

CENTRO UNIVERSITÁRIO DA FEI

ROBSON ASSIS MAGALHÃES

**ESTUDO DOS EFEITOS TRANSITÓRIOS DA RADIAÇÃO SOBRE A
CONFIABILIDADE DE TRANSISTORES SOI**

São Bernardo do Campo

2013

ROBSON ASSIS MAGALHÃES

**ESTUDO DOS EFEITOS TRANSITÓRIOS DA RADIAÇÃO SOBRE A
CONFIABILIDADE DE TRANSISTORES SOI**

Dissertação apresentada no Centro Universitário
da FEI para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Renato Giacomini

São Bernardo do Campo

2013

Magalhães, Robson Assis.

Estudo dos efeitos transitórios da radiação sobre a confiabilidade de transistores SOI / Robson Assis Magalhães. São Bernardo do Campo, 2013.

100 f.: il.

Dissertação (Mestrado) - Centro Universitário da FEI.

Orientador: Prof^o. Dr. Renato Camargo Giacomini

1. Confiabilidade. 2. Efeitos de Radiação. 3. Microeletrônica. I. Giacomini, Renato Camargo, orient. II. Título.

CDU 621.382



Centro Universitário da FEI

APRESENTAÇÃO DE DISSERTAÇÃO ATA DA BANCA JULGADORA

PGE-10

Programa de Mestrado de Engenharia Elétrica

Aluno: Robson Assis Magalhães

Matrícula: 110111-2

Título do Trabalho: Estudo dos efeitos transitórios da radiação sobre a confiabilidade de transistores SOI.

Área de Concentração: Dispositivos Eletrônicos Integrados

Orientador: Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini

Data da realização da defesa: 28/02/2013

ORIGINAL ASSINADA

A Banca Julgadora abaixo-assinada atribuiu ao aluno o seguinte:

APROVADO

REPROVADO

São Bernardo do Campo, 28 de Fevereiro de 2013.

MEMBROS DA BANCA JULGADORA

Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini

Ass.: _____

Prof.^a Dr.^a Milene Galetti

Ass.: _____

Prof. Dr. Nilberto Heder Medina

Ass.: _____

VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO

ENDOSSO DO ORIENTADOR APÓS A INCLUSÃO DAS
RECOMENDAÇÕES DA BANCA EXAMINADORA

Aprovação do Coordenador do Programa de Pós-graduação

Prof. Dr. Carlos Eduardo Thomaz

Aos meus avós, em memória, e aos
meus pais, pelo apoio com que
sempre pude contar.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por me permitir completar mais esta etapa da minha vida.

Ao prof. Dr. Renato Giacomini, pela orientação paciente e compreensiva, e principalmente por ter acreditado na possibilidade de conclusão deste trabalho.

À profa. Dra. Paula Agopian, pelo apoio, principalmente na fase inicial deste trabalho.

À profa. Dra. Marcilei Silveira, por ter me suportado em diversas ocasiões, na compreensão e exploração correta dos assuntos pertinentes mais à Física do que à Engenharia.

À colega Arianne Pereira, pela enorme paciência e por sua constante demonstração de boa vontade quando foi solicitada.

Aos demais colegas, André Perin, Cristiano Malheiro e Frederico Madeira, por terem me apoiado, sendo em muitos momentos os meus exemplos para condução de um trabalho.

Aos meus pais, Gerson Magalhães e Maria Sueli de Assis Magalhães, por compreenderem e suportarem o meu trabalho.

À paciente companheira destes anos, Léia Silva, que soube compreender os momentos de isolamento necessários.

RESUMO

Dispositivos eletrônicos possuem vasta aplicação, nos mais diversos cenários, e isto inclui os ambientes radioativos. Estes dispositivos precisam ser confiáveis para suas missões, uma vez que falhas em funções críticas podem ocasionar grandes prejuízos materiais e/ou humanos.

Este trabalho faz um estudo dos efeitos transitórios causados pela incidência de partículas carregadas sobre os dispositivos semicondutores, através de simulações tridimensionais. As simulações foram feitas com dispositivos da tecnologia SOI (*Silicon-On-Insulator* - Silício Sobre Isolante), tanto em um dispositivo isolado quanto em dispositivos redundantes ligados em série. A partir dos resultados destas simulações, é proposto um modelo de confiabilidade baseado em processos de Markov, de forma que este possa ser adaptado de acordo com o ambiente, em função do fluxo de partículas.

Os dispositivos redundantes em série mostraram-se mais confiáveis quando separados por um óxido, não dependendo do fluxo de partículas do ambiente considerado.

Palavras-chave: microeletrônica; efeitos da radiação; confiabilidade.

ABSTRACT

Electronic devices have a wide range of application, in the most diverse scenarios, including the radioactive environments. These devices must be reliable for their missions, once failures in their critical functions can cause large losses in terms of money or even human losses.

This work makes a study on the transient effects caused by the incidence of charged particles over semiconductor devices, through tridimensional simulations. The simulations were performed with devices made in Silicon-On-Insulator technology, both in an isolated configuration as in a redundant serial configuration. Based on the simulation results, a reliability model is proposed, using Markov processes as a basis, being able to be adapted to the environment, as a function of its particle flux.

The redundant serial devices showed the best results of reliability, when separated by oxide, not depending on environment particle flux.

Key-words: microelectronics; radiation effects; reliability.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Diagrama de faixas de energia simplificado, representando os níveis de condução, de Fermi e de valência para (a) um isolante, (b) um semiconductor e (c) um metal ou silício policristalino. Adaptação. Fonte: [13, 14]	22
Figura 2.2 - Função de distribuição normalizada de Fermi-Dirac para um sólido intrínseco. Fonte: [14]	24
Figura 2.3 - Ligações covalentes na estrutura cristalina do silício intrínseco. As linhas representam os elétrons das ligações covalentes. Fonte: [13]	25
Figura 2.4 - Representação do dopante pentavalente, que ao formar as ligações covalentes com o silício, deixa um elétron excedente. Reprodução. Fonte: [13]	26
Figura 2.5 - Representação do dopante trivalente, que forma ligações incompletas com o silício, fazendo surgir uma lacuna excedente. Reprodução. Fonte: [13]	26
Figura 2.6 - Diagrama de faixas de energia do silício dopado tipo P. Reprodução. Fonte: [18]	28
Figura 2.7 - Diagrama de faixas de energia do silício dopado tipo N. Reprodução. Fonte: [18]	29
Figura 2.8 - Diagrama de faixas de energia para a sequência metal-óxido-semiconductor, antes da junção dos materiais. Reprodução. Fonte: [18]	29
Figura 2.9 - Diagrama de faixas de energia para as camadas após contato, em equilíbrio térmico. Reprodução. Fonte: [18]	30
Figura 2.10 - Diagrama de faixas de energia da estrutura MOS após contato, com potencial positivo aplicado ao metal. Reprodução. Fonte: [18]	30
Figura 2.11 - Simbologia e esquema da estrutura do transistor MOS canal N, com os quatro eletrodos (fonte, porta, dreno e substrato). Fonte: [14]	31
Figura 2.12 - nMOS polarizado com tensão de dreno V_D positivo e substrato ligado à fonte, ambos com potencial nulo, e porta com tensão V_G positiva. Fonte: [14]	32
Figura 2.13 - Transistor nMOS com tensão de porta maior do que a tensão de limiar. O canal é formado sob o óxido de porta. Reprodução. Fonte: [14]	33
Figura 2.14 - Transistor nMOS com canal formado e tensão positiva aplicada ao dreno. Há condução de corrente e o canal fica mais estreito na região do dreno. Reprodução. Fonte: [14]	33

Figura 2.15 - Gráfico da corrente de dreno em função da tensão aplicada à porta de um transistor MOSFET canal N para determinação da tensão de limiar. Fonte: simulação.	34
Figura 2.16 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D \times V_G$ para determinação do ponto de inflexão da curva, onde há a maior variação da corrente em função da tensão de porta. Fonte: simulação.	35
Figura 2.17 – Esquema simplificado da estrutura de um transistor SOI, com suas dimensões principais. Fonte: [4]	36
Figura 2.18 – Filme de silício com espessura maior do que duas vezes a depleção máxima do dispositivo, demonstrando a depleção parcial (a região central é neutra). Fonte: [4]	38
Figura 2.19 – Filme de silício com espessura menor do que duas vezes a depleção máxima do dispositivo, demonstrando a depleção total. Fonte: [4]	39
Figura 3.1 – Diferentes poderes de penetração dos tipos de radiação mais comuns (partículas alfa, beta e raios gama). Fonte: CONTREN - Comissão Nacional dos Trabalhadores em Energia Nuclear.	42
Figura 3.3 – Cinturões de radiação. Fonte: website NASA.....	44
disponível em: < http://www.nasa.gov/pdf/377735main_Radiation_Math.pdf >.....	44
Figura 3.4 - Gráficos da simulação realizada com o software TRIM, da incidência de íons de He em um alvo de Si com 12 microns de espessura. Fonte:	46
Figura 3.5 – Efeito “funneling” devido à incidência de uma partícula sobre o transistor nMOS convencional (bulk). Reprodução. Fonte: [4].....	49
Figura 3.6 – No transistor SOI totalmente depletado, não ocorre o efeito <i>funneling</i> na parte ativa do dispositivo. Reprodução. Fonte: [4].....	50
Figura 4.1 - Curva da “banheira”. Adaptação. Fonte: [26].....	54
Figura 4.2 – Sistema associado em série (dependência)	56
Figura 4.3 – Sistema associado em paralelo (redundância).....	57
Figura 4.4 - Exemplo de diagrama de estados para o lançamento de moedas, como exemplo de cadeia markoviana (tempo discreto).....	58
Figura 4.5 – Resultado do ensaio amostral das peças do exemplo. Fonte: simulação.	60
Figura 4.6 - Evolução das probabilidades de falha $F(t)$ e de sucesso de um item $R(t)$, em função das horas em operação.	61
Figura 5.1 – Simulação realizada no software TRIM com as camadas dos dispositivos simulados, para demonstrar que a trajetória de uma partícula do tipo mencionado pode ser considerada uma reta. Fonte:	63

Figura 5.2 - Dispositivo utilizado para simular a variação do ângulo de incidência de partículas.....	65
Figura 5.3 – Ilustração da variação angular de incidência da partícula carregada no dispositivo.....	65
Figura 5.4 – Variação do tempo de transistor ligado em função do ângulo de incidência da partícula	66
Figura 5.5 – Variação do pico de corrente e carga gerada em função do ângulo de incidência longitudinal da partícula	66
Figura 5.6 – Variação do tempo de transistor ligado em função do ângulo de incidência transversal da partícula	67
Figura 5.7 – Esquema simplificado da topologia 1, com suas respectivas dimensões, conforme tabela 5.2.....	68
Figura 5.8 - Modelo 3D da topologia 1, gerado no simulador Silvaco ATLAS	68
Figura 5.9 – Curva da $I_D V_G$ da topologia 1, com tensão de dreno $V_D = 10$ mV	69
Figura 5.10 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$ da topologia 1, para extração do valor da tensão de limiar V_T	69
Figura 5.11 - Curva $I_D V_G$ da topologia 1, com a polarização de trabalho $V_D = 1,2$ V, para localização da corrente de dreno na tensão de limiar.	70
Figura 5.12 - Gráfico da corrente de dreno em função do tempo após a incidência de uma partícula no centro do canal, com $LET = 10$ MeV.cm ² /mg.....	70
Figura 5.13 - Distribuição do potencial na topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.	71
Figura 5.14 - Concentração de elétrons ao longo da topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.....	72
Figura 5.15 - Concentração de lacunas ao longo da topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.....	72
Figura 5.16 - Modelo simplificado da topologia 2, conforme tabela 5.1.	73
Figura 5.17 - Modelo 3D da topologia 2, geradas no simulador Silvaco ATLAS.....	73
Figura 5.18 - Curva da $I_D V_G$ da topologia 2, com tensão de dreno $V_D = 10$ mV.	74
Figura 5.19 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$ da topologia 2, para extração do valor da tensão de limiar V_T	74
Figura 5.20 - Curva $I_D V_G$ da topologia 2, com a $V_D = 1,2$ V, para se obter a corrente de dreno equivalente ao estado de transistor ligado.	75

Figura 5.21 - Gráfico da corrente de dreno em função do tempo após a incidência de uma partícula no centro da porta 1, com LET = 10 MeV.cm ² /mg.	75
Figura 5.22 - Potencial elétrico no interior da topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.....	76
Figura 5.23 - Concentração de elétrons na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.	76
Figura 5.24 - Concentração de lacunas na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.	77
Figura 5.25 - Variação da corrente elétrica no dreno 2 após a incidência de uma partícula no centro da porta 2, passando por todo o dispositivo.....	77
Figura 5.26 - Potencial elétrico ao longo da topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.....	78
Figura 5.27 - Concentração de elétrons na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.	78
Figura 5.28 - Concentração de lacunas na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.	79
5.29 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 2, após a incidência de uma partícula no centro das duas portas, concomitantemente, passando por todo o dispositivo.....	79
Figura 5.30 - Topologia 3, com o mesmo corpo servindo de dreno e fonte, compartilhado entre os dois transistores.....	80
Figura 5.31 - Modelo 3D da topologia 3, geradas no simulador Silvaco ATLAS.	80
Figura 5.32 - Curva I _D V _G da topologia 3, com V _D = 10 mV.....	81
Figura 5.33 - Derivada de segunda ordem da curva I _D V _G apresentada na figura 5.26, para extração da tensão de limiar da topologia 3.	81
Figura 5.34 - Curva I _D V _G da topologia 3, com a V _D = 1,2 V, para se obter a corrente de dreno equivalente ao estado de transistor ligado	82
Figura 5.35 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 3, após a incidência da partícula no canal sob a porta 1.	82
Figura 5.36 - Potencial no interior da topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.	83
Figura 5.37- Concentração de elétrons na topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.	83
Figura 5.38 - Concentração de lacunas na topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.	84

Figura 5.39 - Variação da corrente elétrica no dreno 2 da topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal	84
Figura 5.40 - Potencial elétrico na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.....	85
Figura 5.41 - Concentração de elétrons na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal	85
Figura 5.42 - Concentração de lacunas na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal	86
Figura 5.43 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 3, após a incidência de partículas simultaneamente nas duas portas do dispositivo	86
Figura 5.44 - Contagem de eventos (SEE) ocorridos no detector CREAM a bordo da aeronave Concorde, em voos dos EUA à Europa. Reprodução [20]	87
Figura 5.45 - Vista superior da topologia 1, com a área sensível destacada na região do canal, abaixo da porta do dispositivo	88
Figura 5.46 - Diagrama de estados da topologia 1, composto por apenas um transistor	89
Figura 5.47 - Vista superior da topologia 2, ilustrando as regiões sensíveis e a separação entre os dispositivos, proporcionada por 100nm de SiO ₂	90
Figura 5.48 - Diagrama de transições de estados para o dispositivo2.....	91
Figura 5.49 - Vista superior da topologia 3, ilustrando as regiões sensíveis e a separação entre os dispositivos, proporcionada por 100nm de SiO ₂	92
Figura 6.1 - Confiabilidade da topologia 1 em função do tempo de operação, isoladamente e em circuito integrado, para o fluxo de partículas exposto no capítulo 5.....	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparativo entre a condutividade dos materiais.....	23
Tabela 4.1 - Classificação dos modelos de Markov.....	58
Tabela 5.1 - Modelos físicos utilizados nas simulações de efeitos de evento único.....	63
Tabela 5.2 - Características dos dispositivos simulados.....	64
Tabela 6.1 - Comparativo da confiabilidade de dispositivos isolados.....	95
Fonte: simulações dos modelos do cap. 6.....	95
Tabela 6.2 - Comparativo da confiabilidade de dispositivos integrados.....	95

LISTA DE SÍMBOLOS

E	Campo elétrico (V/m)
E_C	Nível de energia de condução no diagrama de faixas de energia (eV)
E_F	Nível de energia de Fermi no diagrama de faixas de energia (eV)
E_V	Nível de energia de valência no diagrama de faixas de energia (eV)
E_G	Faixa de energia proibida no diagrama de faixas de energia (eV)
g_m	Transcondutância elétrica (S)
I_B	Corrente elétrica de substrato ou corpo (A)
I_D	Corrente elétrica de dreno (A)
I_G	Corrente elétrica de porta (A)
I_S	Corrente elétrica de fonte (A)
L	Comprimento de canal do transistor MOSFET (m)
SiO_2	Dióxido de silício
Si	Silício
t_{ox}	Espessura da camada de dióxido de silício (m)
t_{Si}	Espessura do filme de Silício do transistor SOI (m)
V_B	Tensão elétrica de substrato ou corpo (V)
V_D	Tensão elétrica de dreno (V)
V_G	Tensão elétrica de porta (V)
V_S	Tensão elétrica de fonte (V)
x_d	Extensão da região de depleção (m)
χ_{ox}	Afinidade eletrônica do Óxido (V)
χ_{Si}	Afinidade eletrônica do Silício (V)
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo (F/m)
ϵ_{ox}	Permissividade elétrica do óxido de silício (F/m)
ϵ_{Si}	Permissividade elétrica do silício (F/m)
Φ_F	Potencial de Fermi (V)
Φ_{Si}	Função trabalho do Silício (V)
λ	Taxa de falhas no estudo de confiabilidade
μ	Taxa de recuperação no estudo de confiabilidade

LISTA DE ABREVIATURAS

BOX	<i>Buried Oxide</i> (Óxido Enterrado)
CI	Circuito Integrado
CREAM	<i>Cosmic Ray Effects Analytic Model</i> (Modelo Analítico dos Efeitos de Raios Cósmicos)
CREDO	<i>Cosmic Ray Effects Dosimetry</i>
ENIAC	<i>Electronic Numerical Integrator and Computer</i> (Computador e Integrador Numérico Eletrônico)
FET	<i>Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo)
FIT	<i>Failure in Time</i> (Falha no Tempo)
FMEA	<i>Failure Mode and Effects Analysis</i> (Análise de Modo e Efeito de Falha)
GAA	<i>Gate All Around</i> (Porta Envolvente)
GCR	<i>Galactic Cosmic Ray</i> (Raio Cósmico Galáctico)
LET	<i>Linear Energy Transfer</i> (Transferência Linear de Energia)
LSI	<i>Large Scale of Integration</i> (Alta Escala de Integração)
MOS	<i>Metal-Oxide-Semiconductor</i> (Metal-Óxido-Semicondutor)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
MTBF	<i>Mean Time Between Failures</i> (Tempo Médio entre Falhas)
MTTF	<i>Mean Time to Failure</i> (Tempo Médio até a Falha)
MTTR	<i>Mean Time to Repair</i> (Tempo Médio para Reparo)
nMOS	MOSFET canal N
pMOS	MOSFET canal P
SAA	<i>South Atlantic Anomaly</i> (Anomalia do Atlântico Sul)
SEE	<i>Single-Event Effect</i> (Efeito de Evento Único)
SEB	<i>Single-Event Burnout</i> (Queima por Evento Único)
SEGR	<i>Single-Event Gate Rupture</i> (Ruptura de Porta por Evento Único)
SEL	<i>Single-Event Latchup</i> (Disparo do Transistor por Evento Único)
SEP	<i>Solar Energetic Particle</i> (Partícula Energética Solar)
SER	<i>Single-Event Rate</i> (Taxa de Eventos Únicos)
SEU	<i>Single-Event Upset</i> (Mudança de Estado por Evento Único)
SOI	<i>Silicon-On-Insulator</i> (Silício sobre Isolante)

SOS	<i>Silicon-On-Sapphire</i> (Silício sobre Safira)
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TCAD	<i>Technology Computer Aided Design</i> (Projeto Tecnológico com Auxílio de Computador)
TID	<i>Total Ionizing Dose</i> (Dose Ionizante Total)
TTF	<i>Time to Fail</i> (Tempo até a Falha)
VLSI	<i>Very Large Scale of Integration</i> (Escala muito alta de integração)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	18
2 TRANSISTORES.....	21
2.1 Condução de eletricidade nos sólidos	21
2.1.1 Diagrama de faixas de energia.....	22
2.1.2 Nível de Fermi	23
2.2 Processo de dopagem	24
2.3 Tecnologia Metal-Óxido-Semicondutor (MOS).....	27
2.4 Transistor de efeito de campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET).....	31
2.5 Tecnologia SOI.....	35
3 RADIAÇÃO	40
3.1 Unidades de radiação	44
3.2 Radiação de partículas.....	45
3.3 Poder de frenagem (<i>Stopping Power</i>).....	45
3.4 Transferência linear de energia (LET).....	46
3.5 Efeitos da radiação ionizante no silício.....	47
3.6 Efeitos da radiação ionizante no óxido de estrutura MOS	47
3.7 Efeitos da radiação ionizante no transistor SOI	48
3.8 Efeitos de Evento Único (<i>Single Event Effects - SEEs</i>).....	50
3.8.1 Single-Event Upset.....	51
3.8.2 Single-Event Latchup	51
3.8.3 Single-Event Burnout	51
3.8.4 Single-Event Gate Rupture.....	51
3.8.5 Single-Event Transient	52
3.8.6 Single-Event Rate	52
3.9 Dose Ionizante Total (<i>TID</i>)	52
4 CONFIABILIDADE	53
4.1 Falhas.....	55
4.1.1 Falhas causadas por efeitos de eventos únicos (SEEs) em transistores.....	56

4.2 Modelos de sistemas para confiabilidade	56
4.2.1 Modelo de Markov	57
4.3 Índices de confiabilidade.....	59
4.4 Exemplo de estudo de confiabilidade	60
5 SIMULAÇÕES DE SEE E MODELO PROPOSTO	62
5.1 Simulador Silvaco ATLAS.....	62
5.1.1 Modelos de simulação utilizados	62
5.2 Efeitos da variação do ângulo de incidência de partículas carregadas	64
5.3 Topologia 1 - transistor único	67
5.3 Topologia 2 - transistor empilhado com óxido de separação.....	73
5.3 Topologia 3 - transistor empilhado com corpo comum fonte/dreno	80
5.4 Modelos de confiabilidade propostos.....	87
5.4.1 Modelo da topologia 1	87
5.4.2 Modelo da topologia 2.....	90
5.4.3 Modelo do topologia 3.....	92
5.4.4 Considerações sobre os modelos	93
6 RESULTADOS E DISCUSSÃO DO MODELO PROPOSTO	94
7 CONCLUSÃO.....	96

1 INTRODUÇÃO

Assim que o primeiro transistor de contato se mostrou funcional, em dezembro de 1947 [1], o interesse sobre as possibilidades de sua aplicação ocorreu naturalmente, e junto a este fato, a preocupação de qual seria o grau de confiabilidade deste componente. Até esta época, a eletrônica era baseada em válvulas termoiônicas, que possuíam vida útil relativamente curta, sendo muito comum a operação de troca deste componente. O primeiro computador eletrônico, chamado ENIAC (do inglês *Electronic Numerical Integrator and Computer*), possuía aproximadamente 18.000 válvulas eletrônicas [2]. Portanto, devido ao fenômeno de falhas aleatórias, que poderiam ocorrer por diversos fatores, como defeitos de fabricação, superaquecimento, entre outros, o processo de troca era um trabalho frequente, demonstrando um nível de confiabilidade do ENIAC que não se adequaria a determinadas missões. O tempo de vida útil, diretamente ligado à confiabilidade das válvulas, era mensurável em termos de horas de operação.

A invenção do transistor deu início a uma forma totalmente nova de projetar equipamentos eletrônicos [1]. O consumo de energia se mostrou menor para realizar as mesmas tarefas das válvulas, e a área ocupada por um determinado circuito também se tornou significativamente menor. Como consequência natural da pesquisa, os cientistas e engenheiros buscaram melhorias para o transistor, e novas famílias foram surgindo, cada vez mais eficientes e menores. Outra vantagem sobre as válvulas foi o aumento da confiabilidade, que de algumas horas passou a ser mensurável em anos de operação para os transistores.

Os primeiros transistores, do tipo bipolar de junção, também conhecidos pelo acrônimo TBJ, faziam o controle de corrente entre dois terminais, chamados de coletor e emissor, através de uma corrente aplicada a um terceiro terminal denominado base. Isso era o equivalente ao controle de elétrons no interior da válvula feito pela polarização de sua grade. Em seguida foi criada a família de transistores de efeito de campo, no qual a corrente entre dois terminais, denominados dreno e fonte, era controlada por um potencial elétrico aplicado ao seu terminal de controle, chamado porta.

Uma técnica que só se tornou possível após a invenção do transistor, foi o projeto e construção de circuitos integrados, os CIs, onde vários componentes começaram a ser incorporados em um mesmo substrato, possibilitando a integração de circuitos completos. Este tipo de produto passou a ser também chamado de chip [3]. Com o avanço das pesquisas, houve um processo de miniaturização constante dos transistores, chegando a alcançar dimensões da ordem de grandeza de alguns átomos em gerações mais modernas. Isso aumentou consideravelmente a densidade de integração dos circuitos.

Na família dos transistores de efeito de campo, uma tecnologia de produção idealizada no final da década de 1920 começou a ser produzida na década de 1980, denominada SOI, do inglês *Silicon-on-Insulator*. Esta tecnologia surgiu oferecendo diversas vantagens sobre seus antecessores, denominados *Bulk*, em que não havia isolamento elétrico entre a parte ativa e o substrato. Entre as vantagens, estava a maior robustez à radiação, o que significa maior confiabilidade para operar em ambientes com elevado fluxo de partículas [4].

A confiabilidade tem um significado quando se fala de um aparelho televisor, por exemplo, que se distingue de quando se fala de componentes de aeronaves equipamentos de exploração interplanetária. É o caso do robô enviado pela agência espacial americana (NASA) para investigar o planeta Marte - chamado "*Curiosity*". Este robô foi enviado para operar em um ambiente no qual as informações ambientais preliminares, como temperatura, pressão, fluxo de partículas, eram na sua maior parte estimativas e medições feitas à distância, ou por métodos indiretos. Sendo assim, o seu grau de confiabilidade certamente precisava ser o mais alto possível, respeitando o compromisso entre confiabilidade e viabilidade econômica [5].

Nas aplicações aeroespaciais, um fator que se apresenta como ameaça à confiabilidade de um sistema eletrônico em função do aumento da altitude, é a radiação cósmica [6, 7]. Na atmosfera terrestre, os piores casos são altas latitudes e elevadas altitudes. Quanto mais afastado do nível do mar, maior a incidência destes raios, graças, em parte, à diminuição gradativa do "filtro" natural desempenhado pela atmosfera terrestre [7]. Ao se afastar mais da atmosfera terrestre, existem dois cinturões de partículas, os cinturões de Van Allen, onde há partículas aprisionadas, provenientes de ventos solares [8].

Estudos foram realizados, a princípio, considerando-se que a radiação de partículas era um fenômeno inerente às aplicações espaciais, até que, em 1975, houve o

primeiro relato de ocorrência de efeitos causados por radiação de partículas ao nível do mar [6], levando os cientistas e engenheiros a considerar este fenômeno não só no espaço, mas também em terra. Houve ocorrência de várias inversões de estados lógicos documentadas no supercomputador Cray-1, em Los Alamos, Novo México [10].

A motivação deste trabalho vem do fato de que as tecnologias modernas, como SOI, possuem mecanismos específicos de degradação de sua confiabilidade quando submetidos à radiação de partículas. Uma forma de determinar esta degradação é a utilização de modelos que permitam a determinação do comportamento destes dispositivos de acordo com o ambiente de operação.

O objetivo deste trabalho é propor um modelo de confiabilidade baseado em processos de Markov [11] e dados de simulações tridimensionais. O modelo leva em consideração a ocorrência de falhas transitórias em transistores SOI, de modo que possam ser adotados variando-se os parâmetros do ambiente desejado.

Este trabalho está dividido em 7 capítulos. O capítulo 2 trata da descrição do transistor de efeito de campo com estrutura metal-óxido-semicondutor – MOS, com uma breve revisão sobre conceitos úteis sobre semicondutores. O capítulo 3 faz uma revisão dos conceitos que envolvem a incidência de partículas carregadas nos materiais, suas unidades de medida, seus métodos de detecção e as formas de interação com materiais presentes nos dispositivos semicondutores. O capítulo 4 expõe os conceitos pertinentes ao estudo da confiabilidade, tanto de componentes como de sistemas. No capítulo 5 são apresentadas as simulações realizadas para se obter os efeitos da incidência de partículas carregadas em transistores MOS feitos em tecnologia SOI. Também são desenvolvidos os modelos de confiabilidade para três topologias propostas e simuladas. O capítulo 6 é a compilação dos resultados obtidos com a aplicação dos modelos de confiabilidade desenvolvidos no capítulo 5. Por fim, são apresentadas as conclusões no capítulo 7.

2 TRANSISTORES

Transistores são as células básicas na construção dos modernos circuitos integrados. Sua invenção representa um marco na indústria eletrônica, expandindo a gama de possibilidades presentes enquanto o dispositivo existente para controle de corrente, no uso para chaveamento ou amplificação eram as válvulas termoiônicas.

O transistor de efeito de campo, ou FET - do inglês *field-effect transistor* - era um conceito desenvolvido desde antes da década de 1940, tendo sua aplicação prática adiada por falta de recursos tecnológicos para sua construção, dando lugar ao transistor bipolar de junção, que foi produzido e apresentado em 1947.

Com a evolução das tecnologias disponíveis, assim que se tornou produzível, o transistor MOS foi uma evolução tecnológica que se apresentou como caminho para a produção de circuitos integrados com alta escala de integração (*large scale of integration* - *LSI*), pois são dispositivos menores quando comparados aos seus equivalentes construídos com transistores bipolares de junção, além de consumirem menos corrente para realizar as mesmas operações, seja em circuitos analógicos, ou mesmo em circuitos digitais. Para compreender melhor o funcionamento desta estrutura, é viável realizar uma breve revisão dos conceitos que envolvem a física dos semicondutores [3, 12, 15].

