2, a aproximação linear da queda de tensão do fotodiodo leva a erros consideráveis em sistemas de imagem CMOS no domínio da tensão. O efeito da não-linearidade da tensão do fotodiodo na fotoresposta de sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo até o presente momento não foi apresentado na literatura e pode ser estudado manipulando-se as equações da Tabela 2.1. Considerando a utilização de tensão de referência constante, a equação da fotoresposta no domínio do tempo levando em consideração a não-linearidade do fotodiodo em função do perfil da junção pode ser vista na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 : Tempo de descarga (t_{dct}) utilizando tensão de referência constante

	Tempo de descarga do fotodiodo - t_{dct}
Caso Ideal ($m=\infty$)	$(V_{reset} - V_{refct}) \cdot \frac{C_{fd0}}{(I_{ft} + I_{esc})}$
Junção com perfil abrupto ($m=2$)	$\left\{ 2 \cdot (V_{reset} + \varphi) - 2 \cdot \left[\varphi \cdot (\varphi + V_{reset} + V_{refct}) + V_{reset} + V_{refct} \right]^{1/2} \right\} \cdot \frac{C_{fd0}}{(I_{ft} + I_{esc})}$
Junção com perfil linear ($m=3$)	$\frac{2 \left[(V_{reset} + \varphi) - (V_{refct} + \varphi)^{2/3} \cdot (V_{reset} + \varphi)^{1/3} \right]}{3} \cdot \frac{C_{fd0}}{(I_{ft} + I_{esc})}$
Junção com perfil exponencial ($m=4$)	$\frac{3 \left[(V_{reset} + \varphi) - (V_{refct} + \varphi)^{3/4} \cdot (V_{reset} + \varphi)^{1/4} \right]}{4} \cdot \frac{C_{fd0}}{(I_{ft} + I_{esc})}$

A fotoresposta no domínio do tempo para o caso ideal $m=\infty$ no qual a capacitância é constante, equivale a fotoresposta usual apresentada na literatura dada pela equação (2.19). Observa-se, que utilizando tensão de referência constante, o tipo da fotoresposta não muda com o tipo do perfil da dopagem da junção. Em todos os casos da Tabela 4.1 a fotoresposta apresenta

característica inversamente proporcional à fotocorrente ($t_{dct} \propto 1/(I_{ft} + I_{esc})$). A Figura 4.2 mostra os gráficos das fotoresposta para cada caso da Tabela 4.1 admitindo valores típicos $V_{ref}=1.5V$, $V_{reset}=3V$, $C_{fd0}=20fF$, $\phi=0,7V$ e $I_{esc}=2,5fA$. Como esperado, as curvas têm mesma característica, diferindo apenas por uma constante ao longo do eixo Y no gráfico log-log.

É importante notar que para qualquer um dos casos Tabela 4.1, a razão entre dois diferentes tempos de descarga, dado pela equação (4.1), se mantém independente do caso.

$$\frac{t_{dct}(I_{ft1})}{t_{dct}(I_{ft2})} = \frac{(I_{ft2} + I_{esc})}{(I_{ft1} + I_{esc})} \quad (4.1)$$

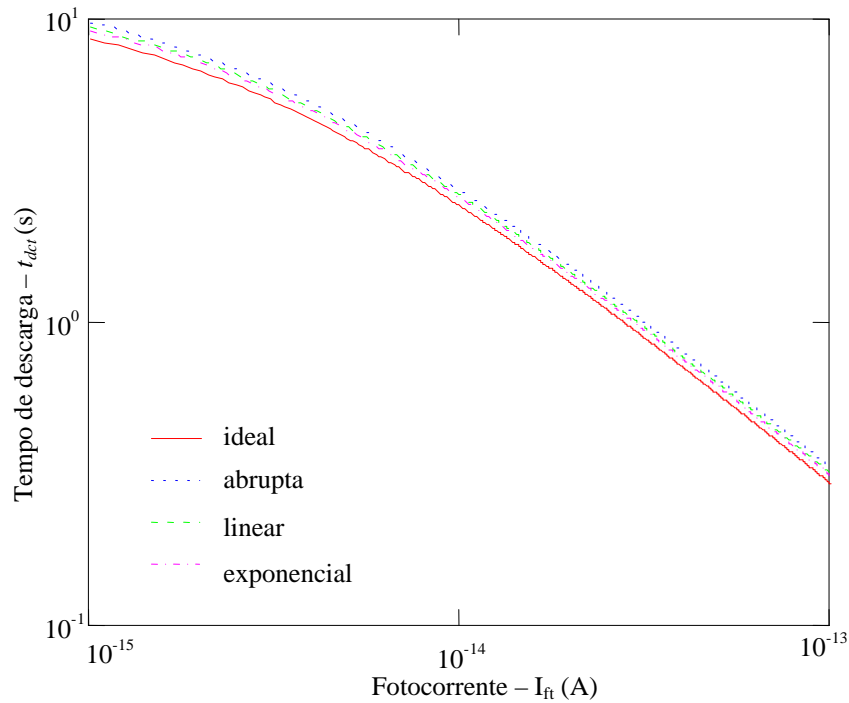


Figura 4.2: Fotoresposta no domínio do tempo (t_d-I_{ft}) utilizando tensão de referência do tipo constante para perfil de junções PN do tipo ideal, abrupta, linear e exponencial. As quatro curvas foram obtidas adotando $V_{ref}=1,5V$, $V_{reset}=3V$, $C_{fd0}=20fF$, $\phi=0,7V$ e $I_{esc}=2.5fA$.

Sabendo que em aplicações com elevada faixa dinâmica tem-se $I_{ft\acute{m}ax} \gg I_{esc}$, tal que $(I_{ft\acute{m}ax} + I_{esc}) \approx I_{ft\acute{m}ax}$, a equação (4.1) pode ser reescrita em função da fotocorrente máxima e mínima como sendo:

$$\frac{t_{d\ max}}{t_{d\ min}} = \frac{I_{ft\ max}}{(I_{ft\ min} + I_{esc})} \quad (4.2)$$

Sendo a faixa dinâmica definida como a relação entre os valores máximo e mínimo do sinal, a expressão da faixa dinâmica pode ser obtida manipulando a equação (4.2). Demonstra-se que a faixa dinâmica em dB pode ser obtida a partir a equação (4.2) como

$$DR_{refct} = 20 \cdot \log \left(\frac{I_{ft\ max}}{I_{ft\ min}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{t_{d\ max}}{t_{d\ min}} \left(\frac{I_{esc}}{I_{ft\ min}} + 1 \right) \right) \quad (4.3)$$

Utilizando tensão de referência constante, obtém-se elevada faixa dinâmica por meio do controle dos tempos máximos e mínimos, conforme mostra a equação (4.3). Entretanto, elevada faixa dinâmica requer elevada diferença entre os tempos máximos e mínimos de integração. Como exemplo, aplicações de vídeo que operam a 30 quadros/s e têm tempo máximo de integração limitado a 33,3ms, necessitam a captura de sinais com de tempo mínimo de 333ns para gerar imagens com faixa dinâmica de 100dB. Os sinais de irradiância mais baixa resultariam em tempos de descarga maiores do que 33,3ms e, por isso, não seriam capturados. A captura de sinais com baixa irradiação requer tempos de integração mais longos constituindo uma desvantagem.

Conforme visto anteriormente a utilização de tensão de referência do tipo rampa permite reduzir os tempos de integração na captura dos sinais correspondente a irradiações luminosas mais baixas. Considerando o uso de tensão de referência do tipo rampa, a fotoresposta no domínio do tempo pode ser obtida igualando-se as equações da Tabela 2.1 a equação (2.21), cujo resultado pode ser visto na Tabela 4.2.

A Tabela 4.2 mostra a equação da fotoresposta no domínio do tempo utilizando tensão de referência do tipo rampa para os casos de junção ideal ($m=\infty$) e junção de perfil abrupto ($m=2$), onde $m_{rp}=(V_{max}-V_{min})/T_{int}$ é a inclinação da rampa de tensão. Neste caso, as equações da fotoresposta no domínio do tempo para junção de perfil linear ($m=3$) e exponencial ($m=4$) não admitem solução analítica e por isso não são apresentadas.

A Figura 4.3 mostra a fotoresposta do sistema operando com tensão de referência constante utilizando as equações da Tabela 4.2, assumindo tensão em rampa com $V_{max}=3V$, $V_{min}=1V$, $V_{reset}=3V$, $T_{int}=0,03s$ e fotodiodo com as características $C_{fd0}=20fF$, $\phi=0,7V$ e $I_{esc}=2,5fA$. Considerando a fotoresposta com junção abrupta como a correta, observa-se que o erro entre as curvas não é constante. Conclui-se que o erro da aproximação linear introduz não-linearidade adicional na fotoresposta. A medida relativa usual entre duas irradiações diferentes dada pela

razão entre os respectivos tempos de descarga é válida somente para tempos de descarga muito menor do que o tempo de integração máximo. Logo, a relação $t_{drp}(I_{ft1})/t_{drp}(I_{ft2})$ apresentará erro considerável para tempos próximos ao tempo máximo de integração.

Tabela 4.2 : Tempo de descarga (t_{drp}) utilizando tensão de referência do tipo rampa.

	Tempo de descarga do fotodiodo (t_{drp}) utilizando tensão de referência do tipo rampa (v_{refrp})
Caso Ideal ($m=\infty$)	$\frac{(V_{reset} - V_{mín}) \cdot T_{int} \cdot C_{fd0}}{[C_{fd0}(V_{máx} - V_{mín}) + (I_{ft} + I_{esc}) \cdot T_{int}]}$
Junção com perfil abrupto ($m=2$)	$\frac{\left[\frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}} + m_{rp} \right] - \sqrt{\left(\frac{(I_{ft} + I_{esc})}{C_{fd0}} + m_{rp} \right)^2 - \left(\frac{(I_{ft} + I_{esc})^2 (V_{reset} - V_{min})}{C_{fd0}^2 (V_{reset} + \varphi)} \right)}}{(I_{ft} + I_{esc})^2}{2C_{fd0}^2 (V_{reset} + \varphi)}$

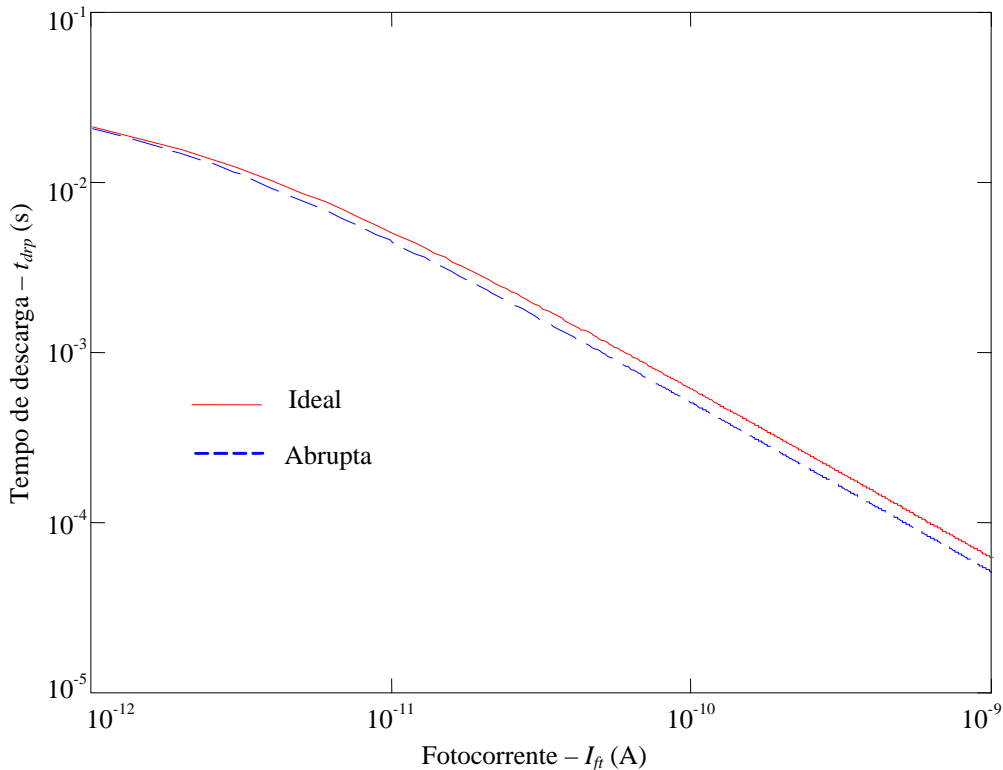


Figura 4.3: Fotoresposta no domínio do tempo (t_d-I_{ft}) utilizando tensão de referência do tipo rampa, admitindo $V_{max}=3V$, $V_{min}=1V$, $V_{reset}=3V$, $T_{int}=0,03s$, $C_{fd0}=20fF$, $\varphi=0,7V$ e $I_{esc}=2.5fA$.

4.2 Princípio de operação

O método de múltiplas amostragens no domínio do tempo consiste em realizar a leitura do resultado da comparação entre a tensão do fotodiodo (V_{fd}) e a tensão de referência (V_{ref}) em determinados instantes (T_s) ao longo do tempo total de integração. O tempo de descarga do sinal de um pixel é associado à primeira amostragem na qual o resultado da comparação torna-se positivo, conforme ilustra a Figura 4.5a. O tempo associado a cada instante de amostragem pode ser codificado diretamente, como por exemplo, $T_0=1111$, $T_1=1110$, $T_2=1101$, A divisão do tempo total de integração em intervalos regulares fornece fotoresposta não-linear segundo as equações apresentadas na Tabela 4.1 e na Tabela 4.2. Considerando tempo total de integração é T_{int} , o intervalo entre amostragem será de $\Delta T_s = T_{int}/2^N$ onde N é o número de bits. O resultado da comparação em cada instante de amostragem deve ser lido externamente no intervalo de tempo entre os instantes de amostragem (ΔT_s) e, por isso, o tempo de leitura de toda a matriz (T_m) deve ser menor do que o intervalo de tempo de amostragem (ΔT_s), ou seja, $T_m < \Delta T_s$. A amostragem utilizando intervalos regulares é particularmente atraente para sistemas com elevada faixa dinâmica, pois é uma forma obter representação codificada comprimida dos sinais que se estendem por uma ampla faixa de valores (4 a 5 décadas). Porém, os valores obtidos não são lineares devido à característica da fotoresposta no domínio do tempo.

A largura dos intervalos entre amostragem pode ser variada adequadamente proporcionando relação linear entre código e fotocorrente. Como exemplo, vamos admitir que o sistema no domínio do tempo opere com tensão de referência constante e apresenta fotoresposta determinada pela equação do tempo de descarga para $m=4$ da Tabela 4.1. Neste caso, a equação do tempo de descarga para $m=4$ pode ser reescrita como:

$$t_d(x) = \frac{K}{(x \cdot I_{fmin} + I_{esc})} \quad (4.4)$$

onde x é o número inteiro entre 1 e 2^N .

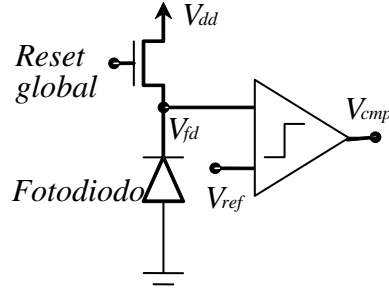


Figura 4.4: Diagrama de blocos básico do pixel de sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo.

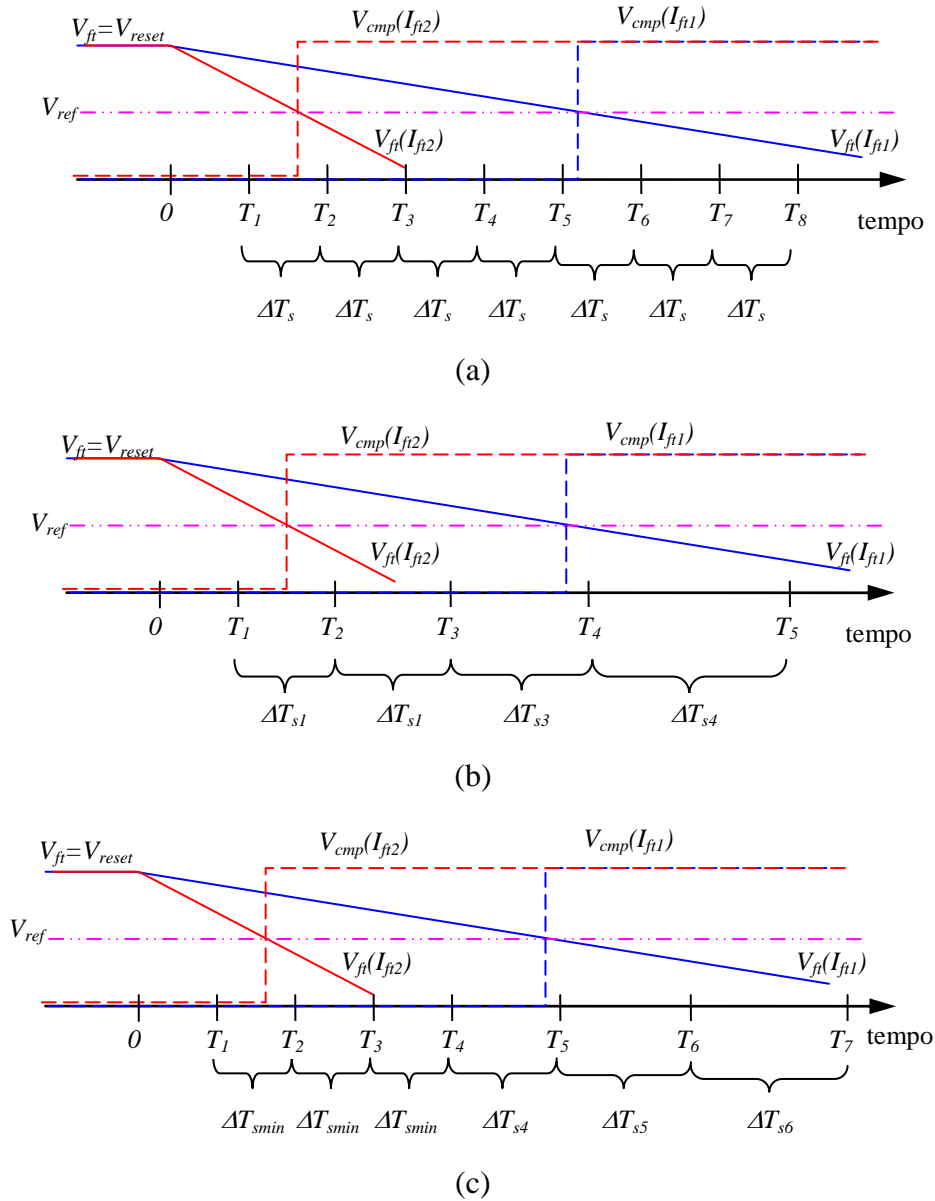


Figura 4.5: Métodos de discretização no tempo (a) amostragem com intervalos de tempo constante (b) amostragem com intervalos de tempo variável (c) amostragem com intervalos de tempo constante e variável.

A equação (4.4) permite obter os tempos de descarga para os valores de fotocorrente múltiplos inteiros da fotocorrente mínima estabelecida. Definindo os instantes de amostragem de acordo com a equação (4.4), os valores codificados de cada amostragem têm correspondência linear com o valor mínimo da fotocorrente. Entretanto, o intervalo de tempo entre amostras (ΔT_s) decresce para valores elevados de fotocorrente diminuindo o intervalo de tempo disponível para leitura do resultado da comparação de toda matriz. A Figura 4.5b ilustra a amostragem em intervalos variáveis. Neste caso, o intervalo de tempo mínimo é dado por

$$\Delta T_{s\min} = t_d(2^{(N-1)}) - t_d(2^N) \quad (4.5)$$

e a faixa dinâmica correspondente seria de:

$$DR = 20 \log \left(\frac{t_d(1)}{t_d(2^N)} \right) = 20 \log \left(\frac{(2^N \cdot I_{ft\min} + I_{esc})}{I_{ft\min} + I_{esc}} \right) \quad (4.6)$$

Admitindo que se deseja uma faixa dinâmica de 100dB e supondo $I_{ft\min} = 2I_{esc}$, seriam necessárias 10^5 amostras e codificação de 18 bits. Neste caso, a largura mínima de intervalo de tempo entre amostras seria $\Delta T_{s\min} \approx 46\mu s$ e o tempo máximo de integração seria 6s. Caso seja necessário tempo de integração máximo de 30ms para aplicações de vídeo e faixa dinâmica de 100dB; o intervalo de tempo mínimo seria muito reduzido a fim de que seja possível a leitura das amostras de toda matriz durante os intervalos. A condição que permite a operação do sistema é $T_m < \Delta T_{s\min}$, onde T_m é o tempo necessário para leitura do resultado da amostra de toda a matriz. Conclui-se que a aplicação desta técnica é limitada a aplicações na qual o número total de amostras (2^N) não é tão elevado e, neste caso, a imagem capturada apresentará baixa faixa dinâmica.

Alguns pesquisadores têm proposto sistemas de imagem CMOS com elevada faixa dinâmica com fotoresposta característica combinada entre linear e logarítmica [29]. É possível utilizar uma combinação entre as duas formas de discretização no tempo anteriores obtendo um sistema similar, na primeira parte do tempo total de integração são utilizados intervalos de amostragem constante e numa segunda parte os intervalos de amostragem são variáveis para

obter fotoresposta linear. A Figura 4.5b ilustra a combinação de amostragem em intervalos regulares e intervalos variáveis.

4.3 Arquitetura

A Figura 4.6a mostra o diagrama de blocos da arquitetura do pixel proposta, na qual o pixel é composto por um fotodiodo, o transistor de *reset*, um comparador do tipo *clocked* e um flip-flop do tipo D com entradas assíncronas (PR e CLR). O comparador tipo *clocked* oferece velocidade de operação e sincronismo entre os pixels da matriz enquanto que o flip-flop tipo D é utilizado para armazenar o resultado da comparação. Os flip-flops tipo D de uma linha são conectados entre si formando um registrador de deslocamento série por linha. O registrador de deslocamento série permite a leitura externa do resultado da comparação por meio do deslocamento dos dados utilizando o sinal de *clock* (Clk_SR) do registrador de deslocamento. A Figura 4.6b mostra o diagrama de tempo dos principais sinais de controle do sistema. O sinal de *reset* é responsável por ativar o transistor de reset e carregando o fotodiodo com tensão inicial V_{reset} e simultaneamente ativa a entrada *CLR* inicializando o flip-flop em $Q=0$. O sinal de *clock* (Clk_cmp) do comparador determina o instante da realização da comparação e ao mesmo tempo o instante de amostragem (T_s). Note que a comparação ocorre simultaneamente em todos os pixels da matriz.

