

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ULISSES LYRA DOS SANTOS

**PROJETO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL
CMOS DE DOIS ESTÁGIOS E SIMULAÇÃO
ELÉTRICA DO EFEITO DE DOSE TOTAL**

Porto Alegre

2010

ULISSES LYRA DOS SANTOS

**PROJETO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL
CMOS DE DOIS ESTÁGIOS E SIMULAÇÃO
ELÉTRICA DO EFEITO DE DOSE TOTAL**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Tecnologia de Informação e Comunicação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth

Porto Alegre

2010

ULISSES LYRA DOS SANTOS

PROJETO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL CMOS DE DOIS ESTÁGIOS E SIMULAÇÃO ELÉTRICA DO EFEITO DE DOSE TOTAL

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth, UFRGS

Doutor pela Universitaet Dortmund, Alemanha

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Odair Lelis Gonçalves CGTA-IEV

Doutor pela Universidade de São Paulo – São Paulo, Brasil

Prof. Dr. Altamiro Amadeu Susin, PPGE-UFRGS

Doutor pela Institut National Polytechnique - Grenoble, França

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, DELET-UFRGS

Doutor pela Universität Gesamthochschule Kassel – Kassel, Alemanha

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre, junho de 2010.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho ao meu filho Nicolas, por ser o que tenho de mais importante em minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela família que tenho e pela saúde de todos.

Em segundo, a minha esposa, por ter sido uma companheira em todos os momentos.

Ao amigo Vitor Paniz, pela incansável disposição em ajudar em todos os momentos esta jornada e, principalmente, por servir de exemplo como uma pessoa correta.

Ao meu orientador, Dr. Gilson Inácio Wirth, pelo seu empenho para que este trabalho fosse realizado, seu conhecimento e sua enorme educação em nossas reuniões, o que proporcionava agradáveis momentos de aprendizagem.

Ao colega, Dr. Luís Cleber Carneiro Marques, pela grande ajuda em vários momentos desta jornada e também na realização do trabalho final.

Aos colegas do Minter, pelos momentos de estudo no primeiro ano.

Ao colega Dr. Mauro B. da Cunha pelas aulas extras de Sistemas Lineares no primeiro trimestre.

RESUMO

Este trabalho tem o objetivo de, inicialmente, fazer uma análise das fontes de radiação relevantes para aplicações de circuitos integrados em ambientes aeroespaciais. Em seguida se discute o efeito da radiação ionizante sobre estes circuitos integrados. Para o estudo do caso foi realizado o projeto de um amplificador operacional de dois estágios para as tecnologias de 350nm e 130nm, no qual foi testado, através de simulação elétrica, o efeito de dose ionizante total, verificando seu impacto sobre o desempenho destes. O efeito da dose total foi testado inicialmente de maneira simples, alterando-se os valores da tensão de limiar (V_{Th}), bem como adicionada corrente de fuga em cada transistor, para o valor de radiação testado, conforme dados disponíveis na literatura. Em seguida foi realizada a análise de pequenos sinais para ambos os amplificadores, com o objetivo de verificar a degradação de desempenho. Em um segundo momento se repetiu a análise de pequenos sinais, porém juntamente com a análise de Monte Carlo, também em ambos os amplificadores. A análise de Monte Carlo permitiu verificar o comportamento do amplificador no caso em que há uma componente aleatória no impacto da radiação sobre o desempenho do circuito. Isto é, a situação em que os parâmetros dos transistores não são afetados (alterados) de maneira idêntica. Por fim, através da simulação elétrica, foi possível identificar as partes do amplificador operacional mais sensíveis à radiação, relacionando as com o descasamento dos transistores casados devido a radiação.

Palavras-chaves: TID, Amplificador Operacional, Análise de Monte Carlo, Simulação Elétrica.