2.1 Condução de eletricidade nos sólidos

Os elétrons dos átomos que compõem os sólidos possuem uma forma de distribuição energética bem definida como demonstram os estudos de física quântica [13]. As faixas de energia que podem ser ocupadas pelos portadores em um isolante são diferentes para um semicondutor, bem como para os metais. No diagrama de faixas de energia, utilizado para ilustrar esta distribuição, tem-se o nível superior de energia de valência na parte de baixo (menor energia), e o nível inferior de energia da banda de condução na parte superior (maior energia). Nos materiais semicondutores e isolantes, existe uma faixa energética cuja probabilidade de ser ocupada por elétrons é mínima, e é por isso chamada de banda proibida, ou *bandgap*. Este valor deve ser suplantado para que elétrons da banda de valência “saltem” para a banda de condução e estejam livres para serem conduzidos através do material que compõem. Isso pode ocorrer por

interações com fótons, pela aplicação de um potencial elétrico ao material ou por efeitos térmicos.

2.1.1 Diagrama de faixas de energia

O modelo de bandas de energia, ilustrado na figura 2.1, é conveniente para simplificar a representação dos níveis energéticos ocupados em determinado material. Por exemplo, para um isolante, temos a banda de valência totalmente ocupada, uma banda proibida larga e a banda de condução vazia, sem portadores livres para serem conduzidos.

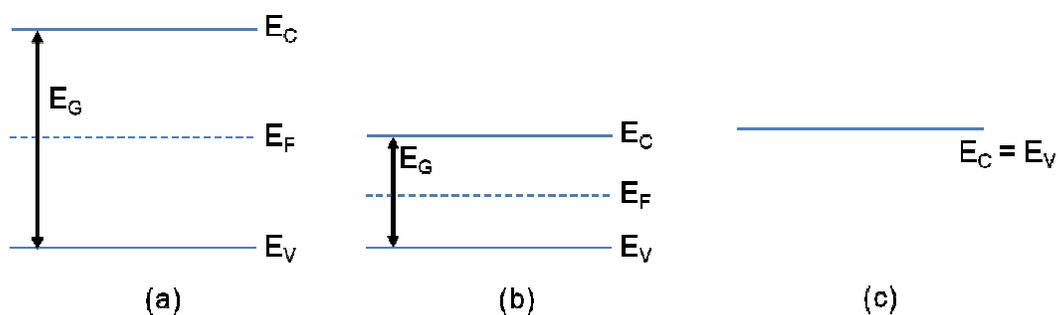


Figura 2.1 - Diagrama de faixas de energia simplificado, representando os níveis de condução, de Fermi e de valência para (a) um isolante, (b) um semicondutor e (c) um metal ou silício policristalino. Adaptação. Fonte: [13, 14]

Em um isolante, como o diamante, o valor que separa a banda de valência da banda de condução é de 5,4 eV. Em um semicondutor como o silício este valor é menor, igual a 1,1 eV, e no caso de um metal ou mesmo silício policristalino (altamente dopado para que tenha abundância de portadores livres) não existe tal separação energética, sendo a parte mais baixa da banda de condução coincidente com a parte mais alta da banda de valência [13].

A quantidade de energia necessária para produzir o salto de elétrons da camada de valência para a camada de condução define se o material é isolante, condutor ou semicondutor.

Devido a esta distribuição de portadores, os materiais condutores são aqueles que oferecem maior mobilidade aos portadores, e assim, maior condutividade. São os materiais metálicos, como ferro, cobre, ouro, alumínio, que possuem elétrons livres em abundância na sua estrutura, ou semicondutores com alta dopagem, em que o número de portadores livres é suficiente para que ele se comporte como um metal.

Já os materiais que oferecem uma mobilidade mais baixa para as cargas elétricas e, portanto, baixa condutividade, são os chamados isolantes, ou dielétricos, e temos como exemplo a água pura (sem sais minerais), os plásticos, o vidro, a borracha, os óxidos, entre outros.

Quando o material tem um comportamento elétrico intermediário entre condutor e isolante quanto à condutividade elétrica, é chamado de semicondutor. É o caso do silício (Si) e do germânio (Ge), que são os materiais mais usados na eletrônica, para a fabricação dos dispositivos [3].

A tabela 2.1 lista alguns valores de condutividade, para efeito comparativo entre as três classes de materiais, isolantes, semicondutores e condutores.

Tabela 2.1 – Comparativo entre a condutividade dos materiais.

Material	Condutividade (S/m)	Categoria
Cobre	$5,9 \times 10^7$	Condutor
Prata	$6,17 \times 10^7$	Condutor
Ferro	$1,03 \times 10^7$	Condutor
Silício puro	$4,0 \times 10^{-4}$	Semicondutor
Germânio	2,17	Semicondutor
Vidro	$10^{-10} \sim 10^{-14}$	Isolante
Quartzo fundido	$\sim 10^{-16}$	Isolante

Fonte: [12]

Para o condutor na temperatura do zero absoluto, a banda mais externa está parcialmente ocupada, sendo assim, ao aumentarem seus níveis energéticos, os elétrons podem facilmente ser conduzidos. Para o semicondutor e para o isolante, existe uma lacuna de energia (*bandgap*), que precisa ser suplantada para que os elétrons atinjam a banda de condução. Acontece que o nível de energia necessário para ocorrer este salto é menor no semicondutor do que no isolante, sendo que na prática, a lacuna do isolante é praticamente impossível de ser superada sem que haja destruição do material.

2.1.2 Nível de Fermi

Existe uma distribuição estatística da distribuição dos elétrons nos sólidos quando em equilíbrio térmico, que é dada pela equação 2.1, conhecida como função de distribuição de Fermi-Dirac [12, 13].

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{E - E_F}{k.T}\right)}} \quad (2.1)$$

onde k é constante de Boltzmann, ou seja, $k = 8,62.10^{-5} \text{ eV/K} = 1,38.10^{-23} \text{ J/K}$, e T é a temperatura absoluta em Kelvin.

O gráfico da figura 2.2 mostra a função de distribuição de probabilidades descrita anteriormente, onde se pode observar que para $E = E_F$, a probabilidade de existir um elétron acima ou abaixo deste nível energético é de 50%, ou $f(E = E_F) = 0,5$. Para qualquer temperatura, um semiconductor intrínseco terá sempre a mesma probabilidade de um elétron ser encontrado no meio da faixa proibida. Este é um parâmetro elétrico alterável através do processo de dopagem do semiconductor, conforme será descrito posteriormente.

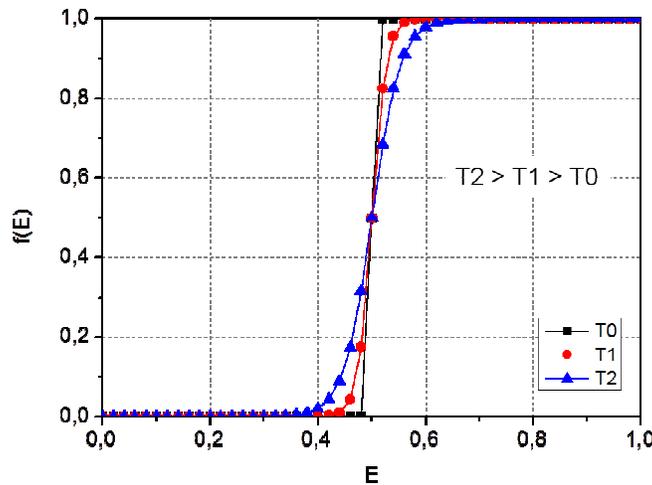


Figura 2.2 - Função de distribuição normalizada de Fermi-Dirac para um sólido intrínseco.
Fonte: [14]

2.2 Processo de dopagem

O silício intrínseco, além de possuir a distribuição energética demonstrada no tópico anterior, com o detalhe de a faixa proibida tem valor igual a 1,1 eV, portanto nível de Fermi $E_F = E_G/2 = 0,55 \text{ eV}$, também possui uma estrutura de ligações covalentes, em que cada átomo compartilha com seu vizinho os quatro elétrons da camada de valência, fazendo com que a estrutura fique em equilíbrio, ou seja, cada

átomo com oito elétrons ocupando a sua última camada, conforme demonstra a figura 2.3.

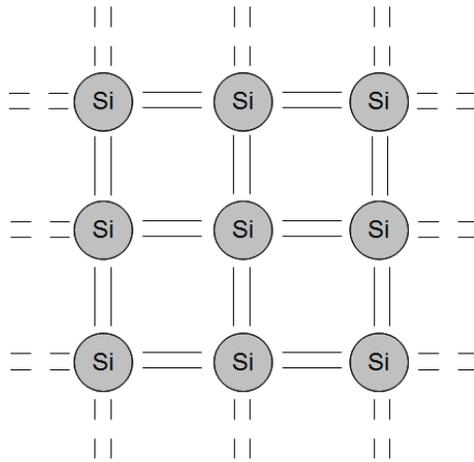


Figura 2.3 - Ligações covalentes na estrutura cristalina do silício intrínseco. As linhas representam os elétrons das ligações covalentes. Fonte: [13]

O semicondutor, no seu estado intrínseco, tem como principal utilização servir como substrato para o dispositivo eletrônico ou circuito integrado. Para que componha a parte ativa do dispositivo ou circuito integrado, é necessário ajustar suas propriedades elétricas, e para isso existe o processo de introdução de elementos modificadores dessas propriedades, chamado de dopagem [13, 12, 15, 16].

A dopagem é o processo no qual são introduzidas impurezas de forma controlada no semicondutor intrínseco, visando transformá-lo em um semicondutor com excesso de elétrons (tipo N) ou excesso de lacunas (tipo P). Neste trabalho o semicondutor considerado é o silício, embora o mesmo processo se aplique a outros semicondutores, como germânio.

Para se obter o silício tipo N, são adicionados elementos pentavalentes (cinco elétrons na camada de valência, e.g. fósforo). Dessa forma o material possuirá elétrons que ficarão livres das ligações covalentes do silício, fazendo com que se tenha um material com excesso de doadores, conforme ilustrado na figura 2.4.

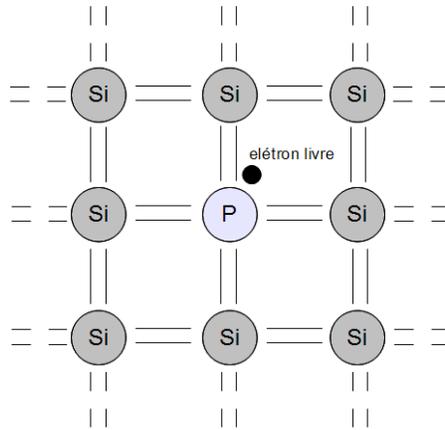


Figura 2.4 - Representação do dopante pentavalente, que ao formar as ligações covalentes com o silício, deixa um elétron excedente. Reprodução. Fonte: [13]

No caso do silício tipo P, o elemento adicionado possui três elétrons (elemento trivalente, e.g. boro) na camada de valência, fazendo com que algumas ligações fiquem com uma lacuna, fazendo com que o material resultante tenha excesso de lacunas, conforme figura 2.5.

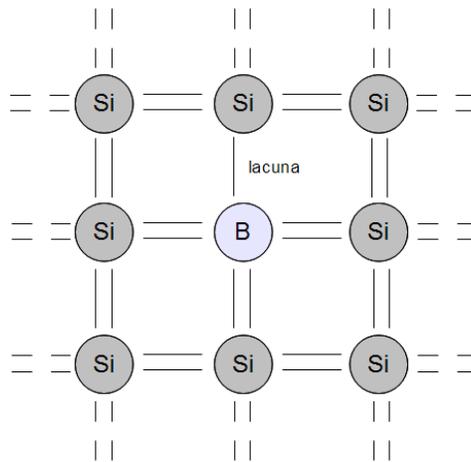


Figura 2.5 – Representação do dopante trivalente, que forma ligações incompletas com o silício, fazendo surgir uma lacuna excedente. Reprodução. Fonte: [13]

A dopagem do semiconductor é expressa em unidade de cargas por volume, ou seja, portadores por cm^3 , ou simplesmente cm^{-3} . Para dopagem com aceitadores (lacunas), temos a representação N_A e para os doadores (elétrons), a representação N_D .

2.3 Tecnologia Metal-Óxido-Semicondutor (MOS)

No final da década de 1950, com o avanço das técnicas de processamento de materiais, se tornou possível produzir o transistor de efeito de campo (*Field Effect Transistor* – FET), embora o projeto fosse anterior ao transistor bipolar de junção, mas sem meios para produzi-lo à época. Este transistor oferece a vantagem de, ao invés de usar corrente para controlar o fluxo de elétrons, utiliza o campo elétrico aplicado ao terminal de controle, denominado porta. Uma vez que este transistor, idealmente, não conduz corrente pelo terminal de controle, pode ser menor que o TBJ, e isso foi o que viabilizou a produção de circuitos integrados de larga escala (LSI), bem como o surgimento da microeletrônica [3]. O controle mencionado é feito pelo campo elétrico estabelecido pela aplicação de tensão elétrica no eletrodo de porta. Este campo elétrico controla as dimensões das regiões de depleção abaixo da porta e dos dois lados do canal, bem como a própria formação de canal, restringindo ou liberando a passagem de corrente elétrica.

Ao estudar estruturas MOS, é necessário compreender a representação do dispositivo através do diagrama de faixas de energia. Para exemplificar, a figura 2.6 apresenta o diagrama do silício tipo P, onde temos:

- a) Φ_F = potencial de Fermi. Seu valor depende da dopagem do material;
- b) E_C = energia de condução: nível mínimo de energia para um elétron ocupar a camada de condução e se tornar livre;
- c) E_V = energia de valência: nível máximo de energia para um elétron permanecer na camada de valência;
- d) E_i = energia intrínseca: nível médio entre as energias de valência e de condução
- e) E_G = energia proibida: energia necessária para um elétron saltar da banda de valência para a banda de condução. O elétron não pode ocupar níveis dentro desta faixa de energia. $E_g/2q = 0,55V$;
- f) χ_{Si} = afinidade eletrônica do silício ($\chi_{Si} = 4,15V$): corresponde à energia necessária para extrair um elétron da camada de condução do material, neste caso o silício;
- g) Φ_{Si} = função trabalho do silício: é a diferença entre o nível de Fermi do material e o seu nível de energia intrínseca.

A função trabalho do silício pode ser calculada pela equação 2.2.

$$\Phi_{Si} = \chi_{Si} + \frac{E_G}{2} + \Phi_F \quad (2.2)$$

E o potencial de Fermi se obtém da seguinte forma:

a) para silício tipo P o potencial de Fermi é dado pela equação 2.3.

$$\Phi_{FP} = \frac{k.T}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right) \quad (2.3)$$

onde N_A é a concentração de aceitadores presentes no silício tipo P, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura em Kelvin, q é a carga elementar e n_i é a concentração intrínseca de portadores do semiconductor. O diagrama de faixas de energia para esta situação está ilustrado na figura 2.6.

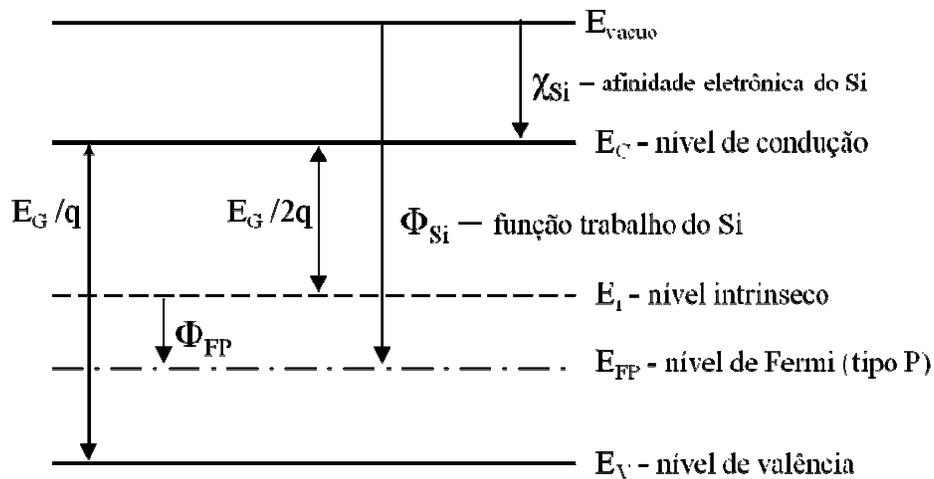


Figura 2.6 – Diagrama de faixas de energia do silício dopado tipo P. Reprodução. Fonte: [18]

b) para silício tipo N o potencial de Fermi é dado pela equação 2.4.

$$\Phi_{FN} = -\frac{k.T}{q} \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right) \quad (2.4)$$

onde N_D é a concentração de doadores presentes no silício tipo N. O diagrama de faixas de energia para este caso é mostrado na figura 2.7.

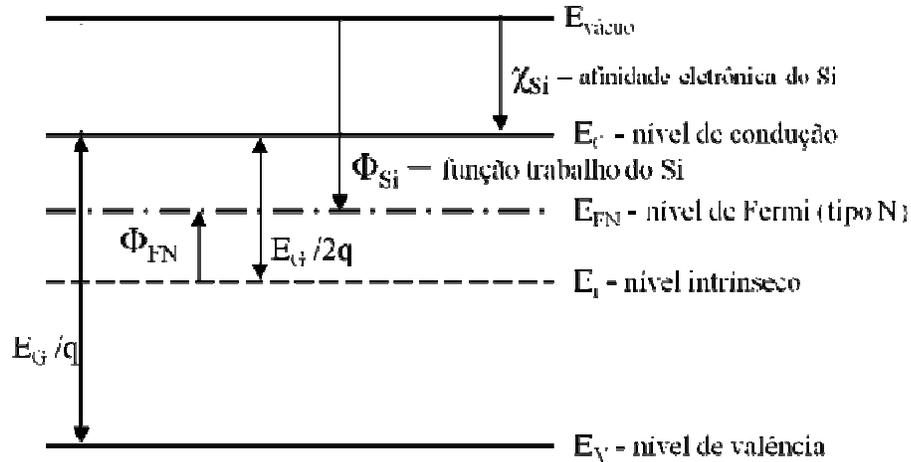


Figura 2.7 – Diagrama de faixas de energia do silício dopado tipo N. Reprodução. Fonte: [18]

Além de representar o material, podemos representar as junções dos tipos P e N, além de outros materiais (Fe, Al, etc). A figura 2.8 mostra as faixas de energia de uma estrutura MOS antes de haver o contato entre os materiais (metal, óxido e semiconductor). Cada estrutura está no seu estado natural de equilíbrio, sem interação entre si, portanto a distribuição de cargas no interior de cada material não sofre qualquer distorção.

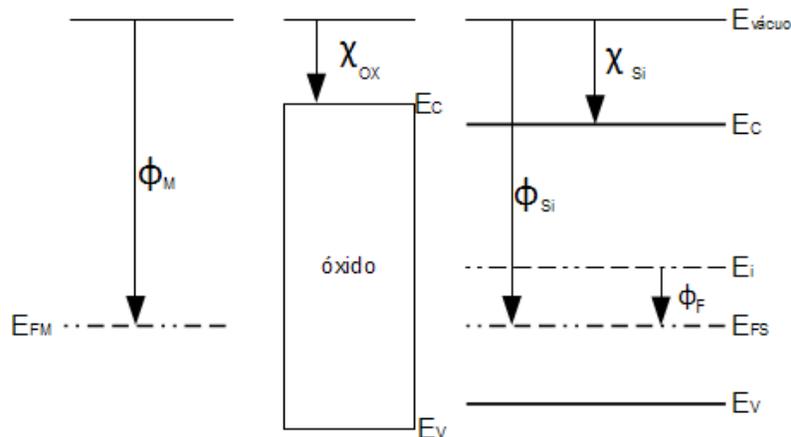


Figura 2.8 – Diagrama de faixas de energia para a sequência metal-óxido-semicondutor, antes da junção dos materiais. Reprodução. Fonte: [18]

Quando ocorre a junção dos diferentes materiais, ocorre um equilíbrio entre suas faixas de energia de Fermi. No caso da figura 2.9 os níveis são iguais para o metal e o semiconductor, por isso não há deformação nas linhas que representam as faixas de energia destes materiais.

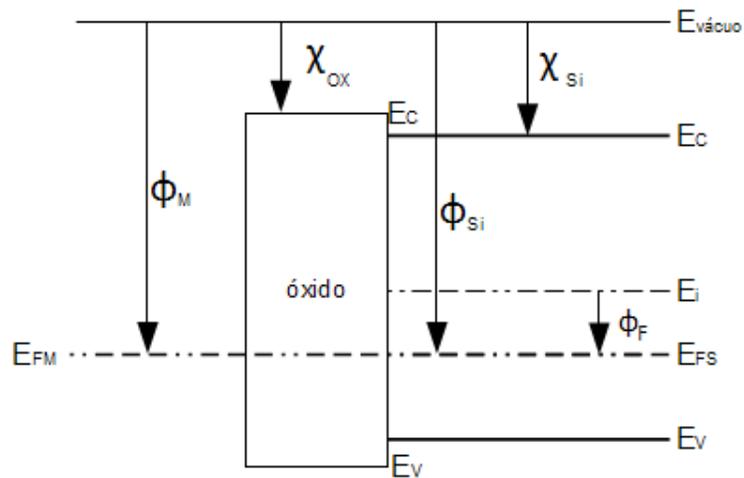


Figura 2.9 - Diagrama de faixas de energia para as camadas após contato, em equilíbrio térmico. Reprodução. Fonte: [18]

Para a mesma estrutura da figura 2.9, ao se aplicar um potencial positivo no metal, a faixa de energia de Fermi se desloca na mesma proporção, para baixo, e ocorre a deformação demonstrada na figura 2.10.

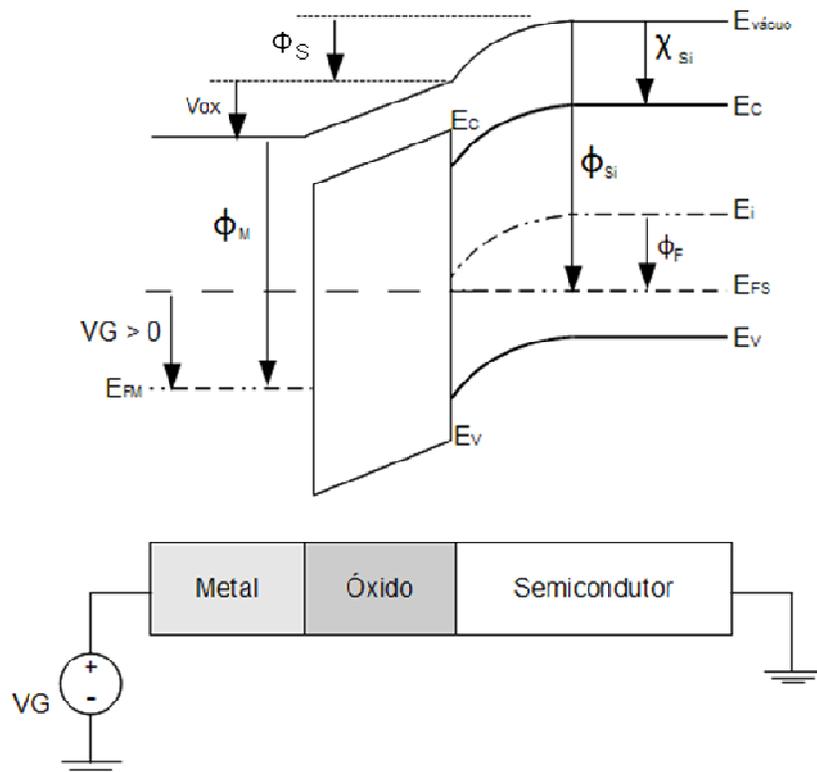


Figura 2.10 – Diagrama de faixas de energia da estrutura MOS após contato, com potencial positivo aplicado ao metal. Reprodução. Fonte: [18]

A curvatura das faixas de energia na região do semicondutor (neste caso tipo P), na direção do nível de Fermi, indica a diminuição de cargas tanto mais próximo se está da interface óxido-semicondutor. Isso é o que se chama região de depleção, que pode ser calculada de acordo com a equação 2.5.

$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{Si} \cdot \Phi_s}{q \cdot N_A}} \quad (2.5)$$

2.4 Transistor de efeito de campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET)

O transistor de efeito de campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET) representou um avanço na eletrônica em diversos aspectos, principalmente a viabilização dos circuitos integrados em larga escala (*Large Scale of Integration - LSI*).

O MOSFET é um dispositivo simétrico, o que significa que os terminais de fonte e dreno podem ser trocados sem mudança de comportamento do circuito. Quanto à dopagem deste transistor, ele pode ser de dois tipos: canal N ou canal P.

O transistor da figura 2.11 é um MOSFET canal N, ou nMOSFET, pois o canal que é formado para condução de corrente entre fonte e dreno tem como portadores majoritários os elétrons.

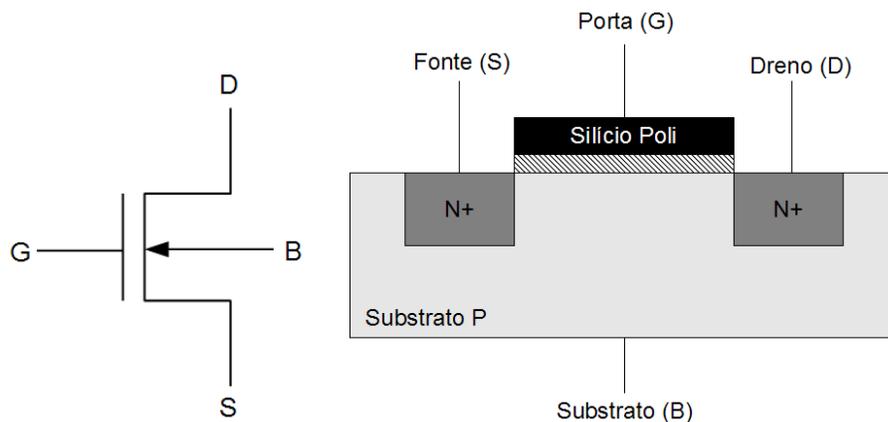


Figura 2.11 – Simbologia e esquema da estrutura do transistor MOS canal N, com os quatro eletrodos (fonte, porta, dreno e substrato). Fonte: [14]

Um transistor de canal P, ou pMOSFET, estabelece a corrente tendo como portadores majoritários as lacunas. O sinal (+) na figura indica uma região fortemente dopada.

Em ambos os casos, a condução de corrente no transistor MOS ocorre quando se forma um canal entre fonte e dreno, logo abaixo da porta do dispositivo. Isso só é possível a partir de um determinado valor de tensão elétrica, chamada tensão de limiar (V_T).

Usando ainda o transistor de canal N como exemplo, valores positivos de tensão aplicados à porta do dispositivo, ainda abaixo da tensão de limiar, tem-se a formação de uma camada de depleção, pois o campo elétrico presente repele as cargas minoritárias (lacunas) que são positivas, conforme figura 2.12 pela região branca que circula as regiões de fonte e dreno, e também está abaixo do óxido de porta.

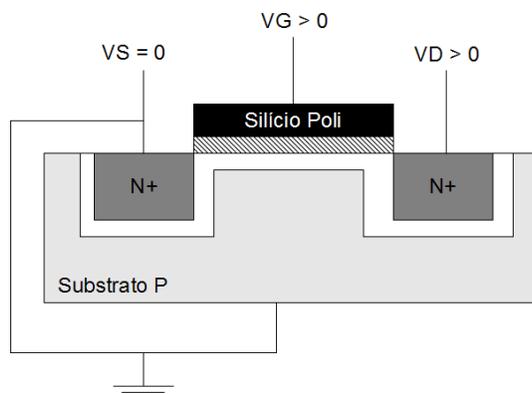


Figura 2.12 – nMOS polarizado com tensão de dreno V_D positivo e substrato ligado à fonte, ambos com potencial nulo, e porta com tensão V_G positiva. Fonte: [14]

Conforme se aumenta o valor da tensão aplicada à porta, mais as lacunas se afastam, até que se alcança o ponto de inversão, ou seja, começam a ser atraídos elétrons para a região do canal, conforme ilustrado na figura 2.13.

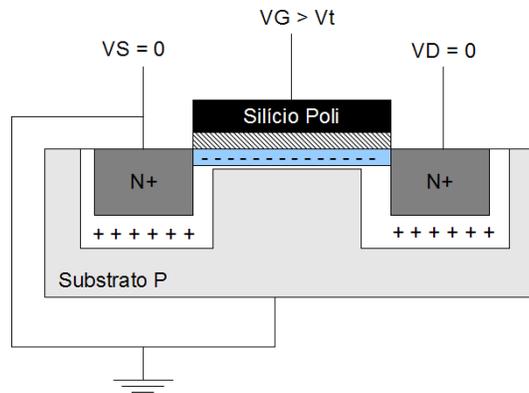


Figura 2.13 – Transistor nMOS com tensão de porta maior do que a tensão de limiar. O canal é formado sob o óxido de porta. Reprodução. Fonte: [14]

Neste ponto ainda não é possível estabelecer uma corrente significativa entre fonte e dreno, mas aumentando um pouco mais a tensão de porta, mais elétrons serão atraídos e o canal se formará entre fonte e dreno. Se houver diferença de potencial entre fonte e dreno a partir deste ponto, haverá condução de corrente no dispositivo. Outra observação é que o canal se estreita na região mais próxima do dreno, devido ao campo elétrico presente nesta região, ilustrado na figura 2.14. Esta figura simplificada não demonstra, mas a região de depleção ao redor do dreno é maior do que ao redor da fonte, pois neste momento o terminal do dreno está com potencial positivo aplicado ao seu eletrodo.