Nos instantes de amostragem (T_s) em que $V_{fd} < V_{ref}$, o sinal de saída do comparador (V_{cmp}) permanece normalmente nível baixo e o valor na saída do flip-flop se mantém em 0 pois neste caso $PR=0$. Nos instantes de amostragem em que $V_{fd} > V_{ref}$, o sinal de saída do comparador (V_{cmp}) determina $PR=1$ e conseqüentemente o estado na saída do flip-flop vai para nível alto ($Q=1$). Desta forma, como resultado da comparação, o estado $Q=0$ indica $V_{fd} \geq V_{ref}$ enquanto que o estado $Q=1$ indica $V_{fd} \leq V_{ref}$.

Os flip-flops D dos pixels de cada linha são conectados formando um registrador de deslocamento por linha. O registrador de deslocamento série por linha permite a leitura externa dos resultados da comparação por meio do deslocamento dos dados utilizando o sinal de *clock* (Clk_SR) do registrador de deslocamento.

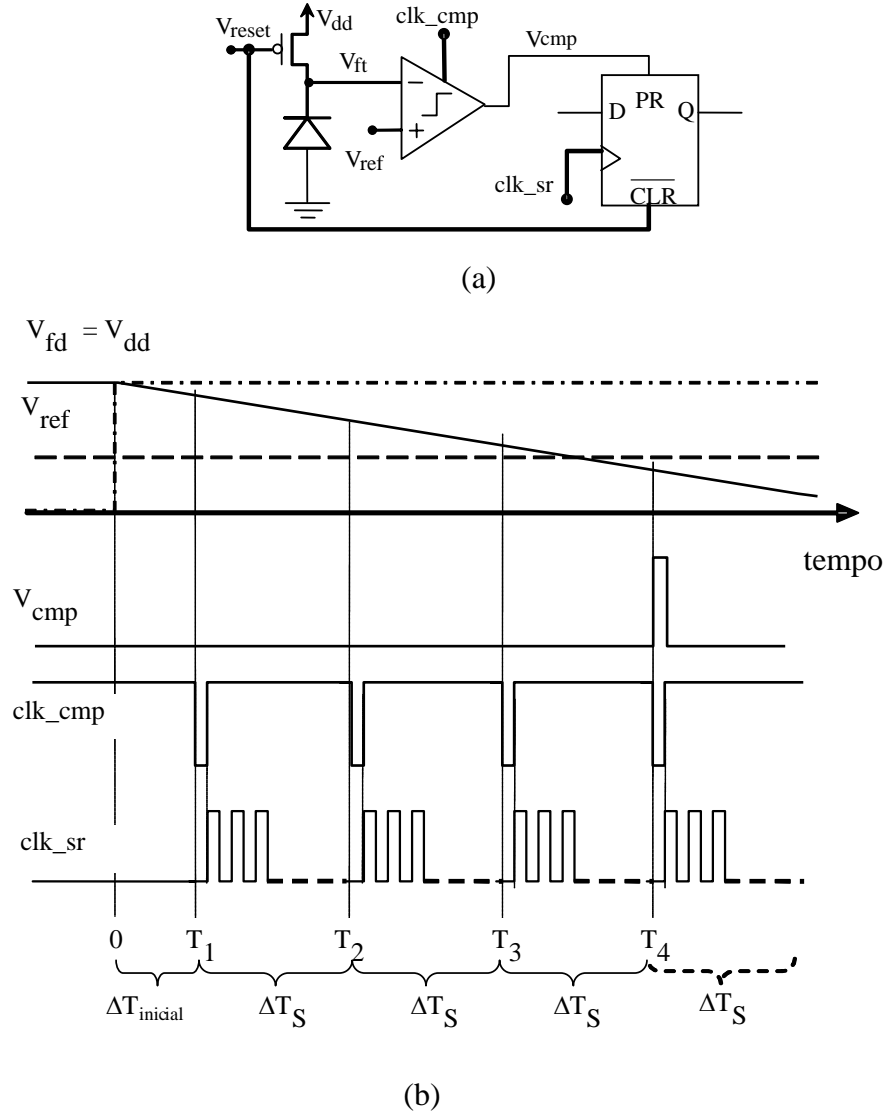


Figura 4.6: Arquitetura do pixel proposto (a) diagrama de blocos do circuito (b) diagrama de tempo dos principais sinais de controle.

A Figura 4.8 mostra o diagrama de blocos da arquitetura do sistema proposto para um sistema de imagem no qual o resultado da amostragem e, posteriormente sua codificação é realizada externamente. Os dados provenientes dos registradores de deslocamento são disponibilizados na entrada do multiplexador cujo número de bits de saída é PO .

O tempo de descarga do sinal de tensão do fotodetector é associado ao primeiro instante da amostra da comparação (T_s) no qual o resultado da comparação é positivo ($Q=1$) (seção 2.6.3). Dispondo de apenas uma memória de 1bit por pixel, a leitura da matriz deve ser realizada após cada amostra sem exceder o intervalo de tempo entre amostras (ΔT_s). Considerando que a

freqüência de operação do multiplexador ($1/T_{mux}$) é maior do que a freqüência de operação dos registradores de deslocamento, o tempo total para leitura da matriz (T_m) pode ser definido como:

$$T_m = T_{clk_cmp} + \left(\frac{n_L \cdot n_C}{PO} \right) \cdot T_{mux} \quad (4.7)$$

onde $n_L \times n_C$ é a dimensão da matriz de pixels, M é o número de bits na saída do multiplexador, T_{clk_cmp} é o tempo de comparação e T_{mux} é o período de operação do multiplexador.

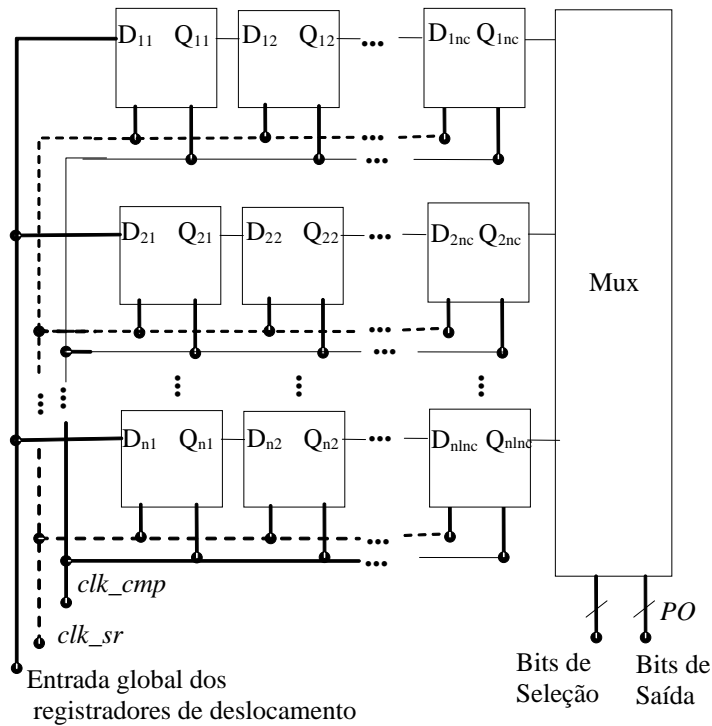


Figura 4.7: Diagrama de blocos da matriz de pixel do sistema de imagem CMOS multi-amostrado no domínio do tempo.

O tempo total de leitura da matriz (T_m) deve ser menor do que os intervalos entre amostras (ΔT_s). As dimensões da matriz e a velocidade de operação do circuito determinam o tempo de leitura da matriz. Sendo assim, o limite de operação do sistema depende das dimensões da matriz, da velocidade de operação do circuito, do número de bits que determina o intervalo de tempo entre amostras (número de bits da imagem) e do número de bits lidos paralelamente na saída do multiplexador. Admitindo que a amostragem é realizada em intervalos regulares, o intervalo entre amostras será de $T_{int}/2^N$ onde T_{int} é o tempo máximo de integração e N é o número de bits da imagem. A Figura 4.8 mostra o tempo total de leitura dado pela equação (4.7) em

função das dimensões de uma matriz quadrada $D \times D$ para diferentes número de bits de saída PO , considerando tempos típicos de 100ns e 5ns para os tempos de operação do comparador (T_{clk_cmp}) e do multiplexador (T_{mux}) respectivamente. A Figura 4.8b também mostra os intervalos entre amostragem (ΔT_s) para imagem de 8 bits e 10bits. Observa-se na Figura 4.8 que as dimensões máximas da matriz são limitadas por $T_m < \Delta T_s$.

Assumindo operação com taxa de 30 quadros/segundo, ou seja, tempo total de integração (T_{int}) de 33,33ms, o intervalo entre amostras linear de $\Delta T_s = T_{int} / 2^N$ é de aproximadamente 130 μ s para imagens de 8bits e de 32 μ s para imagens de 10bits. Nota-se que uma vez definida a tecnologia e as dimensões da matriz de pixel, a escolha do número de bits de saída (PO) tem papel fundamental na limitação da máxima taxa de quadros/s. O Sistema de imagem CMOS proposto poderia ser fabricado com resolução VGA (580x640) e imagens de 10bits desde que a saída para leitura externa seja de no mínimo de 16bits. Entretanto a imagem não apresentaria faixa dinâmica elevada. Supondo que o sistema opere com tensão de referência constante de $V_{reset}=3V$, fotodiodo com $C_{fdo}=20fF$, $\phi=0,7V$ e $I_{esc}=2,5fA$, a faixa dinâmica seria da ordem de 60dB para o caso $N=10bits$ e $PO>16bits$ da Figura 4.8b. Se para o mesmo caso for utilizada tensão de referência do tipo rampa com $V_{max}=3$, $V_{min}=1$ e $T_{int}=30ms$, a faixa dinâmica obtida seria da ordem de 80dB.

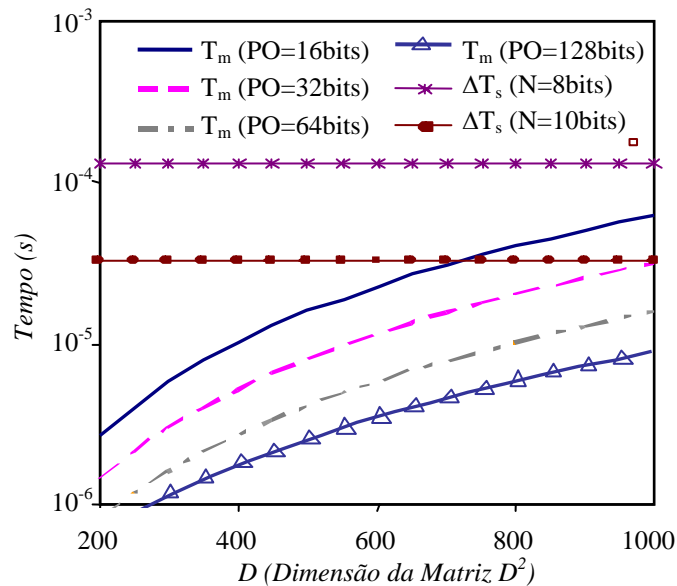


Figura 4.8: Intervalo de tempo entre amostragens (ΔT_s) e tempo de leitura dos sinais amostrados da matrix (T_m) em função da dimensão D de uma matriz de pixels quadrada de dimensões $D \times D$, considerando amostragem em intervalos constantes de tempo.

O valor de 80dB de faixa dinâmica obtido é maior do que a faixa dinâmica de 60 a 70dB apresentadas pelos sistemas de imagem CMOS convencionais; entretanto, imagens externas apresentam faixa dinâmica maior do que 100dB. Pode-se obter maior faixa dinâmica com o sistema proposto na Figura 4.8 ao custo de um número de bits elevado de saídas (PO) tornando inviável sua aplicação. Uma alternativa é maximizar a saída PO, realizando leitura de uma coluna toda, deslocando os bits diretamente para um circuito de memória. Apesar da maior área e consumo, esta alternativa propiciaria maior velocidade e maior faixa dinâmica. O método de memória proposto de múltipla-amostragem tem como concepção, a integração do circuito de memória externo ao pixel e, por isso, permite aumentar o número de bits na representação da imagem sem afetar o fator de preenchimento.

O tempo total para amostragem e leitura da matriz toda pode ser escrita como:

$$T_m = T_{clk_cmp} + n_L \cdot (T_{sr} + T_{mem}) \quad (4.8)$$

onde n_L é o número de linhas da matriz de pixels, T_{sr} é o período de operação do registrador de deslocamento e T_{mem} é o tempo de acesso á memória. Considerando uma matriz quadrada 600x600 pixels e tempos típicos $T_{cmp}=100ns$, $T_{sr}=20ns$ e $T_{mem}=20ns$, o tempo total para amostragem e leitura da matriz seria $T_m=2,5\mu s$. A imagem poderia ser codificada em 12 bits pois $\Delta T_s = T_{int}/2^{12} \approx 8,2\mu s$ é menor do que $T_m=2,5\mu s$.

4.4 Ruído de padrão fixo

O ruído de padrão fixo é definido como a não-uniformidade da imagem resultante da variação do sinal de pixel para pixel quando um feixe de luz de intensidade luminosa uniforme é aplicado. O FPN em sistemas de imagem CMOS é uma das principais desvantagens desses sistemas em relação aos sistemas de imagem com CCDs. Duas fontes principais contribuem para o FPN em sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo: (i) a variação da tensão inicial (V_{reset}), (ii) a variação da tensão de *offset* do comparador (iii) variação da tensão de limiar do transistor *reset*. Pixels no qual o transistor de *reset* é do tipo NMOS apresentam tensão inicial máxima é de $V_{dd}-V_{thn}$. Os diferentes valores da tensão de limiar dos transistores de reset dos pixels causam tensão inicial diferente de pixel para pixel e conseqüentemente introduzem uma diferença entre os sinais dos pixels que se mantém a cada imagem. O método convencional para

eliminar a não-uniformidade devido ao transistor de reset é utilizar transistor de *reset* do tipo PMOS que propicia tensão máxima inicial V_{dd} independente do valor da tensão de limiar.

A tensão de *offset* dos comparadores também varia de pixel para pixel introduzindo variação constante entre os sinais dos pixels que se mantêm de imagem para imagem. Técnicas de cancelamento da tensão de *offset* podem ser utilizadas para reduzir o FPN causado pelo comparador. De forma geral, tais técnicas requerem a utilização de capacitores e sua aplicação resultaria no aumento da área do pixel reduzindo o fator de preenchimento. Lai et al propuseram em [56] a aplicação de uma técnica de cancelamento da tensão de *offset* utilizando a capacitância do fotodiodo obtendo o cancelamento da tensão de *offset* sem diminuir o fator de preenchimento. Apesar de ser possível reduzir o efeito da tensão de *offset* do comparador no FPN, os estudos apresentados na literatura até o momento não mostram como a tensão de *offset* afetam o sinal capturado.

A tensão de *offset* do comparador é modelada como uma fonte de tensão série em uma das entradas do comparador. Considerando a tensão de *offset* como uma fonte de tensão em série com a tensão de referência, as equações da fotoresposta para para capacitância constante (Tabela 4.1 e Tabela 4.2) podem ser reescritas como:

$$t_{dct} = \frac{(V_{dd} - V_{refct} \pm V_{offset})}{S \cdot I_L + m_{esc}} \quad (4.9)$$

$$t_{drp} = \frac{(V_{máx} - V_{mín} \pm V_{offset}) \cdot T_{int}}{(V_{máx} - V_{mín}) + (S \cdot I_L + m_{esc}) T_{int}} \quad (4.10)$$

onde t_{dct} e t_{drp} correspondem ao tempo de descarga utilizando tensão de referência constante e do tipo rampa.

Manipulando as equações (4.9) e (4.10), obtém-se o erro absoluto no tempo de descarga utilizando tensão de referência constante e do tipo rampa respectivamente como:

$$\varepsilon_{ct} = \pm \frac{V_{offset}}{S \cdot I_L + m_{esc}} \quad (4.11)$$

$$\varepsilon_{rp} = \pm \frac{V_{offset} \cdot T_{int}}{(V_{max} - V_{min}) + (S \cdot I_L + m_{esc}) \cdot T_{int}} \quad (4.12)$$

De acordo com as equações (4.11) e (4.12), o erro absoluto no tempo de descarga varia com a intensidade luminosa incidente.

Manipulando as equações (4.11), (4.12), (4.13) e (4.14) obtém-se o erro relativo dado por:

$$\varepsilon_{relct} = \pm \frac{V_{offset}}{(V_{dd} - V_{refct})} \quad (4.13)$$

$$\varepsilon_{relrp} = \pm \frac{V_{offset}}{(V_{dd} - V_{mín})} \quad (4.14)$$

Os resultados das equações (4.13) e (4.14) sugerem que é possível implementar métodos de correção do erro introduzido pela tensão de *offset* usando fatores multiplicativos. Erro introduzido pela tensão de *offset* pode ser interpretado graficamente como um deslocamento constante em t_d nas fotorespostas características (Figura 4.2 e Figura 4.3).

4.5 Ruído temporal

O nível de ruído em sistemas de imagem CMOS é uma de suas principais desvantagens em relação aos sistemas que utilizam CCDs. Em sistemas de imagem CMOS convencionais o circuito de leitura e processamento analógico utilizado desde a captura do sinal do fotodiodo no pixel até a conversão analógico-digital contribuem para o aumento do nível de ruído. Sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo são caracterizados por converter o sinal analógico do fotodiodo em um sinal digital diretamente no pixel. Comparado aos sistemas CMOS convencionais, o reduzido circuito analógico para leitura do sinal em sistemas de imagem CMOS é particularmente atrativo, pois minimiza o ruído adicional devido ao circuito de leitura reduzido.

Ruído temporal em sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo tem como fontes principais o ruído de reset e o ruído balístico (seção 2.5). A origem do ruído de reset em sistema de imagem no domínio do tempo não difere de sistemas de imagem convencionais e, portanto, a equação (2.17) pode ser aplicada diretamente. A origem do ruído balístico também não difere entre sistemas no domínio do tempo e sistemas convencionais. Porém, na equação (2.18) que descreve o ruído balístico, o tempo de integração (T_{int}) é constante e independente do valor da

fotocorrente em acordo com o princípio de funcionamento dos sistemas convencionais. Em sistemas de imagem no domínio do tempo, o tempo de integração (tempo de descarga t_d) varia em função da tensão de referência e da fotocorrente. O tempo de integração é determinado pelo tempo de descarga $t_d = T_{int}$, logo, o ruído balístico de sistemas no domínio do tempo pode ser obtido substituindo T_{int} por t_d na equação (2.18) e pela equação da fotoresposta t_d no domínio do tempo (Tabela 4.1 e Tabela 4.2).

Considerando o sistema no domínio do tempo operando com tensão de referência constante e assumindo a fotoresposta para $m=4$ na Tabela 4.1, demonstra-se facilmente que o ruído balístico de tensão é dado por:

$$\overline{V_n^2} = \frac{qK_2}{C_{ft0}} \left(1 - \frac{K_2}{4(V_{reset} + \varphi)} \right) \quad (4.15)$$

onde K_2 é a constante

$$K_2 = \frac{3 \left[(V_{reset} + \varphi) - (V_{refct} + \varphi)^{3/4} \cdot (V_{reset} + \varphi)^{1/4} \right]}{4} \quad (4.16)$$

De acordo com as equações (4.15) e (4.16), o ruído balístico é constante e independente do valor da fotocorrente em sistemas no domínio no tempo operando com tensão de referência constante. O ruído balístico de tensão (equação (4.15)) reflete como ruído no tempo de descarga ($\overline{t_{dn}}$) conforme ilustra a Figura 4.9.

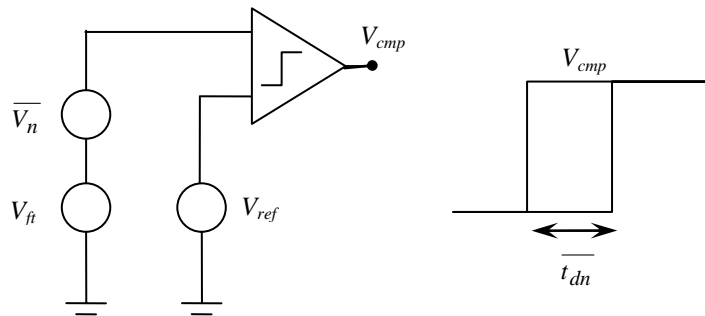


Figura 4.9: Ruído balístico no domínio do tempo

Propõe-se a aplicação da análise de pequenos sinais (diferencial) na determinação do ruído balístico refletido no tempo de descarga. Uma pequena variação da tensão do fotodiodo provoca uma pequena variação no tempo de descarga cuja relação é determinada pela derivada da

relação $td=f(V_{fd})$. Sendo assim, a variação diferencial do tempo de descarga, ou seja, o ruído *balístico* refletido no tempo ($\overline{t_{dn}}$) pode ser escrito como:

$$\overline{t_{dn}} = \frac{dt_d}{dV_{ft}} \cdot \overline{V_n} \quad (4.17)$$

Do ponto de vista da comparação, uma perturbação na tensão do fotodiodo equivale ou uma perturbação na tensão de referência tem o mesmo efeito no tempo de descarga (t_d). Logo, pode-se afirmar que $dt_d/dV_{ft} = dt_d/dV_{ref}$ e a equação (4.17) pode ser reescrita como:

$$\overline{t_{dn}} = \frac{dt_d}{dV_{ref}} \cdot \overline{V_n} \quad (4.18)$$

Considerando o sistema operando com tensão de referência constante e admitindo que $dt_d/dV_{ft} = dt_d/dV_{ref}$, o ruído balístico refletido no tempo de descarga pode ser obtido manipulando a equações (4.15) e (4.18) resultando em:

$$\overline{t_{dn}} = \frac{dt_d}{dV_{refct}} \cdot \sqrt{\frac{qK1}{C_{ft0}} \left(1 - \frac{K_2}{4(V_{reset} + \varphi)} \right)} \quad (4.19)$$

Derivando a equação da fotoresposta para $m=4$ (Tabela 4.1) e substituindo na equação obtém-se o ruído balístico no tempo de descarga como sendo:

$$\overline{t_{dn}} = \frac{-9C_{ft0}(V_{reset} + \varphi)^{1/4}}{16(I_{ft} + I_{esc})(V_{refct} + \varphi)^{1/4}} \cdot \sqrt{\frac{qK1}{C_{ft0}} \left(1 - \frac{K_2}{4(V_{reset} + \varphi)} \right)} \quad (4.20)$$

O ruído balístico refletido no tempo de descarga é inversamente proporcional ao valor da fotocorrente de acordo com a equação (4.20), e pode ser reduzido aumentando o valor da tensão de referência.