ABSTRACT

This work aims at, initially, make a brief review on the main radiation sources of relevance for integrated circuits operating in aero-space environments. The effect of ionizing radiation on MOS devices is also discussed. The design of a two stages operational amplifier of 350nm and 130nm technology is also performed. The response of the operational amplifier to total ionizing dose (TID) will be evaluated trough electric simulation. This effect will be initially evaluated in a simple way, that is, changing its threshold voltage (V_{th}) values and adding a leakage current in each transistor, according to the data found in the literature. Then the small signal analyses of is performed in both amplifiers, in order to evaluate the performance degradation. In a second moment the small signal analyses is repeated but now in the context of Monte Carlo simulations, in order to evaluate the situation in which the radiation does not change the parameters of all transistors by exactly the same amount. Finally, further electrical simulations are performed in order to identify the components of the operational amplifier that are most sensitive to radiation relating to the mismatch of transistors married due to radiation.

Keywords: TID, Operational Amplifier, Monte Carlo analyses, Electric Simulation.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	10
LISTA DE ABREVIATURAS	11
1 INTRODUÇÃO	12
1.1 MOTIVAÇÃO	12
1.2 OBJETIVOS	13
1.3 METODOLOGIA	14
1.4 CONTRIBUIÇÕES.....	14
1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	15
2 FONTES DE RADIAÇÃO E SEUS EFEITOS EM SISTEMAS FECHADOS	17
2.1 INTRODUÇÃO.....	17
2.2 EFEITOS DO ESPAÇO DE RADIAÇÃO	18
2.2.1 Efeito de Dose.....	19
2.2.2 Efeito de Deslocamento	21
2.2.3 Efeitos de Íons Pesados	21
2.2.4 Efeitos de Prótons	23
2.3 AS FONTES DE RADIAÇÃO.....	24
2.3.1 Cinturão de Radiação.....	24
2.3.2 Erupção Solar	25
2.3.3 Ventos Solares	26
2.3.4 Raios Cósmicos	27
3 O TRANSISTOR CMOS	29
3.1 A ESTRUTURA.....	29
3.2 O FUNCIONAMENTO	30
3.3 O FUNCIONAMENTO DO MOSFET	31
3.3.1 Acumulação.....	31
3.3.2 Depleção.....	32
3.3.3 Inversão	32
3.3.4 Inversão Fraca	32
3.3.5 Inversão Moderada	33
3.3.6 Inversão Forte	34
3.3.7 Tensão de Limiar	34
3.3.8 Tensão de Estrangulamento	35
3.3.9 A curva característica ID X VDS	35
4 O PROJETO DE UM APLICADOR OPERACIONAL DE DOIS ESTÁGIOS - 350nm E 130nm	37
4.1 O MODELO ACM.....	38
4.2 CÁLCULO DO PRIMEIRO ESTÁGIO.....	39
4.3 CÁLCULO DO SEGUNDO ESTÁGIO.....	41
4.4 CÁLCULO DA MARGEM DE FASE	42
4.5 IMPLEMENTAÇÃO NO HSPICE	43
5 OS EFEITOS DA RADIAÇÃO NO AMPLIFICADOR OPERACIONAL CMOS DE DOIS ESTÁGIOS - 350nm E 130nm	49
5.1 O EFEITO DE DOSE IONIZANTE TOTAL - TID.....	49
5.2 O EFEITO DA TID NO AMP-OP PROJETADO	53
5.3 O DESCASAMENTO DOS TRANSISTORES DO CIRCUITO	62
6 CONCLUSÕES	65
REFERÊNCIAS	68