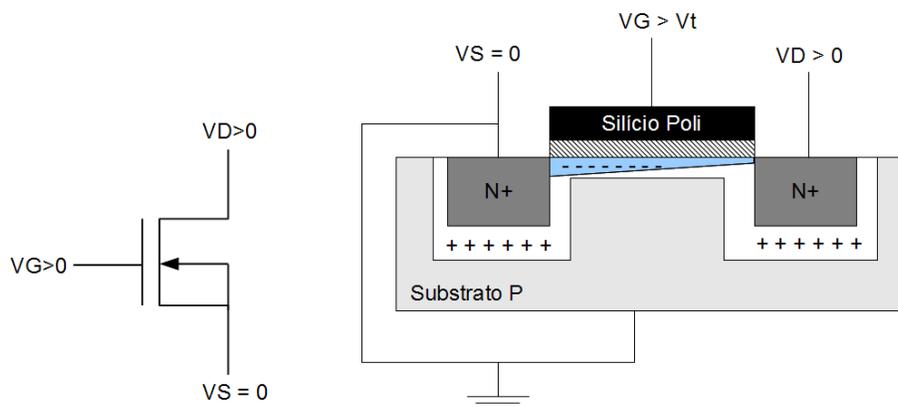


Figura 2.14 – Transistor nMOS com canal formado e tensão positiva aplicada ao dreno. Há condução de corrente e o canal fica mais estreito na região do dreno. Reprodução. Fonte: [14]

2.7 Tensão de Limiar (V_T)

A tensão de limiar (V_T) de um transistor MOS é aquela a partir da qual há a formação de canal para condução de corrente entre fonte e dreno. Isso ocorre quando a tensão aplicada à porta tem valor suficiente para atrair os portadores majoritários para a região logo abaixo da porta, formando assim um canal de condução de corrente elétrica entre fonte e dreno. Para conhecer a tensão de limiar de um transistor MOS, aplica-se uma tensão baixa ao seu dreno (V_D), de modo que não haja efeitos provenientes de campo elétrico horizontal na variação da corrente [13] e em seguida a tensão de porta é variada para que se obtenha a curva $I_D V_G$, para caracterização do dispositivo [14].

É possível obter esta curva experimentalmente, ou em simulador numérico tridimensional. Isso foi feito para um transistor MOSFET canal N e exibido na figura 2.15. Foi aplicada tensão de 20 mV no dreno do dispositivo, mantendo as tensões de fonte e substrato iguais a 0 V. A tensão de porta foi então variada de 0 V até 1,3V.

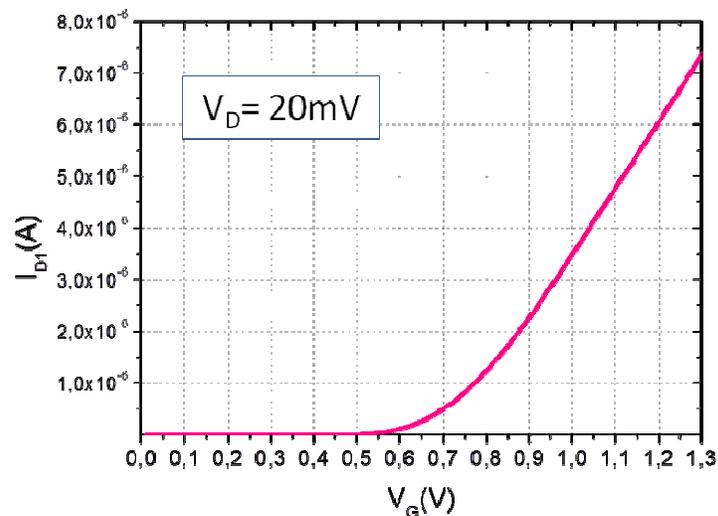


Figura 2.15 - Gráfico da corrente de dreno em função da tensão aplicada à porta de um transistor MOSFET canal N para determinação da tensão de limiar. Fonte: simulação.

Conforme exposto em [15], uma das técnicas para obtenção da tensão de limiar de um dispositivo MOS do tipo SOI é aplicando a derivada da transcondutância, ou diretamente aplicando-se a derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$, já que a derivada da variação da corrente em função da tensão de porta resulta na transcondutância, conforme equação 2.6.

$$\frac{dI_D}{dV_G} = g_m \quad (2.6)$$

Aplicando-se a diferenciação de segunda ordem na curva exibida na figura 2.15, podemos localizar o ponto onde o coeficiente angular é da curva da transcondutância em função da tensão aplicada à porta do dispositivo é igual a zero, ou seja, atingiu o ponto máximo, indicado na figura 2.16.

Isso significa que a mobilidade efetiva dos portadores no canal é igual à mobilidade nominal dos mesmos. Nesta condição, há a formação do canal por portadores minoritários (elétrons), pois abaixo da porta houve a inversão, conforme ilustrado no diagrama de faixas de energia da figura 2.10.

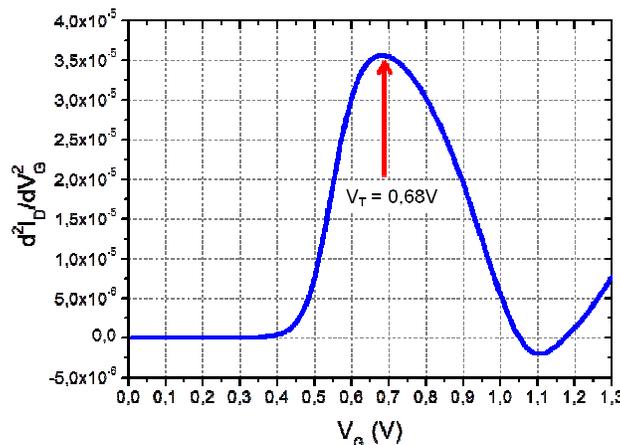


Figura 2.16 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D \times V_G$ para determinação do ponto de inflexão da curva, onde há a maior variação da corrente em função da tensão de porta. Fonte: simulação.

2.5 Tecnologia SOI

Patenteada desde 1926 [4] e realizada na década de 1980, a tecnologia de silício sobre isolante, ou SOI - de *Silicon-on-Insulator* - foi mais uma evolução no desenvolvimento de dispositivos eletrônicos, para torná-los mais eficientes e confiáveis. Algumas melhorias se deram em relação aos efeitos parasitários presentes na interação entre os dispositivos anteriores com seus substratos, mas também houve aumento na robustez aos efeitos da radiação. Isso se deve à isolamento proporcionada pelo óxido

enterrado, que separa fisicamente as regiões ativas produzidas sobre um mesmo substrato.

Transistores SOI oferecem a vantagem de possuir um dielétrico isolando os transistores entre si, já que não compartilham eletricamente o substrato. Isso elimina a estrutura parasitária do tiristor presente nos transistores MOS convencionais, porém ainda se mantém a estrutura parasitária do transistor bipolar (PNP ou NPN), o que mantém o dispositivo com determinada susceptibilidade a alguns fenômenos externos, como por exemplo, a incidência de partículas, com a porta funcionando como base deste transistor, e a corrente entre dreno e fonte sendo uma amplificação da corrente de porta.

Devido à capacitância destes dispositivos ser menor em relação aos dispositivos MOS convencionais, o tempo de resposta dos transistores foi reduzido, bem como a tensão de operação destes dispositivos. Isso os torna mais rápidos e energeticamente mais eficientes.

A figura 2.17 ilustra a separação entre filme ativo de silício e substrato, proporcionada pelo óxido enterrado, o que fornece um isolamento elétrico entre estas partes.

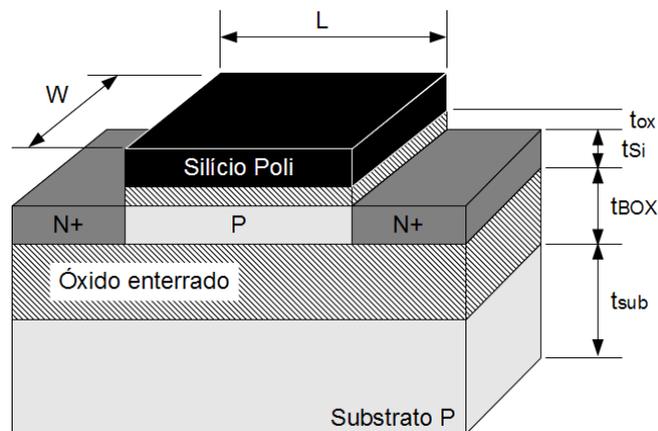


Figura 2.17 – Esquema simplificado da estrutura de um transistor SOI, com suas dimensões principais. Fonte: [4]

Podem ser utilizados diferentes processos para se obter uma lâmina de silício sobre isolante. Três destes processos são [4]:

a) SIMOX – *Separation by Implanted Oxygen*, ou Separação por Oxigênio Implantado: inventada em 1978 por K. Izumi, M. Doken e H. Ariyoshi, é uma técnica de implantação iônica de oxigênio em uma lâmina de silício, seguida de recozimento a

altas temperaturas. Isto forma uma camada de óxido enterrado, separando o silício em duas partes: filme ativo e substrato;

b) SIMON – *Separation by Implanted Oxygen and Nitrogen*, ou Separação por Oxigênio e Nitrogênio Implantados: nesta técnica também é realizada a implantação iônica, porém são implantados oxigênio e nitrogênio. Assim como o SIMOX, é um processo que exige o controle preciso da energia dos íons a implantar, para que estes alcancem a profundidade desejada;

c) BESOI – *Wafer Bonding and Etch Back*, ou Colagem de Wafer e Corrosão Controlada: é um processo no qual duas lâminas de silício têm suas superfícies oxidadas e posteriormente unidas, aproveitando-se a grande facilidade com que as duas superfícies de hidróxido se fundem, graças ao fenômeno da hidrofília. Após este processo de união, a parte ativa do silício sofre corrosão controlada para obter a espessura desejada.

Os processos de implantação iônica possuem uma desvantagem de deixar um número muito elevado de armadilhas de interface no óxido enterrado, o que pode ser um risco à confiabilidade, principalmente quando o dispositivo é sujeito a ambientes severos, pois isso significa o aprisionamento de partículas, como será visto adiante neste trabalho.

2.5.1 Tipos de transistores SOI

Existe a classificação dos transistores SOI quando à espessura do filme de silício e concentração de portadores, que os torna parcialmente ou totalmente depletados. Para compreender melhor esta classificação, é necessário recorrer novamente aos diagramas de faixas de energia.

a) Transistor SOI Parcialmente Depletado

O transistor SOI parcialmente depletado (*partially depleted SOI* ou PDSOI) é aquele em que o filme de silício tem espessura maior do que 2 vezes a extensão máxima da região de depleção que ocorre abaixo do óxido da porta, como em 2.8.

$$t_{Si} \geq 2 \cdot x_{d\text{máx}} \quad (2.8)$$

onde t_{Si} é a espessura do filme de silício e $x_{d\text{máx}}$ é a extensão máxima da região de depleção.

A extensão máxima da região de depleção é dada pela equação 2.9.

$$x_{d\text{máx}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{Si} \cdot 2 \cdot \Phi_F}{q \cdot N_A}} \quad (2.9)$$

Nesta condição, mesmo aplicando um potencial de alto valor na porta, o campo elétrico gerado não será suficiente para tornar a região abaixo da porta totalmente depletada. Assim o dispositivo terá um comportamento semelhante ao transistor convencional (bulk). A figura 2.18 ilustra a estrutura parcialmente depletada, onde existe uma região intermediária neutra, sem depleção.

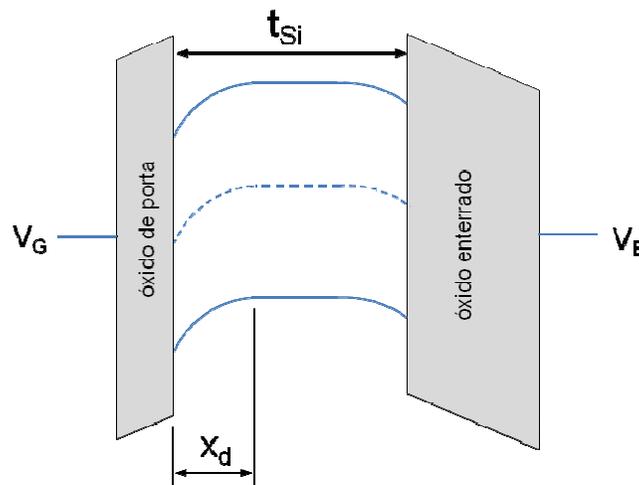


Figura 2.18 – Filme de silício com espessura maior do que duas vezes a depleção máxima do dispositivo, demonstrando a depleção parcial (a região central é neutra). Fonte: [4]

b) Transistor SOI Totalmente Depletado

O transistor SOI totalmente depletado (ou *fully depleted SOI – FDSOI*) é aquele em que a espessura do filme do silício é suficiente para que a aplicação de determinado potencial na porta do dispositivo faça com que o filme se torne totalmente depletado. A figura 2.19 mostra a região entre o óxido de porta e o óxido enterrado, com a respectiva

deformação nas faixas de energia, provocada pela depleção. O dispositivo é totalmente depletado desde que atenda à equação 2.10.

$$t_{Si} < x_{d\text{máx}} \quad (2.10)$$

onde t_{Si} é a espessura do filme de silício, e $x_{d\text{máx}}$ é a extensão máxima da região de depleção. A extensão máxima da região de depleção é dada pela equação 2.9.

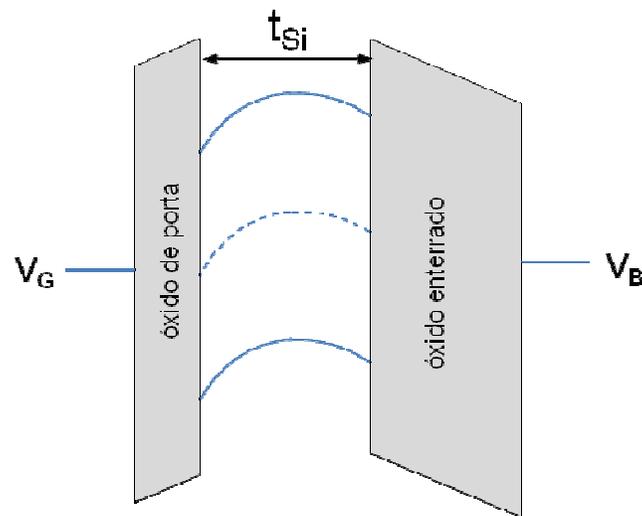


Figura 2.19 – Filme de silício com espessura menor do que duas vezes a depleção máxima do dispositivo, demonstrando a depleção total. Fonte: [4]

Neste trabalho, os dispositivos estudados são todos do tipo totalmente depletado, cujos filmes de silício ativo possuem $t_{Si} = 30$ nm. Tais dispositivos possuem comprimento de canal superior a 100nm para isolar os efeitos apresentados de outros como efeito de canal curto, por exemplo.

3 RADIAÇÃO

Radiação é a propagação de energia de um ponto a outro, no vácuo ou através da matéria [18]. Sua origem pode ser natural ou artificial, a primeira proveniente de raios cósmicos, ventos solares, solo radioativo ou qualquer outra fonte que não dependa de interferência externa para que haja emissão de partículas ou ondas eletromagnéticas, e a segunda produto de processos atômicos ou nucleares, que ocorrem em procedimentos médicos de radiografia, em aceleradores de partículas, em explosões de artefatos nucleares, ou até mesmo na desaceleração de elétrons provocadas nos tubos de raios catódicos.

Entre os tipos de radiação, pode ser realizada a seguinte classificação quanto ao que é emitido, ou irradiado [18]:

- a) Radiação de partículas carregadas:
 - a.1) Elétrons acelerados;
 - a.2) Partículas carregadas (íons).
- b) Radiação sem carga:
 - b.1) Radiação eletromagnética;
 - b.2) Nêutrons.

Elétrons acelerados incluem partículas beta (positivas ou negativas), provenientes de processos de decaimento. A categoria de partículas carregadas engloba todos os íons energéticos com massa atômica maior ou igual à unidade, tais como partículas alfa, prótons, produtos de fissão, ou produtos de outras diversas reações nucleares. Já a radiação eletromagnética inclui os raios-X emitidos na reorganização das camadas eletrônicas dos átomos, e também raios gama, originados da transição no interior do próprio núcleo atômico [18].

No final do século XIX, houve a descoberta do elétron e sua carga negativa [13], o que levou a pesquisas sobre a existência de outras partículas presentes no átomo, que justificassem a característica de potencial neutro do átomo, o que já era uma constatação anterior. Em 1911, Ernest Rutherford sugeriu que este equilíbrio vinha de uma carga positiva densamente localizada no núcleo do átomo, com base em seus experimentos conduzidos pelo seu colaborador, Hans Geiger (que deu nome ao aparelho contador de fluxo de partículas) [13].

Esta experiência só foi possível devido à instabilidade de certos núcleos, que espontaneamente emitem radiação, através de um processo chamado decaimento

radioativo. Neste ponto cabe diferenciar os termos radiação e radioatividade (ou radiatividade).

Radiação pode ser tanto corpuscular (emissão de partículas) quanto eletromagnética (como raios X, raios gama ou a própria luz). De acordo com sua quantidade de energia, ela pode ser ionizante, quando gera pares de cargas na interação com o material alvo, ou não ionizante, quando os efeitos mais perceptíveis são o aquecimento ou a iluminação, por exemplo, sem alteração na estrutura do material, nem mesmo a geração de cargas.

Radioatividade é a emissão de radiação por núcleos instáveis de determinados átomos, a partir de determinada quantidade de prótons e nêutrons. Quanto maior esta quantidade, mais instável é o átomo, devido ao enfraquecimento da força nuclear que mantém prótons e nêutrons unidos. Átomos com número atômico Z maior ou igual a 84 possuem núcleos instáveis, portanto são radioativos, fato constatado já no séc. XIX [13]. No processo de decaimento radioativo são emitidas radiações de ao menos três tipos: alfa, beta e gama.

Partícula alfa é um núcleo com dois prótons e dois nêutrons, ou seja, um núcleo de hélio (He) sem os elétrons, portanto de carga elétrica positiva. Estas partículas possuem baixo poder de penetração, se comparadas às partículas beta ou raios gama, sendo paradas por barreiras como uma folha de papel.

Partícula beta é um elétron ou pósitron acelerado. Este possui um poder de penetração maior do que o da partícula alfa devido à sua massa e volume menores, e pode penetrar a pele humana, mas não atravessa todos os tecidos.

A radiação gama é composta de ondas eletromagnéticas de comprimento muito pequeno, geradas a partir de fenômenos que ocorrem no interior dos átomos do material radioativo, gerando uma emissão de frequência e energia altas. Dos três tipos de radiação citados, este é o que tem o maior poder de penetração, podendo atravessar diversos tipos de tecido e até alguns centímetros de chumbo. A figura 3.1 ilustra os diferentes poderes de penetração dos tipos de radiação citados.

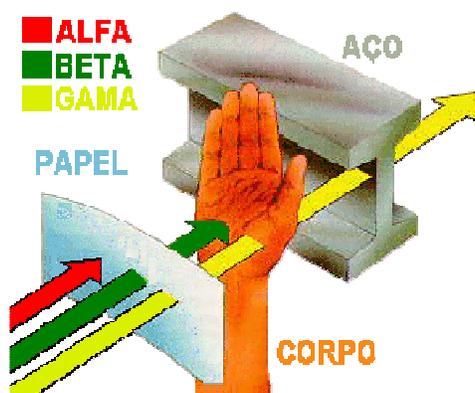


Figura 3.1 – Diferentes poderes de penetração dos tipos de radiação mais comuns (partículas alfa, beta e raios gama). Fonte: CONTREN - Comissão Nacional dos Trabalhadores em Energia Nuclear.

Núcleos instáveis não são as únicas fontes de radiação. Victor Hess, vencedor do prêmio Nobel de Física em 1936 [6], realizou experimentos nos quais detectou um tipo de radiação natural, que está presente o tempo todo, em qualquer lugar da superfície terrestre, proveniente dos raios cósmicos galácticos (*galactic cosmic rays – GCR*), de origem ainda não completamente definida, mas cuja presença é possível de medir. Estes raios foram descobertos durante o estudo de materiais radioativos, no fim do século XIX, quando Hess realizou estudos com um eletrômetro instalado em um balão, e provou que havia um fluxo de partículas vindo do céu. Suas experiências envolveram o envio de balões até altitudes de até 6 km, e os dados mostravam um aumento no fluxo de partículas em função da altitude [6].

Estudos posteriores, conduzidos por Pfozter [6], atingiram altitudes maiores, e foi demonstrado que a partir de 15 km, o fluxo diminui rapidamente em função da altitude. O ponto em que ocorre o maior fluxo recebeu o nome de “máximo de Pfozter” [7].

Com os dados de Hess e Pfozter, o laboratório de radiação da empresa Boeing (BREL) [7, 10], em conjunto com o departamento de defesa americano, realizaram estudos para modelar os ambientes na atmosfera terrestre, desta vez levando em consideração não somente a altitude, mas também a latitude. Estas variações na atmosfera terrestre são tratadas na astrofísica por profundidade atmosférica, em g/cm^2 , e rigidez de corte vertical, em GV, respectivamente [20].

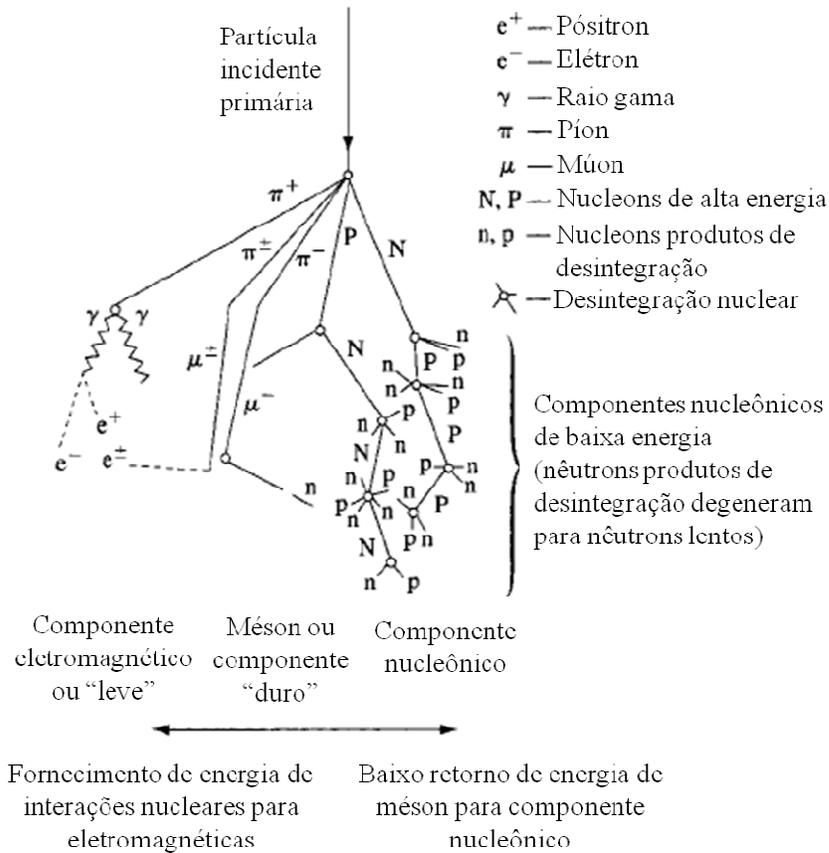


Figura 3.2 - Cascata de partículas gerada pela incidência de raios cósmicos na atmosfera terrestre. Fonte: [19]

Além da radiação proveniente dos raios cósmicos, dispositivos operando no espaço enfrentam a radiação dos cinturões de Van Allen. A sua descoberta foi feita por James Van Allen, e trata-se de cinturões de partículas aprisionadas pelo fluxo magnético terrestre. Existem dois cinturões: o cinturão interno, situado entre 1.000 e 5.000 km de altitude, abundante em prótons resultantes de interações atômicas entre os nêutrons provenientes dos raios cósmicos, quando estes colidem com as partículas presentes na atmosfera terrestre; e o cinturão externo, situado a altitudes entre 15.000 e 25.000 km, abundante em elétrons altamente energéticos.

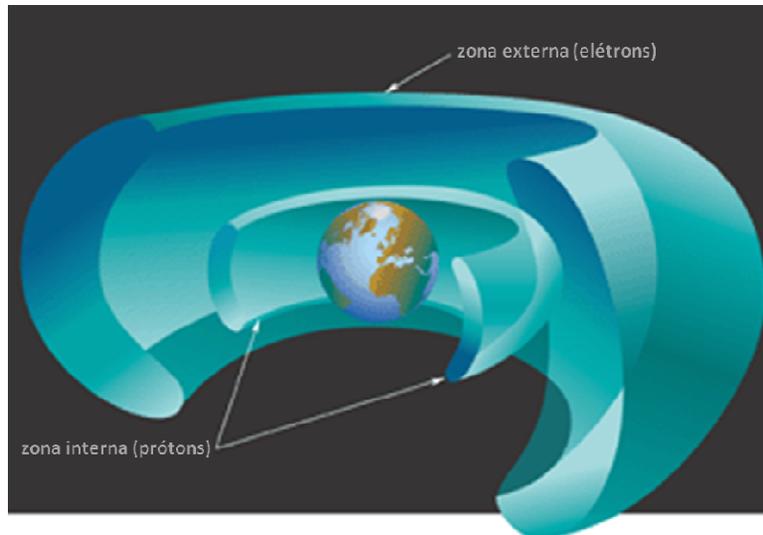


Figura 3.3 – Cinturões de radiação. Fonte: website NASA.
disponível em: <http://www.nasa.gov/pdf/377735main_Radiation_Math.pdf>

3.1 Unidades de radiação

Pode-se medir a emissão ou a absorção da radiação por algum material específico. Existem unidades que exprimem o número de emissões de partículas ou ondas eletromagnéticas por unidade de tempo, e outras unidades que exprimem a absorção por determinado material de uma dose destas emissões [18].

Para medições de dose absorvida, a unidade do Sistema Internacional é o “gray”, equivalente à absorção de 1 J/kg de material alvo. Entretanto, na literatura se encontra frequentemente a unidade “rad”, que equivale a 0,01 gray, ou 0,01 J/kg de dose absorvida pelo material alvo. Também é frequentemente utilizada a unidade de erg/g para expressar a dose absorvida. Como esta dose depende do material alvo, o “rad” é expresso utilizando o símbolo do elemento alvo entre parênteses. Por exemplo, para a dose absorvida pelo silício, utiliza-se rad(Si), e para o dióxido de silício, usa-se rad(SiO₂). A dose total está relacionada diretamente aos efeitos cumulativos causados pela radiação.

Pode-se medir também a quantidade de partículas emitidas por unidade de tempo, tendo assim o chamado fluxo de partículas. O fluxo é usualmente expresso em número de partículas por segundo, ou s⁻¹. Quando se mede o número de partículas que atingiram um determinado alvo por um período específico, temos a fluência, expressa em número de interações por área de material exposto, usualmente em cm².

3.2 Radiação de partículas

A seguir são descritos os parâmetros relevantes sobre a radiação de partículas, como *range* e transferência linear de energia.

3.3 Poder de frenagem (*Stopping Power*)

Cada material interage de maneira específica com a radiação de partículas. Partículas mais “pesadas”, ou seja, de maior número atômico, possuem alcance menor de penetração e transferem mais energia por unidade de comprimento da trajetória no interior do material.

O poder que o material alvo tem de frear a partícula é chamado poder de frenagem, sendo usado também o termo inglês *stopping power*, que é dado por:

$$S(E) = -\frac{dE}{dx} \quad (3.1)$$

onde dE é a variação da energia da partícula (variação negativa indica que a partícula perde energia durante a sua trajetória pelo interior do material), e dx é a distância percorrida. A variação de energia vem de uma função complexa, cujos detalhes não fazem parte do escopo deste trabalho, sendo suficiente conhecer o seu significado. Para calcular seus efeitos, foi utilizado o software TRIM [6, 19] que fornece os valores de perda de energia e *range* das partículas de acordo com os parâmetros selecionados.

Um ponto que pode ser observado através do resultado das simulações e que concorda com resultados experimentais é, por exemplo, o pico de Bragg. Toda partícula apresenta uma perda de energia que aumenta até um ponto em que atinge um máximo de perda de energia (pico de Bragg), e logo em seguida sofre uma diminuição abrupta na perda de energia, quando então repousa no interior do material alvo. A distância máxima percorrida por uma partícula até que ela perca toda sua energia e entre em repouso no alvo é chamada *range*, sendo este termo usado na sua forma em inglês [6].

Abaixo temos o resultado de uma simulação da incidência de uma partícula alfa (He) em um alvo de silício com 12 μm de espessura. A energia inicial da partícula adotada foi de 2 MeV. Ao longo da trajetória podemos observar o formato conhecido como curva de Bragg, em que a perda de energia por comprimento percorrido aumenta até um ponto máximo, em que a partícula perde rapidamente quase toda a energia restante e repousa no interior do material [4, 6].

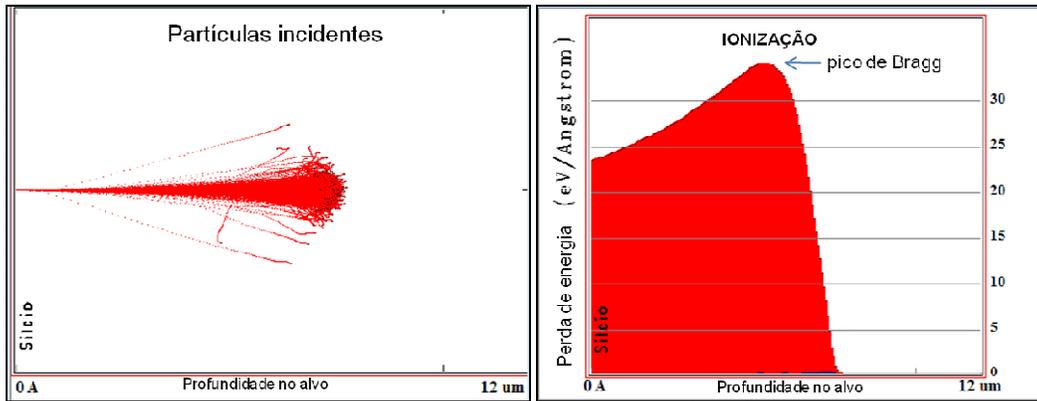


Figura 3.4 - Gráficos da simulação realizada com o software TRIM, da incidência de íons de He em um alvo de Si com 12 microns de espessura. Fonte:

3.4 Transferência linear de energia (LET)

A energia perdida pela partícula é transferida ao material alvo, e quanto maior o poder de frenagem do material, maior será a transferência de energia ao mesmo, estando assim estabelecida a relação entre a transferência linear de energia e a ionização do material. O valor de LET considera não apenas a variação da energia da partícula, mas também a densidade (massa volumétrica) do material alvo. Quanto maior a densidade do material, menor será a transferência de energia de uma mesma partícula incidente. A transferência linear de energia é dada pela equação 3.2.

$$LET = \frac{1}{m_v} \cdot \frac{dE}{dx} \quad (3.2)$$

onde m_v é a massa volumétrica do material alvo, dE é a variação de energia e dx é a distância percorrida pela partícula. Ao contrário do poder de frenagem, neste caso a expressão tem sinal positivo, pois representa o valor de energia recebido pelo material alvo.