Definindo a relação sinal-ruído SNR no domínio do tempo como a razão $t_d/\overline{t_{dn}}$, a relação SNR pode ser obtida a partir da equação da fotoresposta para $m=4$ (Tabela 4.1) e da equação (4.20) como sendo:

$$SNR_{refct} = \frac{t_d}{t_{dn}} = \frac{(V_{reset} + \varphi)^{1/4} \left[(V_{reset} + \varphi) - (V_{refct} + \varphi)^{3/4} \cdot (V_{reset} + \varphi)^{1/4} \right]}{3(V_{refct} + \varphi)^{1/4} \sqrt{\frac{qK_2}{C_{ft0}} \left(1 - \frac{K_2}{4(V_{reset} + \varphi)} \right)}} \quad (4.21)$$

De acordo com a equação (4.21), sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo apresentam relação sinal-ruído (SNR_{refct}) constante independentemente do valor da fotocorrente (irradiância). A Figura 4.10 mostra a relação SNR segundo a equação (4.10) para diferentes valores de tensão de referência constante, assumindo valores típicos $C_{ft0}=20\text{fF}$, $\varphi=0,7\text{V}$, $I_{esc}=2,5\text{fA}$ e $V_{reset}=3\text{V}$.

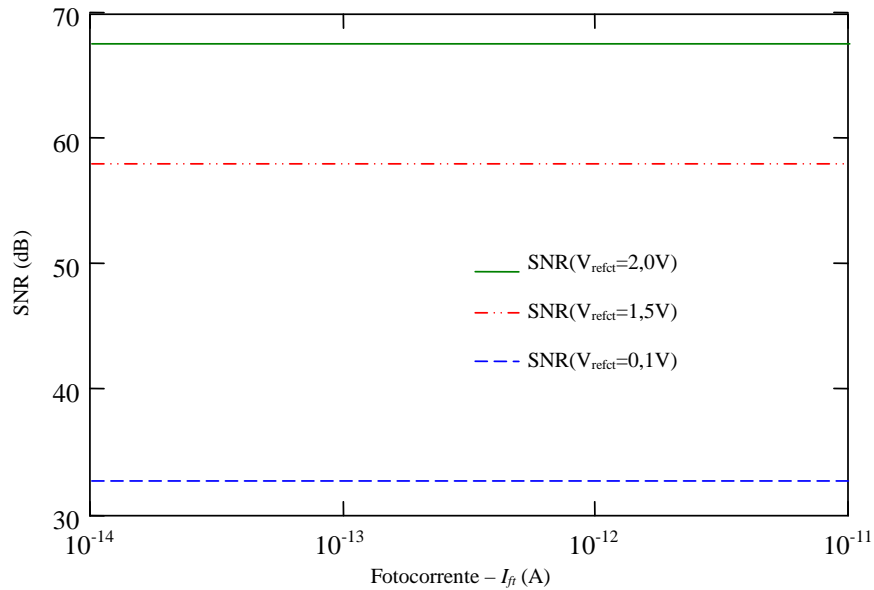


Figura 4.10: Relação sinal-ruído de sistemas de imagem no domínio do tempo com tensão de referência constante considerando somente o ruído balístico.

O SNR constante e relativamente elevado observado na Figura 4.10 é particularmente atraente quando comparado aos sistemas de imagem convencionais, nos quais a relação sinal ruído não é constante e não superior à 54dB. Apesar da equação (4.21) ser válida em sistemas no domínio do tempo operando com tensão de referência constante, pode-se utilizar diferentes tipos de tensão de referência como, por exemplo, a tensão de referência do tipo rampa (subseção 2.6.3).

Em princípio, a análise do ruído balístico refletido no tempo pode ser obtida para tensão de referência do tipo rampa utilizando as equações (2.18) e (4.17). Entretanto, tal afirmação

requer respaldo de resultados de medidas que não foram possíveis de se realizar. Por isso, a análise do ruído balístico para o sistema operando com tensão de referência do tipo rampa não será apresentada.

4.6 Projeto

O projeto do circuito integrado formado por uma matriz 32x32 pixels, será realizado no processo C350 tecnologia 0,35 μ m da AustriaMicrosystems (AMS). O processo C350 inclui uma camada adicional antireflexiva propiciando menor reflexão e conseqüentemente maior eficiência quântica. O diagrama de blocos do pixel proposto, apresentado anteriormente na Figura 4.6 (secção 4.3), é composto por um fotodiodo, um transistor de reset, um comparador e um flip-flop. Baseado no fato de que a técnica de mutiplas-amstras requer que a comparação seja realizada em instantes bem definidos e simultâneos para todos os pixels, considera-se que o tipo mais adequado do comparador é comparador de tensão do tipo *clocked comparators* ou *latched comparators*. Tais comparadores apresentam sinal de controle (*clk_cmp*) que permitem definir o instante da comparação e são classificados como comparadores de alta velocidade.

4.6.1 Comparador

A topologia típica de um comparador do tipo *clocked* é formada por dois estágios: (i) um primeiro estágio de pré-amplificação e (ii) um segundo estágio denominado estágio de decisão ou *track-and-latch* [62,63,64]. A Figura 4.11 mostra a topologia do circuito pré-amplificador e do estágio *track-and-latch* escolhidos para este projeto e que podem ser encontrados em [62,63].

A carga do par diferencial do pré-amplificador é formada pelos transistores M3, M4, M5 e M6. Os transistores M3 e M4 são conectados como “diodos” enquanto os transistores M5 e M6 são conectados como carga ativa formando uma realimentação positiva. A função da realimentação positiva é aumentar o ganho normalmente baixo devido às cargas M3 e M4 conectadas como diodo. Os transistores M7 e M8 espelham a corrente do primeiro estágio para o segundo estágio, injetando a corrente refletida no circuito formado pelos transistores M9 ao M13. Os transistores M9 ao M13 formam a parte do circuito denominado circuito de decisão. A Tabela 4.3 mostra as dimensões dos transistores definidos no projeto.

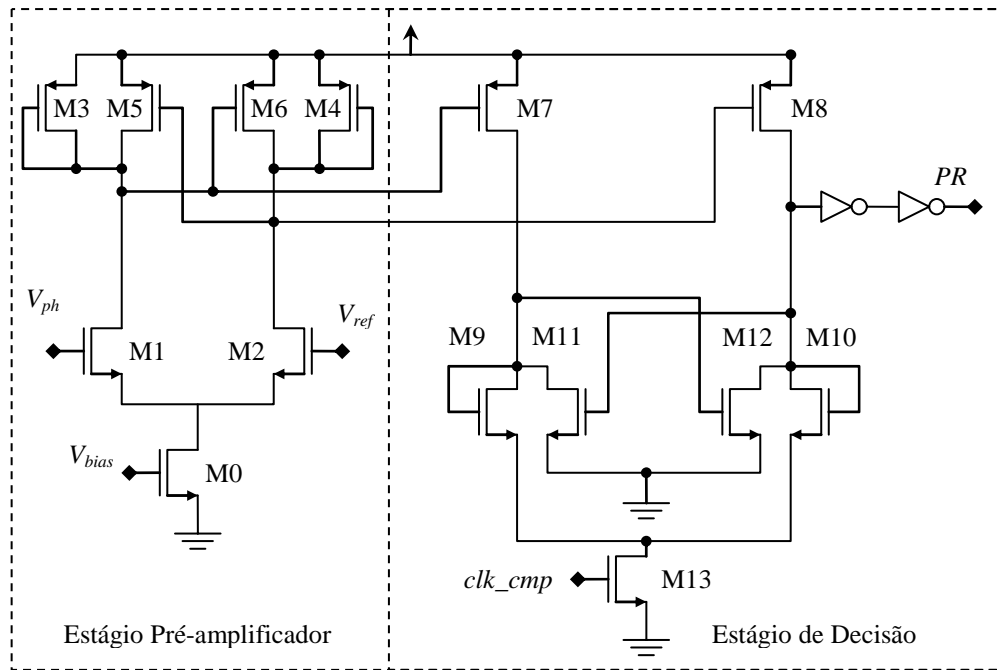


Figura 4.11: Circuito do pixel comparador do tipo *clocked*.

Tabela 4.3 : Dimensões W/L dos transistores NMOS e PMOS do circuito comparador.

M0	2 μm /2 μm
M1= M2	2 μm /1 μm
M3=M4=M5=M6=M7=M8	0,8 μm /0,4 μm
M9=M10=M11=M12=M13	0,4 μm /0,35 μm

Com o objetivo de compreender o comportamento do pré-amplificador para grandes sinais, admita inicialmente tensão diferencial de entrada nula ($V_{id}=(V_{G1}-V_{G2})=0\text{V}$). Sendo $V_{id}=0\text{V}$, a corrente se divide igualmente entre os transistores tal que a corrente nos transistores M3, M4, M5 e M6 é igual à $I_{ss}/4$ onde I_{ss} é o valor da fonte de corrente que polariza o par diferencial de entrada. O valor da corrente I_{ss} é determinado pela polarização transistor M0. Ao aumentar a tensão diferencial tal que $V_{id}>0$, o valor da corrente I_{D1} aumenta e o valor da corrente I_{D2} diminui na mesma proporção enquanto as tensões $V_{DS6}=V_{DS4}=V_{GS4}=V_{GS5}$ diminuem e as tensões $V_{DS5}=V_{DS3}=V_{GS3}=V_{GS6}$ aumentam. A tensão V_{GS5} diminui fazendo com que a corrente no transistor M5 diminua tendendo a zero enquanto a tensão V_{GS3} faz com que a corrente do transistor M3 aumente até conduzir toda a corrente I_{D1} (Figura 4.12a). Do outro lado do par

diferencial, a diminuição da tensão V_{DS4} faz com que a corrente do transistor M4 diminua tendendo a zero enquanto que a corrente em M6 aumenta até assumir por completo a corrente I_{D2} (Figura 4.12b).

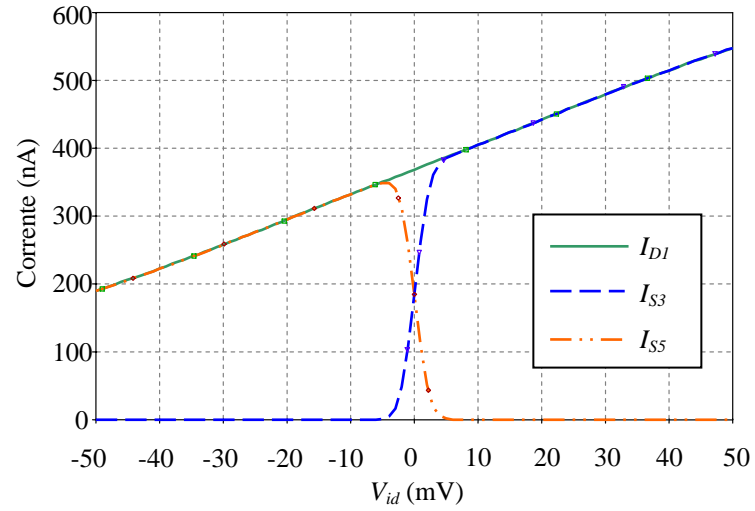
O par diferencial do estágio pré-amplificador opera como um par diferencial convencional com carga ativa (espelho de corrente simples) quando a tensão diferencial de entrada é suficientemente elevada (Figura 4.12c). Neste caso, o espelho de corrente seria formado pelos transistores M3 e M6 quando $V_{id} \gg 0$ ou pelos transistores M4 e M5 quando $V_{id} \ll 0$. Portanto, quando a realimentação não está operando ($V_{id} \gg 0$), o ganho de tensão do par diferencial passa a ser determinado pela relação básica conhecida como $A_v = (V_{od}/V_{id}) = g_{mp} \cdot (r_o // r_{op})$.

A condição limiar de operação do circuito com realimentação pode ser estabelecida de forma aproximada como o ponto no qual a corrente de M3 e M6 dobra de valor ($I_{S3} \approx 2I_{SS}/4$, $I_{S6} \approx 2I_{SS}/4$) e a corrente em M4 e M5 tornam-se aproximadamente nulas. Calculando o valor de V_{DS6} para $I_{S6} = I_{SS}/4$ e para $I_{S6} = I_{SS}/2$, obtém-se a variação de tensão de saída simples $V_{od} = \Delta V_{D2} = \Delta V_{D6} = [V_{DS6}(I_{SS}/2) - \Delta V_{DS6}(I_{SS}/4)]$ a partir da qual o circuito de realimentação não opera mais. Considerando que no limiar o pré-estágio opera como um par diferencial convencional, a tensão de entrada diferencial na situação de limiar pode ser calculada aproximadamente por:

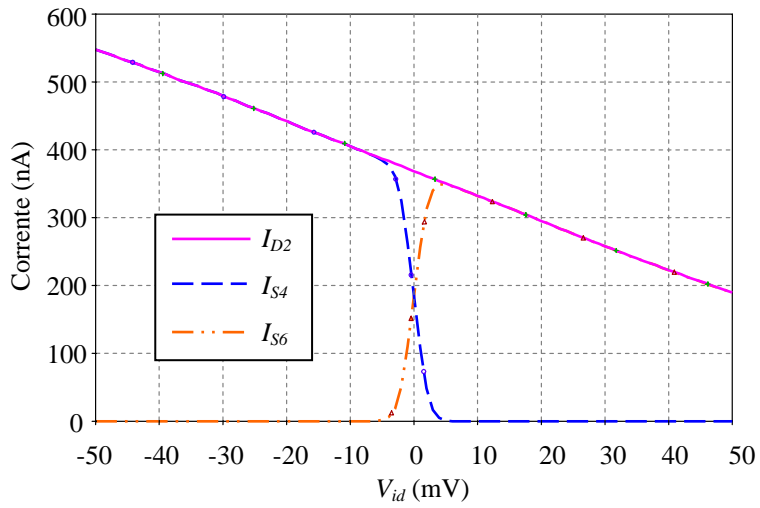
$$V_{id \text{ limiar}} \approx \frac{V_{od}}{A_v} = \frac{\Delta V_{DS6}}{g_{m1} \cdot (r_{o6} // r_{o2})} \quad (4.22)$$

onde g_{m1} é a transcondutância dos transistor M1, r_{o6} e r_{o2} são respectivamente as resistências de saída dos transistores M6 e M2, $v_{od} = (V_{D2} - V_{D1})$.

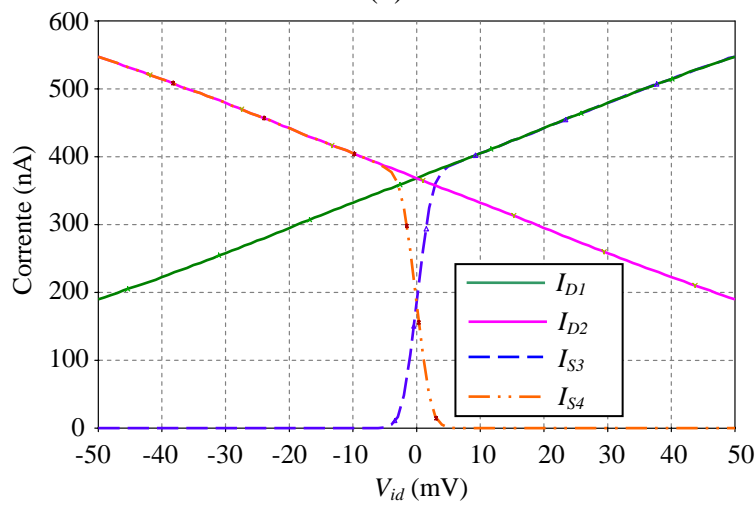
Utilizando os modelos fornecidos pela AMS e alguns parâmetros obtidos por simulação como exemplo a resistência de saída, obteve-se: (i) $A_v \approx 50$, utilizando um par diferencial como carga tipo espelho simples formado somente os transistores M3 e M6 e (ii) $\Delta V_{DS6} \approx 59\text{mV}$, através dos pontos de operação de um transistor PMOS com dimensões do projeto ($0,8\mu\text{m}/0,4\mu\text{m}$). A tensão diferencial de limiar calculada utilizando estes valores é $V_{id \text{ limiar}} = 59\text{m}/50 = 1,18\text{mV}$.



(a)



(b)



(a)

Figura 4.12: Correntes nos transistores M1 ao M6 do estágio de amplificação entrada para tensão diferencial de grandes sinais.

O valor de corrente de polarização adotado foi $I_{ss} \approx 800 \text{ nA}$ com $V_{GS0} = 0,6 \text{ V}$. O valor da tensão de limiar obtida na simulação é de 5 mV (Figura 4.12) correspondendo a 5 vezes maior do que o calculado. Considera-se que esta diferença se deve à simplificação da análise, na qual foi desprezado o efeito de corpo no cálculo do ganho. As dimensões mínimas para a largura dos transistores também explicam em parte a diferença entre o valor calculado e simulado, pois, o equacionamento apresentado nas referências não leva em consideração o efeito de canal curto. Diante da complexidade do circuito com realimentação positiva e a falta de equações detalhadas nas referências bibliográficas, considera-se que a metodologia apresentada neste trabalho como apropriada para cálculos manuais iniciais.

O funcionamento do circuito de decisão é usualmente dividido em duas fases de operação. A primeira fase de operação denominada *Track* é caracterizada pela operação do transistor M13 na região triodo (sinal *clk_cmp* em alto) tal que $V_{DS13} \approx 0 \text{ V}$. A Figura 4.13 mostra as principais correntes no estágio de decisão durante a fase *Track*. Na fase *Track* (M13 fechado), os transistores M9, M10, M11 e M12 formam o mesmo circuito de realimentação formado pelos transistores M3, M4, M5 e M6. Logo, apresenta o mesmo princípio de funcionamento discutido anteriormente. A variação das correntes I_{S7} e I_{S8} (espelhadas de M3 e M4) em função da tensão diferencial de entrada é apresentada na Figura 4.13a.

A Figura 4.13b mostra as correntes I_{D9} e I_{D10} em função da tensão diferencial de entrada, na qual se observa que o transistor M9 assume totalmente a corrente I_{S7} quando $V_{id} > 0$ enquanto o transistor M10 assume totalmente a corrente I_{S8} quando $V_{id} < 0$. A tensão de saída V_{D9} torna-se máxima enquanto a tensão de saída V_{D10} torna-se nula devido ao transistor M10 e M12 entrarem em corte, quando M9 assume totalmente a corrente I_{S7} ($V_{id} > 0$). Quando M10 assume totalmente a corrente I_{S8} ($V_{id} < 0$), A tensão de saída V_{D10} torna-se máxima enquanto a tensão de saída V_{DM9} torna-se nula devido ao transistor M9 e M11 entrarem em corte. A tensão nas saídas do circuito de decisão tomadas como V_{D9} e V_{D10} podem ser vistas na Figura 4.13c. Observa-se que a tensão de saída V_{D10} é máxima e que a tensão V_{D9} é nula quando $V_{id} > 0$. Quando $V_{id} < 0$ esta condição se inverte, a tensão de saída V_{D10} é nula e a tensão V_{D9} é máxima. A tensão de saída (V_{D10}) pode ser entendida como uma saída binária $V_{máx} = V_{D10}(2I_{ss}/4)$ e $V_{mín} = 0 \text{ V}$. Note que a tensão diferencial de saída ($V_{D10} - V_{D9}$) “reflete” a tensão diferencial de entrada (fase *Track*).