O valor do LET pode indicar se a radiação é ionizante ou não, caso seja capaz de transferir uma quantidade suficiente de energia ao material alvo, tal que altere o seu equilíbrio elétrico, doando ou retirando elétrons de sua estrutura. Neste trabalho é considerada somente a radiação ionizante, pois se pretende demonstrar a interferência

causada pela introdução de cargas a ponto de haver excesso ou falta de portadores nos dispositivos estudados.

Se partículas com diferentes valores de LET percorrerem a mesma trajetória, no mesmo tipo de material, o que muda é a quantidade de carga depositada, e este é um dos parâmetros importantes no comparativo dos efeitos da radiação em uma mesma família de dispositivos eletrônicos.

3.5 Efeitos da radiação ionizante no silício

No silício, a ionização causada pela radiação de alta energia ocorre de duas formas: primária, devido à interação direta de uma partícula incidente com o silício, ou secundária, devido às partículas criadas por reações nucleares entre a partícula incidente e o dispositivo atingido.

No caso da ionização direta, a alta energia do íon que penetra no dispositivo gera uma grande quantidade de pares elétrons-lacunas, que após se recombinarem, deixam um saldo de cargas que será coletado de acordo com a polarização do dispositivo, gerando uma corrente temporária.

Se o saldo de carga após a recombinação for negativo, por exemplo, e tivermos um transistor com potencial positivo aplicado ao dreno, os elétrons serão rapidamente coletados pelo dreno. Este movimento das cargas em direção ao dreno gera uma corrente transitória, que cessa tão logo o equilíbrio seja re-estabelecido, e não haja cargas excedentes na região ativa do dispositivo [19].

3.6 Efeitos da radiação ionizante no óxido da estrutura MOS

No óxido de silício, o efeito da radiação ionizante é diferente do efeito no silício cristalino. Quando uma partícula fortemente ionizante penetra o óxido, a geração de pares elétrons-lacunas é a mesma que ocorre no silício cristalino, porém os elétrons possuem uma mobilidade maior do que as lacunas. Isso se deve principalmente ao aprisionamento destas lacunas nas armadilhas presentes no óxido [23].

Logo após a incidência de radiação, ocorre a recombinação de elétrons e lacunas. Alguns elétrons escapam desta recombinação e se dirigem rapidamente em direção à região de potencial mais positivo da estrutura MOS, enquanto as lacunas

seguem o caminho contrário. Os elétrons são transportados pela banda de condução do óxido, enquanto as lacunas seguem seu caminho pela banda de valência. Para que isso ocorra, as lacunas são transportadas através de “saltos” por estados de energia criados por defeitos no óxido. Estes saltos ocorrem em direção à região de potencial mais negativo, onde geralmente acontece o aprisionamento nas armadilhas de interface, gerando um potencial positivo pelo acúmulo de lacunas aprisionadas.

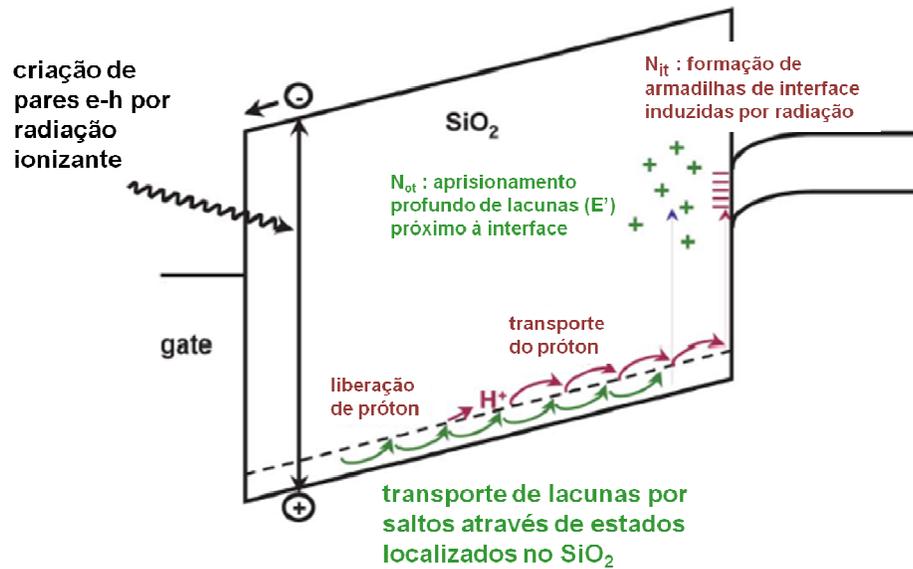


Figura 3.4 - Esquema dos efeitos da radiação no óxido. Fonte: [23]

3.7 Efeitos da radiação ionizante no transistor SOI

Analisando a estrutura a partir do eletrodo de porta até o substrato, a partícula atravessará uma camada de silício policristalino ou metal (porta), depois uma fina camada de óxido deste eletrodo, em seguida o filme ativo de silício, o óxido enterrado, e então o substrato de silício.

No eletrodo de porta, os efeitos são desprezíveis, se limitando a um aumento repentino no número de elétrons livres no eletrodo de porta, que logo se redistribuem devido à mobilidade alta dos portadores neste material. É gerada uma corrente de porta de curta duração, da ordem de 10^{-9} s [4]. O mesmo vale para os eletrodos e regiões de fonte e dreno, quando fortemente dopados.

No óxido de porta, dos pares gerados, os elétrons serão rapidamente coletados pela região de potencial mais positivo (neste caso o dreno), enquanto as lacunas seguirão caminho inverso, o que gera uma corrente de porta transitória. Uma corrente de porta é gerada pelos pares que são criados nesta região.

No filme de silício ativo, se for considerado o transistor canal N como exemplo, sendo este polarizado com V_D maior do que V_S (mais positivo), primeiro haverá a recombinação destas cargas, e os elétrons remanescentes do processo de recombinação serão coletados pelo campo elétrico do dreno, enquanto as lacunas seguirão rumo à fonte. Este movimento gera uma corrente de dreno I_{DS} transitória.

No óxido enterrado, os pares gerados serão coletados da mesma forma que os do óxido de porta, sendo que os elétrons são atraídos pelo campo elétrico do dreno e as lacunas repelidas para a fonte ou substrato (ambos com potencial menor do que o dreno).

No substrato, os pares gerados se recombinarão, e o saldo remanescente de elétrons tenderá a se acumular na interface entre o substrato e óxido enterrado, atraídos pelo campo elétrico do dreno, mas não haverá corrente, uma vez que o óxido é dielétrico. Com a incidência de uma partícula isolada, este efeito é desprezível com relação ao aumento do potencial de substrato. Com a incidência contínua de doses suficientes de radiação, este tópico se torna uma preocupação dos estudos de dose ionizante total, ou TID (do inglês *Total Ionizing Dose*).

No caso do transistor convencional, há o efeito *funneling* [4], ilustrado na figura 3.5, que é uma distorção do canal formado, quando este se estende ao longo da trajetória da partícula. Até que o canal volte à sua forma original, devida somente à polarização do dispositivo, há um processo de recombinação, e o saldo de cargas cria uma corrente, de elétrons que vão para o potencial mais positivo e as lacunas no sentido inverso.

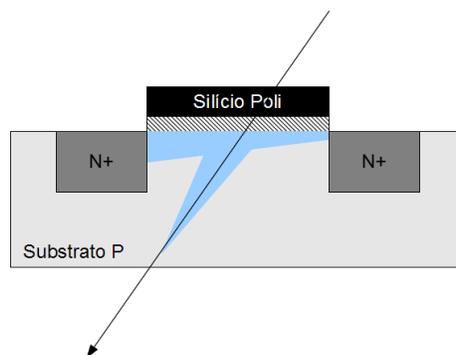


Figura 3.5 – Efeito “funneling” devido à incidência de uma partícula sobre o transistor nMOS convencional (bulk). Reprodução. Fonte: [4]

No transistor FDSOI, o efeito *funneling* ocorre. Isso se deve ao fato de a região ativa, totalmente depletada, sofrer apenas um aumento no número de portadores livres, mas sem distorção do formato do canal. Há um aumento transitório na corrente do dispositivo, após o processo de recombinação dos pares gerados, mas em intensidade menor do que em um dispositivo *Bulk* equivalente, conforme ilustrado na figura 3.6 [4].

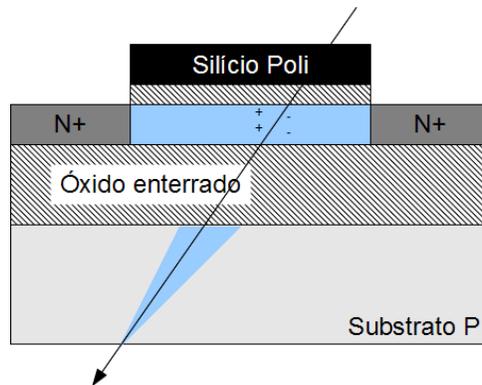


Figura 3.6 – No transistor SOI totalmente depletado, não ocorre o efeito *funneling* na parte ativa do dispositivo. Reprodução. Fonte: [4]

3.8 Efeitos de Evento Único (*Single Event Effects - SEEs*)

Quando a área sensível de um dispositivo eletrônico sofre a incidência de prótons, nêutrons, partículas alfa ou outros íons pesados, podem ocorrer efeitos permanentes ou transitórios. Há dois tipos de análise a se fazer sobre estes efeitos: dose total de ionização (*total ionizing dose – TID*) [18, 23] ou efeitos causados por uma única partícula (*single event effects – SEE*) [6, 7, 10, 19, 21]. O foco deste trabalho são os efeitos causados por partículas isoladas, e não por dose total, portanto serão tratados os *SEEs*, mas não *TID*.

A ocorrência de *SEE* foi prevista em 1962, sendo que o primeiro relatório apresentando registros sobre a ocorrência deste fenômeno aconteceu no evento NSREC (*Nuclear and Space Radiation Effects Conference*) em 1975 [21].

3.8.1 *Single-Event Upset*

O *Single-Event Upset* (SEU), ou mudança de estado por efeito único, é a inversão de estado lógico de um ou mais nós de um circuito. Este fenômeno atinge a qualidade dos dados em memórias estáticas e dinâmicas, causando a inversão dos bits localizados na região atingida. O trabalho de Binder *et al.* [21] se refere justamente à ocorrência de SEUs em arranjos memórias digitais que tiveram seus estados lógicos invertidos. O fato importante é de que os dados apresentados foram extraídos de medições experimentais, o que valida alguns dos modelos de predição de ocorrência de SEUs.

3.8.2 *Single-Event Latchup*

O *Single-Event Latchup* (SEL) é o disparo do tiristor parasitário que existe nos transistores MOS graças a junção p-n-p-n resultante quando se criam poços para produzir transistores, por exemplo, canal N, em um substrato também tipo N. Neste caso é necessário criar um poço do tipo P no qual serão colocados dreno e fonte do transistor tipo N.

O SEL é uma falha transistória, porém como trata-se de um disparo de tiristor, caso haja a polarização necessária para mantê-lo ativo, a falha somente cessará quando esta polarização for retirada ou o circuito sofrer um processo de atualização, ou *refresh*.

3.8.3 *Single-Event Burnout*

O *Single-Event Burnout* (SEB) é uma falha permanente, caracterizada pelo aumento abrupto da corrente entre dreno e fonte do transistor atingido. Este aumento de corrente é tal que o aquecimento provoca realmente a queima do dispositivo. Trata-se de uma falha do tipo *hard error*.

3.8.4 *Single-Event Gate Rupture*

O *Single-Event Gate Rupture* (SEGR) é a ruptura do óxido de porta devido à energia muito alta da partícula incidente. É um defeito permanente, que não possui solução, a não ser a substituição do circuito danificado, seja desviando as operações para um circuito redundante, ou executando uma operação de reparo. O SEGR é uma

preocupação em aplicações aeroespaciais, onde não é possível ou viável a execução de reparos durante a missão do dispositivo.

3.8.5 *Single-Event Transient*

O efeito transitório causado pela incidência de íons pesados no dispositivo é denominado *Single-Event Transient* (SET). Trata-se da perturbação causada na operação do dispositivo, e geralmente tem duração da ordem de picossegundos. Geralmente o SET não é objeto de preocupação no projeto dos circuitos devido à baixa probabilidade de afetar a qualidade da operação de um circuito, seja digital ou analógico, devido à sua curta duração. O SET é mais importante na operação de circuitos digitais, pois o período de *clock* dos dispositivos mais modernos se aproxima cada vez mais da duração destes eventos.

3.8.6 *Single-Event Rate*

Single-Event Rate (SER) é a taxa de ocorrência de SEE. É um valor utilizado por fabricantes de circuitos integrados para expressar a confiabilidade de seus produtos. É expresso em ocorrências por unidade de tempo, por exemplo, ocorrência por bit por segundo.

3.9 Dose Ionizante Total (*TID*)

Embora não seja o foco deste trabalho, cabe definir o conceito de dose ionizante total, que é a consequência da exposição continuada à radiação. Muitas medições foram realizadas, visando medir as doses toleráveis a cada sistema, seja instrumentos eletrônicos de navegação, ou a tripulação de uma aeronave, ou espaçonave. É um efeito cumulativo dos efeitos estudados no presente trabalho.

No caso de transistores SOI, ao sofrer incidência de um número suficiente de partículas, pode haver um acúmulo de cargas no substrato, o que leva, por exemplo, ao deslocamento da tensão de limiar do dispositivo. Este é o tipo de estudo de dose ionizante total.

4 CONFIABILIDADE

Os componentes e sistemas modernos precisam atender cada vez mais às demandas ditadas pelo mercado ou pelos clientes, e isso inclui segurança, confiabilidade, volume, peso, entre outras características. Deve ser garantida a confiabilidade dos projetos, sempre levando em consideração o compromisso entre necessidade de recursos, tolerância a falhas e recursos disponíveis [11].

Confiabilidade é uma característica que faz parte de qualquer componente ou sistema, de qualquer natureza, seja um único transistor de um circuito integrado, ou mesmo um ser humano. Existem interpretações subjetivas para o termo, mas no ramo da engenharia há normas e procedimentos, inclusive com relação às definições correlatas, como os diversos tipos de falhas que podem atingir um componente ou sistema.

A definição formal de confiabilidade é a “capacidade de um item desempenhar uma função requerida, sob condições especificadas, durante um intervalo de tempo específico” [11, 25, 26].

A engenharia de confiabilidade é um ramo que faz vasta utilização da estatística para produzir modelos matemáticos que permitam prever a probabilidade de falha de um determinado item, em um dado ambiente, dentro de um intervalo de tempo determinado. Como qualquer outro assunto da estatística, os modelos serão mais fiéis à realidade conforme se dispõe de mais dados experimentais históricos.

Todo componente ou sistema sofrerá uma falha em determinado instante de sua vida útil, pois a falha é um fenômeno inevitável [26]. O estudo da confiabilidade permite entender como, quando e porque as falhas ocorrem, permitindo o uso de ferramentas estatísticas para adotar contramedidas e evitar, ou minimizar os impactos da ocorrência de uma falha, já que ela torna possível que se tenha uma base temporal da distribuição de probabilidades da ocorrência de uma falha.

O projeto de qualquer componente ou sistema deve sempre começar tendo em vista a não utilização de redundância, enquanto possível [5].

A confiabilidade de um produto qualquer segue uma tendência em função do tempo de operação, conhecida como “curva da banheira”, devido ao seu formato, conforme fig. 4.1.

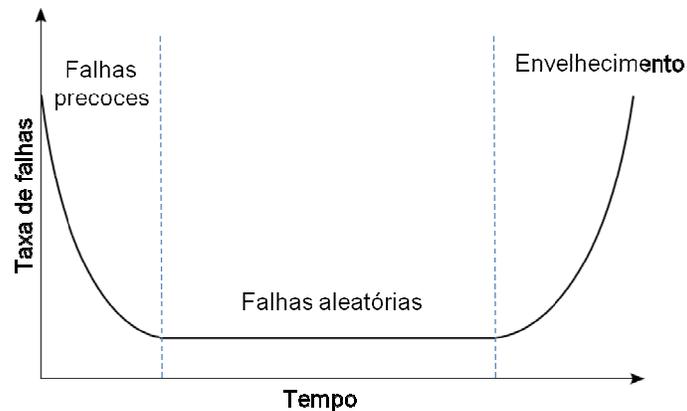


Figura 4.1 - Curva da “banheira”. Adaptação. Fonte: [26]

Existem três regiões importantes nesta curva. A primeira é a fase de falhas precoces, caracterizada por uma taxa que decresce rapidamente, e onde as falhas que acontecem geralmente se devem a defeitos de fabricação. Existem técnicas, como o controle de qualidade, árvore de falhas, FMEA (análise de modos e efeitos de falhas), entre outras [5, 26, 27], que permitem segregar e descartar produtos que possam apresentar falhas neste período. Pode-se assim garantir uma taxa de falhas ainda menor na aplicação final. Nos circuitos integrados isso pode ser feito através da técnica chamada *burn-in* [27], que consiste em aplicar uma carga de stress, que pode ser térmico, ou elétrico, para localizar os dispositivos que falharão precocemente e descartá-los antes de chegarem à aplicação final.

A segunda região da curva é a fase de falhas aleatórias. Neste período a falha pode acontecer a qualquer momento, ou seja, a taxa de falhas é um valor constante, e é um período longo para dispositivos eletrônicos. Esta fase da vida do dispositivo é o foco deste trabalho.

Já a terceira região da curva representa a degradação pelo envelhecimento. Esta região é mais representativa para componentes mecânicos, cujo desgaste é uma variável inerente à sua forma de operação. Os componentes eletrônicos, em condições normais, não atingem a falha de envelhecimento antes de ficarem obsoletos. São substituídos por novas gerações de componentes antes que envelheçam do ponto de vista da confiabilidade.

O estudo da confiabilidade permite que sejam projetadas proteções e/ou redundâncias que estendam a região da vida útil do produto onde a taxa de falhas é constante.

Modernas aeronaves, por exemplo, possuem equipamentos redundantes, utilizando-se também de topologias e/ou tecnologias diferentes para cada um, pois é uma forma de evitar o risco de ocorrência da mesma falha nos dois sistemas. Outro exemplo onde a segurança e integridade de pessoas deve ser garantida, e uma falha crítica pode ter proporções desastrosas, é o controle de uma usina nuclear. Neste caso, a redundância é complementada com sistemas votadores, em que um número mínimo de circuitos de monitoramento e controle deve estar funcionando. Em um sistema votador por maioria de três, por exemplo, a informação confiável será aquela que for idêntica para, no mínimo, dois sistemas. Caso as três informações sejam diferentes entre si, imediatamente o sistema é considerado em estado de falha, e contramedidas são acionadas para garantir a segurança do sistema.

4.1 Falhas

A norma NBR 5462/1994 [25] define falha como “término da capacidade de um item desempenhar a função requerida”. A falha é um evento, seguido de uma pane. A norma tipifica as falhas da seguinte forma:

- a) Falha crítica: é aquela que “resultará em condições perigosas ou inseguras para pessoas, danos materiais significativos ou consequências inaceitáveis”;
- b) Falha não-crítica: é aquela que não se enquadra na descrição anterior;
- c) Falha de projeto: devida ao projeto inadequado;
- d) Falha aleatória: é aquela cujo mecanismo faz com que seu “instante de ocorrência se torne imprevisível”;
- e) Falha por deterioração: resultante de mecanismos de deterioração inerentes ao item;
- f) Falha catastrófica: é a falha repentina que compromete por completo a capacidade de um item desempenhar sua função;
- g) Falha primária: pertinente somente ao próprio item, sem ser causada por agente externo;
- h) Falha secundária: causada direta ou indiretamente por falha de outro item.

4.1.1 Falhas causadas por efeitos de eventos únicos (SEEs) em transistores

Os transistores podem sofrer falhas de dois tipos primários quando se trata de efeitos de evento único - SEEs - causados por radiação:

- a) Falhas destrutivas - *hard errors*: quando componente ou sistema se torna inoperante de forma irreversível e irreparável;
- b) Falhas não destrutivas - *soft errors*: quando a falha é reversível espontaneamente ou com o auxílio de algum procedimento como atualização de estado.

4.2 Modelos de sistemas para confiabilidade

De acordo com a forma como os componentes dependem uns dos outros para o correto funcionamento de um sistema como um todo, é possível modelar as partes como associações do tipo paralelas (redundantes) ou em série (dependentes). Para cada um destes casos, tem-se uma resultante de confiabilidade diferente, conforme descrito a seguir:

- a) Sistema em série: neste sistema, a confiabilidade será dependente do “elo” mais fraco, pois todos os componentes da associação precisam estar em operação para que o sistema esteja operante, conforme figura 4.2.

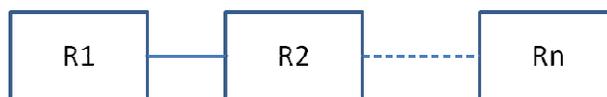


Figura 4.2 – Sistema associado em série (dependência)

A confiabilidade equivalente do sistema em série (dependente) é dada por:

$$R_{série} = R1 \cdot R2 \cdot \dots \cdot Rn = \prod_{i=1}^n Rn \quad (4.1)$$

- b) Sistema em paralelo: neste caso, a redundância faz com que a confiabilidade do sistema seja maior, pois na ocorrência de falha em um subsistema, o outro assume o seu lugar, mantendo o sistema em funcionamento, mesmo que em uma condição de falha presente, conforme ilustrado na figura 4.3.

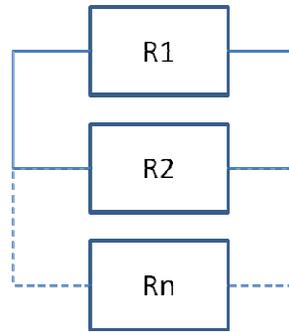


Figura 4.3 – Sistema associado em paralelo (redundância)

A confiabilidade equivalente do sistema em paralelo (redundante) é dada por:

$$R_{paralelo} = 1 - (1 - R1) \cdot (1 - R2) \cdot \dots \cdot (1 - Rn) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - Ri) \quad (4.2)$$

4.2.1 Modelo de Markov

Um dos modelos que é utilizado com frequência no estudo de confiabilidade de hardware e software, bem como em diversas outras áreas onde é necessário um modelo probabilístico, baseado em variáveis aleatórias, é o modelo de Markov [11], que tem seu nome atribuído ao matemático russo Andrei A. Markov.

A principal característica de um processo markoviano, é a dependência apenas do estado presente para que se tenha as probabilidades de transição para os estados futuros possíveis. É chamado de modelo “sem memória” [11]. Dada uma coleção de variáveis aleatórias $X = \{X(t_0), X(t_1), X(t_2), \dots, X(t_n)\}$, o processo markoviano é descrito por:

$$P[X(t_{k+1}) \leq x_{k+1} | X(t_k) = x_k, X(t_{k-1}) = x_{k-1}, \dots, X(t_0) = x_0] = P[X(t_{k+1}) \leq x_{k+1} | X(t_k) = x_k] \quad (4.3)$$

onde está expresso que a evolução para um estado futuro depende apenas do estado atual.

Tanto os estados quanto os parâmetros do processo markoviano podem ser enumeráveis (discretos), ou não enumeráveis (contínuos). Como exemplos de estados contínuos temos: nível de reservatório de uma usina hidrelétrica, temperatura de um forno, índices pluviométricos, etc. Já no caso de estados enumeráveis, temos a quantidade de clientes em uma fila de banco, os dados armazenados em um circuito de memória, etc.

Já com relação ao parâmetro, segue o mesmo raciocínio das variáveis quanto à definição entre discreto ou contínuo.

Dado o exposto nos parágrafos anteriores, podemos ter quatro tipos de cadeias ou processos de Markov, conforme tabela 4.1, sendo processos os casos de tempo contínuo e cadeias os casos de tempo discreto [11].

Tabela 4.1 - Classificação dos modelos de Markov.

Estado X(t)	Parâmetro t	Exemplo
Discreto	Discreto	Quantidade de dados processados por ciclo de máquina de um processador.
Discreto	Contínuo	Quantidade de clientes em uma fila de banco em um determinado instante.
Contínuo	Discreto	Índice pluviométrico mensal em uma localidade qualquer.
Contínuo	Contínuo	Nível de um reservatório de uma usina em um determinado instante.

Fonte: [11]

Um exemplo básico que pode ser usado para cadeias de Markov é o lançamento de uma moeda não viciada. O resultado do próximo lançamento não depende dos lançamentos anteriores, o que caracteriza um processo markoviano. Supondo que faremos 10 lançamentos, temos o parâmetro “número de lançamentos” enumerável, portanto discreto, e os estados - cara e coroa - também são enumeráveis, portanto temos estados discretos. Neste caso, conforme a tabela 4.1, apresentada anteriormente, temos no lançamento de moeda um processo markoviano de estado discreto e parâmetro discreto.

Podemos representar o processo como diagrama de estados, onde temos os estados representados pelos círculos, e os arcos de transição com as respectivas probabilidades. O diagrama da figura 4.4 poderia ser escrito de forma matricial conforme exposto a seguir, onde $i=j=1$ equivale a K e $i=j=2$ equivale a C.

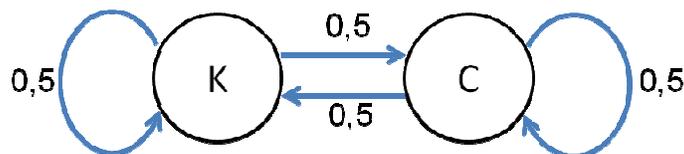


Figura 4.4 - Exemplo de diagrama de estados para o lançamento de moedas, como exemplo de cadeia markoviana (tempo discreto)

O mesmo caso representado na figura 4.4 pode ser exposto de forma matricial, onde cada linha representa as probabilidades de transição P_{ij} .

$$P_{ij} = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Com a matriz de transição, basta que tenhamos um vetor de estado inicial, para estimarmos a probabilidade de atingir um determinado estado em um determinado número de ciclos (no caso do exemplo).

4.3 Índices de confiabilidade

No estudo de confiabilidade, existem algumas métricas:

- a) Taxa de falhas (λ): número de unidades de uma população de produtos apresentando falhas, por unidade de tempo;
- b) MTBF (*Mean Time Between Failures*): tempo médio entre falhas, indica o tempo que o sistema opera desde a ocorrência de uma falha até a ocorrência da falha seguinte. É um valor importante para planejamento de manutenções preventivas, e é obtido a partir de dados históricos do sistema em questão;
- c) MTTF (*Mean Time to Failure*): tempo médio até a falha, indica o tempo em que o sistema opera até a ocorrência de uma falha. Neste caso considera-se somente o período em que o sistema esteve em operação;
- d) MTTR (*Mean Time to Repair*): tempo médio para o reparo, indica o tempo em que o sistema fica indisponível para a realização de reparos (quando estes são possíveis);
- e) FIT (*Failure in Time*): é uma métrica específica para dispositivos e sistemas eletrônicos, e indica uma falha a cada 10^9 horas de operação, ou seja, 114 mil anos.

4.4 Exemplo de estudo de confiabilidade

Para exemplificar o estudo de confiabilidade, considere-se um lote de um determinado produto. Este produto recebe atenção especial por estar ligado ao sistema de segurança de máquinas industriais (caso fictício para exemplificação).

Retiram-se amostras aleatórias, de diversos lotes da produção, no nosso exemplo, 10 amostras, cujo número foi escolhido proporcionalmente ao volume de produção.

O estudo pode ser realizado em laboratório, com a reprodução do ambiente em que o produto será usado, ou em campo, instalando-se as amostras em máquinas, como sistema auxiliar, e acompanhando seu comportamento. O interesse deste estudo é justamente verificar quantas destas amostras falharão, e em quanto tempo isso acontecerá.

Os dados são então tabulados, onde deve constar quantas unidades de tempo (horas, dias, meses, etc.), cada amostra funcionou até falhar. Um exemplo pode ser visto na figura 4.5.

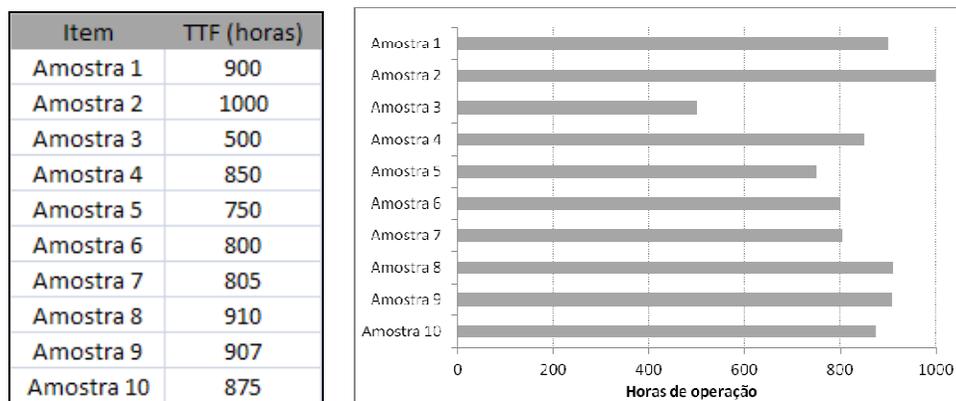


Figura 4.5 – Resultado do ensaio amostral das peças do exemplo. Fonte: simulação.

Para o exemplo anterior, pode ser usada a distribuição exponencial, a título de exemplo, já que é um item eletromecânico, que sofre deterioração com o tempo de uso. Temos o valor de MTTF igual à média aritmética dos valores TTF (tempo até a falha), de valor 829,7 horas.

Para esta distribuição, dado que a ocorrência de falhas é aleatória no período considerado para o ensaio, o que significa taxa de falhas constante, temos a função confiabilidade expressa de forma exponencial, como na equação 4.5.

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (4.5)$$

onde λ é a taxa de falhas, e t é o inverso de MTTF (tempo médio até a falha) dado pela equação 4.6.

$$\lambda = \frac{1}{MTTF} \quad (4.6)$$

Assim, a probabilidade de o item falhar é dada pelo complemento da função confiabilidade, conforme equação 4.7.

$$F(t) = Q(t) = 1 - R(t) = 1 - e^{-\frac{t}{MTTF}} \quad (4.7)$$

É possível visualizar a evolução da probabilidade de sucesso ou falha graficamente, na figura 4.6. Esta figura demonstra que para uma missão de 800 horas, a confiabilidade do dispositivo em questão é de aproximadamente 20%, ou seja, há uma probabilidade de 80% de falha. Isso tornaria inviável para critérios mais brandos de missão, demonstrando uma necessidade de melhoria na confiabilidade deste produto. Caso a missão fosse de 200 horas, a confiabilidade seria de aproximadamente 65%, ou seja, 35% de probabilidade de falha, o que seria aceitável dependendo do critério do cliente.

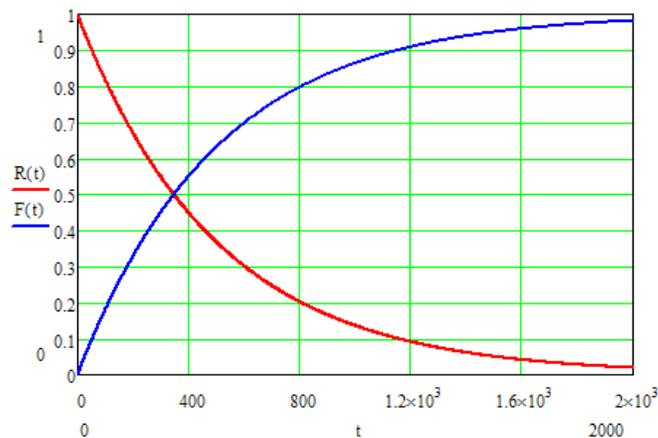


Figura 4.6 - Evolução das probabilidades de falha $F(t)$ e de sucesso de um item $R(t)$, em função das horas em operação.

Para dispositivos eletrônicos, o valor de confiabilidade para uma dada missão de um satélite, para que seja economicamente viável, é de 80% [5].

5 SIMULAÇÕES DE SEE E MODELO PROPOSTO

Os efeitos de evento único estudados neste trabalho foram simulados em computador, com modelos tridimensionais, com uso do software SILVACO Atlas.

5.1 Simulador Silvaco ATLAS

Para as simulações apresentadas neste trabalho, foi utilizado o simulador de dispositivos Silvaco ATLAS. Além da modelagem do dispositivo em três dimensões, este simulador oferece a simulação do Efeito de Evento Único (SEE, do inglês *Single-Event Effect*) através de alguns parâmetros, que são [29]:

- a) Ponto de entrada da partícula (x_0, y_0, z_0);
- b) Ponto de saída da partícula (x_1, y_1, z_1);
- c) Deposição linear de carga, em $\text{pC}/\mu\text{m}$;
- d) Tempo de ionização;
- e) Raio de ação da partícula.

Quando uma partícula penetra um dispositivo, são gerados pares elétrons-lacunas ao longo de sua trajetória. A quantidade de pares gerados está ligada à transferência linear de energia - LET - da partícula. No simulador ATLAS, é usada a relação de que o LET de $1 \text{ MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{mg}$ equivale à deposição de carga de aproximadamente $0,01 \text{ pC}$ a cada μm de trajetória percorrida [4, 29].

5.1.1 Modelos de simulação utilizados

Foram utilizados os modelos apresentados na tabela 5.1, para as simulações de efeitos de evento único, conforme recomendação do desenvolvedor do simulador ATLAS [29].

Tabela 5.1 - Modelos físicos utilizados nas simulações de efeitos de evento único.

Modelo	Descrição
SRH Shockley-Read-Hall	Modelo físico de recombinação, que considera o tempo de vida fixo para os portadores minoritários.
Auger	Modelo físico de geração e recombinação, de transição direta, importante quando há alta concentração de portadores, condição presente logo após a irradiação do dispositivo, quando um grande número de portadores é injetado no dispositivo.
CVT	Modelo de mobilidade de Lombardi, é um modelo físico que considera dopagem, temperatura, e os efeitos de campos elétricos transversais e paralelos no dispositivo.

Fonte: [29]

Nenhum dos modelos do simulador utilizado considera as reações interatômicas do material, como deslocamentos e recuos provocados durante a incidência de um átomo no interior do material. Por isso foram utilizados valores que, de acordo com simulações prévias no software TRIM [6], demonstraram que a partícula produz quantidade relativamente desprezível destes efeitos, ficando sua interação restrita à ionização do material. A figura 5.1 mostra os gráficos da trajetória de um íon de hidrogênio (H) nas camadas equivalentes aos dispositivos simulados neste trabalho. O íon incidiu no alvo com energia inicial de 10 MeV. Isso faz com que sua trajetória pelo alvo possa ser considerada uma reta. A transferência linear de energia não apresenta variação superior a 10% entre Si e SiO₂, com valor médio de aproximadamente 9,5 MeV.cm²/mg,

Nas simulações de SEE apresentadas adiante, foi considerado então o valor de LET = 10 MeV.cm²/mg.

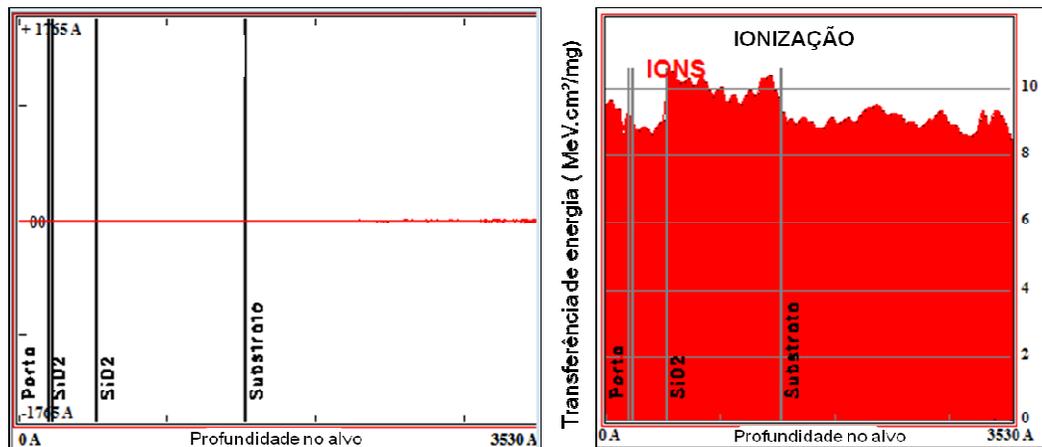


Figura 5.1 – Simulação realizada no software TRIM com as camadas dos dispositivos simulados, para demonstrar que a trajetória de uma partícula do tipo mencionado pode ser considerada uma reta. Fonte:

Foram simuladas 3 configurações de dispositivos, sendo mantido o comprimento total de canal de 500nm, dividido em duas partes nos dispositivos 2 e 3, mas sendo ainda suficientemente longo para desprezar efeitos secundários. As características destes dispositivos estão disponíveis na tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Características dos dispositivos simulados.

Item	Descrição	Características elétricas	Dimensões de canal
Dispositivo 1	Transistor único canal N	$N_A = 5.10^{16} \text{ cm}^{-3}$ $N_D = 1.10^{17} \text{ cm}^{-3}$ $V_T = 0,49 \text{ V}$	$L_{Ch} = 500\text{nm}$ $W_{Ch} = 100 \text{ nm}$ $t_{si} = 30\text{nm}$
Topologia 2	Transistor duplo, canal N, empilhado (dreno 1 ligado à fonte 2), com óxido de separação com 100nm de comprimento	$N_A = 5.10^{16} \text{ cm}^{-3}$ $N_D = 1.10^{17} \text{ cm}^{-3}$ $V_T = 0,54 \text{ V}$	$L_{Ch1} = 250\text{nm}$ $W_{Ch1} = 100\text{nm}$ $L_{Ch2} = 250\text{nm}$ $W_{Ch2} = 100\text{nm}$ $t_{si} = 30\text{nm}$
Topologia 3	Transistor empilhado, canal N, com região central comum (fonte e dreno), ao invés da ligação por contato elétrico.	$N_A = 5.10^{16} \text{ cm}^{-3}$ $N_D = 1.10^{17} \text{ cm}^{-3}$ $V_T = 0,52 \text{ V}$	$L_{Ch1} = 250\text{nm}$ $W_{Ch1} = 100\text{nm}$ $L_{Ch2} = 250\text{nm}$ $W_{Ch2} = 100\text{nm}$ $t_{si} = 30\text{nm}$

Fonte: simulações do cap. 5

5.2 Efeitos da variação do ângulo de incidência de partículas carregadas

Um dos parâmetros analisado nas primeiras simulações de incidência de partículas carregadas no transistor SOI, foi o efeito da variação do ângulo de incidência destas partículas sobre a intensidade da corrente gerada, bem como sobre o valor da carga depositada. Foi modelado o dispositivo ilustrado na figura 5.2, no qual foram realizadas simulações com variação de 90° para os dois lados em relação ao ângulo normal à superfície do dispositivo.

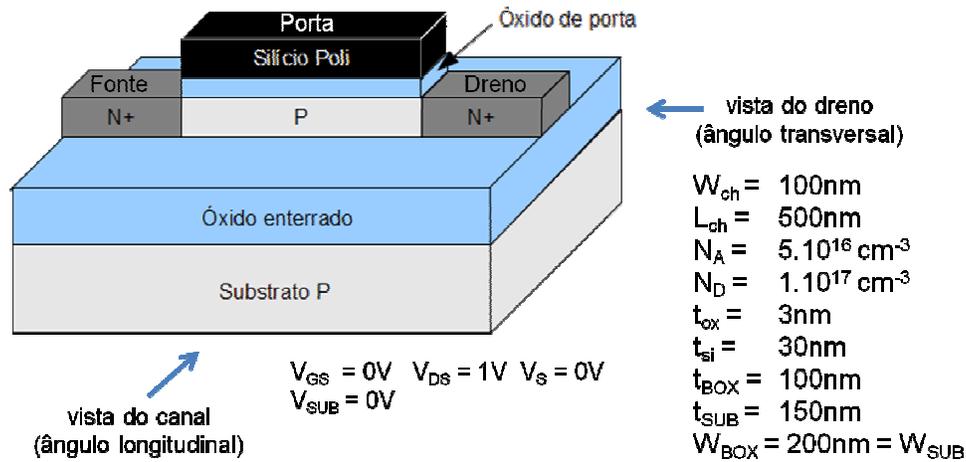


Figura 5.2 - Dispositivo utilizado para simular a variação do ângulo de incidência de partículas.

Para poder determinar um nível de transferência linear de energia que fizesse a partícula percorrer uma trajetória retilínea neste modelo de transistor, foi utilizado o software TRIM conforme exposto na figura 5.1.

Foi adotada uma partícula com $LET = 10 \text{ MeV} \cdot \text{cm}^2/\text{mg}$, e a variação angular de incidência desta partícula foi realizada conforme ilustra a figura 5.3.

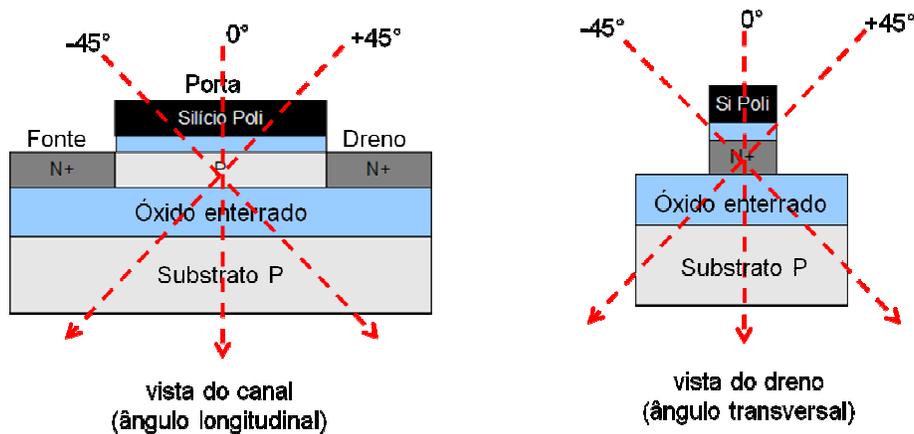


Figura 5.3 – Ilustração da variação angular de incidência da partícula carregada no dispositivo.

Das simulações foram extraídos os gráficos de tempo de transistor ligado (corrente acima daquela estabelecida na tensão de limiar), bem como os picos de corrente e geração de cargas no interior do dispositivo.

A figura 5.4 exibe a variação do tempo em que o transistor permaneceu ligado após a incidência da partícula. Enquanto a variação longitudinal exibiu variação de 53% no tempo de inversão do estado do transistor, no sentido transversal esta variação foi menor, de 2,8%.

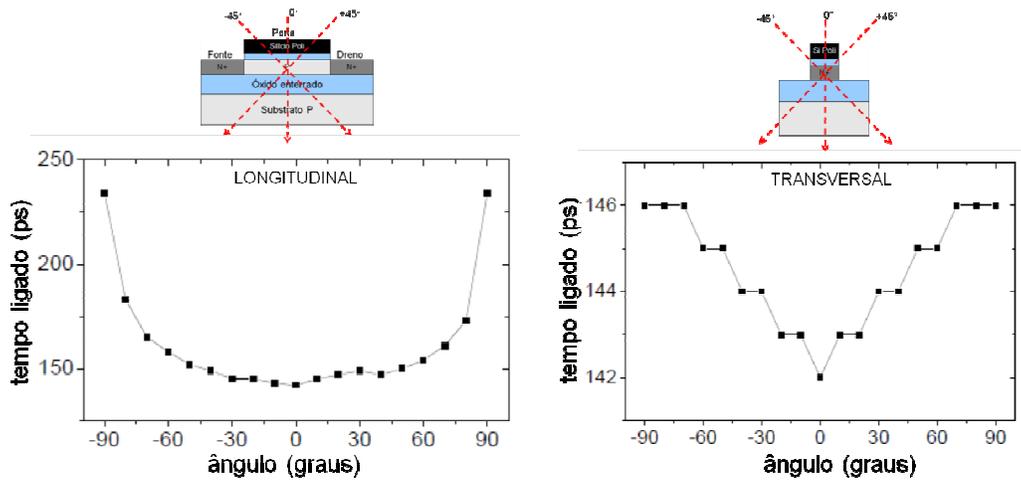


Figura 5.4 – Variação do tempo de transistor ligado em função do ângulo de incidência da partícula

A figura 5.5 mostra a variação do pico de corrente obtido com diferentes ângulos de incidência da partícula carregada. Neste caso, pode-se observar uma assimetria quando o ângulo de incidência faz com que a partícula passe mais próxima ao dreno, pois este, positivamente polarizado, realiza mais rapidamente a coleta das cargas negativas geradas durante a ionização causada pela partícula.

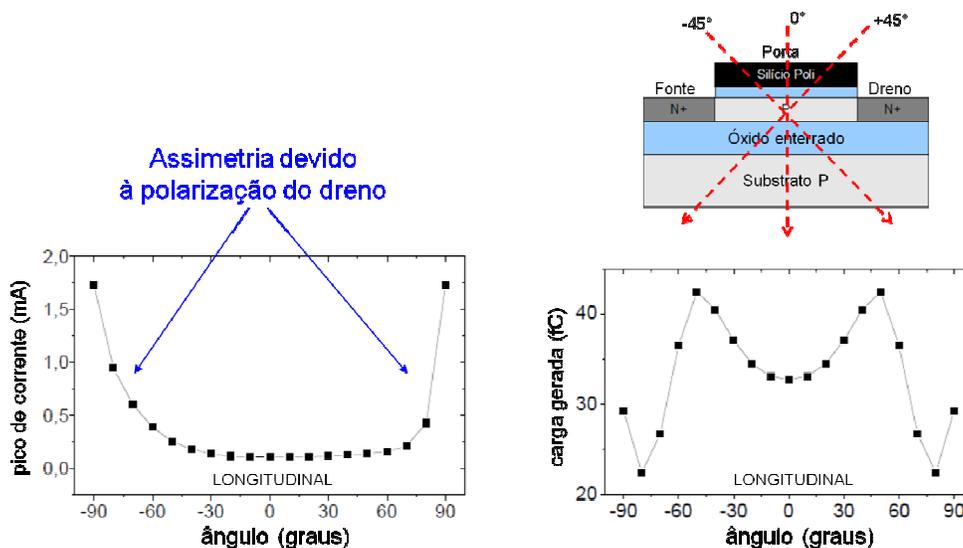


Figura 5.5 – Variação do pico de corrente e carga gerada em função do ângulo de incidência longitudinal da partícula

De forma semelhante à análise realizada para a variação de ângulo no sentido longitudinal do dispositivo, foi realizada a variação do ângulo de incidência no sentido transversal, que apresentou variação proporcional à distância atravessada pela partícula, na região ativa de silício. Neste caso, apesar de o pico de corrente mais alto ocorrer a 60° , a maior deposição de cargas ocorre no ângulo normal à superfície, pois é nesta condição que a partícula percorre o maior comprimento de silício ativo.

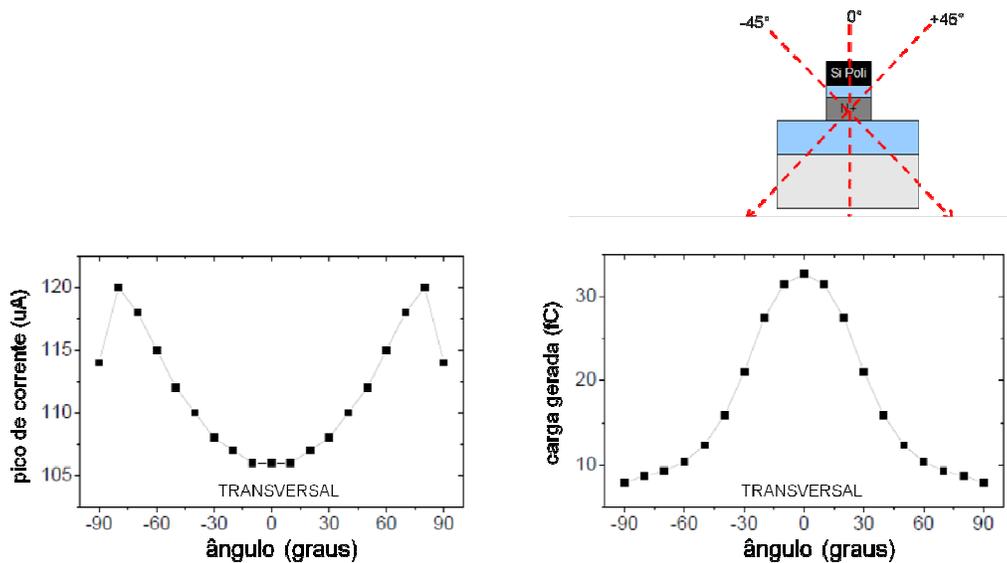


Figura 5.6 – Variação do tempo de transistor ligado em função do ângulo de incidência transversal da partícula

5.3 Topologia 1 - transistor único

A figura 5.7 mostra a primeira topologia simulada, que serviu como base de comparação ao se empilhar dois transistores deste tipo e realizar a incidência de partículas com a mesma transferência linear de energia - LET - e mesmos ângulos. É um dispositivo elementar, que possui canal de 500 nm de comprimento para eliminar efeitos de canal curto.

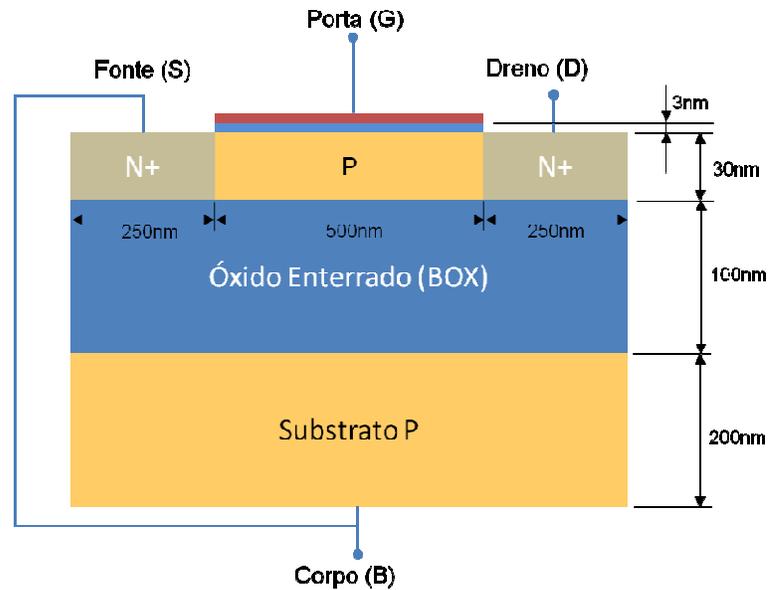


Figura 5.7 – Esquema simplificado da topologia 1, com suas respectivas dimensões, conforme tabela 5.2

A figura 5.8 mostra a estrutura obtida no simulador tridimensional ATLAS, para o dispositivo 1.

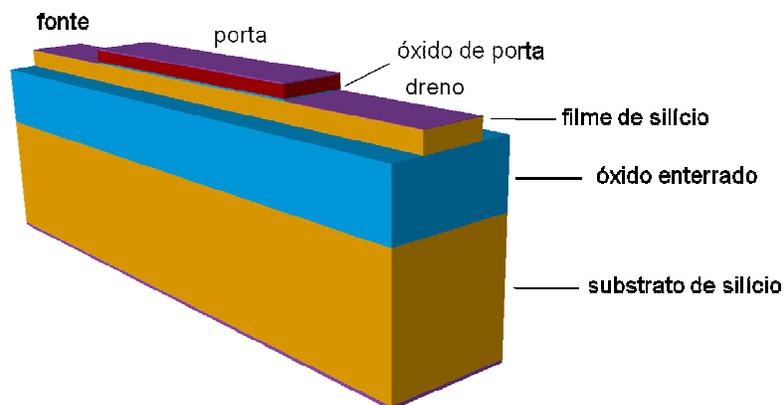


Figura 5.8 - Modelo 3D da topologia 1, gerado no simulador Silvaco ATLAS

O primeiro passo foi levantar as curvas $I_D V_G$ do dispositivo, para conhecer a tensão de limiar. Foi aplicada tensão de dreno $V_D = 10$ mV, substrato e fonte foram mantidos com $V_B = V_S = 0$ V e a tensão de porta V_G sofreu variação de 0 a 1,5 V. A curva obtida está apresentada na figura 5.9.

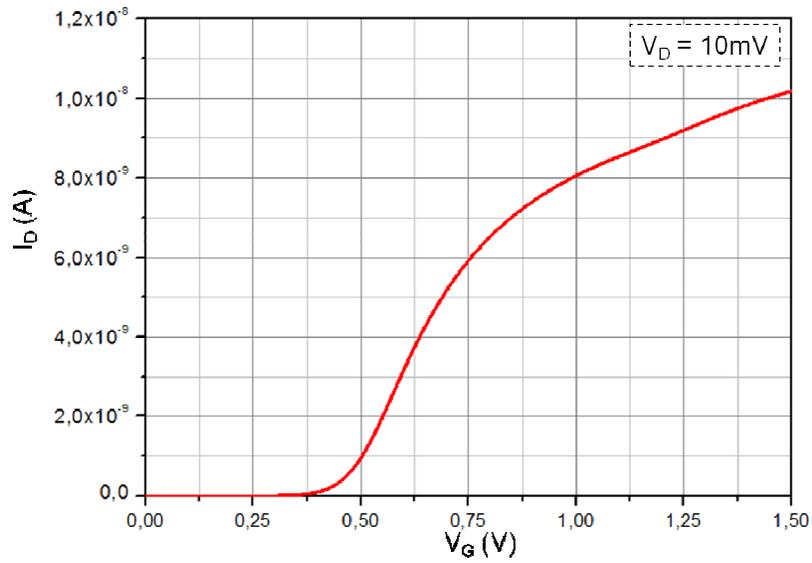


Figura 5.9 – Curva da $I_D V_G$ da topologia 1, com tensão de dreno $V_D = 10 \text{ mV}$

Foi aplicado então o método da derivada de segunda ordem, conforme figura 5.10, para obter o valor da tensão de limiar da topologia 1.

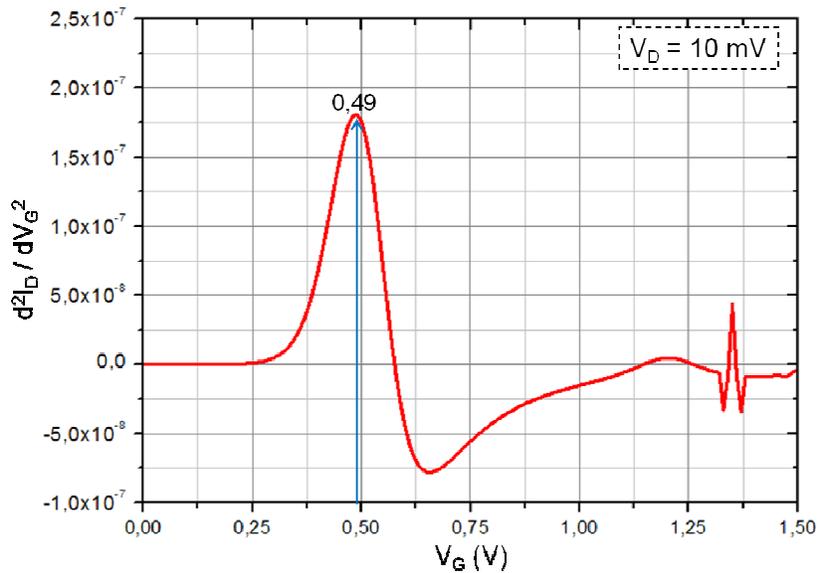


Figura 5.10 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$ da topologia 1, para extração do valor da tensão de limiar V_T

Em seguida, foi aplicada a tensão de operação $V_D = 1,2 \text{ V}$, para se localizar a corrente de dreno na tensão de limiar $V_G = V_T$, que é o valor de corrente usado como referência de que o dispositivo está no estado “ligado”, conforme fig. 5.11.

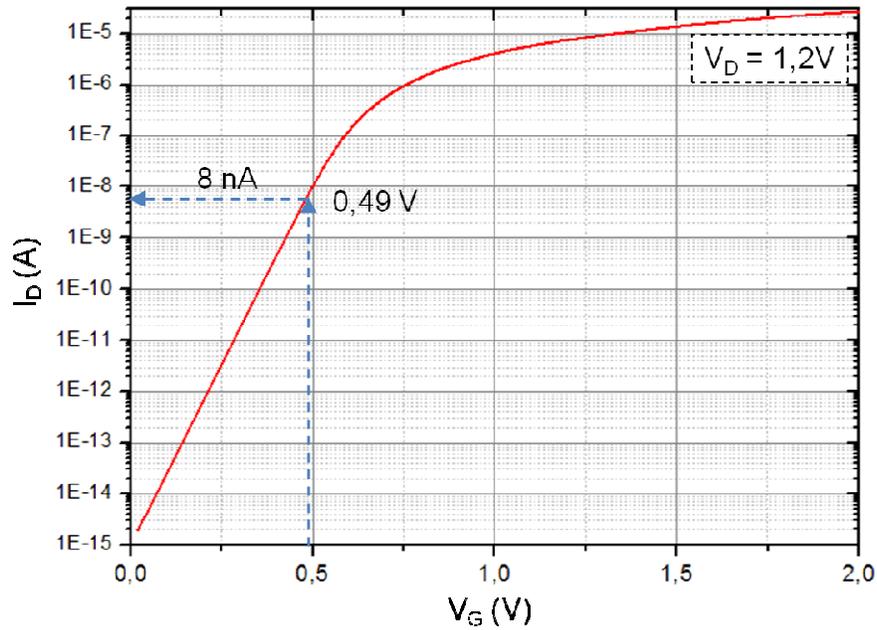


Figura 5.11 - Curva $I_D V_G$ da topologia 1, com a polarização de trabalho $V_D=1,2V$, para localização da corrente de dreno na tensão de limiar.

Com o dispositivo polarizado, foi realizada a simulação de incidência de uma partícula com $LET = 10 \text{ MeV.cm}^2/\text{mg}$ no centro do canal, cuja variação causada na corrente de dreno pode ser observada na figura 5.12. O valor “ t_{on} ” se refere ao tempo em que o dispositivo apresentou corrente superior à obtida na curva da figura 5.6.