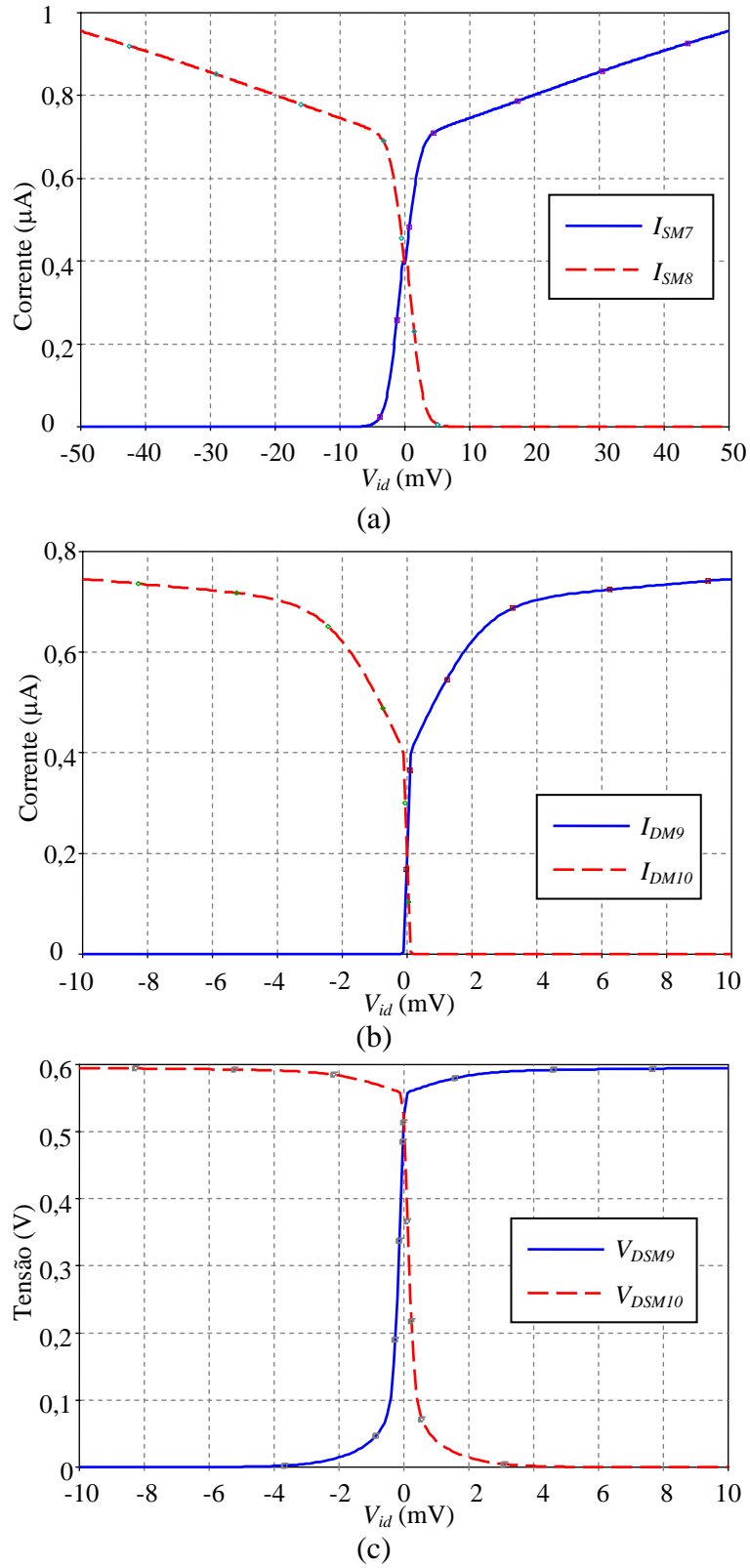
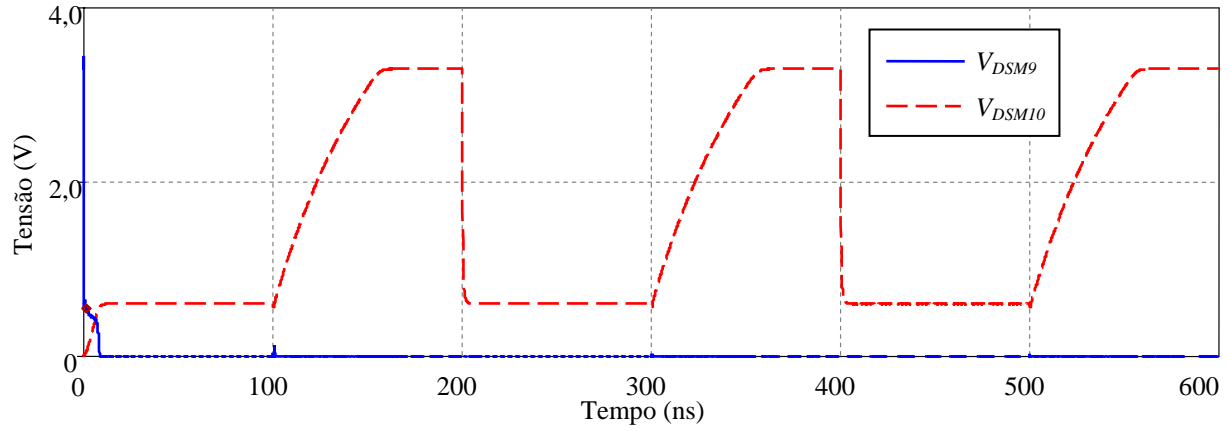


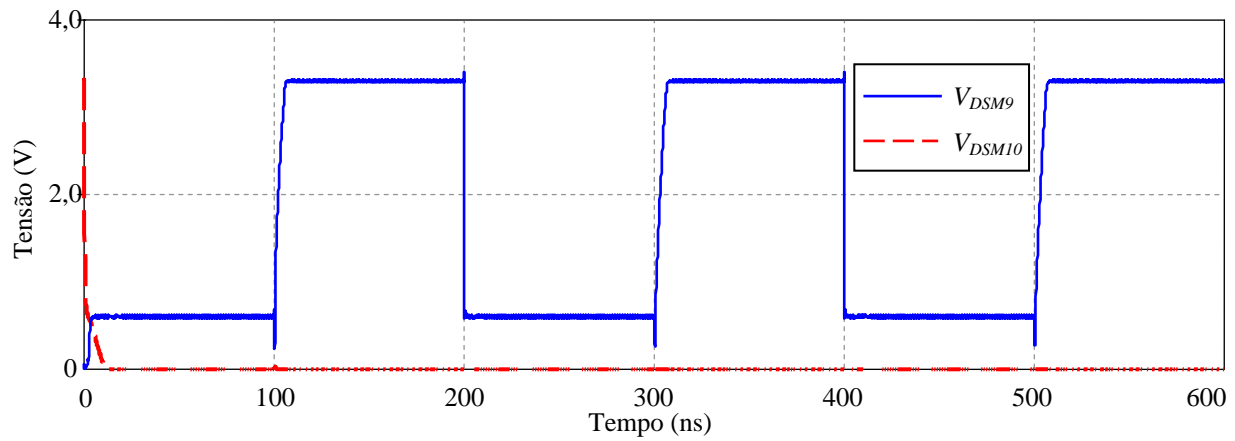
Figura 4.13: Principais correntes e tensões do estágio de decisão do comparador durante a fase *Track*.

A segunda fase de operação do estágio de decisão denominada fase *Latch*, é definida pela “abertura” do transistor M13 que funciona como chave. Ao fazer $V_{GS13}=0$ pulsando o sinal *clk_cmp* para baixo, os transistores M9 e M10 ficam em alta impedância. Nesta situação, o estágio de decisão torna-se um circuito *Latch* formado pelos transistores M7, M8, M11 e M12. A tensão diferencial de saída determinada na fase *Track*, torna-se a tensão diferencial inicial na fase *Latch*. A realimentação positiva do circuito *Latch* faz com a diferença de tensão inicial seja maximizada resultando em níveis de tensão digital. A Figura 4.14 mostra as tensões de saída V_{D9} e V_{D10} durante a seqüência de operação *Track-Latch* para duas condições: (i) tensão de diferencial de entrada de +5mV e (ii) tensão de entrada diferencial -5mV. No circuito de simulação foi adicionada carga capacitiva de 10fF na saída do estágio de decisão (dreno de M10), explicando os diferentes tempos de reposta do circuito de decisão em ambos os casos na fase *Lacth*. O tempo de resposta do circuito na fase *Latch* caracteriza a velocidade de operação circuito comparador. O resultado de simulação mostra que o tempo de comparação com carga de 10fF é de aproximadamente 60ns, indicando que o circuito pode operar com frequências maioredo que 100kHz.

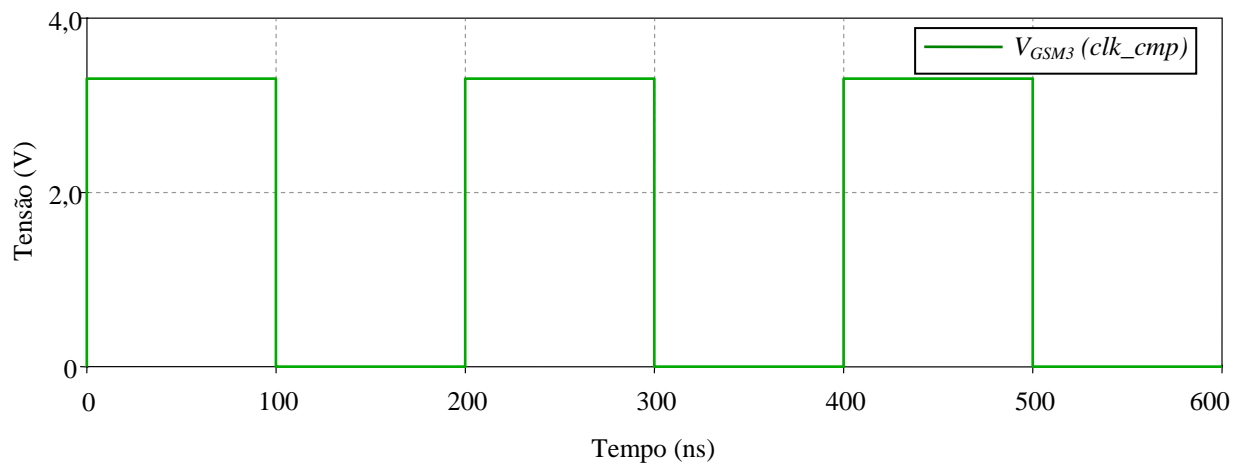
A saída do comparador é o sinal PR da entrada assíncrona do flip-flop. Apesar da tensão de saída assumir nível digital durante a fase *Latch*, durante a fase *Track* o sinal de tensão de saída pode ser maior do que a tensão de limiar. Logo, o sinal de saída durante a fase *Track* pode ser “entendido” pelo circuito seguinte (flip-flop) como nível alto, provocando assim falha na operação do flip-flop. Sendo assim, considerou-se necessária a utilização de dois inversores conectados na saída do circuito de decisão (Figura 4.11) a fim de garantir que a tensão gerada na saída do comparador (PR) durante a fase *Track* seja nível lógico baixo.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.14: Resultado de simulação da operação dinâmica do circuito comparador proposto com carga de 10fF no terminal de saída (dreno de M10).

4.6.2 Flip-flop

A Figura 4.15 mostra o esquemático do flip-flop dinâmico tipo D e entradas assíncronas proposto neste trabalho. Flip-flops do tipo dinâmico apresentam maior velocidade e menor número de transistores do que as topológicas convencionais dos flip-flop estáticos [62]. A topologia apresentada na Figura 4.15, foi concebida conectando-se três elementos básicos propostos em [61] e um estágio de saída formado por um inversor e dois transistores. O estágio de saída proposto é formado por um inversor e dois transistores que funcionam como um registrador analógico de um único bit. As entradas assíncronas PR e CLR permitem definir o nível do sinal de entrada do inversor, ou seja, na saída do flip-flop. Porém, deve ser observado que é necessário que a entrada do inversor de saída esteja em alta impedância (sinal clk_sr em nível alto) no instante em que a operação assíncrona é realizada.

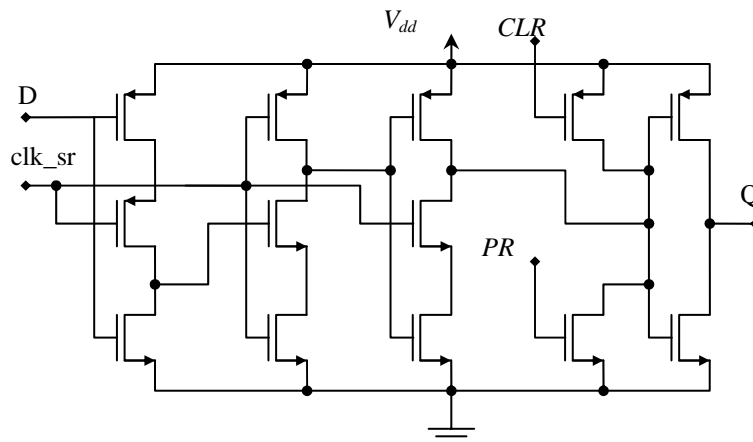


Figura 4.15: Circuito do flip-flop dinâmico do tipo D com das entradas assíncronas PR e CLR.

O flip-flop dinâmico requer operação de inicialização a fim de que o estado dos nós internos fique estabelecido corretamente. Os flip-flops são conectados formando um registrador de deslocamento por linha conforme apresentado anteriormente na seção 4.2, Figura 4.8a. O sinal entrada global é fixo em nível baixo ($IN_SR=0$) (Figura 4.8a), e a operação de deslocamento por meio do sinal de relógio clk_sr resulta na inicialização de todos os flip-flops com nível lógico baixo. Durante a operação de deslocamento deve ser observado que os sinais CLR , clk_cmp devem ser mantidos em nível alto e baixo respectivamente (Figura 4.11 e Figura 4.16).

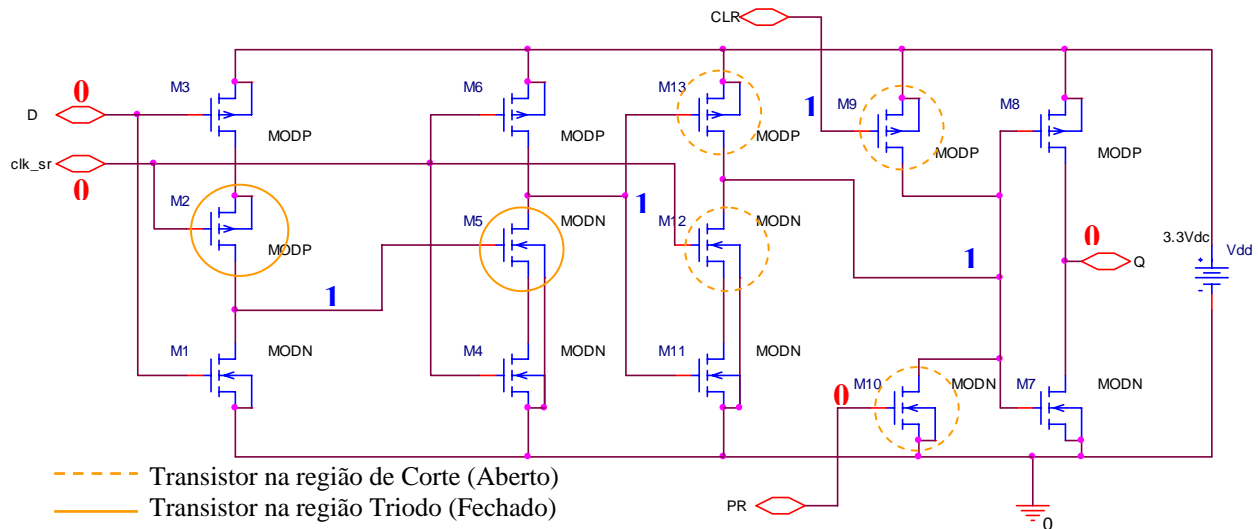


Figura 4.16: Principais estados lógicos nos nós internos do flip-flop D dinâmico com entradas assíncronas, após a inicialização.

O resultado da comparação $PR=0$ ou $PR=1$, na saída do comparador determinar o nível lógico da entrada assíncrona PR . No instante da comparação definida pelo sinal clk_cmp em nível alto, no caso em que o sinal $PR=0$ o flip-flop que mantém sua saída em o nível baixo ($Q=0$) enquanto que no caso em que $PR=1$ a entrada do inversor assume nível alto e sua saída nível alto ($Q=1$). O flip-flop D armazena o resultado da comparação no instante de comparação que deve ser realizado mantendo-se o sinal de relógio do flip-flop clk_sr em nível baixo a fim de que o nó interno esteja em alta impedância. A Figura 4.17 mostra os principais estados internos no instante em que o flip-flop é ativado pela entrada $PR=1$ em duas situações, quando entrada síncrona encontra-se em nível baixo ($IN=0$) e quando a entrada síncrona encontra-se em nível alto ($IN=1$).

O resultado de simulação apresentado na Figura 4.18a mostra o atraso na saída em relação à entrada assíncrona PR . O atraso de 5ns aproximadamente foi obtido utilizando carga capacitiva de 50fF. O atraso da saída em relação à entrada síncrona de 2ns pode ser visto na Figura 4.18b obtida para a mesma carga capacitiva de 50fF. Estes resultados indicam que o registrador de deslocamento pode operar com períodos de 10ns (100MHz) para carga capacitiva de 50fF. Se a carga capacitiva for reduzida para 5fF a frequência de operação poderia chegar a 1GHz mostrando que o aumento da velocidade e das dimensões dos transistores com o avanço tecnológico tende a beneficiar a arquitetura proposta.

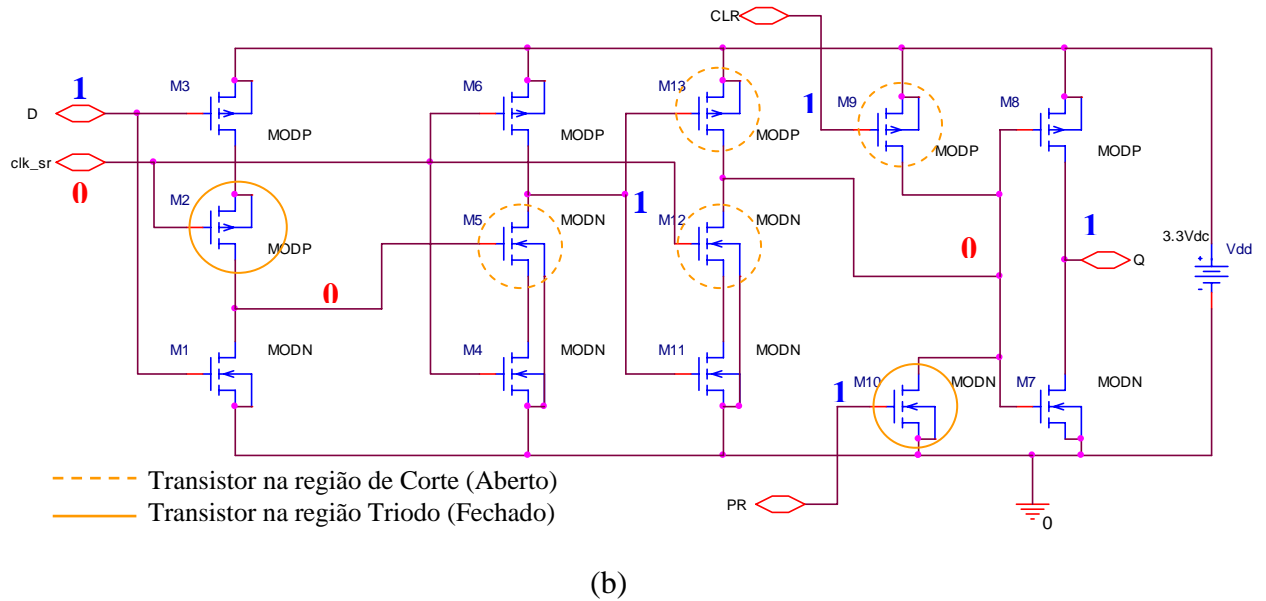
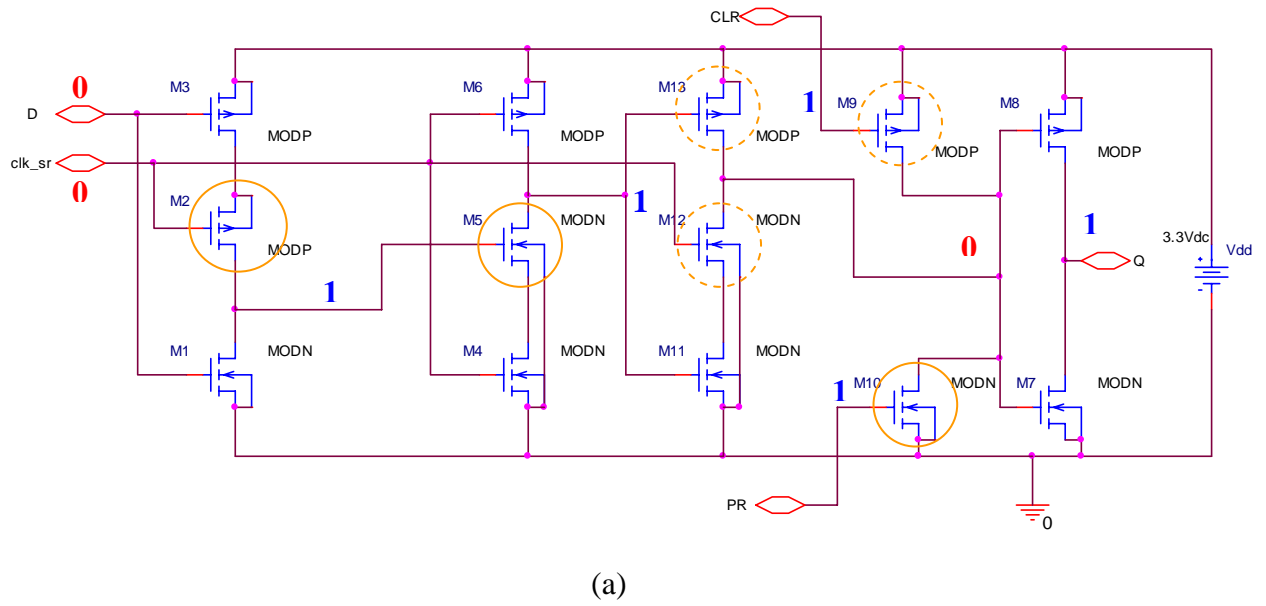
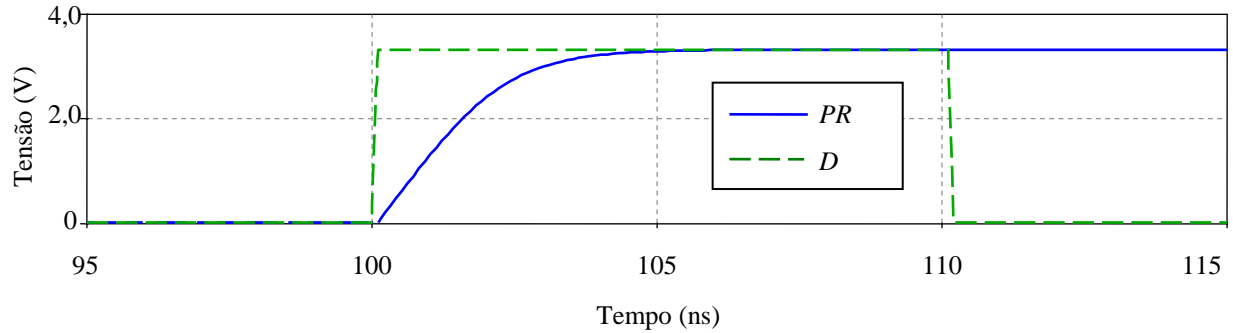
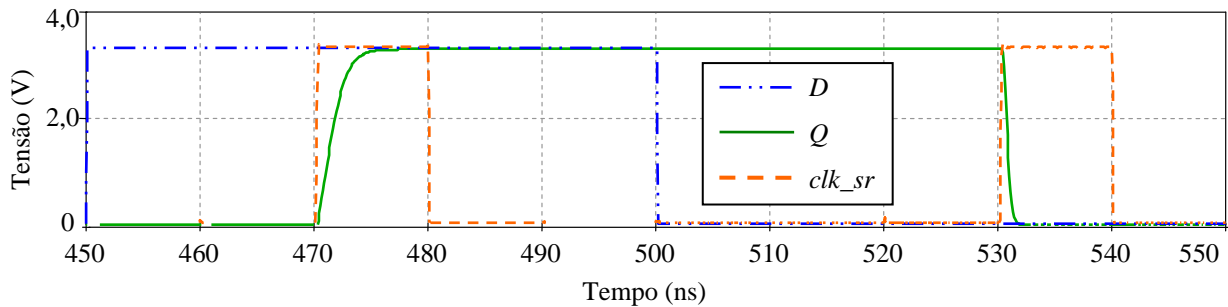


Figura 4.17: Principais estados lógicos no flip-flop D dinâmico com das entradas assíncronas, quando a entrada PR está ativa.