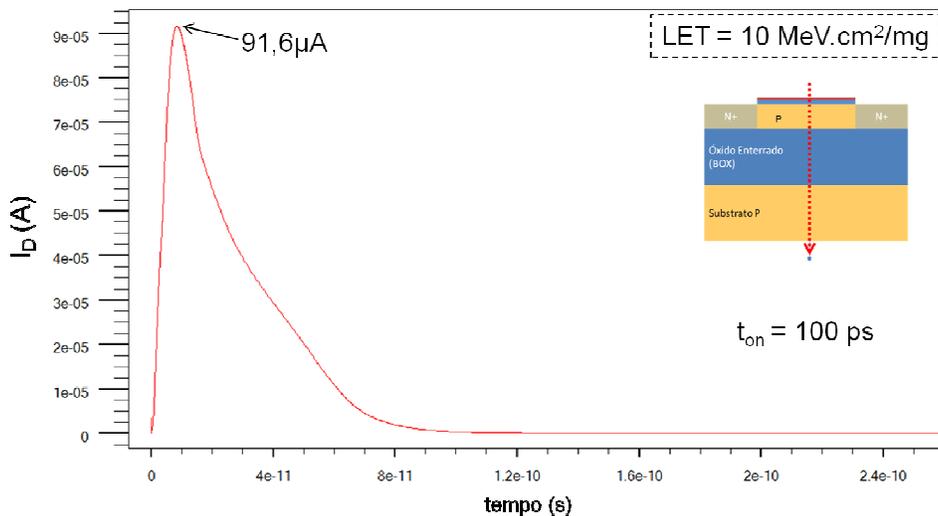


Figura 5.12 - Gráfico da corrente de dreno em função do tempo após a incidência de uma partícula no centro do canal, com $LET = 10 \text{ MeV.cm}^2/\text{mg}$.

Após a incidência da partícula, existem duas fases de geração de corrente elétrica. A primeira é chamada corrente instantânea, e é gerada pela injeção instantânea de um valor alto de portadores no canal, quando comparado à condição normal do dispositivo. Estes portadores são separados e coletados, os elétrons pelo dreno positivamente polarizado, e as lacunas em sentido oposto. Em seguida há uma corrente de difusão, mais lenta que a primeira [4].

Esta deposição de cargas gera, inicialmente, um processo de recombinação, e o saldo de cargas geradas que não se recombina imediatamente, começa a ser coletado de acordo com a intensidade do campo elétrico no dispositivo, e dos potenciais nas regiões de fonte e dreno.

Na figura 5.13 pode-se observar a alteração de potencial na região do canal da topologia 1, que atinge seu pico em 30ps, com um aumento de 1,6 V em relação ao estado inicial. Em 10 ns o transistor está mais próximo do potencial inicial.

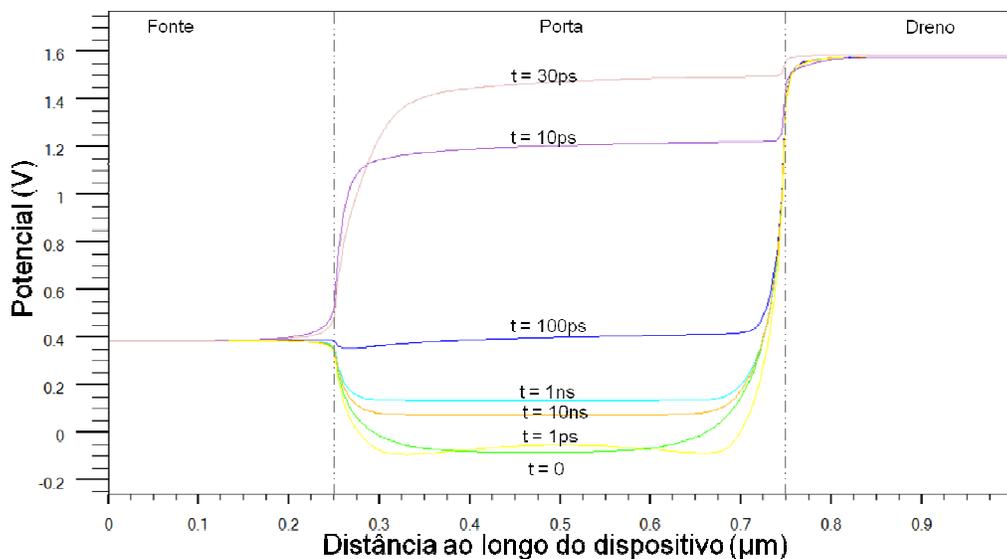


Figura 5.13 - Distribuição do potencial na topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.14 exibe a concentração de elétrons na topologia 1 após a incidência de uma partícula no centro do canal, através da porta. Pode-se observar um aumento abrupto, em 1ps, da concentração de elétrons na região central do canal, que é elevado ao valor de aproximadamente 10^{20} cm^{-3} . Isso é devido à geração instantânea de pares de cargas pela ionização causada pela passagem da partícula energética.

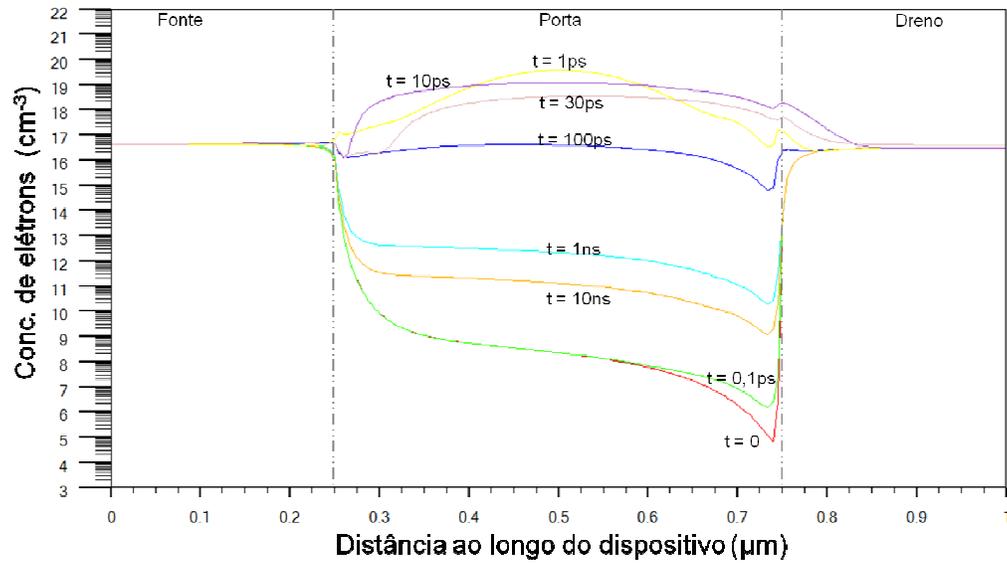


Figura 5.14 - Concentração de elétrons ao longo da topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

Na figura 5.15 pode-se observar que há a elevação da concentração de lacunas com a mesma localização da concentração de elétrons, pois a ionização gera pares de cargas, então há o aumento de concentração dos dois portadores, elétrons e lacunas. A diferença na velocidade da coleta das lacunas se deve à sua menor mobilidade no silício quando comparada à mobilidade dos elétrons.

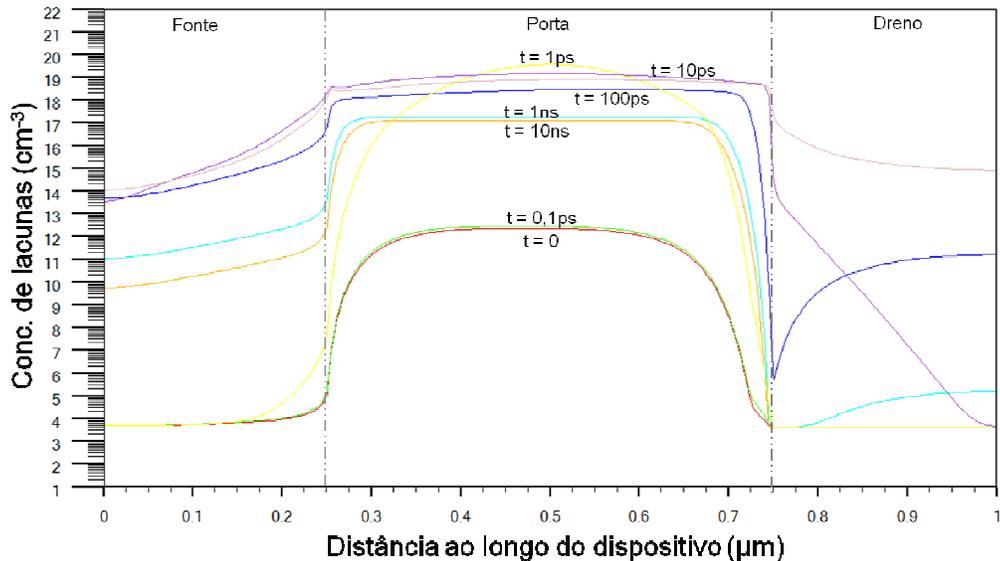


Figura 5.15 - Concentração de lacunas ao longo da topologia 1, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

5.3 Topologia 2 - transistor empilhado com óxido de separação

O segundo dispositivo simulado é uma proposta de configuração que pode substituir um transistor único em um circuito integrado, uma vez ajustadas as suas características elétricas. Trata-se do modelo empilhado [30], em que dois transistores são ligados em série. As portas são interligadas, bem como as regiões de fonte/dreno centrais. Estas regiões centrais são interligadas por contatos elétricos e separadas por 100 nm de óxido, conforme figura 5.16.

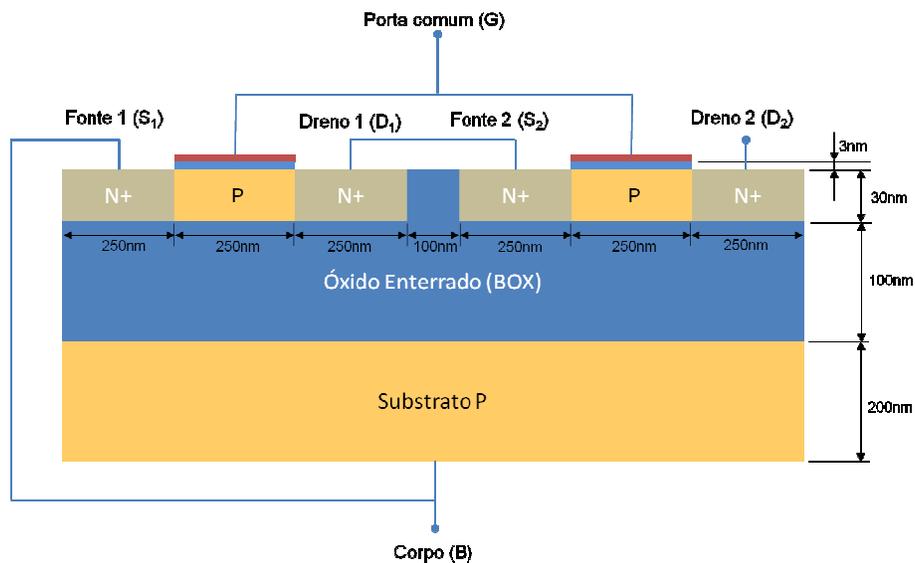


Figura 5.16 - Modelo simplificado da topologia 2, conforme tabela 5.1.

A figura 5.17 é o modelo 3D da topologia 2, simulado no software ATLAS, para mostrar a espessura do dispositivo em relação às demais dimensões.

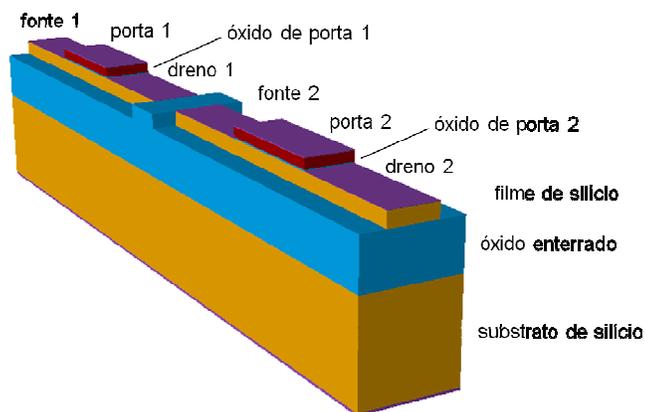


Figura 5.17 - Modelo 3D da topologia 2, geradas no simulador Silvaco ATLAS.

Na figura 5.18 tem-se a curva $I_D V_G$ da topologia 1, utilizada para extração da tensão de limiar.

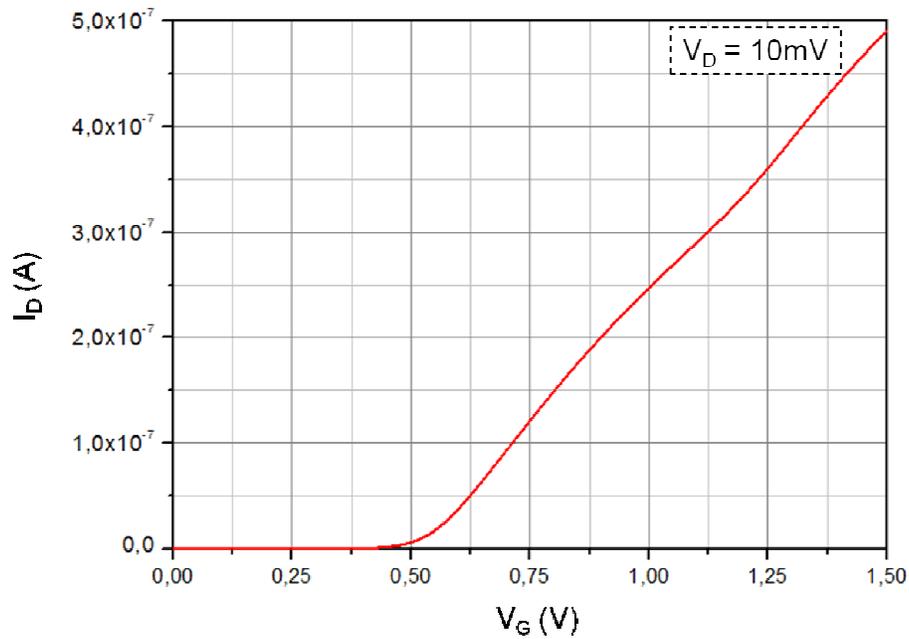


Figura 5.18 - Curva da $I_D V_G$ da topologia 2, com tensão de dreno $V_D = 10 \text{ mV}$.

A figura 5.19 é a derivada de segunda ordem desta curva, utilizando o método exposto em [15].

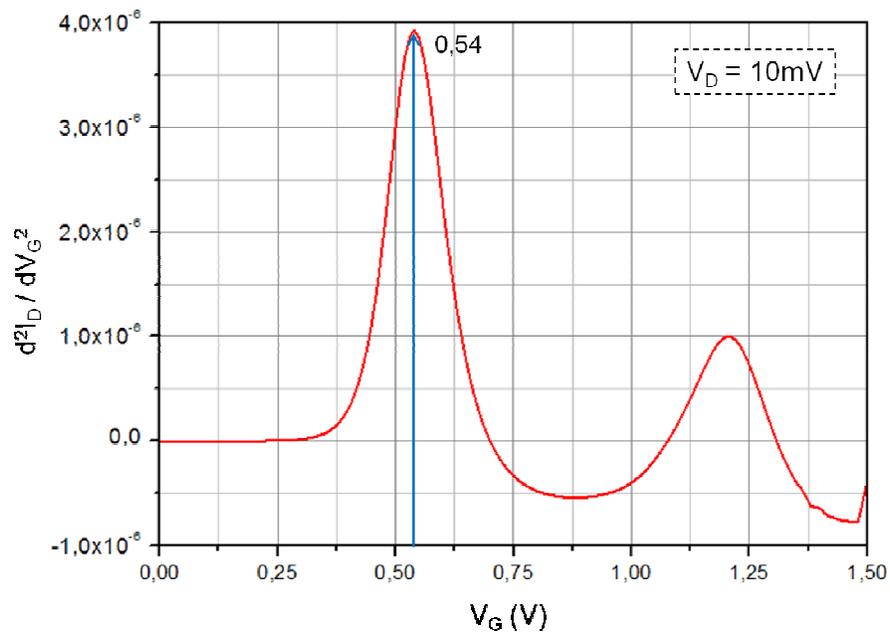


Figura 5.19 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$ da topologia 2, para extração do valor da tensão de limiar V_T .

Na figura 5.20 é apresentado o valor extraído da corrente de dreno para a topologia 1, quando porta está na tensão de limiar, e com 1,2 V aplicados ao dreno.

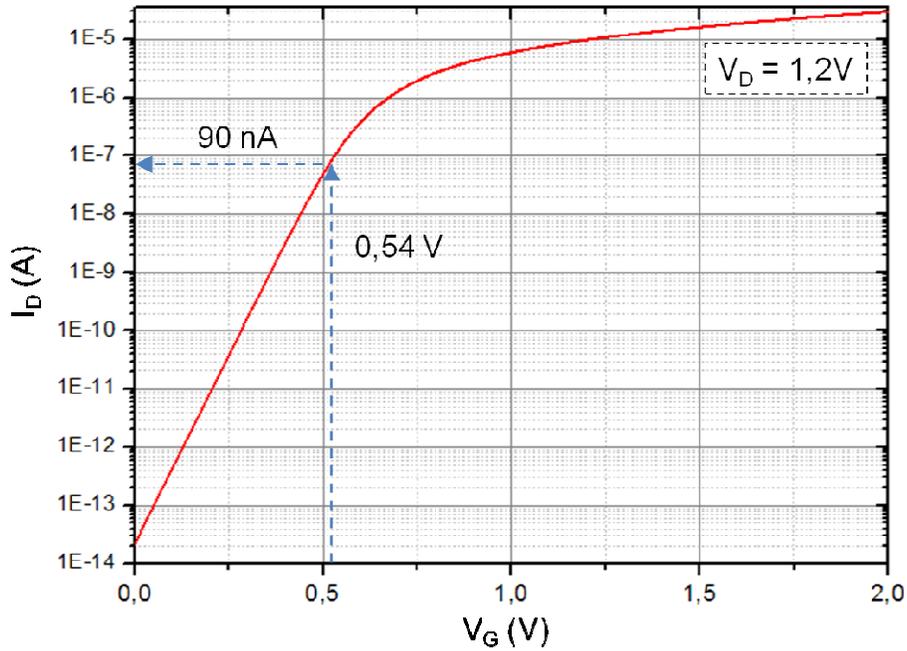


Figura 5.20 - Curva $I_D V_G$ da topologia 2, com a $V_D = 1,2$ V, para se obter a corrente de dreno equivalente ao estado de transistor ligado.

A figura 5.21 mostra a variação da corrente elétrica no dreno do dispositivo quando há incidência de uma partícula no centro da porta 1 da topologia 2. A ocorrência de variação de corrente de dreno é instantânea, menor do que 0,1 ps.

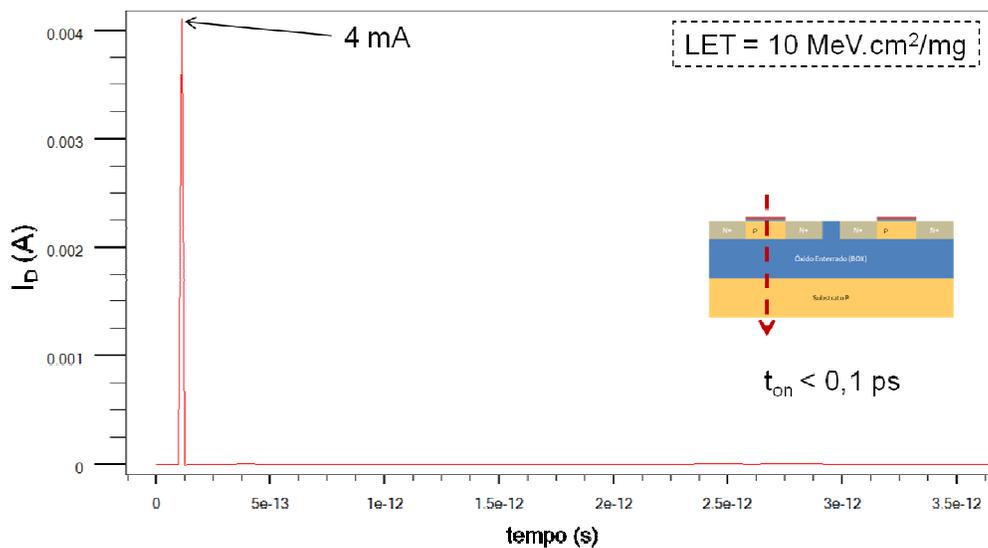


Figura 5.21 - Gráfico da corrente de dreno em função do tempo após a incidência de uma partícula no centro da porta 1, com $LET = 10$ MeV.cm²/mg.

A figura 5.22 mostra o potencial no interior do dispositivo, para vários instantes após a incidência da partícula no canal 1. Há uma variação de 0,5 V no canal 1 no instante $t = 10$ ps, enquanto no canal 2 há uma abrupta e variação de aproximadamente 4,1 V na região próxima do dreno, que cessa em menos de 1 ps.

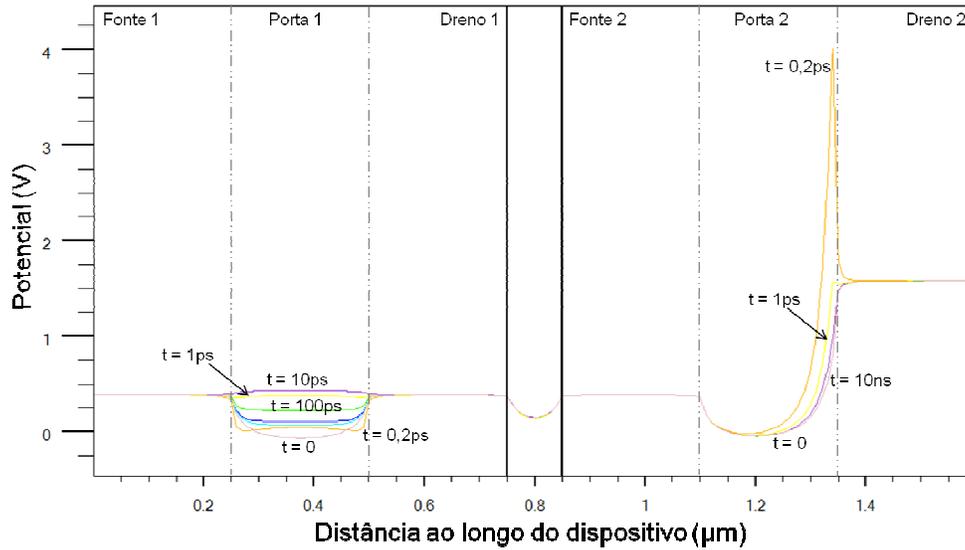


Figura 5.22 - Potencial elétrico no interior da topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.23 mostra a concentração de elétrons nos mesmos instantes para a incidência da partícula no canal 1, em que há uma saturação no instante $t = 1$ ps, enquanto o canal 2 sofre pouca variação.

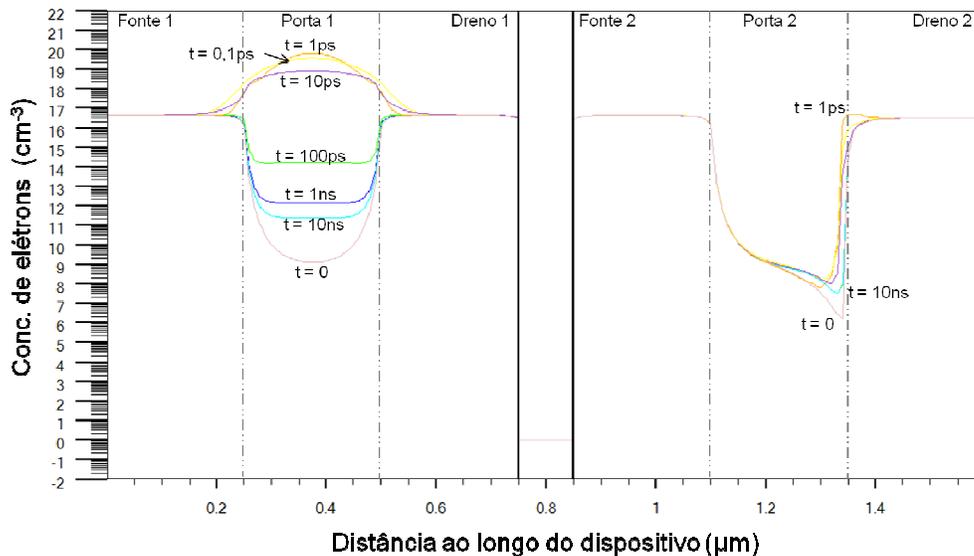


Figura 5.23 - Concentração de elétrons na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.24 mostra a concentração de lacunas para os mesmos instantes e mesma incidência das figuras 5.22 e 5.23. O que se pode observar é que também há saturação deste portador em $t = 0,2$ ps no canal 1, mas sem variação significativa no canal 2.

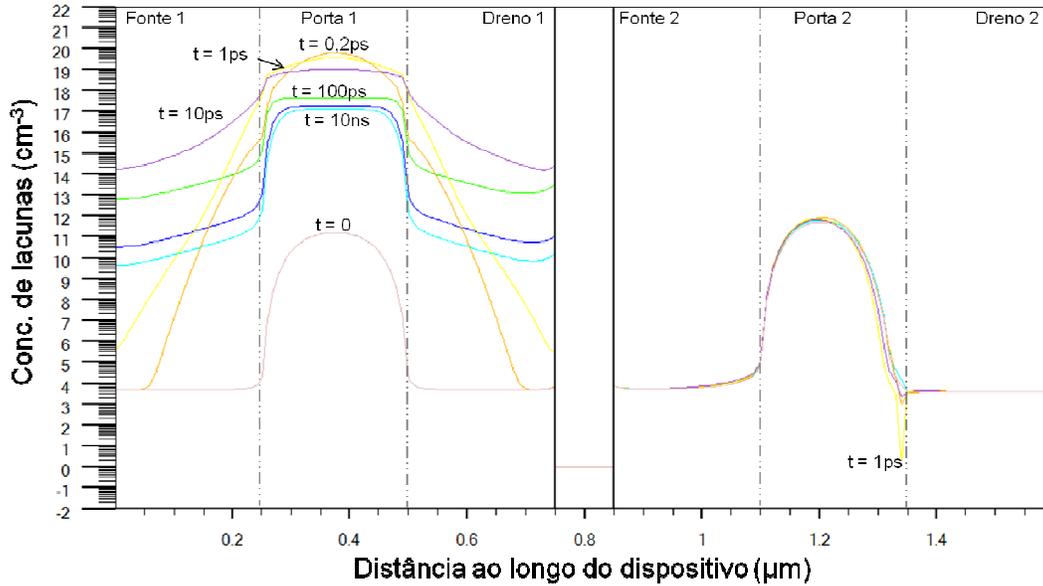


Figura 5.24 - Concentração de lacunas na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

Na figura 5.25 é apresentada a variação da corrente elétrica de dreno da topologia 2, após a incidência de uma partícula no centro da porta 2. A corrente de dreno dura mais do que o caso anterior, por estar mais próximo do dreno positivamente polarizado, onde é realizada a leitura.

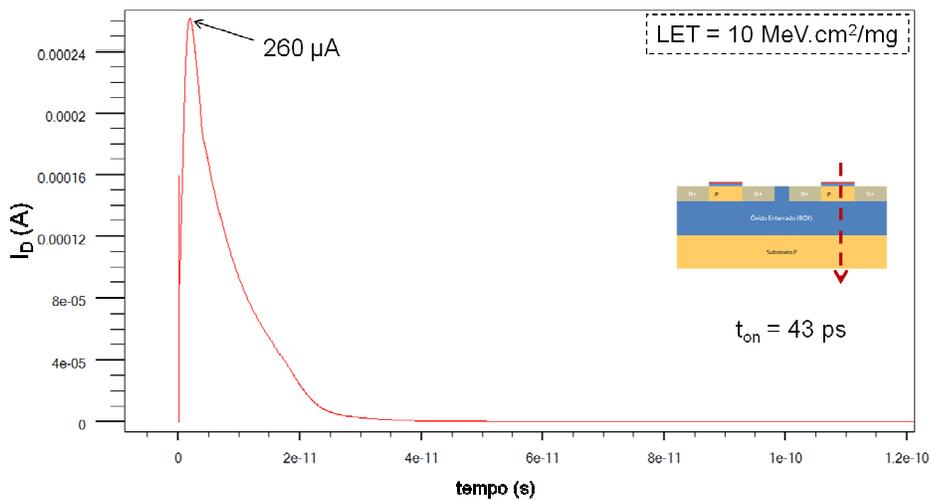


Figura 5.25 - Variação da corrente elétrica no dreno 2 após a incidência de uma partícula no centro da porta 2, passando por todo o dispositivo.

A figura 5.26 exibe o potencial na topologia 2 para vários instantes após a incidência da partícula no canal 2. Pode-se observar uma variação máxima de aproximadamente 1,3 V no canal 2 em $t = 10$ ps, sem qualquer variação mensurável no canal 1.

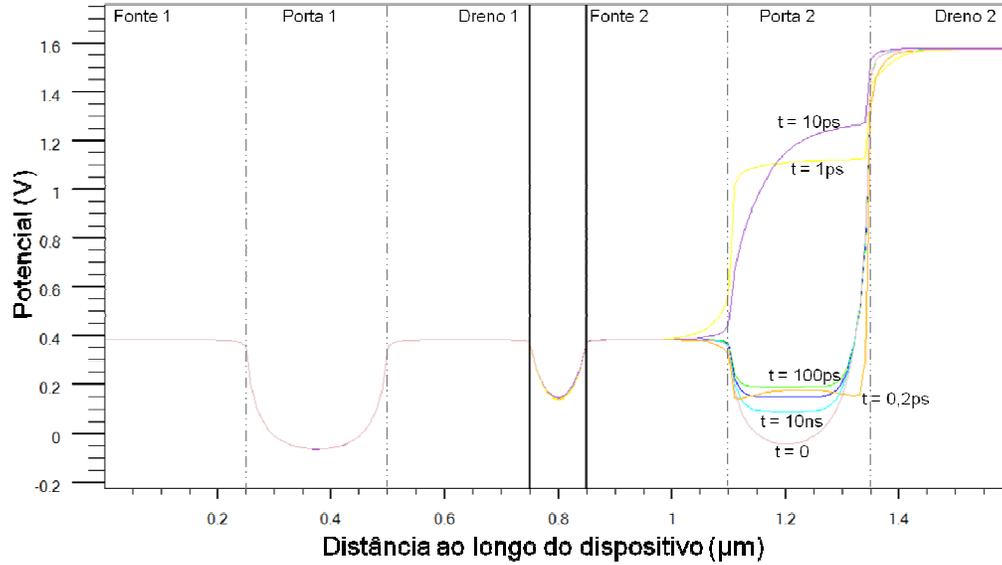


Figura 5.26 - Potencial elétrico ao longo da topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.27 mostra a concentração de elétrons para os mesmos instantes e mesma incidência da figura 5.26. Há saturação de portadores no canal 2 em $t = 0,2$ ps, sem variação no canal 1.