(a)



(b)

Figura 4.18: Atrasos de propagação do flip-flop Principais estados lógicos no flip-flop D dinâmico proposto utilizando na saída carga capacitiva de 50fF (a) em relação a entrada assíncrona PR (b) em relação à entrada D.

Com o objetivo de reduzir o impacto da área de circuito no fator de preenchimento do pixel, optou-se por utilizar dimensões mínimas $W/L=0,4\mu\text{m} / 0,35\mu\text{m}$ para todos os transistores do flip-flop. A operação dinâmica do flip-flop e do registrador deslocamento forma por linha pode ser observada na Figura 4.19. Os resultados de simulações na Figura 4.19, mostram a operação de um registrador de deslocamento de 4bits realizando a seguinte sequência de operações: (i) operação de deslocamento para inicialização ($Q_A Q_B Q_C Q_D=0000$) (ii) armazenagem assíncrona do resultado de comparação ($Q_A Q_B Q_C Q_D=1010$) no instante de comparação ($PR_A PR_B PR_C PR_D=1010$) e (ii) operação de deslocamento para leitura externa dos resultados de comparação armazenados.

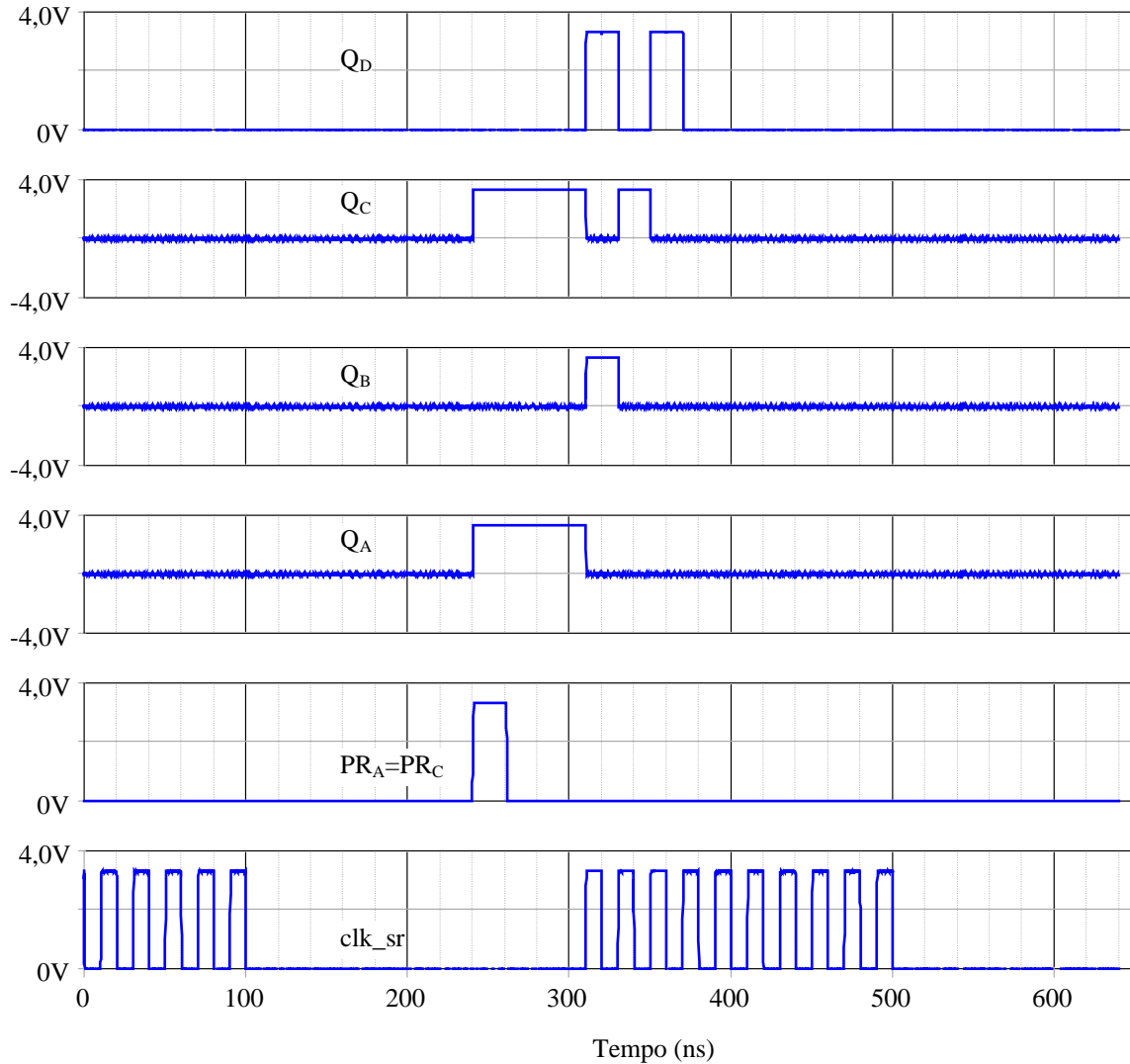


Figura 4.19: Resultados de simulação da operação de um registrador de 4bits realizando a seqüência de operação: inicialização, armazenagem do resultado de comparação e deslocamento dos bits para leitura externa.

Optou-se por integrar uma matriz de pixels com dimensões 32x32 e um multiplexador 32 para 16 (Figura 3.23). O circuito multiplexador 32 para 16 (PO) foi obtido pela conexão de 16 circuitos multiplexadores 2 para 1, disponível no *design kit* da AMS. Considerando os tempos obtidos por simulação $T_{clk_cmp}=100ns$, $T_{sr}=10ns$ e admitindo que o multiplexador opera com $T_{mux}=10ns$, o tempo para leitura da matriz (3.59) do protótipo seria $T_m=740ns$. A velocidade de operação, número de bits e faixa dinâmica são dependendes da velocidade de operação do circuito e das dimensões da matriz (3.2.3). Segundo os tempos obtidos por simulação, o protótipo seria capaz de operar no modo vídeo com 30 quadros/s, amostragem em intervalos regulares

$\Delta T_s = 33,33\text{ms}/2^N \geq 740\text{ns}$. Admitindo 17 bits, o intervalo de amostragem seria de $\Delta T_s \approx 254\text{ns}$ e a imagem apresentaria faixa dinâmica aproximada de 102dB.

A Figura 4.20 mostra o layout e a microfotografia do pixel destacando as regiões ocupadas pelo fotodiodo, circuito comparador e pelo flip-flop dinâmico tipo D. O pixel apresenta dimensões $30\mu\text{m} \times 26\mu\text{m}$ contendo 32 transistores e um fotodiodo do tipo N+/Psub com dimensões $5\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$ resultando em 13% de fator de preenchimento (*fill-factor*).

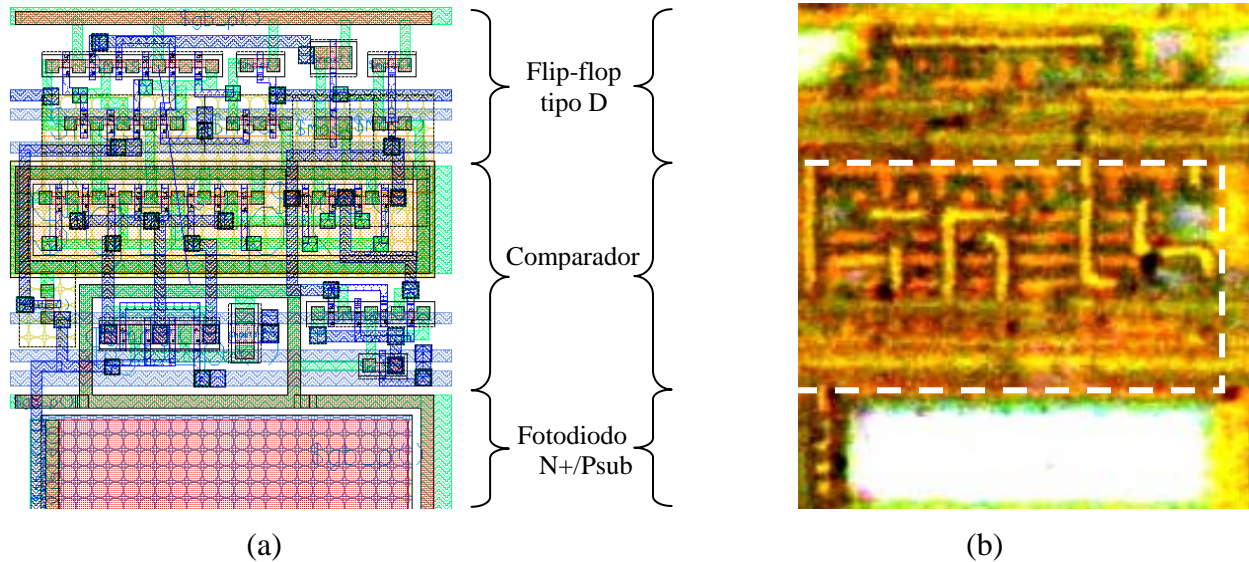


Figura 4.20: Pixel proposto do sistema de imagem CMOS com múltiplas amostragens no domínio do tempo (a) layout (b) microfotografia.

Embora exista um grande número de diferentes sistemas de imagem com elevada faixa dinâmica, a Tabela 4.4 mostra os dados relativos de alguns sistemas com elevada faixa dinâmica publicados mais recentemente na literatura. Em geral, as arquiteturas com processamento paralelo apresentam maior velocidade em quadros/s, entretanto apresentam menor fator de preenchimento. A arquitetura proposta em [56] apresenta o menor pixel e o maior fator de preenchimento, pois somente o comparador é integrado ao pixel. Porém, apresenta baixa velocidade de operação quando opera com elevada faixa dinâmica. Observa-se que para tecnologias mais recentes o fator de preenchimento tende a aumentar, pois os dispositivos tendem a diminuir de tamanho mais rapidamente do que o tamanho do fotodetector. Considera-se que o sistema proposto tem características intermediárias entre fator de preenchimento e velocidade de operação em quadros/s.

Tabela 4.4: Resumo comparativo entre alguns sistemas no domínio do tempo e elevada faixa dinâmica

	Proposto	[56]	[55]	[53]
Tecnologia	0,35 μ m	0,25 μ m	0,35 μ m	0,18 μ m
Matriz (pixels)	32x32	640x480	32x32/64/32	-
Pixel (μ m ²)	30x26	9,4x9,4	50x50	19x19
Fator de Preenchimento	16%	24%	20%	50%
Memória integrada ao pixel	1bit	Nenhuma	4 bits	6 bits
Método de leitura	Amostrado	<i>Pipeline</i>	Paralelo	Paralelo
Valor de escuro	41mV/s	230mV/s	1pA	6,94fA
Faixa dinâmica	>100dB (estimado)	76dB	>90dB	>71dB

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais dos dois circuitos integrados projetados: (i) fotodetector GC-LBJT controlável e com alta responsividade (ii) sistema de imagem com circuito de acondicionamento de sinal multi-amostrado no domínio do tempo.

As medidas foram realizadas no laboratório da Universidade McMaster que fica localizada na cidade de Hamilton-Canadá. Os equipamentos utilizados nas durante as medições foram: (i) uma fonte de iluminação estabilizada com lâmpada 6333QTH/100W, (ii) esfera de integração, (iii) porta filtro óptico (iv) mesa óptica antivibratória (v) fotodetector 818UV da empresa Newport e (vi) filtros ópticos com banda passante de 10nm. Outros equipamentos de uso geral utilizados foram: osciloscópio digital, gerador de forma de onda arbitrária, analisador de parâmetros para semicondutores e fontes de tensão estabilizadas.

A Figura 5.1 mostra fotografia dos equipamentos e o desenho esquemático do arranjo óptico utilizado nas medições. A fonte de luz controlada é conectada à esfera de integração através de um tubo fechado que inclui um compartimento para inserção de filtro óptico. A função da esfera de integração é proporcionar na saída feixe luminoso uniforme. A mesa e peças de fixação propiciam o alinhamento entre a esfera de integração, régua suporte graduada, fotodetector e placa de circuito de teste. O fotodetector de referência fixado sobre a régua permitiu aferir a intensidade luminosa (irradiância) em função da distância medida em relação à saída da esfera de integração (fonte de iluminação). Considerou-se que intensidade luminosa incidente no circuito integrado como sendo a mesma aferida pelo fotodetector de referência na mesma posição.

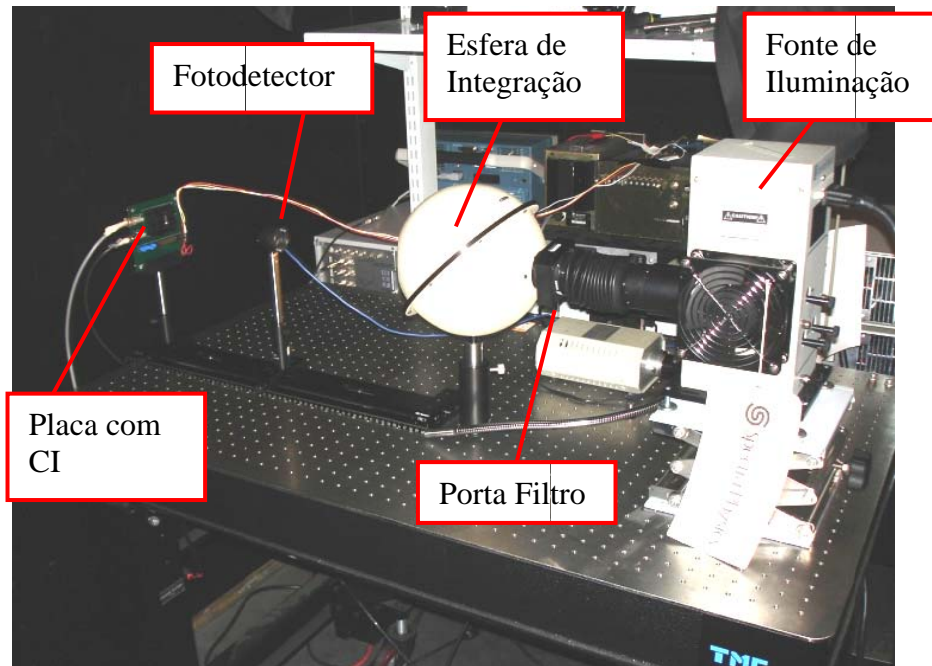


Figura 5.1: Fotografia dos equipamentos ópticos e arranjo experimental de medição.

Na seção 5.1 e na seção 5.2 seguintes apresentam-se os resultados de medidas dos dois projetos desenvolvidos no capítulo 3, o fotodetector controlável GC-LBJT de alta responsividade e o sistema de acondicionamento de sinal de multamostragem no domínio do tempo.

5.1 Fototransistor Bipolar NPN Controlado por Porta

As medidas de caracterização do GC-LBJT foram organizadas da seguinte forma: (i) obtenção das curvas características I_C-V_{BE} , I_E-V_{BE} e I_B-V_{BE} do dispositivo operando nas configurações dreno-comum e emissor-comum (subseção 5.1.1) (ii) obtenção da característica de fotopolarização $V_{BE}-I_{ft}$ (subseção 5.1.2) e (iii) obtenção da fotoresposta I_C-I_{ft} I_E-I_{ft} do fotodetector operando nas duas configurações propostas (subseção 5.1.3).

5.1.1 Curvas características nas configurações coletor-comum e emissor-comum

Os resultados de medidas das curvas características I_C-V_{BE} e I_E-V_{BE} do GC-LBJT NPN na configuração emissor-comum e com tensão V_{GE} constante são apresentadas na Figura 5.2. As medidas foram realizadas polarizando os terminais coletor e emissor com tensão constantes e

iguais a $V_E = 0V$ e $V_C = 1,2V$ e variando a tensão corpo-fonte (V_{BE}) de $0V$ à $0,9V$. A corrente de coletor do GC-LBJT corresponde ao coletor lateral cuja corrente é resultante da soma das correntes do MOSFET e do BJT lateral (equação (3.1)). Em todas as medidas realizadas o coletor vertical (Nwell) foi mantido com polarização constante de $1.8V$ (vide Figura 3.6 e Figura 3.10).

O GC-LBJT NPN opera como BJT quando sua corrente torna-se independente da tensão de controle porta-emissor (V_{GE}). Os resultados de medidas na Figura 5.2 mostram que os BJTs lateral e vertical, predominam quando $V_{GE} \leq -0,3V$, portanto, as correntes I_E com $V_{GE} = -0,3V$ e $V_{GE} = -0,3V$ correspondem às correntes dos BJTs lateral e vertical (BJT de coletor duplo) que compõe o GC-LBJT NPN. Apesar da corrente bipolar $I_E(V_{GE} = -0,3V) \gg I_C(V_{GE} = -0,3V)$ concluí-se que a corrente de coletor BJT vertical, isto é, do coletor vertical é muito maior do que a corrente de coletor lateral. Em algumas curvas de operação há alternância na predominância da corrente do MOSFET e o dos BJTs do GC-LBJT como pode ser observado na curva $I_C(V_{GE} = -0,3V)$. Na curva $I_C(V_{GE} = -0,3V)$ a corrente do MOSFET predomina na faixa de tensão $0V < V_{BE} < 0,7V$ e para tensão $V_{BE} > 0,7V$ a corrente do BJT passa a predominar. Note que os valores das correntes I_E e I_C são coincidentes quando a corrente do MOSFET predomina.

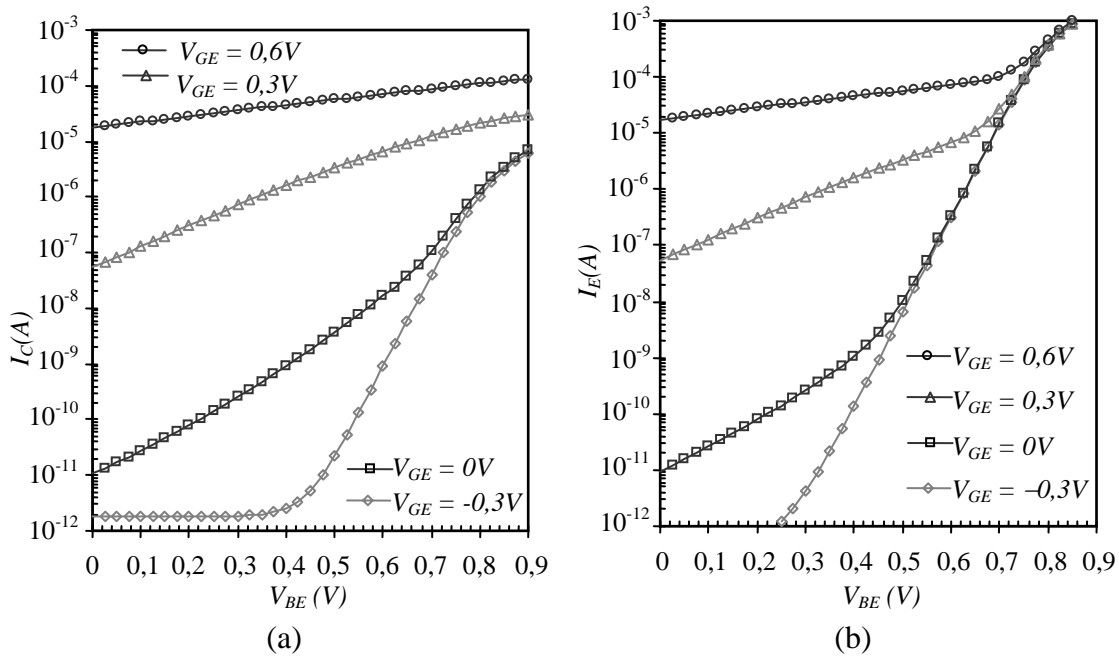


Figura 5.2: Curvas características I - V_{BE} do GC-LBJT NPN na configuração emissor-comum operando com tensão V_{GE} constante (a) I_C - V_{BE} (b) I_E - V_{BE} .

A Figura 5.3 mostra a corrente de base (I_B) em função da tensão base-emissor (V_{BE}) na configuração emissor-comum. A corrente de base constitui a corrente de base do BJT de coletor duplo. A corrente I_{Cclat} e I_{Ebjt} do circuito equivalente correspondem às correntes $I_C(V_{GE}=-0,3V)$ e $I_E(V_{GE}=-0,3V)$ respectivamente e juntamente com a corrente de base I_B mostram que o ganho do BJT total de coletor duplo é aproximadamente $\beta_F \approx 20$ enquanto o ganho de corrente do BJT lateral é $\beta_{lat} \approx 0,1$. Observe a corrente de escuro na curva $I_B(V_{GE}=0,6V)$ para $V_{BE}=0V$ e sua dependência com V_{GE} . O pequeno ganho de corrente do BJT lateral indica que a maior parte dos elétrons injetados na base provenientes do emissor é capturada pelo coletor vertical.

Observa-se em $I_B(V_{GE}=0,6V)$ para $V_{BE} \leq 0,4V$ na corrente de base que a corrente total de saturação é de aproximadamente 10pA. Entretanto, operando com $I_B(V_{GE}=-0,3V)$, a corrente total de saturação é menor do que 1pA e abaixo da precisão do equipamento de medição utilizado. O aumento da corrente total de saturação com a tensão porta-emissor (V_{GE}) pode ser associado ao aumento da região de depleção no canal.

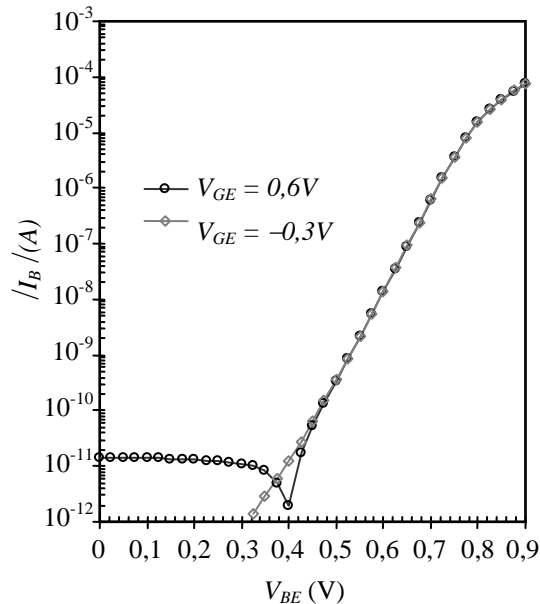


Figura 5.3 Curva característica I_B - V_{BE} da junção base-emissor do GC-LBJT na configuração emissor-comum operando com V_{GE} constante.