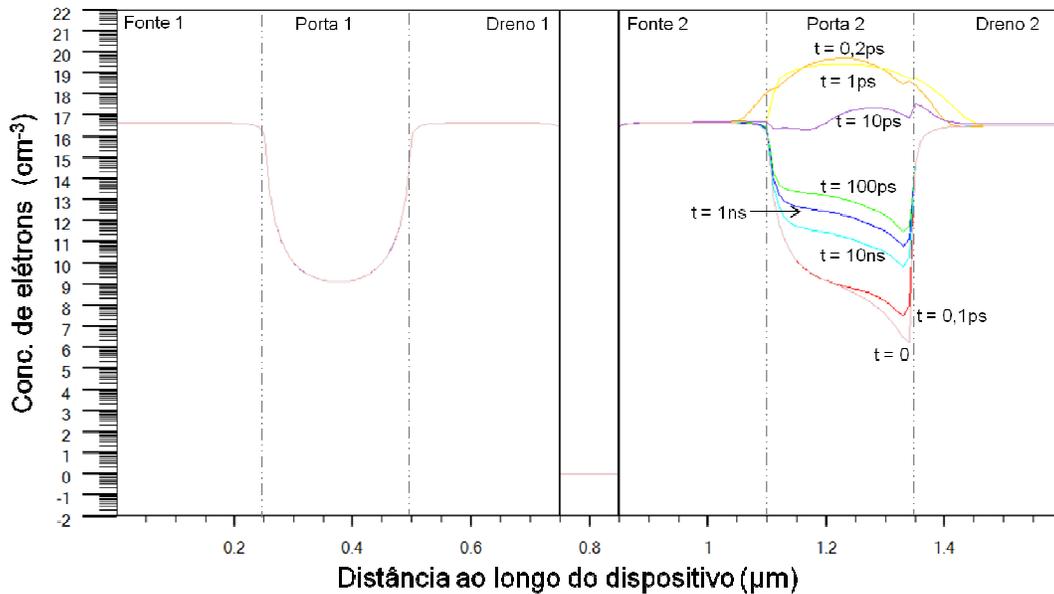


Figura 5.27 - Concentração de elétrons na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.28 mostra a concentração de lacunas deste caso. Pode-se observar saturação também destes portadores no canal 2 em $t = 0,2$ ps, sem influência no canal 1. O tempo de acomodação é maior devido à menor mobilidade das lacunas em relação aos elétrons.

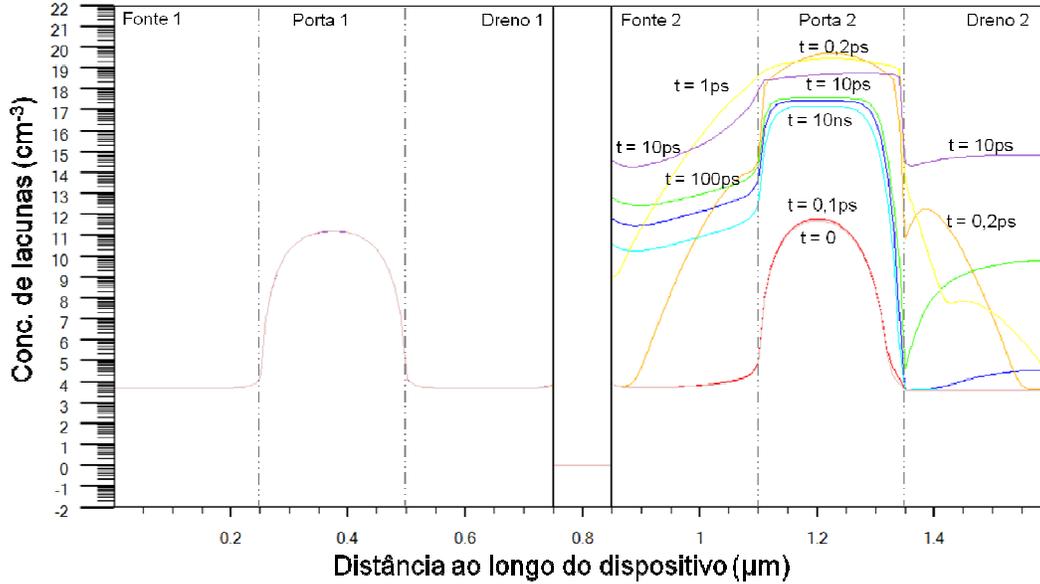
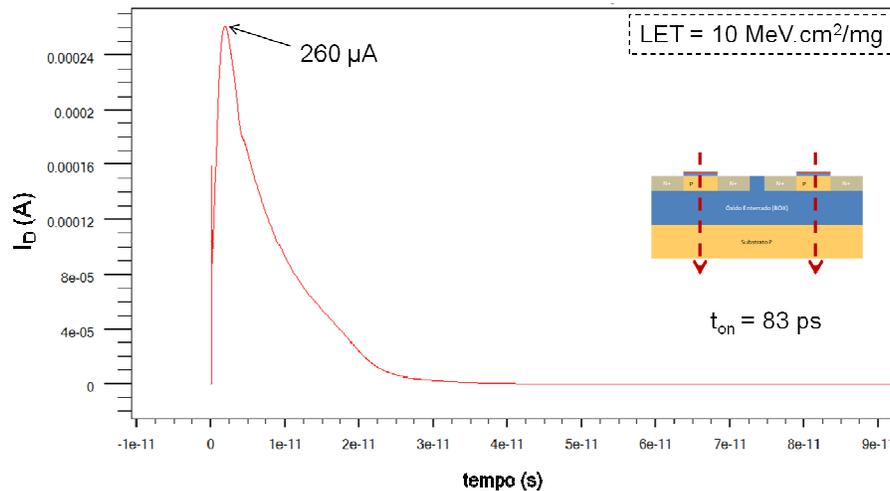


Figura 5.28 - Concentração de lacunas na topologia 2, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal.

A figura 5.29 mostra a variação de corrente no dreno da topologia 2 após a incidência concomitante de partículas no centro das duas portas. Neste modelo, não houve diferença substancial entre a incidência de uma partícula no canal 2 e concomitante entre os dois canais, quando se trata do pico de corrente. O tempo em que o transistor permanece ativo, porém, aumentou aproximadamente 40 ps.



5.29 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 2, após a incidência de uma partícula no centro das duas portas, concomitantemente, passando por todo o dispositivo.

5.3 Topologia 3 - transistor empilhado com corpo comum fonte/dreno

A topologia 3 também é do tipo empilhado, porém possui as regiões de fonte e dreno centrais compartilhadas em uma mesma região dopada, ou seja, não possui separação física como a topologia 2, conforme ilustrado na figura 5.30.

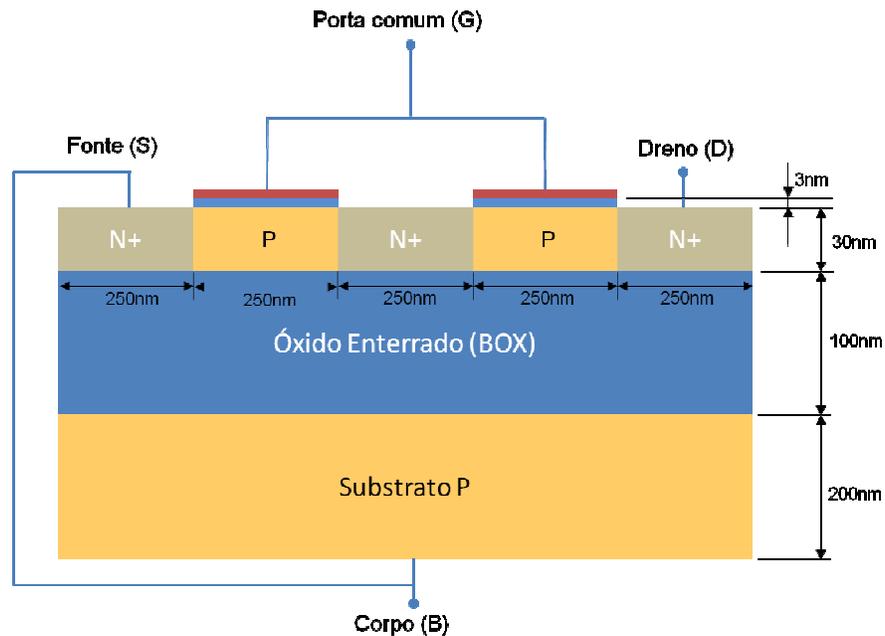


Figura 5.30 - Topologia 3, com o mesmo corpo servindo de dreno e fonte, compartilhado entre os dois transistores.

A figura 5.31 é a estrutura tridimensional da topologia 3, extraída no simulador ATLAS, mostrando a espessura do dispositivo.

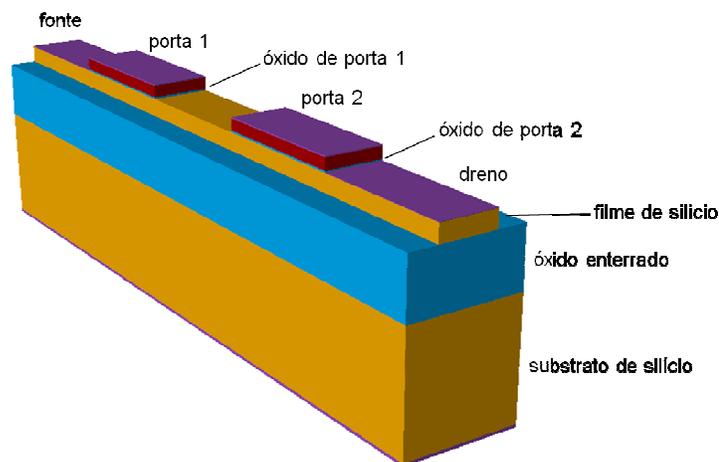


Figura 5.31 - Modelo 3D da topologia 3, geradas no simulador Silvaco ATLAS.

A figura 5.32 mostra a curva $I_D V_G$ da topologia 3, usada para extração da tensão de limiar deste dispositivo.

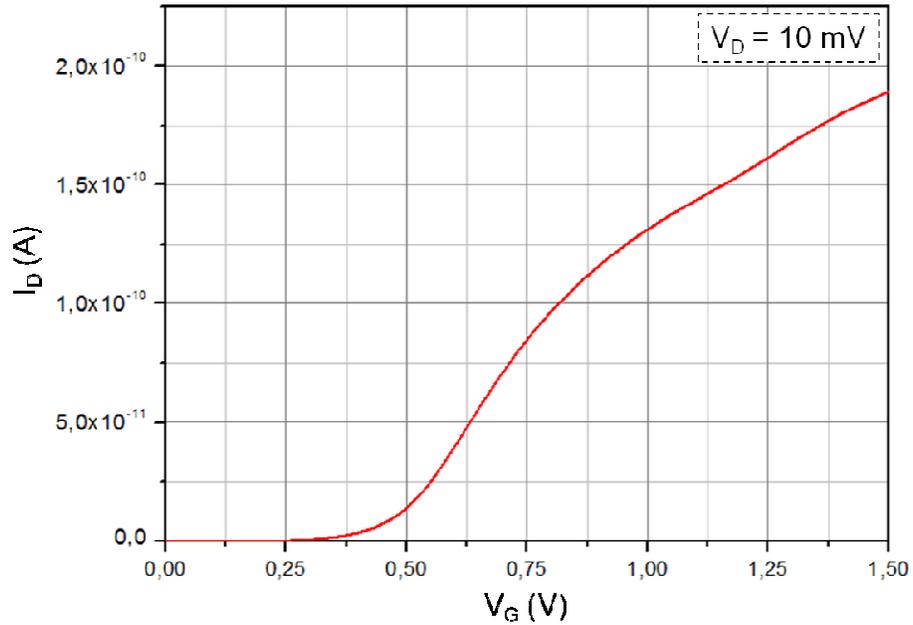


Figura 5.32 - Curva $I_D V_G$ da topologia 3, com $V_D = 10$ mV

A figura 5.33 exibe o método da segunda derivada, usado anteriormente, e também para este dispositivo.

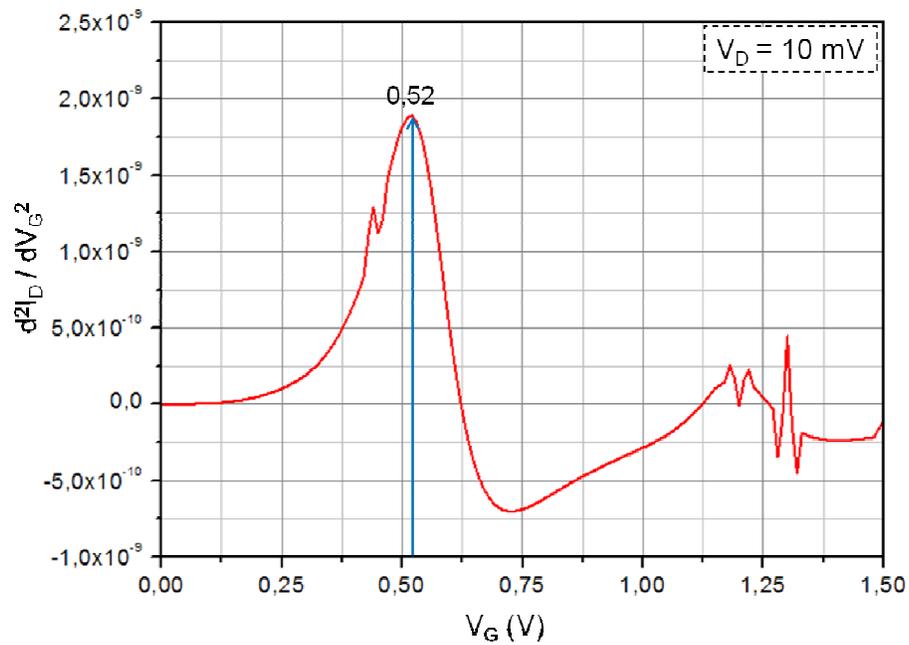


Figura 5.33 - Derivada de segunda ordem da curva $I_D V_G$ apresentada na figura 5.26, para extração da tensão de limiar da topologia 3.

A figura 5.34 exibe a extração da corrente de dreno equivalente à tensão de limiar, com o dreno polarizado com $V_D = 1,2$ V, para que se tenha o valor de corrente do dispositivo no estado “ligado”.

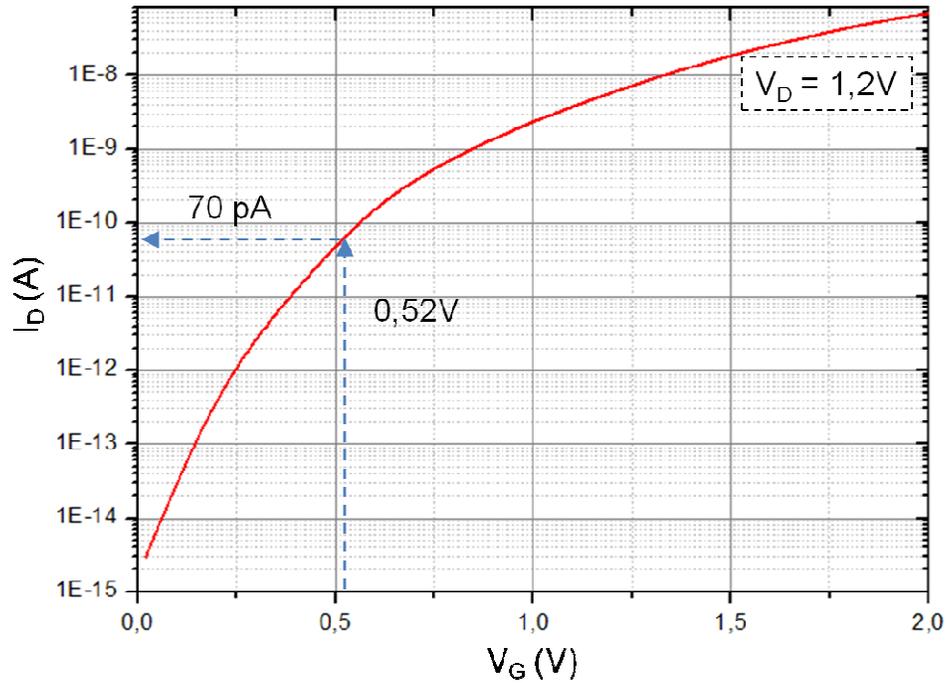


Figura 5.34 - Curva $I_D V_G$ da topologia 3, com a $V_D = 1,2$ V, para se obter a corrente de dreno equivalente ao estado de transistor ligado

A figura 5.35 exibe a variação de corrente de dreno da topologia 3, após a incidência de uma partícula no centro do canal sob a porta 1.

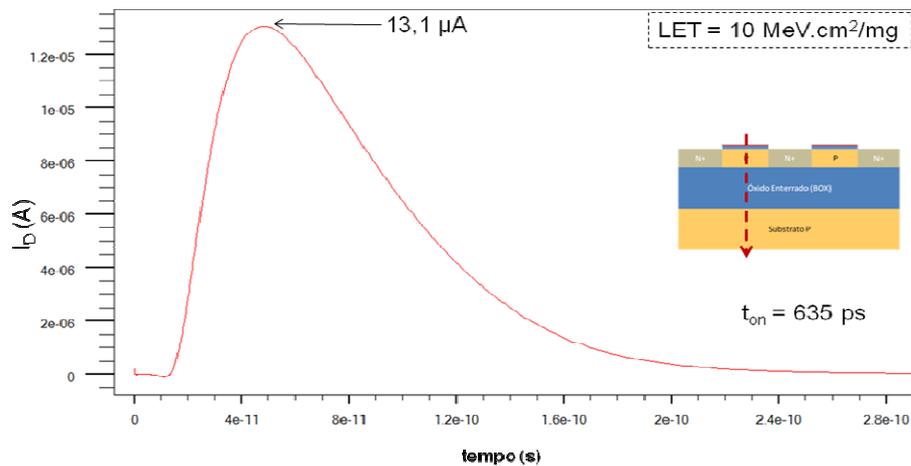


Figura 5.35 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 3, após a incidência da partícula no canal sob a porta 1.

As figuras 5.36 exibe a variação do potencial no interior da topologia 3, após a incidência de uma partícula com $LET = 10 \text{ MeV.cm}^2/\text{mg}$ no centro do canal abaixo da porta 1. Aos 50 ps, a variação de potencial causada no canal abaixo da porta 2, vizinho atinge valores maiores do que o canal atingido, sendo assim, os dois transistores se mostram dependentes quanto à susceptibilidade à incidência de partículas.

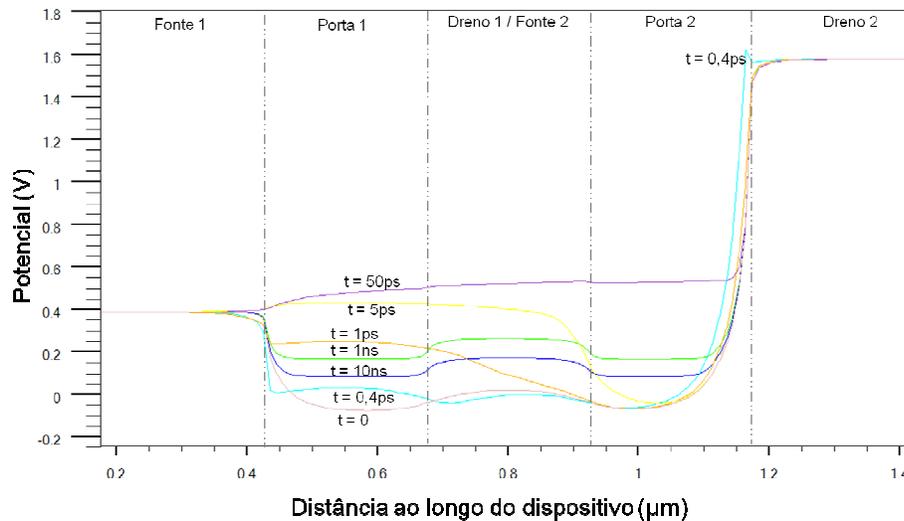


Figura 5.36 - Potencial no interior da topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.

A figura 5.37 mostra variações de mesma amplitude na concentração de elétrons após a incidência da partícula no transistor 1. Pode-se perceber a difusão de elétrons em direção ao transistor 2, graças à polarização positiva do dreno 2.

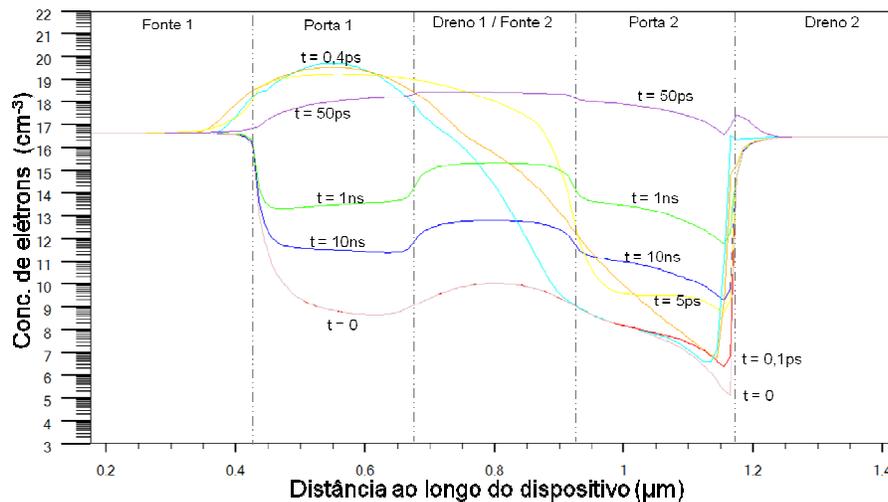


Figura 5.37- Concentração de elétrons na topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.

Na figura 5.38 pode-se observar a difusão de portadores semelhante ao caso da figura 5.37, porém em sentido contrário, pois são as lacunas que estão se deslocando. Este processo é mais lento devido à mobilidade menor das lacunas, em relação aos elétrons.

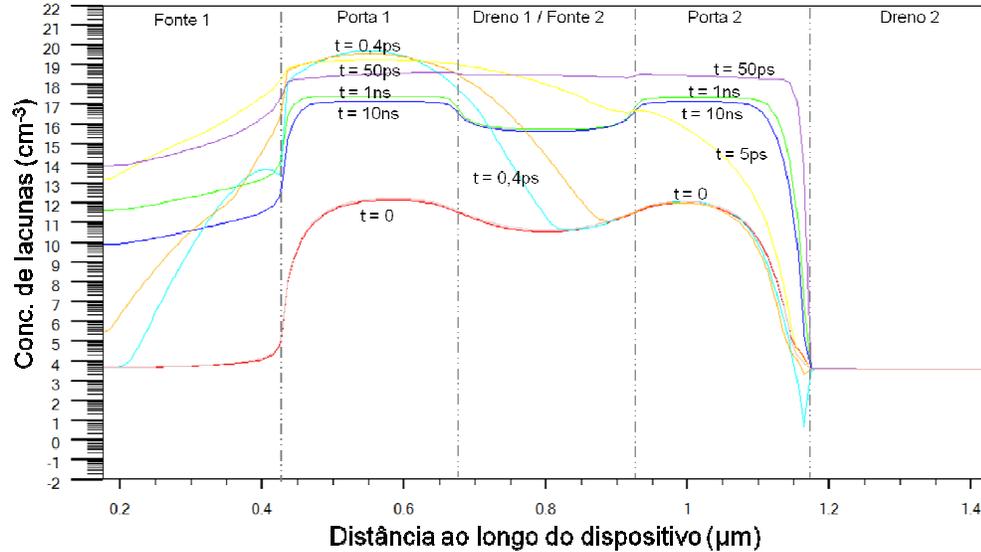


Figura 5.38 - Concentração de lacunas na topologia 3, após a incidência da partícula no centro do canal sob a porta 1.

A figura 5.39 exibe a variação de corrente de dreno após a incidência de uma partícula com $\text{LET} = 10 \text{ MeV} \cdot \text{cm}^2/\text{mg}$ no centro do canal sob a porta 2 da topologia 3. É gerado um pico de $195 \mu\text{A}$ de menos de 1 ps, porém o transistor continua ativo com uma corrente mais baixa, da ordem de centenas de nA por mais 500 ps aproximadamente.

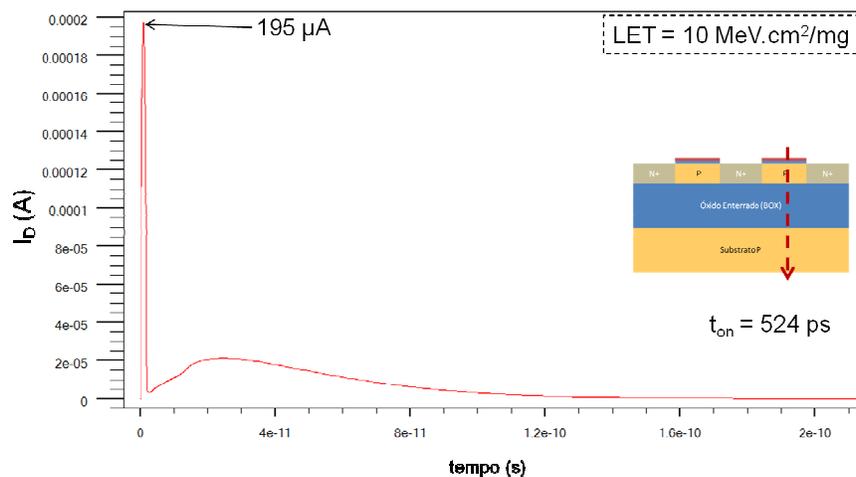


Figura 5.39 - Variação da corrente elétrica no dreno 2 da topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal

As figuras 5.40 exibe o potencial na topologia 2 após a incidência da partícula no centro do canal abaixo da porta 2. É constada uma variação de até 1,7 V no canal 2, com variação máxima de 1,2 V no canal 1.

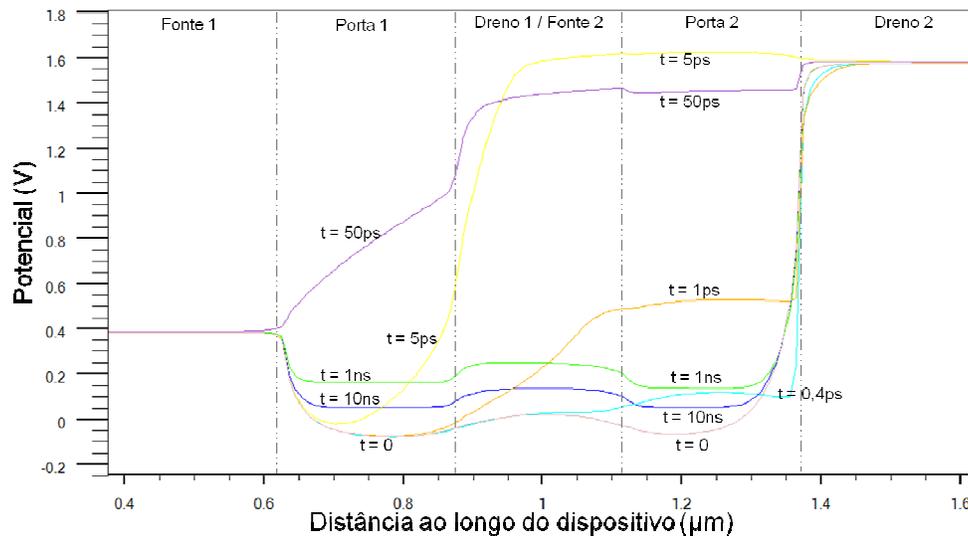


Figura 5.40 - Potencial elétrico na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal

A figura 5.41 exibe a concentração de elétrons para a mesma incidência da figura 5.40. Pode-se constatar o aumento instantâneo de portadores na região do canal 2, que se propaga para o canal 1, atingindo picos de 10^{20} cm^{-3} elétrons no canal 2 no instante $t = 0,4 \text{ ps}$, sendo que atinge uma concentração de aproximadamente $5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ no canal 1 em $t = 50 \text{ ps}$.

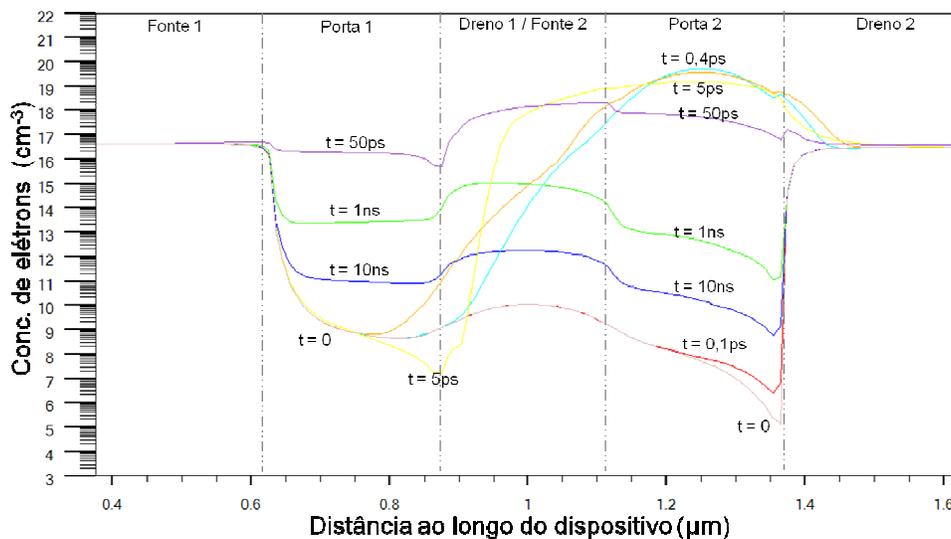


Figura 5.41 - Concentração de elétrons na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal

A figura 5.42 mostra a concentração de lacunas para os mesmos instantes. Os picos de concentração ocorrem nos mesmos instantes dos elétrons, mas a acomodação é mais lenta devido à menor mobilidade das lacunas.