A fotoresposta do GC-LBJT apresenta características bem diferentes conforme o tipo de configuração, coletor-comum (3.2) e emissor-comum (3.3). A Figura 5.4 mostra as curvas características I_C - V_{BE} e I_E - V_{BE} do GC-LBJT na configuração coletor-comum e operando com tensão V_{GB} constante. Nesta configuração, as medidas das correntes foram realizadas polarizando

o dispositivo com tensão de coletor lateral e de base constantes e iguais a $V_C=0,8V$ e $V_B=0,75V$ respectivamente e variando-se a tensão de emissor entre $-0,15V$ a $0,75V$ para cinco valores constantes de tensão de porta (V_G): $-0,4V$, $-0,2V$, $0V$, $0,2V$, $0,4V$ e $0,6V$. Os resultados de medidas mostram que a corrente de coletor torna-se independente da tensão de controle V_{GB} quando $V_{GB} < -0,95V$ e que a corrente de emissor torna-se independente da tensão V_{GB} quando $V_{GB} < -0,55V$. Novamente, a diferença entre as correntes de emissor e coletor ocorre devido a corrente do BJT vertical que se adiciona a corrente de emissor. Portanto, as curvas $I_C(V_{GE}=-0,3V)$ e $I_E(V_{GE}=-0,3V)$ correspondem as correntes de coletor lateral e de emissor do BJT de coletor duplo que compõe o GC-LBJT. Comparando as correntes apresentadas na Figura 5.2 e na Figura 5.4 nota-se que as correntes dos bipolares coincidem como esperado, pois depende somente da tensão base-emissor.

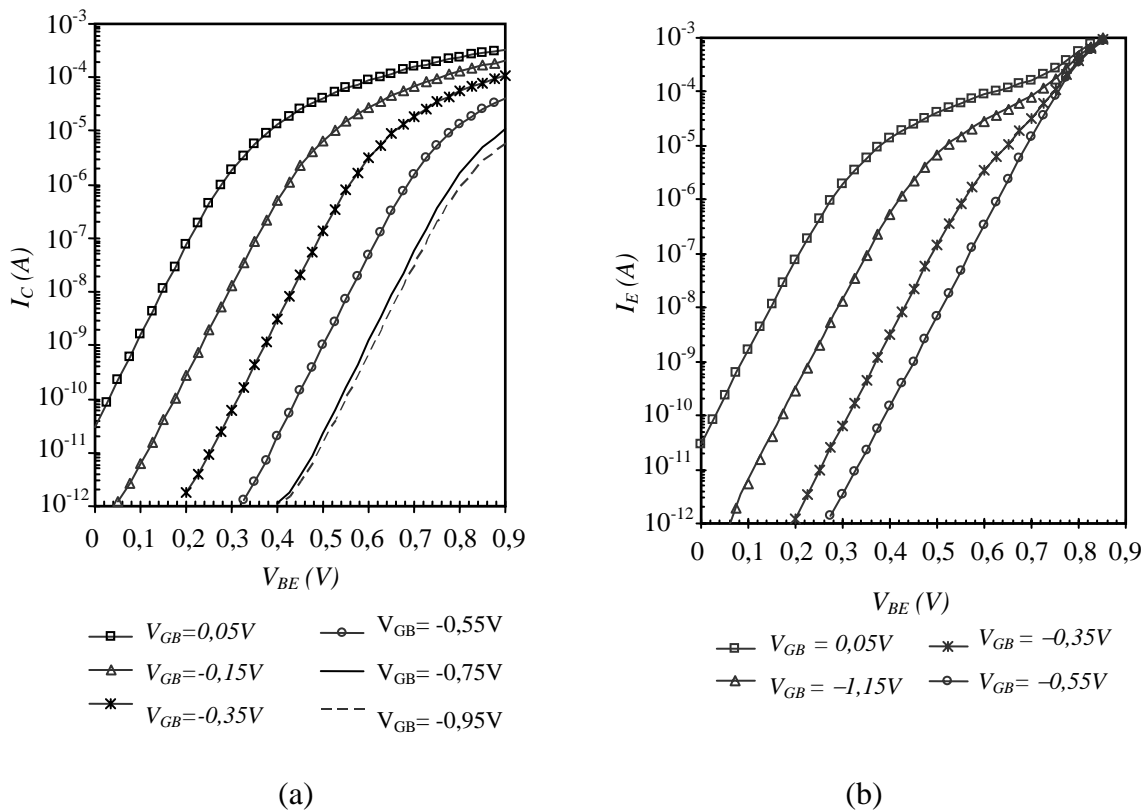


Figura 5.4: Curvas características $I-V_{BE}$ do GC-LBJT NPN na configuração coletor-comum operando com tensão V_{GB} constante (a) I_C-V_{BE} (b) I_E-V_{BE} .

5.1.2 Fotopolarização

A fim de possibilitar a obtenção de medidas em uma maior faixa de valores, as medidas apresentadas nesta subseção foram realizadas sem a utilização de filtros para obter maiores valores fotocorrentes. Foram realizadas medidas da corrente de base em função da tensão base-emissor aplicando diferentes irradiância. Com o terminal base polarizado, as fotocorrentes geradas circulam para fora do terminal base e podem ser medidas como a variação da corrente de base quando a tensão base-emissor é nula ($V_{BE}=0V$) conforme ilustra a Figura 5.5.

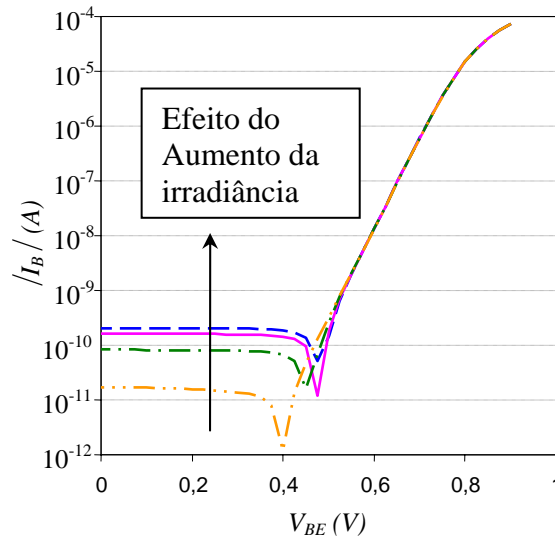


Figura 5.5: Corrente de base em função da tensão base emissor na configuração emissor-comum e tensão porta-emissor constante $V_{GE}=0,6V$ sob incidência de diferentes níveis de irradiância.

Diferentes configurações do dispositivo foram utilizadas para medir a fotocorrente utilizando o processo ilustrado na Figura 5.5: emissor-comum, coletor-comum e porta-comum. A responsividade primária obtida de todas as medidas $I_{f_{gc}}$ versus irradiância (I_L) é apresentada na Figura 5.6a. O dispositivo apresenta fotoresposta primária ($I_{f_{gc}}$) linear com responsividade de $73nA/W\cdot cm^{-2}$ típica de fotodiodos (junções PN). Desta forma, podemos estabelecer para $I_{f_{gc}} \gg I_{f_{esc}}$ que $I_{f_{gc}} = 73 \cdot 10^{-9} \cdot I_L$ onde I_L é a irradiância em W/cm^2 . Os pontos muito próximos na Figura 5.6a correspondem às medidas realizadas para a mesma irradiância, mas em diferentes configurações. De acordo com os resultados de medidas, a relação logarítmica entre V_{BE} e irradiância (I_L) obtida apresenta aproximadamente taxa de variação de $69mV/Dec$, fator de idealidade da junção BE de 1,13 e corrente de saturação reversa de $10^{-17}A$, extraídos para irradiância de $1W/cm^2$.

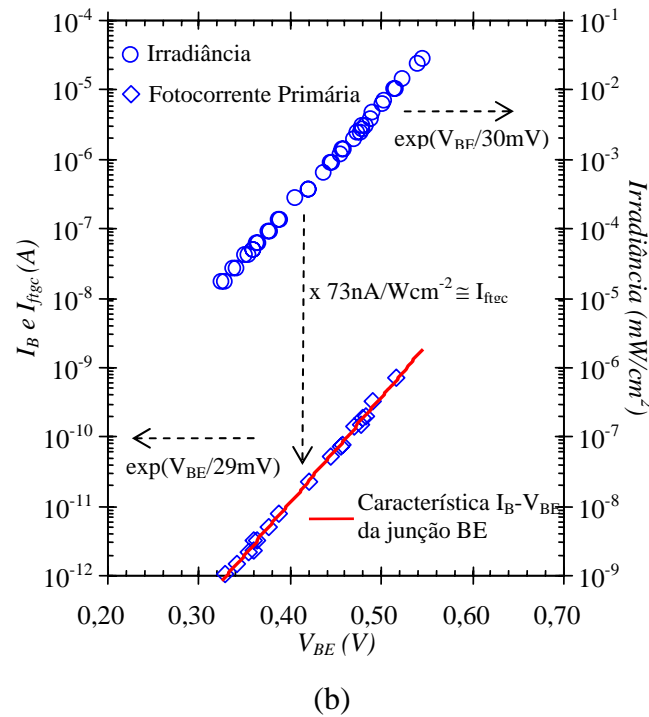
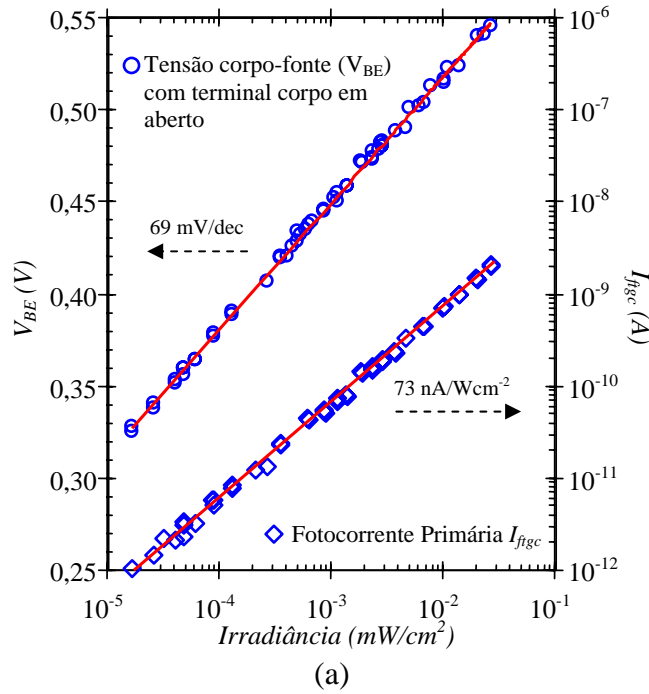


Figura 5.6: Curvas característica da fotopolarização do GC-LBJT NPN.

A fim de investigar mais adequadamente a equação da fotopolarização (3.10), os dados de medidas da Figura 5.6a foram rearranjados e realizado outro gráfico apresentado na Figura 5.6b. Observa-se na Figura 5.6b que razão entre a relação I_B-V_{BE} e $I_{fgc}-V_{BE}$ se mantém constante e

igual a $73 \cdot 10^{-9}$ para toda a faixa da tensão base-emissor indicando que a fotocorrente circulando pela junção base-emissor define a fotopolarização do dispositivo estando confirmando o processo de polarização apresentado na subseção 3.1.

5.1.3 Fotoresposta Amplificada

Neste trabalho, define-se como fotoresposta amplificada a relação $I_C-I_{f_{gc}}$ e $I_E-I_{f_{gc}}$ do fototransistor GC-LBJT. Será apresentada somente a análise dos resultados de medidas da fotoresposta amplificada $I_C-I_{f_{gc}}$, pois se considera redundante e desnecessária a apresentação adicional da fotoresposta amplificada $I_E-I_{f_{gc}}$. A fotoresposta $I_C-I_{f_{gc}}$ do GC-LBJT NPN é representada pelas linhas contínuas na Figura 5.7 e foram obtidas indiretamente, associando-se as medidas $I_C(V_{BE})$ e $V_{BE}(I_L)$ apresentadas nas Figuras 5.3a, 5.5a e 5.7a; como uma função composta $I_C(V_{BE}(I_L))$. A Figura 5.7 também apresenta a fotoresposta primária $I_{f_{gc}}-I_L$ reproduzida novamente da Figura 5.6a com o objetivo de possibilitar a comparação direta visual entre fotocorrente primária e fotoresposta amplificada, evidenciando-se o ganho de corrente que o GC-LBJT proporciona. Uma série de medidas realizadas diretamente com o fototransistores GC-LBJT em ambas as configurações também são apresentadas na Figura 5.7 representados por de círculos. Observa-se que as medidas diretas (círculos) com as medidas indiretas (linhas contínuas) e por isso considera-se que os resultados validam a análise apresentada. As medidas apresentadas nesta subseção também foram realizadas sem a utilização de filtros.

O GC-LBJT na configuração coletor-comum (Figura 5.7a) controlado pela tensão V_{GB} apresenta fotoresposta com taxa de variação aproximadamente linear para valores negativos de tensão de controle ($V_{GB}=-0,55V$) para taxa de variação sublinear com o aumento da tensão de controle ($V_{GE}=+0,5V$). Análise em detalhes dos dados mostra que o GC-LBJT NPN opera na região de inversão fraca quando $V_{GB}=-0,55V$ e $V_{GB}=-0,35V$ e que a taxa de variação das curvas de operação com $V_{GB}=-0,55V$ e $V_{GB}=-0,35V$ é de aproximadamente 1,1. Observando a equação (3.20) da fotoresposta na região fraca que o valor da taxa de variação de 1,1 é determinada pelo fator de idealidade da junção base-emissor.

Na configuração emissor-comum (Figura 5.7b) controlado pela tensão V_{GE} , nota-se que as taxas de variação das fotorespostas são bem menores do que a unidade quando comparada com

a fotoresposta primária linear (I_{ftgc}). Isto pode ser explicado de forma geral pelo termo (n_m-1) nas equações (3.38) e (3.39).

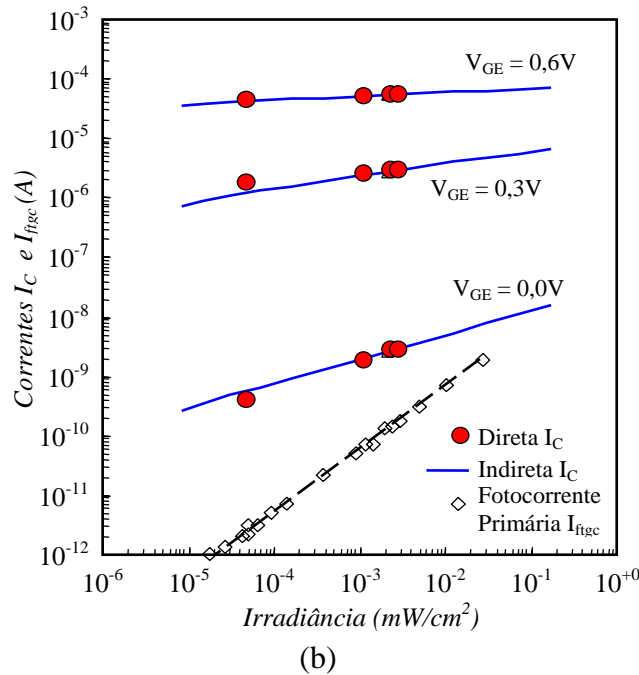
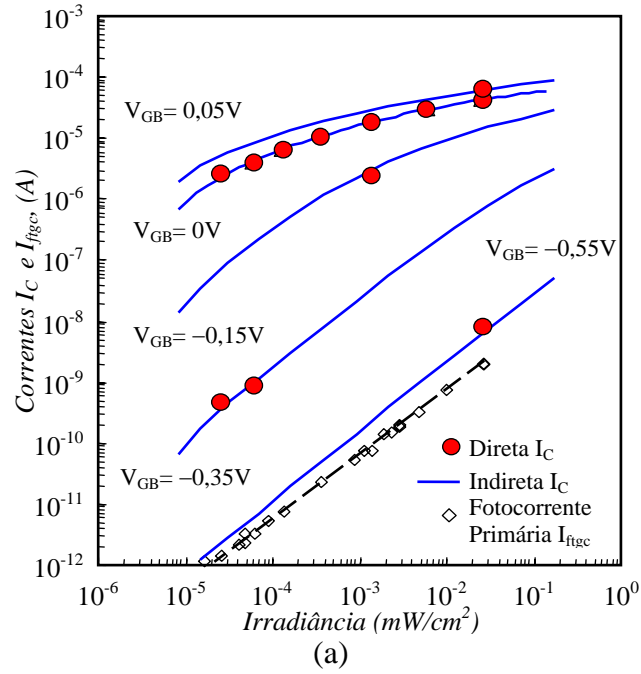


Figura 5.7: Fotocorrente primária (I_{ftgc}) e fotoresposta amplificada (I_C) do GC-LBT na configuração (a) coletor-comum e V_{GB} constante (b) emissor-comum e V_{GE} constante.

A análise dos resultados de medidas mostram que a tensão base-emissor de escuro (V_{BEesc}) é de aproximadamente 0,25V e que a corrente de coletor não se altera mais quando a

irradiância torna-se menor ou igual à 10^{-5}mW/cm^2 . Sendo assim, pode-se considerar que as correntes de escuro correspondem aproximadamente ao primeiro valor nas curvas apresentadas na Figura 5.7. Para a análise da amplificação, define-se o ganho (I_{Cft}/I_{ftgc}) e a fotocorrente amplificada (I_{Cft}) como sendo:

$$\text{Ganho} = \frac{I_{Cft}}{I_{ftgc}} \quad (5.1)$$

e

$$I_{Cft} = I_C - I_{Cesc} \quad (5.2)$$

As Figura 5.8 mostra o ganho de fotocorrente (I_{Cft}/I_{ftgc}) do GC-LBT em ambas as configurações propostas. A tensão de controle do GC-LBJT permite definir o valor do ganho em uma faixa de 1 até 10^{+6} para irradiância em torno de 10^{-5}W/cm^2 . Nota-se na maioria das condições de operação que o ganho de fotocorrente diminui quando a irradiância aumente e o ganho de fotocorrente aumento quando irradiância diminui. Embora, o aumento do ganho para baixos níveis de irradiância seja muito atrativo é importante lembrar o aumento do ganho provoca a diminuição da razão I_{Cft}/I_{Cesc} e conseqüentemente piora a relação sinal-ruído. Como por exemplo, na curva de operação com $V_{GE}=0,6\text{V}$ da Figura 5.7b a excursão máxima da corrente não chega a uma década enquanto o ganho varia aproximadamente 3 décadas atingindo valor máximo maior do que 10^{+6} .

A fotocorrente primária, geradas nas junções, diminui com a irradiância dificultando sua medida. Entretanto, a relação entre fotoresposta amplificada e a fotocorrente primária resulta no aumento do ganho conforme a irradiância diminui. Esta característica é particularmente atraente para aplicações de baixa intensidade luminosa. Deve-se observar que a irradiância mínima detectável é definida pelos valores de escuro formado pelas correntes de saturação reversas da junção (I_s) que define valores mínimos de escuro para a tensão corpo-fonte ($V_{bescuro}$) e conseqüentemente para a corrente de dreno ($I_{descuro}$).

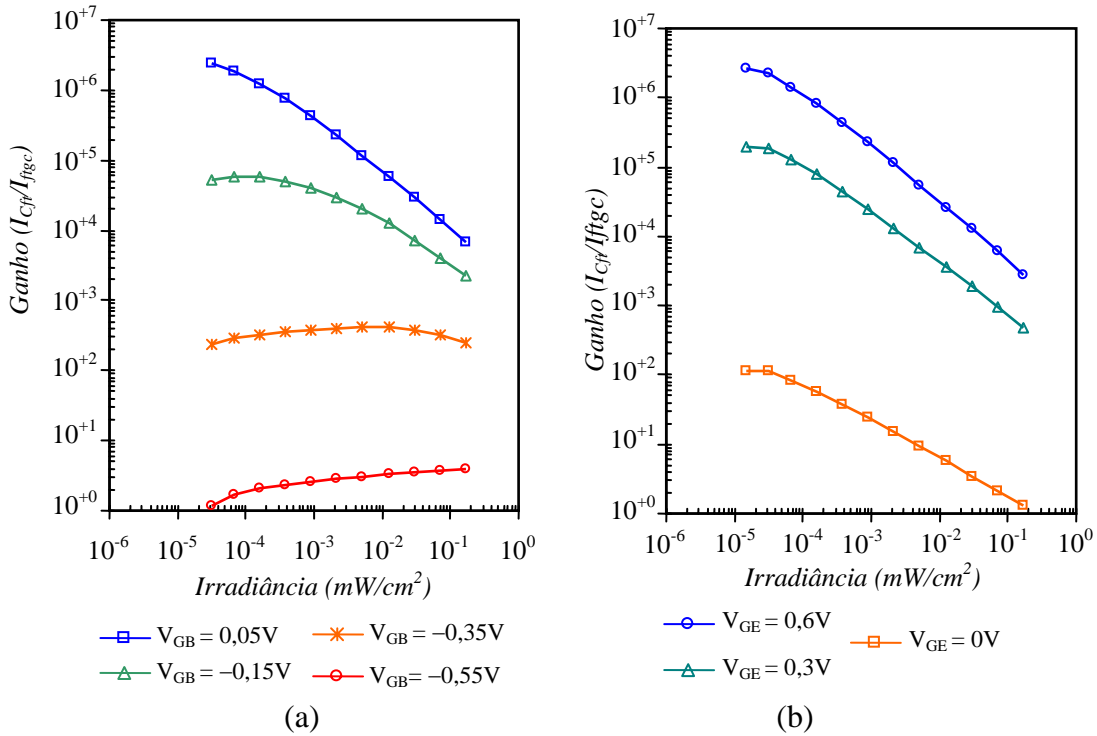


Figura 5.8: Ganho de Fotocorrente (I_{Cf}/I_{fgc}) do GC-LBT na configuração (a) coletor-comum com tensão V_{GB} constante (b) emissor-comum com tensão V_{GE} constante.