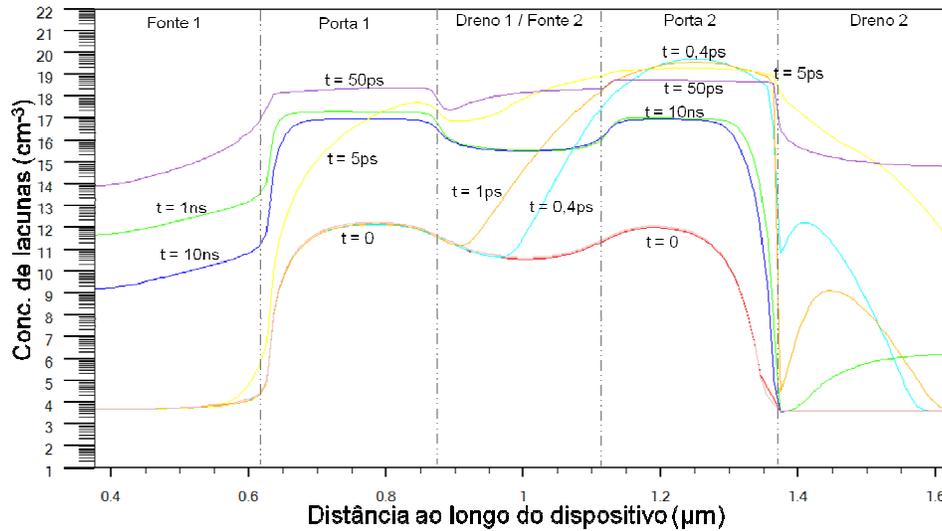


Figura 5.42 - Concentração de lacunas na topologia 3, em plano de corte passando pelo centro do dispositivo no sentido da largura do canal

A figura 5.43 exibe a variação da corrente de dreno para um caso de incidência concomitante de partículas nos dois canais, sob as portas 1 e 2 da topologia 3. Em relação à incidência em apenas um dos canais, tanto o pico de corrente quanto o tempo em que o transistor permanece ativo aumentaram.

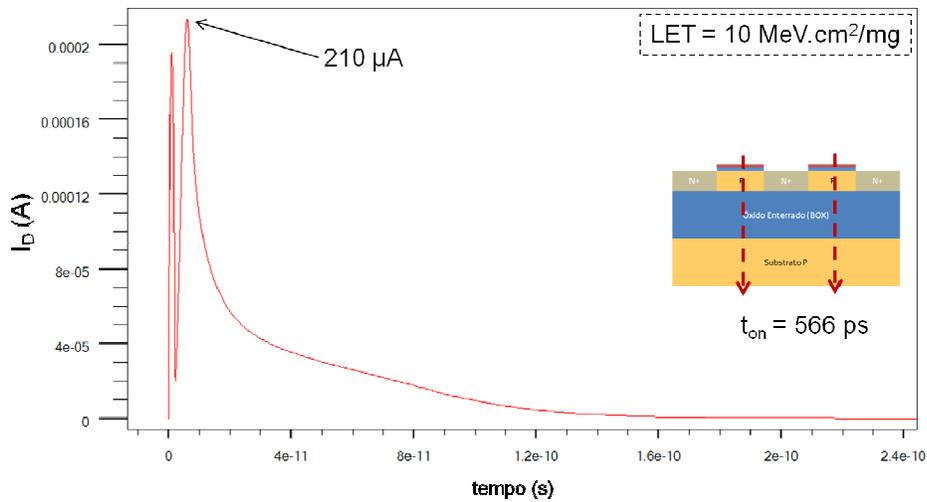


Figura 5.43 - Variação da corrente no dreno 2 da topologia 3, após a incidência de partículas simultaneamente nas duas portas do dispositivo

5.4 Modelos de confiabilidade propostos

Cada um dos dispositivos simulados pode ser modelado de uma forma diferente quanto à probabilidade de falhar em ambiente radioativo. Foi escolhido o ambiente de voos comerciais, em altitudes de aproximadamente 11.000 m, onde não existe contribuição de raios cósmicos diretos, e a contagem de partículas por cm^2 por hora foi realizada em experimentos pela Boeing e também em voos da aeronave Concorde, com diodos de 1 cm^2 de superfície, nos experimentos chamados CREAM e CREDO [7].

O fluxo de partículas considerado para as simulações e para os modelos de confiabilidade foi extraído dos dados do experimento CREAM, com detectores instalados a bordo da aeronave Concorde [7, 20], conforme figura 5.44. A contagem de partículas para o valor de LET usado neste capítulo é de aproximadamente 70 eventos a cada 5 minutos, ou 840 contagens por hora, detectados em diodos com área sensível de 1 cm^2 . Ou seja, temos uma taxa de incidência de 840 eventos por hora por cm^2 .

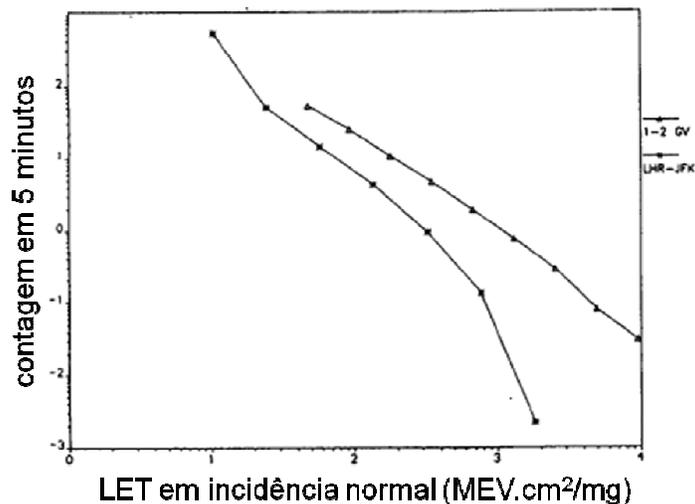


Figura 5.44 - Contagem de eventos (SEE) ocorridos no detector CREAM a bordo da aeronave Concorde, em voos dos EUA à Europa. Reprodução [20]

5.4.1 Modelo da topologia 1

Na figura 5.45, pode-se verificar as dimensões da região sensível do primeiro dispositivo simulado (topologia 1), que resulta na área dada pela equação 5.1.

$$A_{sens1} = W_{ch} \cdot L_{ch} = 100 \cdot 500 = 5 \cdot 10^4 \text{ nm}^2 = 5 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2 \quad (5.1)$$

onde A_{sens} é a área sensível do dispositivo, W_{ch} é a largura do canal e L_{ch} é o comprimento do canal do dispositivo.

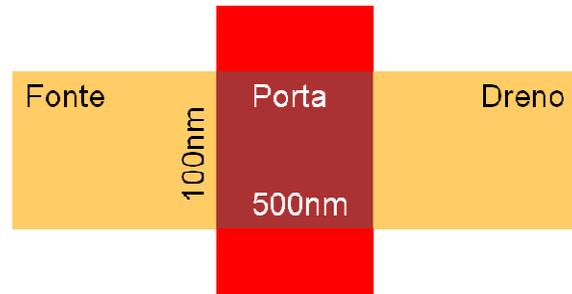


Figura 5.45 - Vista superior da topologia 1, com a área sensível destacada na região do canal, abaixo da porta do dispositivo

Considerando a contagem de partículas em um voo da aeronave Concorde [20], o pior caso é um fluxo de 70 partículas por cm^2 em 5 minutos, ou seja, 350 partículas por cm^2 por hora. Com a área sensível da topologia 1, temos a probabilidade de a área sensível ser atingida em uma hora dada pela equação 5.2.

$$SER_1 = 840 \text{ cm}^{-2} \text{ h}^{-1} \cdot 5 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2 = 4,2 \cdot 10^{-7} \text{ h}^{-1} \quad (5.2)$$

onde SER vem do inglês *Single Event Rate*, ou taxa de efeitos de evento único.

Podemos dizer que esta é a taxa de falhas (λ) do dispositivo, para este ambiente de radiação, conforme equação 5.3.

$$\lambda = 4,2 \cdot 10^{-7} \text{ h}^{-1} \quad (5.3)$$

Esta taxa de falhas nos fornece o tempo médio até a falha do dispositivo, dado pela equação 5.4.

$$MTTF = \frac{1}{\lambda} = 2,38 \cdot 10^6 \text{ h} \quad (5.4)$$

De posse destes valores e o tempo de recuperação obtido nas simulações, que resultou em MTTR = 100 ps para a topologia 1. Acrescentando a estes valores a taxa de

recuperação do dispositivo dada pela equação 5.5, podemos montar o diagrama e a matriz de transição de estados.

$$\mu = \frac{1}{MTTR} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-12}} = 1 \cdot 10^{10} s^{-1} = 3,6 \cdot 10^{14} h^{-1} \quad (5.5)$$

Para a topologia 1, temos dois estados possíveis, sendo “0” o estado de funcionamento normal, e “1” o estado de funcionamento com falha, quando há a corrente indesejada gerada pela incidência de partículas, efeito conhecido como SEU, que é a inversão do estado do dispositivo, neste caso de “desligado” para “ligado”, conforme figura 5.46, onde estão ilustradas a taxa de falhas “ λ ” e taxa de reparos “ μ ”, que é a recuperação do dispositivo logo após entrar no estado de falha - estado 1.

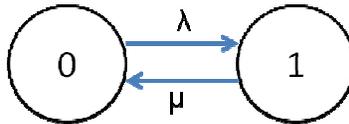


Figura 5.46 - Diagrama de estados da topologia 1, composto por apenas um transistor

O modelo da topologia 1 é simples, mas também pode ser expresso em termos das suas equações de transição, como em 5.6, 5.7 e 5.8.

$$dP_0 = (-\lambda P_0 + \mu P_1) dt$$

$$\frac{dP_0}{dt} = -\lambda P_0 + \mu P_1 \quad (5.6)$$

$$dP_1 = (\lambda P_0 - \mu P_1) dt$$

$$\frac{dP_1}{dt} = \lambda P_0 - \mu P_1 \quad (5.7)$$

$$P_0 + P_1 = 1 \quad (5.8)$$

Como o interesse deste trabalho é modelar a probabilidade de o dispositivo atingir o estado de falha total pela primeira vez, pode-se considerar nula a taxa de reparo (μ) para este caso. Somando a isso a distribuição exponencial de incidência de partículas, por ser aleatória, teremos as soluções expressas nas equações 5.9 e 5.10.

$$R_1(t) = P_0(t) = e^{-\lambda t} \quad (5.9)$$

$$Q_1(t) = P_1(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad (5.10)$$

5.4.2 Modelo da topologia 2

A topologia 2 tem a mesma espessura de filme de silício, e a mesma largura de canal, porém cada um dos dois transistores que compõem esta configuração possuem metade do comprimento do canal da topologia 1, ou seja, 250 nm, conforme mostra figura 5.47. Considerando que a incidência de uma partícula em um dos transistores não afeta o comportamento do transistor vizinho, de acordo com os resultados das simulações realizadas, podemos considerá-los componentes redundantes, portanto o modelo de confiabilidade é para dois dispositivos idênticos, associados em paralelo.



Figura 5.47 - Vista superior da topologia 2, ilustrando as regiões sensíveis e a separação entre os dispositivos, proporcionada por 100nm de SiO₂

A área sensível de cada um dos transistores deste dispositivo é metade da área sensível da topologia 1, conforme equação 5.11.

$$A_{sens2} = \frac{A_{sens1}}{2} = \frac{100 \cdot 500}{2} = 2,5 \cdot 10^4 \text{ nm}^2 = 2,5 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2 \quad (5.11)$$

Considerando as dimensões e independência entre os dois transistores do dispositivo, e adotando o mesmo fluxo da topologia 1, temos uma taxa de SEE para a topologia 2 dada pela equação 5.12.

$$SER_2 = 840 \text{cm}^{-2} \text{h}^{-1} \cdot 2,5 \cdot 10^{-10} \text{cm}^2 = 2,1 \cdot 10^{-7} \text{h}^{-1} \quad (5.12)$$

Nesta configuração, o diagrama de transições de estados se apresenta conforme figura 5.48.

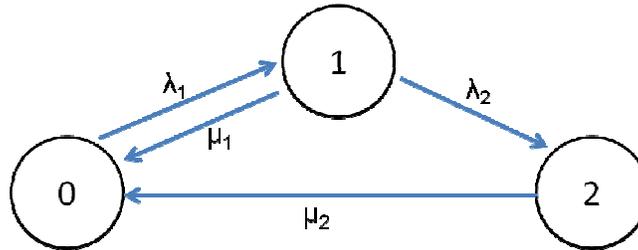


Figura 5.48 - Diagrama de transições de estados para o dispositivo 2

Extraindo-se então as equações de transição para cada estado, e tem-se as equações 5.13 a 5.18.

$$\frac{dP_0}{dt} = -\lambda_1 P_0 + \mu_1 P_1 + \mu_2 P_2 \quad (5.13)$$

$$\frac{dP_1}{dt} = \lambda_1 P_0 - \mu_1 P_1 - \lambda_2 P_1 \quad (5.14)$$

$$\frac{dP_2}{dt} = \lambda_2 P_1 + \mu_2 P_2 \quad (5.15)$$

$$P_0 + P_1 + P_2 = 1 \quad (5.16)$$

$$R_2(t) = P_0(t) \quad (5.17)$$

$$Q_2(t) = 1 - P_0(t) = 1 - R_2(t) \quad (5.18)$$

Para as soluções do modelo acima, foi utilizado software de solução numérica para espaço de estados. Os resultados serão apresentados no capítulo 6, com a adoção de diferentes valores de SER, conforme disponível na literatura.

5.4.3 Modelo da topologia 3

A topologia 3 tem as mesmas dimensões da topologia 2, com exceção da separação de SiO₂ entre os transistores, conforme mostra figura 5.49. Nesta configuração, a incidência em uma das regiões sensíveis afeta diretamente o transistor vizinho. Sendo assim, embora a área sensível esteja dividida em duas partes, basta que a partícula atinja uma das áreas sensíveis para que o dispositivo entre em um estado de falha.



Figura 5.49 - Vista superior da topologia 3, ilustrando as regiões sensíveis e a separação entre os dispositivos, proporcionada por 100nm de SiO₂

A vantagem deste modelo sobre a topologia 1 é a divisão da área sensível em duas partes, o que torna a probabilidade de ser atingido duas vezes menor, ou seja:

$$A_{sens3} = \frac{A_{sens1}}{2} = 2,5 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^2 \quad (5.19)$$

Isso leva o dispositivo a ter também duas vezes menos chance de ser atingido em sua área sensível, ou seja, o valor de SER para cada transistor é metade do original, e tem-se a taxa de falhas dada pela equação 5.20.

$$\lambda_{disp3} = \frac{\lambda_{disp1}}{2} \quad (5.20)$$

Pode-se, assim, assumir que os dispositivos estão em série (são dependentes), e que a confiabilidade da topologia 3 dada pela equação 5.21, enquanto a susceptibilidade à falha é dada pela equação 5.22.

$$R_3(t) = R_1(t)^2 = \left(e^{-\frac{\lambda}{2}t}\right)^2 = e^{-\lambda t} \quad (5.21)$$

$$Q_3(t) = 1 - [R_1(t)^2] = 1 - \left(e^{-\frac{\lambda}{2}t}\right)^2 = 1 - e^{-\lambda t} \quad (5.22)$$

Isso resulta em que a confiabilidade da topologia 1 e da topologia 3 são idênticas, uma vez que a área total exposta a incidência de partículas é a mesma, e basta atingir uma das duas regiões para causar falha total no dispositivo. A maior diferença entre os dois casos está no tempo de recuperação, que se apresentou entre 5 a 6 vezes maior na estrutura empilhada, ou seja, há uma diminuição na taxa de recuperação (μ).

5.4.4 Considerações sobre os modelos

Nos modelos apresentados, os valores de (λ) variam com a taxa de incidência de partículas com energia suficiente para causar efeitos de evento único - SEE. Este valor pode ser adotado com base em valores experimentais disponíveis na literatura. Já o parâmetro de recuperação do dispositivo, (μ) é uma função do valor do LET, que afeta diretamente a quantidade de carga depositada no dispositivo. Também tem influência sobre este parâmetro o ângulo de incidência, que pode variar em 3% o tempo do transistor ativo (t_{on}), conforme estudo realizado [Apêndice A].

Como o interesse deste estudo é a probabilidade de os dispositivos atingirem o estado de falha total, o parâmetro de recuperação (μ) que leva o dispositivo do estado de falha total ao estado inicial será omitido dos modelos usados. Isso não se aplica ao parâmetro (μ_1) de recuperação do estado intermediário para o estado inicial, usado no modelo da topologia 2.

6 RESULTADOS E DISCUSSÃO DO MODELO PROPOSTO

Após as simulações e aplicação dos modelos de confiabilidade, tem-se os resultados apresentados a seguir.

A figura 6.1 é o gráfico de confiabilidade para a topologia 1, isoladamente, e também considerando a integração de 10^6 dispositivos dependentes (a falha de qualquer um dos dispositivos significa falha do sistema). Todos os valores tratados em confiabilidade dizem respeito a probabilidades, ou seja, não é possível prever exatamente quando, e se a falha ocorrerá, mas sim em que condições se torna mais provável que ela aconteça.

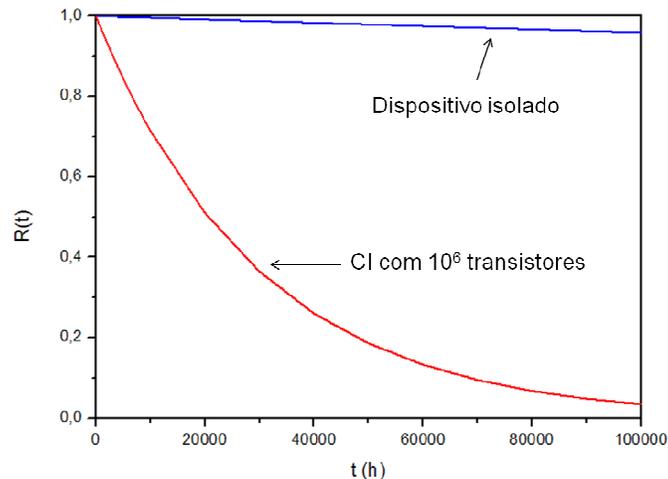


Figura 6.1 - Confiabilidade da topologia 1 em função do tempo de operação, isoladamente e em circuito integrado, para o fluxo de partículas exposto no capítulo 5.

Conforme análise realizada no capítulo 5 sobre os modelos, a topologia 3 tem curvas idênticas às apresentadas na figura 6.1, portanto a probabilidade dos dois dispositivos de atingir o estado de falha é o mesmo. Os tempos de recuperação são diferentes, mas estão sendo omitidos conforme exposto anteriormente.

Para a topologia 2, devido à recuperação que existe sempre que atinge o estado intermediário, a probabilidade de ocorrência de falha total atinge tal ordem de grandeza que se torna conveniente representar os tempos em função de FIT - *Failure in Time* - (uma falha a cada 10^9 horas). Para o fluxo de partículas do capítulo 5, tem-se, para cada transistor da topologia 2, os valores dados pelas equações 5.23 e 5.24.

$$MTTF = \frac{1}{SER_2} = \frac{1}{2,1 \cdot 10^{-7}} = 4,76 \cdot 10^6 h \quad (5.23)$$

$$\lambda_{FIT} = \frac{10^9}{4,76 \cdot 10^6} = 210FIT \quad (5.24)$$

Isso quer dizer que há uma taxa de 210 eventos a cada 10^9 horas de operação em cada transistor deste dispositivo, ou seja, probabilidade de incidência de partículas nas áreas sensíveis do dispositivo, porém não significa ocorrência de falha total. A taxa de ocorrência de falha total é obtida pelo modelo desenvolvido no capítulo 5, pois é necessário que haja a ocorrência de falha simultânea entre os dois transistores para que o dispositivo se encontre em falha total.

Com base nos modelos, pode-se então fazer comparativos de comportamento em diferentes ambientes, conforme tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Comparativo da confiabilidade de dispositivos isolados

Ambiente	Fluxo de partículas ($\text{cm}^{-2} \text{h}^{-1}$)	Topologias 1 e 3	Topologia 2
Voo comercial EUA - Europa alt. 11.000m [7]	840	R(10^3h) = 0,9996 R(10^6h) = 0,6570 R(10^9h) = 0	R(10^9h) = 0,9999 R(10^{11}h) = 0,9978 R(10^{13}h) = 0,0022
Balão meteorológico a 27.500m de altitude [31]	4200	R(10^3h) = 0,9979 R(10^6h) = 0,1225 R(10^9h) = 0	R(10^9h) = 0,9999 R(10^{11}h) = 0,9978 R(10^{13}h) = 0,0022
Satélite UoSat-3 - detector CREDO [20]	$2,4 \cdot 10^6$	R(10^3h) = 0,3011 R(10^6h) = 0 R(10^9h) = 0	R(10^2h) = 0,9966 R(10^3h) = 0,7990 R(10^6h) = 0,0070

Fonte: simulações dos modelos do cap. 6

Considerando uma integração de 10^6 transistores em um chip, pode-se constatar os valores apresentados na tabela 6.2.

Tabela 6.2 - Comparativo da confiabilidade de dispositivos integrados

Ambiente	Fluxo de partículas ($\text{cm}^{-2} \text{h}^{-1}$)	Topologias 1 e 3	Topologia 2
Voo comercial EUA - Europa alt. 11.000 m [7]	840	R(1h) = 0,6570 R(10h) = 0,0150 R(100h) = 0	R(10^3h) = 0,9574 R(10^4h) = 0,0221 R(10^5h) = 0
Balão meteorológico a 27.500m de altitude [31]	4200	R(1h) = 0,1224 R(10h) = 0 R(100h) = 0	R(10^2h) = 0,9891 R(10^3h) = 0,3379 R(10^4h) = 0
Satélite UoSat-3 - detector CREDO [20]	$2,4 \cdot 10^6$	R(1h) = 0 R(10h) = 0 R(100h) = 0	R(1h) = 0,6978 R(5h) = 0,0001 R(10h) = 0

Fonte: simulações do cap. 6

7 CONCLUSÃO

A simulação de efeitos de evento único permite comparar diferentes dispositivos sujeitos à incidência de um mesmo tipo de partícula. Mudanças de *layout*, dopagem, ou outros parâmetros do dispositivo podem ser verificados antes de se fabricar amostras, para efeito comparativo. A junção dos modelos propostos com dados experimentais de fluxos de partículas, realizado no presente trabalho, e seu espectro de energia permitiu modelar o comportamento do dispositivo em um ambiente específico, com maior fidelidade. Foi possível comparar, com dados de campo e modelos bem estabelecidos pela literatura, as associações de dois transistores tipo SOI, do ponto de vista da confiabilidade.

Das topologias simuladas, foi possível constatar que dois modelos – topologias 1 e 3- possuem o mesmo grau de confiabilidade, portanto a primeira se mostra mais viável por ocupar menos espaço para ser produzida. Já a topologia 2, que utiliza dois transistores com óxido de separação, apresentou grau de confiabilidade maior, que atingiria os 80% exigidos para aplicações espaciais.

Como foi considerada exposição total do dispositivo, a confiabilidade pode ser incrementada com a aplicação de blindagens que restrinjam a fração de partículas que chegam à área sensível do dispositivo a um nível mais baixo. Ocorre, porém, que a aplicação de blindagem é uma técnica que pode aumentar muito o volume e massa a transportar, o que também é um compromisso importante em missões espaciais. Outro fato que pode ocorrer é a geração de partículas secundárias às reações do material da blindagem com partículas incidentes. Outras técnicas que podem ser combinadas neste caso são a redundância e aplicação de formas de detecção e correção de erros, com atualizações periódicas do estado lógico dos dispositivos.

Com este trabalho foi possível demonstrar que a simulação tridimensional continua se mostrando uma ferramenta que gera economia de material e tempo, pois com os computadores mais modernos, o tempo de computação se reduz, e é possível comparar diferentes topologias antes de sua fabricação para experimentos. Além disso, é possível conhecer detalhes dos dispositivos simulados que não são possível de se verificar de forma direta, experimentalmente.

Como continuidade deste trabalho, pretende-se desenvolver experimentos que realimentem os modelos propostos, para ajustá-los e tornar a sua utilização mais confiável.

REFERÊNCIAS

1. BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Electronic Devices and Circuit Theory**, 7.ed., Ohio: Prentice Hall, 1998.
2. FILHO, C. F. **História da Computação**: o caminho do pensamento e da tecnologia. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2007.
3. SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**, 4^a ed., São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000.
4. COLINGE, J. P. **Silicon-on-insulator technology: Materials to VLSI**, 3. ed., Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2004.
5. CLULEY, J. C. **The reliability of electronic systems**. Radio and electronic engineer, vol. 31, n. 2, p. 110-116, fev. 1966.
6. ZIEGLER, J. F. **Terrestrial cosmic ray intensities**. IBM journal of research and development, v. 42, n. 1, p. 117-140, jan. 1998.
7. TEMPORAL, W. F. et al. **Radiação cósmica e voo**. Revista de medicina da aeronáutica brasileira, n. 55, Rio de Janeiro: 2005.
8. CELLERE, G.; PACCAGNELLA, A. **A Review of ionizing radiation effects in floating gate memories**. IEEE Transactions on devices and material reliability, v.4, n. 3, p. 359-370
9. NORMAND, Eugene. **Single-event effects in avionics**. IEEE Transactions on nuclear science, v. 43, n.2, p. 461-474, abr. 1996.
10. NORMAND, E. et al. **First record of Single-event upset on ground, Cray-1 computer at Los Alamos in 1976**. IEEE Transactions on nuclear science, v. 57, n. 6, p. 3114-3120
11. PUKITE, J.; PUKITE, P. **Modeling for reliability analysis**: Markov modeling for reliability, maintainability, safety, and supportability analyses of complex systems. New York: IEEE Press, 1998.
12. COLINGE, J. P.; COLINGE, C. A. **Physics of semiconductor devices**, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2004.

13. HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos da física 4: ótica e Física moderna**, 4. ed., Rio de Janeiro: LTC, 1996.
14. MARTINO, J. A. et al. **Caracterização elétrica de tecnologia e dispositivos MOS**, São Paulo: Pioneira, 2004.
15. STREETMAN, B. G.; BANERJEE, S. K. **Solid state electronic devices**, 6a. ed., New Delhi: PHI Learning, 2009.
16. SZE, S. M. **Semiconductor devices: physics and technology**. 2a. ed., Nova York: John Wiley & Sons, 2001.
17. TERAQ, A. *et al.* **Measurement of threshold voltage of thin-film accumulation-mode PMOS/SOI transistors**. IEEE Electron device letters, v. 12, n. 12, p. 682-684, dez. 1991.
18. KNOLL, G. F. **Radiation detection and measurement**. 3a. ed., Michigan: John Wiley & Sons, 2000.
19. DODD, P. E. **Physics-based simulation of single-event effects**. IEEE Transactions on device and materials reliability, vol. 5, n. 3, p. 343-357, set. 2005.
20. DYER, C. S. et al. **Comparative measurements of single event upset and total dose environments using the CREAM instruments**. First european conference on radiation and its effects in devices and systems, RADECS 91, p. 297-301, set. 1991.
21. WELLER, R. A. *et al.* **General framework for single event effects rare prediction in microelectronics**. IEEE Transactions on nuclear science, v. 56, n. 6, p. 3098-3108, dez. 2009.
22. MUSSEAU, O. **Single-event effects in SOI technologies and devices**. IEEE Transactions on Nuclear Science, v. 43, n. 2, p. 603-613, abr. 1996.
23. SCHWANK, James R. et al. **Radiation effects in MOS oxides**. IEEE Transactions on nuclear science, v. 55, n. 4, p. 1833-1852, ago. 2008.
24. ZIEGLER, J. F. et al. **IBM experiments in soft fails in computer electronics (1978-1994)**. IBM journal of research and development, v. 40, n. 1, p. 3-18, jan. 1996.
25. ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5462: confiabilidade e manutenibilidade - terminologia**. Rio de Janeiro, nov. 1994.

26. CAMPOS, S. **Engenharia de confiabilidade**. São Paulo: Siqueira Campos Associados, 1996.
27. ZIO, Enrico. **An introduction to the basics of reliability and risk analysis**. Series in quality, reliability and engineering statistics, v. 13, Londres: World Scientific Publishing, 2007.
28. GREEN, A. E. **The systems reliability service and its generic techniques**. IEEE Transactions on reliability, v. R23, n. 3, p. 140-147.
29. ATLAS User's manual. Santa Clara: SILVACO, jun. 2008.
30. OLDIGES, P. et al. **Stacked devices for SEU immune design**. SOI Conference (SOI), 2010 IEEE International, out. 2010.
31. BUERKLE, T. et al. **Ionizing radiation detector for environmental awareness in FPGA-based flight computers**. IEEE sensors journal, v. 12, n. 6, p. 2229-2236, jun. 2012.

TRABALHO PUBLICADO

MAGALHÃES, R. A. et al. **Alpha radiation incidence angle influence on planar FDSOI nMOSFET**. ECS Transactions. Pennington, USA: The Electrochemical Society, v. 39. p. 85-92: 2011.