A Tabela 5.1 mostra as principais características do fotodetector GC-LBT proposto e de outros fotodetectores similares de alta responsividade encontrados na literatura. O fotodetector GC-LBJT é o único entre eles que permite o controle do nível de amplificação. A comparação direta entre os fotodetectores enunciados torna-se difícil devido a diferentes tecnologias envolvidas e a outros detalhes de medidas ausentes nas publicações. Entretanto, os dispositivos propostos em [17] e [18] correspondem ao caso particular de operação do GC-LBJT na configuração com V_{GB} constante. Sendo assim, considera-se possível realizar comparação indireta tomando-se a curva de operação $I_C(V_{GB}=0V)$ da Figura 5.7a como sendo as propostas apresentadas em [17] e [18]; e que será referenciada aqui como a configuração DTMOS com objetivo de tornar mais clara a discussão. Comparando a curva de operação na configuração DTMOS com as demais curvas de operação, nota-se observando os resultados nas Figuras 5.8 e 5.9 que a operação do GC-LBJT como fotodetector de 4 terminais possibilita obter ganhos mais elevados. Outra vantagem do GC-LBJT é a possibilidade de polarizar o dispositivo obtendo fotoresposta aproximadamente linear (ganho constante) como mostra a curva com $V_{GB}=-0,35V$ na Figura 5.9a. Além disso, o GC-LBJT operando como fotodetector de 4 terminais permite ajusta o

valor do ganho a fim de que a corrente amplificada não assuma valores demasiadamente elevados ocasionando consumo elevado.

Tabela 5.1: Principais características do fotodetector proposto, GC-LBJT e de outros fotodetectores CMOS de alta responsividade encontrados na literatura.

Característica\Fotodetector	GC-LBJT	Zhang et al.[17]	Kook et al. [18]
Responsividade Máxima	$> 10^{+4}$ A/W	$2.5 \cdot 10^{+3}$ A/W	10^{+4} A/W
Controlável	Sim	Não	Não
Ganho de Corrente Aproximado	Para $V_{GB}=0,05V$, $5 \cdot 10^{+4}$ a $6mW/cm^2$ e $>10^{+6}$ a $10\mu W/cm^2$	300 a $6mW/cm^2$	$5,4 \cdot 10^{+4}$ a $10\mu W/cm^2$
Dimensões W/L	$8\mu m / 2\mu m$	$8,2\mu m / 0,8\mu m$	$30\mu m / 1,0\mu m$
Tecnologia CMOS	$0,18\mu m$	$0,8\mu m$	$1,5\mu m$

5.1.4 Fotoresposta espectral

Dentre as diferentes possibilidades de configuração e polarização que o fotodetector GC-LBJT oferece, optou-se pela configuração coletor-comum e tensão porta-base constante de 0V ($V_{GB}=0V$) para análise da fotoresposta espectral. Primeiramente, a irradiância foi medida utilizando o fotodetector a uma definida para cada comprimento de onda dos filtros disponível (largura de banda de 10nm). Em seguida, substituiu-se o fotodetector pela placa com o CI realizando-se as medidas das correntes para cada comprimento de onda.

A Figura 5.9 mostra os resultados de medidas da responsividade espectral primária $I_{f_{gc}}(\lambda)/I_L(\lambda)$ medida em A/Wcm^{-2} . A responsividade primária é máxima e aproximadamente constante na faixa espectral de 500nm a 650nm sugerindo que a fotocorrente primária na gerada na junção Pwell/Nwell é predominante nesta faixa do espectro.

A Figura 5.10 mostra os resultados de medidas da responsividade espectral amplificada $I_{C_{ft}}(\lambda)/I_L(\lambda)$ polarizando a base com quatro diferentes valores de corrente de base por meio de uma fonte de corrente externa controlada. A curva de operação para $I_B=0A$ na Figura 5.10 mostra que a responsividade aproximadamente da ordem de $0,15 A/Wcm^{-2}$. Analisando os resultados de medidas, observou-se que a responsividade amplificada é 375.000 vezes maior do que a

responsividade primária para 550nm. O pico observado para comprimentos de onda em torno de 450nm ocorre devido ao fato de que o valor da irradiância da fonte luminosa ser menor (menor fotocorrente primária) nessa porção do espectro luminoso. Como visto na seção anterior, o ganho aumenta com a diminuição da fotocorrente primária.

Os resultados de medidas apresentados polarizando-se a base com diferentes valores têm por objetivo mostrar que é possível modificar a corrente de escuro do dispositivo. A diminuição da responsividade observada na Figura 5.10 ocorre devido ao aumento da corrente de escuro provocada pela corrente injetada pela fonte de corrente externa. Conclui-se que é possível diminuir a corrente de escuro invertendo-se o sentido da corrente aplicada na base, permitindo a captura de sinais de menor irradiância.

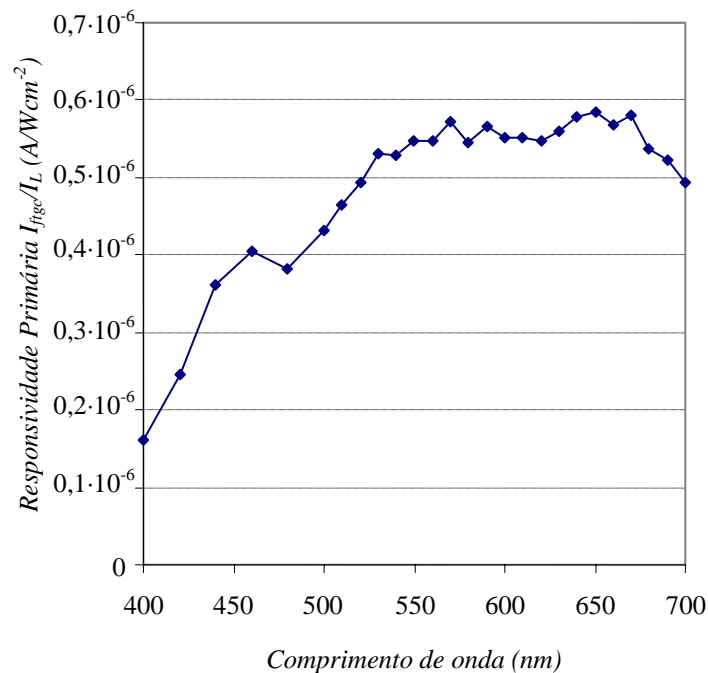


Figura 5.9: Responsividade espectral primária I_{figc}/I_L do GC-LBJT na configuração coletor-comum e $V_{GB}=0V$.

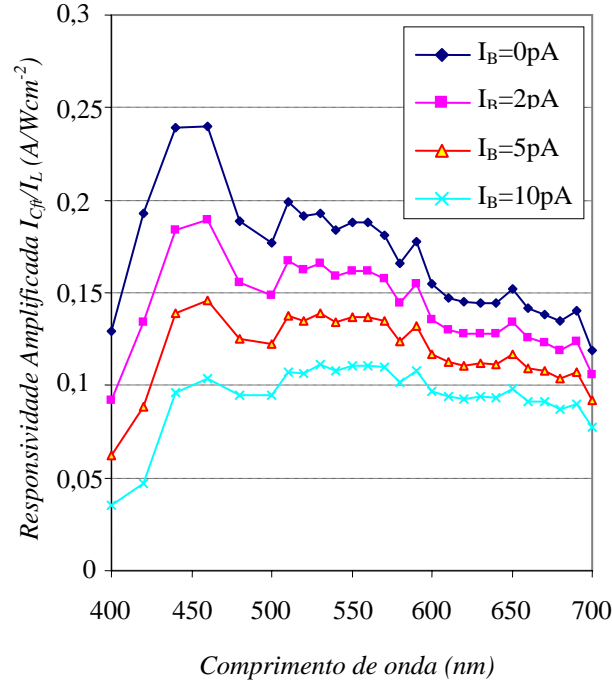


Figura 5.10: Responsividade espectral amplificada I_{Cf}/I_L do GC-LBJT na configuração coletor-comum, $V_{GB}=0V$ polarizando a base com fonte de corrente para quatro diferentes valores de corrente de base: $I_B=0A$, $I_B=2pA$, $I_B=5pA$, $I_B=10pA$.

5.2 Sistema de Imagem CMOS Multi-Amostrado no Domínio do Tempo

O circuito integrado contendo o protótipo de uma matriz de dimensões 32x32 pixels (Figura 4.8a) foi fabricado em tecnologia $0,35\mu\text{m}$ usando o processo CMOS opto C350, da Austriamicrosystems. Uma lâmpada do tipo Xenon com pico de intensidade luminosa em 830nm e um filtro óptico de 825nm (banda passante 10nm) foram utilizados na realização das medidas do tempo de descarga. Todas as medidas foram realizadas utilizando tensão de alimentação nominal de 3,3V e tensão de polarização da fonte de corrente do comparador fixo em 0,7V.

A Figura 5.11 mostra o resultado de medição a fotoresposta t_d versus irradiância quando o pixel opera com tensão de referência constante de 1,5V. Os pontos no gráfico da Figura 5.11 representam o tempo de descarga médio medido para uma mesma irradiância e a curva contínua corresponde à curva média ajustada aos pontos medidos de acordo com a equação da fotoresposta do pixel para $m=\infty$ da Tabela 4.1. De acordo com o resultado do ajuste de curva o fotodiodo

apresenta sensibilidade de $3,4\text{V}\cdot\text{cm}^2/\text{s}\cdot\mu\text{W}$. As medidas, realizadas em temperatura ambiente, mostraram que o tempo de descarga de escuro é de 37segundos. A relação entre o valor máximo e mínimo dos resultados apresentados na Figura 5.11, configuram somente 60 dB de faixa dinâmica. Entretanto, o valor obtido de 60dB nas medidas ficou limitado pelo equipamento disponível para realização das medidas. Seria possível obter maior faixa dinâmica caso filtros de atenuação fossem empregados possibilitando a realização de medidas para irradiâncias de valores mais baixos.

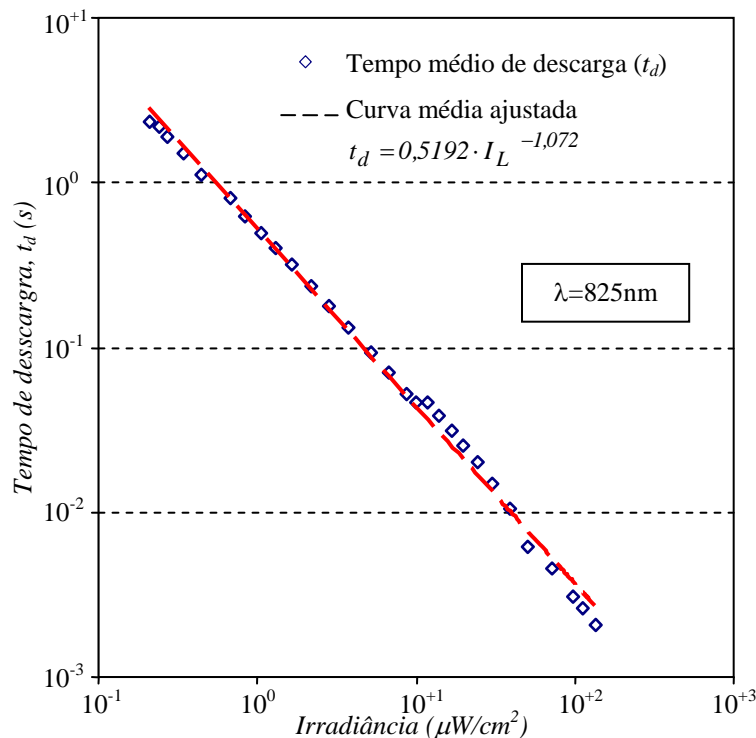


Figura 5.11: Fotoresposta característica no domínio do tempo operando com tensão de referência constante de 1,5V e tensão de alimentação $V_{dd}=3,3\text{V}$.

A mostra os sinais de tensão medidos para levantamento da fotoresposta característica utilizando tensão de referência do tipo rampa (V_{ref}). A fotoresposta para diferentes tensões de referência em rampa foi obtida variando o tempo de integração mas mantendo-se o valor máximo e mínimo em 2,6V e -0,4V.

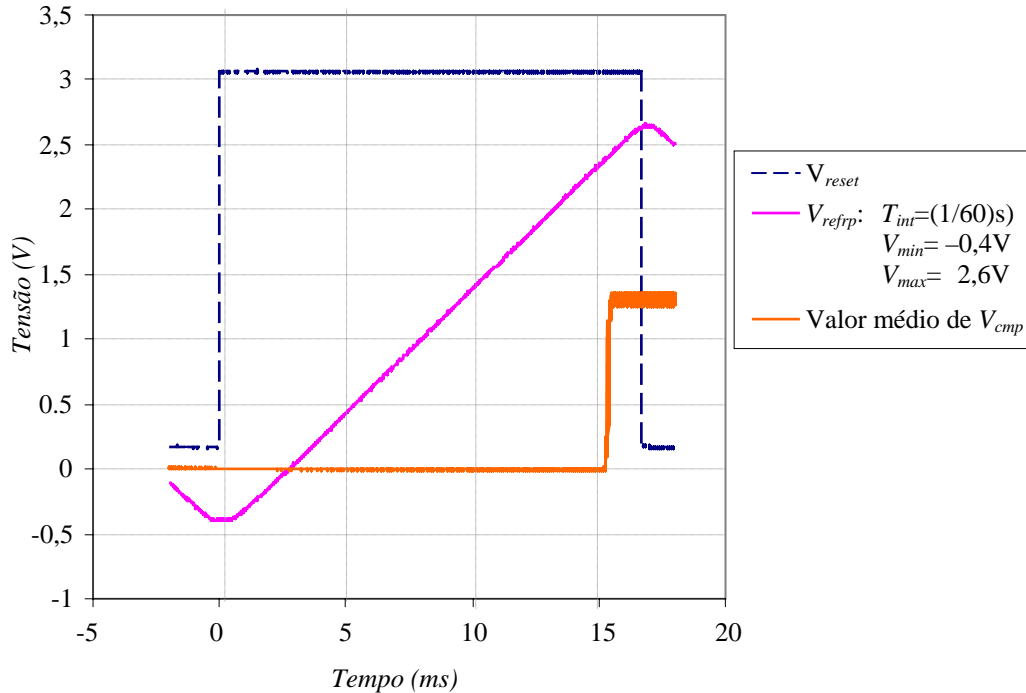


Figura 5.12: Resultados experimentais mostrando a tensão de *reset* (V_{reset}), a tensão de referência em rampa (V_{refrp}) e o valor médio da tensão de saída comparação (V_{cmp}).

A Figura 5.13 mostra três diferentes fotorespostas no domínio do tempo resultantes da utilização de três diferentes tensões de referência do tipo rampa. A redução do tempo de integração da rampa encurta os tempos de comparação. Comparando os tempos de descarga (tempo de comparação) utilizando tensão de referência constante e do tipo rampa observa-se a redução útil no tempo de comparação de até uma década aproximadamente. Note que a fotoresposta é aproximadamente plana na faixa de irradiação abaixo $10^{-1}(\mu W/cm^2)$ tornando impraticável a diferenciação do sinal.

A medida experimental da resposta espectral normalizada é apresentada na Figura 5.14. A ampla faixa na qual a resposta é aproximadamente constante se deve ao fato de que apesar da profundidade de junção ser rasa, a baixa concentração da dopagem do substrato faz com que a largura da região de depleção se estenda significativamente para dentro do substrato (maior profundidade). Documentos fornecidos pela fábrica também reportam resposta espectral aproximadamente plana na maior parte do espectro visível.

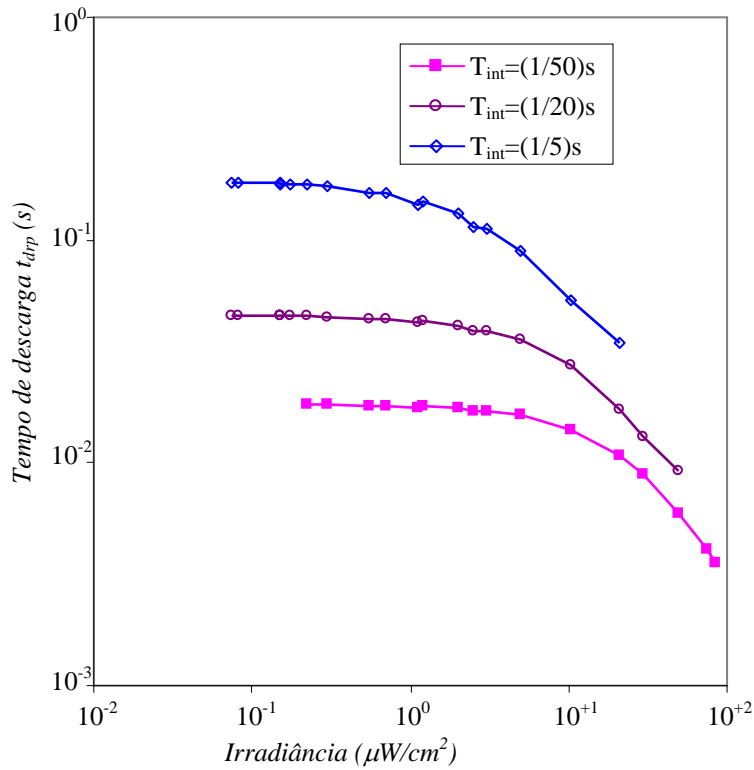


Figura 5.13: Resultados de medidas mostrando a fotoresposta no domínio do tempo utilizando tensão de referência do tipo rampa de mesma amplitude e diferentes tempos de integração.

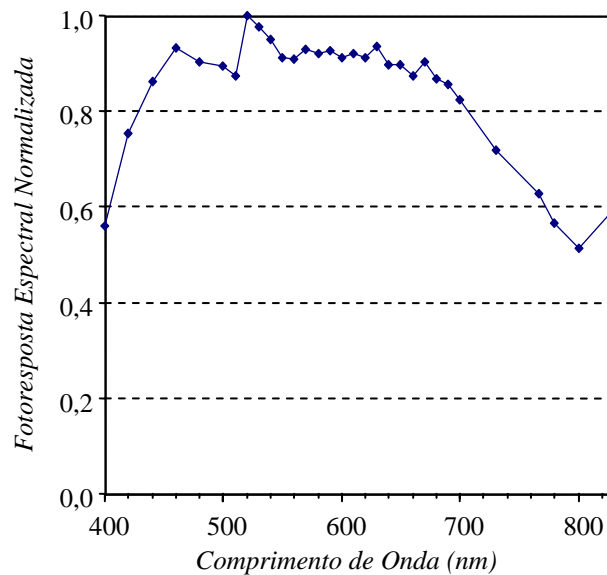


Figura 5.14: Fotoresposta espectral normalizada operando no domínio do tempo e tensão de referência constante ($V_{ref}=1.5V$).

A Figura 5.15 mostra a média do sinal de tensão da saída do comparador realizada diretamente no osciloscópio digital. A curva resultante na Figura 5.15 pode ser associada à

função densidade de probabilidade acumulativa típica da teoria estatística. O tempo médio bem como o desvio padrão do tempo de descarga foi obtido do ajuste de curva ao sinal medido utilizando-se a função densidade de probabilidade acumulativa. Algumas medidas do sinal de tensão da saída do comparador apresentaram metaestabilidade dificultando a obtenção adequada do tempo médio e do desvio padrão.

A Figura 5.16 mostra a relação SNR obtidas a partir das medidas realizadas em função da irradiação luminosa. A relação SNR se mantém constante no valor de 54dB na maior parte da faixa de irradiação mostrando boa concordância com a análise teórica apresentada na subseção 4.5 (Figura 4.10). Os resultados teóricos indicam que utilizando tensão de referência constante o SNR é constante em toda a faixa de irradiância. Considera-se que a discrepância observada no SNR medido na faixa superior de irradiação se deveu à dificuldade na determinação da média do sinal de comparação utilizando o osciloscópio. Entretanto, outros fatores como o ruído do circuito comparador também podem ter contribuído para esta discrepância. A característica constante do SNR se mostra muito atraente e importante quando comparado aos resultados reportados na literatura até o momento. Os resultados reportados em outros trabalhos mostra que o SNR varia de 0 a 54dB, onde 54 dB é sugerido como valor máximo [20].

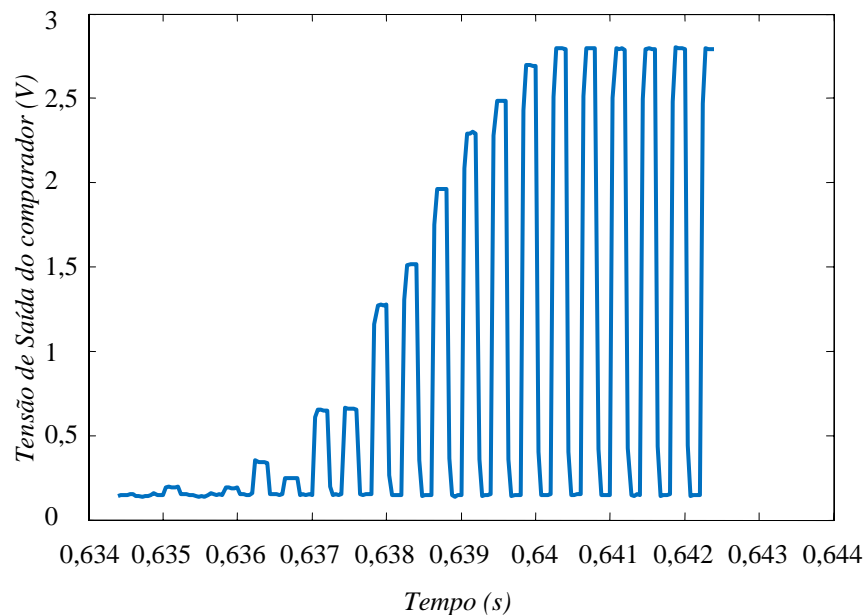


Figura 5.15: Resultado da média do sinal do comparador sob irradiação luminosa constante, obtido diretamente no osciloscópio digital.

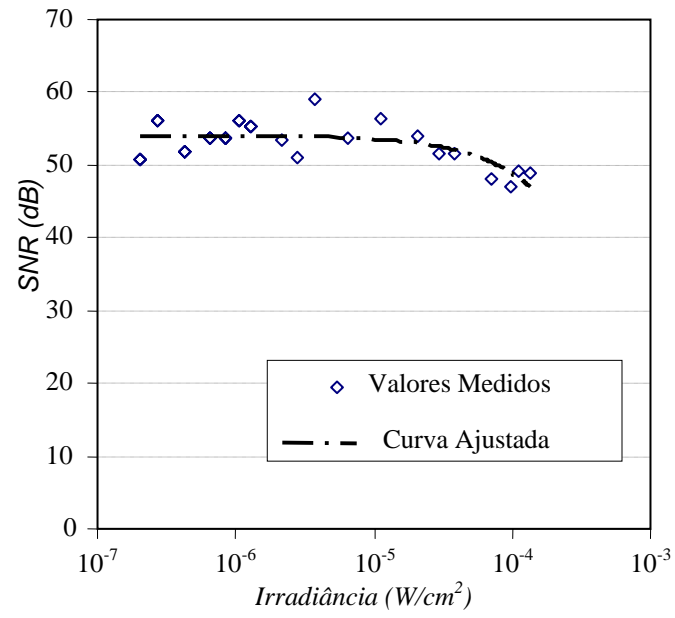


Figura 5.16: SNR medidos com tensão de referência constante.

Capítulo 6

Conclusões

Um fototransistor de 4 terminais com alta responsividade, denominado transistor bipolar lateral controlado por porta (GC-LBJT), bem como um novo método de leitura para sistemas de imagem CMOS com faixa dinâmica elevada foram proposto e caracterizados nesta tese.

O GC-LBJT NPN foi fabricado na tecnologia 0,18 μm do processo CMOS padrão da TSMC. O princípio de funcionamento foi descrito, analisado e associado com as equações características do dispositivo. O circuito equivalente proposto originado no desenvolvimento da análise sugere que o modelo do fotodetector GC-LBJT não pode ser descrito pela simples associação de um MOSFET operando em paralelo com um Bipolar Lateral, como é usualmente afirmado na literatura. O circuito equivalente proposto é relativamente simples, entretanto, e ainda é necessário desenvolver estudos apropriados para sua validação. O transistor Bipolar vertical, considerado como um elemento parasita do transistor GC-LBJT, tem papel fundamental no funcionamento do GC-LBJT como fotodetector. A junção base-coletor do transistor Bipolar vertical aumenta consideravelmente a eficiência do fototransistor, contribui com a característica aproximadamente plana da resposta espectral primária na faixa do espectro visível. O fototransistor GC-LBJT NPN fabricado apresenta ganho controlável em uma faixa de 1 a 10^{+6} por meio da tensão de controle nas duas configurações propostas, coletor-comum e emissor-comum. A responsividade amplificada da ordem de 10^{+4} A/W, também foi verificada em ambas as configurações.

O fotodetector GC-LBJT apresenta fotoresposta amplificada com diferentes características, dependendo da condição de polarização e do valor da tensão de controle. Na configuração coletor-comum, a característica da fotoresposta passando de aproximadamente linear para sublinear como o aumento da tensão de controle V_{GB} . Na configuração emissor-comum, o fotodetector apresenta como característica principal fotoresposta altamente comprimida em uma ampla faixa de irradiância, e por isso, considera-se que esta configuração é particularmente atraente para aplicação em sistemas com elevada faixa dinâmica. Entretanto, a tensão de controle também provoca o aumento valor da corrente de escuro na fotoresposta

amplificada. Como consequência, em dependendo da configuração e condição de polarização, a fotocorrente amplificada é elevada em comparação a fotocorrente primária, mas, seu valor não é significativamente maior do que o valor de escuro. De forma geral, o aumento do ganho é acompanhado pela compressão da fotoresposta sugerindo que o ruído deve ser um fator limitante quando o dispositivo opera com tensões de controle elevada.

As medidas da resposta espectral mostram que o GC-LBJT pode apresentar resposta espectral relativamente plana, dependendo da configuração e polarização. Esta característica é particularmente atraente em aplicações de sistemas de imagem CMOS coloridos, pois sistemas que utilizam fotodetectores convencionais necessitam de circuitos de pós-processamento para normalizar a fotoresposta em diferentes comprimentos de onda. Além disso, ficou demonstrado que o terminal base pode ser polarizado por fonte de corrente como forma de alterar, pelo menos em parte, a característica da fotoresposta.

As equações que descrevem o funcionamento do GC-LBJT mostram que a variação dos parâmetros do dispositivo e a variação da temperatura devem levar a variações nos valores de escuro entre pixels. Desta forma, sistemas de imagem utilizando o GC-LBJT requerem a utilização de métodos de redução do ruído de padrão fixo semelhantes aos aplicados em sistemas de imagem com pixel logarítmico. As equações do o GC-LBJT na configuração coletor-comum, polarizado na região na qual o MOSFET opera na região de inversão fraca, sugerem ser o ponto de menor sensibilidade à variação dos parâmetros.

A nova arquitetura para sistemas de imagem CMOS no domínio do tempo apresentou-se como uma opção intermediária entre as duas principais tendências: (i) arquiteturas com circuito integrado ao pixel de alta velocidade e baixo fator de preenchimento e (ii) arquitetura com circuitos externos ao pixel de baixa velocidade e elevado fator de preenchimento. A principal característica no sistema proposto é redução da memória no pixel de 8 bits para 1 bit e a possibilidade de aumentar o número de bits sem comprometer o fator de preenchimento. A faixa dinâmica nas medidas ficou limitada à 60dB devido à limitação da faixa de irradiância imposta pelos equipamentos.

Demonstrou-se que sistemas de imagem no domínio do tempo apresentam ruído de padrão fixo que depende do valor da tensão de referência e de como é afetado para diferentes irradiâncias. Os resultados experimentais de ruído temporal sugerem estar em acordo com a análise teórica desenvolvida, porém, considera-se que estudos mais específicos são necessários.

As medidas de ruído utilizando tensão de referência constante de 1,5V mostram que a relação SNR no domínio do tempo é aproximadamente constante e igual a 54dB para toda a faixa de irradiância utilizada. Esta característica é particularmente atraente quando comparada aos sistemas de imagem no domínio da tensão nos quais a relação SNR varia com o valor da irradiância tendo pico máximo de 54dB aproximadamente.

Trabalhos Futuros

Vários aspectos do trabalho apresentado se apresentam como relevantes para aprofundamento.

Com relação ao estudo do fototransistor GC-LBJT apresentado, consideram-se como estudos a serem desenvolvidos:

- Análise do fotodetector operando no modo de integração;
- Análise de ruído temporal e do ruído de padrão fixo;
- Desenvolvimento de circuitos de leitura do sinal; e
- Modelagem completa utilizando modelos como o EKV.

Com relação ao estudo método de múltipla-amostragem para sistemas de imagem no domínio do tempo apresentado, consideram-se como estudos a serem desenvolvidos:

- Caracterização completa do ruído temporal utilizando diferentes tensões de referências;
- Caracterização do ruído de padrão fixo; e
- Desenvolvimento de uma arquitetura integrando o comparador e memória externos ao pixel.

Referências Bibliográficas

- [1] Donald A. Neamen. *Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles*. McGraw-Hill, 2003.
- [2] S. M. Sze. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, 1981.
- [3] Shcherback, I.; Yadid-Pecht, O.. Photoresponse Analysis and Pixel Shape Optimization for CMOS Active Pixel Sensors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1), páginas:12-18. Janeiro de 2003.
- [4] Yasaman Ardeshipour, Mouhamed J. Deen, Shahram Shirani, Evaluation of Complementary Metal-Oxide Semiconductor Based Photodetectors for Low-Level Light Detection. *Journal of Vacuum Science & Technology A*, 24(3):860–865, Maio 2006.
- [5] Blanksby, A.; Loinaz, M. J.. Performance Analysis of a Color CMOS Photogate Image Sensor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 47(1), páginas: 55-64. Janeiro de 2000.
- [6] Guidash, R.M.; Lee, T.-H.; Lee, P.P.K.; Sackett, D.H.; Drowley, C.I.; Swenson, M.S.; Arbaugh, L.; Hollstein, R.; Shapiro, F.; Domer, S.. A 0.6 μm CMOS pinned photodiode color image sensor technology. *International Meeting on Electron Devices Technical Digest*, pages 927-929 , Washinton DC, Dezembro 2007.
- [7] Findlater, K. M.; Renshaw, D.; Hurwitz, J. E. D.; Henderson, R. K.; Purcell, M. D.; Smith, S. G.; Bailey, T. E. R.. A CMOS Image Sensor with a Double-Junction Active Pixel. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1): 32-42, Janeiro 2003.
- [8] Rochas, A.; Pauchard, A. R.; Besse, P.-A.; Pantic, D.; Prijic, Z.; Popovic, R. S.. Low-Noise Silicon Avalanche Photodiodes Fabricated in Conventional CMOS Technologies. *IEEE Transaction on Electron Devices* 49(3), Março de 2002.
- [9] Gray, P. R.; Hurst, P. J.; Lewis, S. H.; Meyer, R. G.. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons. 4ª Edição. 2001.
- [10] Alexandre, A.; Pinna, A., Granado, B.; Garda, P.. Modeling of Vertical and Lateral Phototransistors using VHDL-MAS. *IEEE International Conference on Industrial Technology 2004 (ICIT 2004)*, pages: 142:147, Vol.1, 8-10 de Dezembro de 2004.
- [11] Tibuzzi, A.; Dalla Betta, G.-F.; Ficorella, F.; Soncini, G.; Di Natale, C.; D'Amico, A.; Piemonte, C.. Finger Emitter/Base Bipolar Junctions Phototransistor for Optical Gás Sensing

- in the Spectral Region. Proceedings of IEEE Conference on Sensors 2004, pages 1581:1584. Vol. 3. 24-27 Outubro de 2004, Viena, Áustria.
- [12] Loaiza-Brito, A.; Calzada, R.; Nino-de-Rivera. Foveal Model of Artificial Retina With Phototransistors in Darlington Configuration In the High Resolution Region. 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering (CIE). Pages: 174-177, 7-9 de Setembro de 2005.
- [13] Nakamura, Y.; Ohzu,H.; Miyawaki, M.; Tanaka, N.; Ohmi, T.. Design of Bipolar Image Devices (BASIS). IEEE Transactions on Electron Devices, 38(5), páginas: 1028:1036, Maio de 1991.
- [14] Nakamura, Y.; Ohzu,H.; Miyawaki, M.; Ishizaki, A.; Kochi, T.; Ohmi, T.. Design of Bipolar Image Devices (BASIS): Analysis of Random Noise. IEEE Transactions on Electron Devices, 39(6), páginas: 1028:1036, Junho de 1992.
- [15] Shinohara, M.; Sugawa, S.; Nakamura, Y.; Ohmi, T.. A Bipolar Image Detector with Smart Functions. IEEE Transactions on Electron Devices, 44(10), páginas: 1769:1776, Outubro de 1997.
- [16] Sandage, R. W.; Connelly, J. A.. A 128x128 Imaging Array using Lateral Bipolar Phototransistors in a Standard CMOS Process. Proceedings of 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 98). Pages: 641-944, Vol. 6, 31 de Maio a 3 de Junho de 1998.
- [17] Zhang, W.; Chan, M.. A High Gain N-Well/Gate Tied PMOSFET Image Sensor Fabricated From a Standard CMOS Process. IEEE Transactions on Electron Devices, 48(6), páginas: 1097:1102, Junho de 2001.
- [18] Kook, Y.-J.; Cheon, J.-H.; Lee, J.-H; Park, Y.-J.; Min, H.-S.. A Novel Bipolar Imaging Device – BASIC (Base Stored Imager in CMOS Process). IEEE Transactions on Electron Devices, 50(10), páginas: 2189:2195. Outubro de 2003.
- [19] Lee, S.; Yang, K.. High Dynamic-Range CMOS Image Sensor Cell Based on Self-Adaptive Photosensing Operation. IEEE Transactions on Electron Devices, 53(7), páginas 1733:1735. Julho de 2006.
- [20] Faramarzpour, N.; Deen, M. Jamal; Shirani, S.; Fang, Q.; Liu, L. W. C.; Campos, F. S.; Swart, J. W.. CMOS-Based Active Pixel for Low-Light-Level Detection: Analysis and

- Measurements. IEEE Transactions on Electron Devices, 54(12): 3229-3237, Dezembro de 2007.
- [21] Fossum, E. R.. CMOS Image Sensors: Electronic Camera-On-a-Chip. IEEE Transactions on Electron Devices, 44(10), páginas”1689:1698. Outubro de 1997.
- [22] Fujimori, I. L.; Ching-Chun, W; Sodini, C.G.. A 256x256 CMOS Differential Passive Pixel Imager with FPN Reduction Techniques. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(12), páginas: 2031:2037. Dezembro de 2000.
- [23] Sccherback, I.; Yadid-Pecht, O.. Photoresponse Analysis and Pixel Shape Optimization for CMOS Active Pixel Sensors. IEEE Transactions on Electron Devices, 50(1), páginas: 12–18. Janeiro de 2003.
- [24] Tese: “CMOS Active Pixel Sensor Designs for Fault Tolerance and Background Illumination Subtration”. Autor: Desmond Yu Hin Cheung. Submetida para obtenção de título de Mestrado. School of Engineering Science Simon Fraser University 2005. Supervisor : Dr. Ash Parameswaran.
- [25] Mendis, S. K.; Kemeny, S. E.; Gee, R. C.; Pain, B.; Staller, C. O.; Kim, Q.; Fossum, E. R.. CMOS Active Pixel Image Sensors for Highly Integrated Imaging Systems. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(2), páginas: 187:197. Fevereiro de 1997.
- [26] Kavadias, S.; Diericks, B.; Scheffer, D.; Alaerts, A.; Uwaerts, D.; Bogaerts,J.. A Logarithmic Response CMOS Image Sensor with On-Chip Calibration. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(8), páginas: 1146:1152. Agosto de 2000.
- [27] Joseph, D.; Collins, S.. Modeling, Calibration, and Correction of Nonlinear Illumination-Dependent Fixed Pattern Noise in Logarithmic CMOS Image Sensor. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 51(5), páginas: 996-1001. Outubro de 2002.
- [28] Choubey, B.; Aoyama, S.; Otim, S.; Joseph, D.; Collins, S.. An Electronic-Calibration Scheme for Logarithmic CMOS Pixels. IEEE Sensors Journal, 6(4), páginas: 950-956. Agosto de 2006.
- [29] Storm, G.; Hurwitz, J. E. D.; Renshaw, D.; Findlater, K.; Hendereson, R.; Purcell, M.. High Dynamic Range From a Combined Linear-Logarithmic CMOS Image Sensor. IEEE Solid-State Circuits, 41(9), páginas: 2095:2106. Setembro de 2006.

- [30] Lai, L.-W.; Lai, C.-H.; K.; Y.-C.. A Novel Logarithmic Response CMOS Image Sensor with High Output Voltage Swing and In-Pixel Fixed-Pattern Noise Reduction. *IEEE Sensors Journal*, 4(1), páginas: 122:126. Fevereiro de 2004.
- [31] Joseph, D.; Collins, S.. Transient Response and Fixed Pattern Noise in Logarithmic CMOS Image Sensors. *IEEE Sensors Journal*, 7(8), páginas: 1191:1199. Agosto de 2007.
- [32] Dergeli, Y.; Lavernhe, F.; Magnan, P.; Farré, Jean A.. Analysis and Reduction of Signal Readout Circuitry Temporal Noise in CMOS Image Sensors for Low-Light Levels. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 47 (5), páginas: 949-962. Maio de 2000.
- [33] Tian, H.; Gamal, A. E.. Analysis of Temporal Noise in CMOS Photodiode Active Pixel Sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(1), páginas 92-101. Janeiro de 2001
- [34] Faramarzpour, N.; Deen, M.J.; Shirani, S.. An Approach to Improve the Signal-to-Noise Ratio of APS for Low-Light-Level Applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 53(9), páginas: 2384:2391. Setembro de 2006.
- [35] Tese: “Noise Analysis in CMOS Image Sensors”. Autor: Hui Tian. Submetida para obtenção de título de Doutor. Department of Applied Physics, Stanford University 2000. Supervisor : Dr. Abbas El Gamal.
- [36] Yoon, Y.; Lee, H.; Park, B.-G.; Lee, J. D.; Shin, H.. Analysis of the Output Noise Voltages in CMOS Image Sensors Readout Circuit. *Proceedings of the IEEE International Conference on Semiconductor Electronics 2006 (ICSE'06)*. Páginas: 644-946. 29 de novembro a 01 de dezembro de 2006. Kuala Lumpur – Malaysia.
- [37] Sakakibara, M.;Kawahito, S.; Handoko, D.; Nakmura, N.; Satoh, H.; Higashi, M.; Mabuchi, K.; Sumi, H.. A High-Sensitivity CMOS Image Sensor with Gain-Adaptive Column Amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(5), páginas:1147-1156. Maio de 2005.
- [38] Kim, D.; Han, G.. A Low Noise and Low Power CMOS Image Sensor with Pixel-Level Correlated Double Sampling.
- [39] Nixon, R.H.; Kemeny, S.E.; Staller, C.O.; Fossum, E.R.. 256x256 CMOS Active Pixel Sensor Camera-on-a-Chip. *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, 31(12), páginas: 2046-2050. Dezembro de 1996.
- [40] Snoeij, M. F.; Theuwissen, A. J. P.; Makinwa, F. A. A.; Huijsing, J. H.. A CMOS Imager with Column-Level ADC Using Column Fixed-Pattern Noise Reduction. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(12), páginas:3007-3015. Dezembro de 2006.

-
- [41] Gruev, V.; Etienne-Cummings, R.. A Pipelined Temporal Difference Imager. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 39(3), páginas: 538-543. Março de 2004.
- [42] Beiderman, M.; Tam, T.; Fish, A.; Jullien, G.A.; Yadid-Pecht, O.. A Low Noise CMOS Image Sensor with an Emission Filter for Fluorescence Applications. *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2008 (ISCAS 2008)*. Páginas: 1100:1103. 18-21 de Maio de 2008. Seattle, Washington, USA.
- [43] Kim, D.; Han, G.. A Low Noise and Low Power CMOS Image Sensor with Pixel-Level Correlated Double Sampling. *2007 IEEE Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems*. Krakow, Poland, de 11 a 23 de Abril de 2007.
- [44] Kleinfeld, S.; Lim, S.; Gamal, A. El. A 10.000 frames/s CMOS Digital Pixel Sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(12), Dezembro de 2001.
- [45] Yang, D. X. D.; Gamal, A. El; Fowler, B.; Tian H.. A 640x512 CMOS Image Sensor with Ultrawide Dynamic Range Floating-Point Pixel-Level ADC. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(12): 1821-1834, Dezembro de 1999.
- [46] Yalid-Pecht O.; Fossum E. R.. Wide Intrascene Dynamic Range CMOS APS Using Dual Sampling. *IEEE Transaction On Electron Devices*, 44(10): 1721-1724, Outubro de 1997.
- [47] Mase, M.; Kawahito, S.; Sasaki, M.; Wakamori, Y.; Furuta, M.. A Wide Dynamic Range CMOS Image Sensor With Exposure-Time Signal Outputs and 12-bit Column-Parallel Cyclic A/D Converters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 40(12): 2787-2795, Dezembro de 2005.
- [48] Sasaki, M.; Mase, M.; Kawahito, S.; Tadokoro, Y.. A Wide-Dynamic_Range CMOS Image Sensor Base on Multiple Short Exposure-Time Readout With Multiple-Resolution Column-Parallel ADC. *IEEE Sensors Journal*, 7(1): 151-158, Janeiro de 2007.
- [49] Y. S-H.; Cho K-R.. High Dynamic Range CMOS image sensor With Conditional Reset. *Proceedings of 2002 Custom Integrated Circuits Conference*, páginas:265-268, Maio de 2002.
- [50] Yang, W.. A Wide-Dynamic-Range, Low-Power Photosensor Array. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, páginas: 230:231, San Francisco, CA, Fevereiro de 1994.
- [51] McIlrath, L, G.. A Low-Power Low-Noise Ultrawide-Dynamic-Range CMOS imager With Pixel-Parallel A/D Conversion. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(5): 846-853, Maio de 2001.

-
- [52] Chen, S.; Bermak, A.; Boussaid, F.. A Compact Reconfigurable Counter Memory for Spiking Pixels. *IEEE Electron Devices Letters* 27(4): 255-257, Abril de 2006.
- [53] Park, D.; Rhee, J.; Joo, Y.. A Wide Dynamic-Range CMOS Image Sensor Using Self-Reset Technique. *IEEE Electron Devices Letters* 28(10), Outubro de 2007.
- [54] Kitchen, A.; Bermark, A.; Bouzerdoun, A.. PWM Digital Pixel Sensor Based on Asynchronous Self-Reset Scheme. *IEEE Electron Device Letters*, 25(7), páginas: 471-473. Julho de 2004.
- [55] Bermak, A.; Yung, Y.-F.. A DPS Array with Programmable Resolution and Reconfigurable Conversion Time. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems*, 14(1), páginas: 15-22. Janeiro de 2006.
- [56] Lai, C.-H., King, A.-C., and Huang, S.-Y. A 1.2-V 0.25- μm Clock Output Pixel Architecture with Wide Dynamic Range and Self-Offset Cancellation. *IEEE Sensors Journal*, 6(2), páginas: 398-405, Abril de 2006.
- [57] Yan, Z., Deen, M. J., Malhi, D. S., “Gated-Controlled Lateral PNP BJT: Characteristics, Modelling and Circuit Applications”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol 44, No. 1, January 1997.
- [58] Vittoz, E. A., “MOS Transistor Operated in the Lateral Bipolar Mode and Their Application in CMOS Technology”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol 18, No. 3, June 1983.
- [59] McKinnon, W. R., Ferguson, R., McAlister, S. P., “A Model for Gated-Lateral BJT’s Based on Standard MOSFET Models”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol 46, No. 2, February 1999.
- [60] Y. Tsvividis, “Operation and Modeling of the MOS transistor”. 2nd edition. Oxford University Press. 1999.
- [61] Yuan, J., and Svensson, C. New Single-Clock CMOS Latches and Flipflops with Improved Speed and Power Savings. *IEEE Journal of Solid-States Circuits*, 32, 1 (1997), 62-69.
- [62] Baker, R. J., Li, W. H., and Boyce, D. E. *CMOS Circuit Design and Layout, 1st edition*. IEEE press, Piscataway, NJ, (1998).
- [63] Allen, P. E., Holdberg, D. R.. *CMOS Analog Circuit Design, 2nd Edition*. Oxford University Press, Oxford, NY, (2002).
- [64] Gregorian, R.. *Introduction to CMOS OP-AMPS and Comparators*. Wiley-Interscience Publication, New York, NY, (1999).