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 Camadas da Atmosfera	18
Figura 2.2 Ilustração Cinturão de Radiação	24
Figura 2.3 Raio X do Sol.....	25
Figura 2.4 Ilustração Magnetosfera.....	26
Figura 2.5 Raios Cósmicos.....	28
Figura 3.1 Capacitor CMOS.....	29
Figura 3.2 Transistor NMOS.....	30
Figura 3.3 Transistor NMOS em Condução.....	31
Figura 3.4 Transistor NMOS com o canal estrangulado (Pinch-off).....	35
Figura 3.5 Curva Típica ID X VDS Transistor NMOS.....	36
Figura 4.1 Amplificador Miller.....	37
Figura 4.2 Análise de Pequenos Sinais para o Amp-Op 350nm.....	44
Figura 4.3 Ampliação da Frequencia de Corte que o Amp-Op atingiu	44
Figura 4.4 Amplificador como Amplificador Inversor para análise de transiente	45
Figura 4.5 Análise de transiente Amp-Op 350nm – ganho10	46
Figura 4.6 Análise de Pequenos Sinais para o Amp-Op 130nm.....	47
Figura 4.7 Ampliação da Frequencia de Corte que o Amp-Op atingiu	47
Figura 4.8 Análise de transiente Amp-Op 130nm – ganho10	48
Figura 5.1 Efeito de Dose Total devido a Radiação Ionizante	50
Figura 5.2 Incremento da corrente de fuga por TID	51
Figura 5.3 Corrente de fuga pelo óxido de campo	52
Figura 5.4 ΔV_{Th} devido a radiação – NMOS 350 nm.....	54
Figura 5.5 ΔV_{Th} devido a radiação – PMOS 350 nm.....	55
Figura 5.6 ΔV_{Th} devido a radiação – NMOS 130 nm.....	56
Figura 5.7 ΔV_{Th} devido a radiação – PMOS 130 nm.....	57
Figura 5.8 Gráficos da Leakage devido a radiação- 350 nm.....	58
Figura 5.9 Gráficos da Leakage devido a radiação- 130 nm.....	58
Figura 5.10 Correntes de fuga inseridas ao amplificador Miller.....	60
Figura 5.11 Monte Carlo 10000 – 10 krads – 130 nm.....	62

LISTA DE TABELAS

Tabela I – Efeito de Radiação Cósmica em Componentes Eletrônicos	17
Tabela II – Efeito de dose para três anos equipamentos espaciais	20
Tabela III – Especificações do projeto do amplificador operacional – 350 e 130 nm	38
Tabela IV – Dimensões dos transistores - tecnologia - 350nm	43
Tabela V – Dimensões dos transistores - tecnologia - 130nm	46
Tabela VI – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação - NMOS 350nm.....	53
Tabela VII – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação - PMOS 350nm	54
Tabela VIII – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação - NMOS 130nm	55
Tabela IX – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação - NMOS 130nm.....	56
Tabela X – Leakage devido a radiação 350nm.....	57
Tabela XI – Leakage devido a radiação 130nm	58
Tabela XII – Resultado da análise de pequenos sinais – simples – 130nm	59
Tabela XIII – Resultado da análise de pequenos sinais – simples – 350nm	59
Tabela XIV – Resultado da análise de pequenos sinais – Monte Carlo – 130nm.....	61
Tabela XV – Resultado da análise de pequenos sinais – Monte Carlo – 350nm	62
Tabela XVI – Análise de Monte Carlo para cada transistor – 130nm -	64

LISTA DE ABREVIATURAS

ACM : Advanced Compact MOSFET Model
AMP-OP: Amplificador Operacional
CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor
GBW: Gain Bandwidth Product
LET: Linear Energy Transfer
MOS: Metal Oxide Semiconductor
MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NIEL: Non Ionizing Energy Loss
N-MOS: Transistor MOS canal N
SAA: Anomalia do Atlântico Sul
SEB: Single Event Bournout
SEE: Single Event Effect
SEGR: Single Event Gate Rupture
SEL: Single Event Latch-up
SEU: Single Event Upset
SHE: Single Hard Error
TID: Total Ionization Dose
VLSI: Very Large Scale Integration
VTH: Threshold Voltage

1 INTRODUÇÃO

Com o aumento da capacidade de integração dos circuitos eletrônicos e o avanço da tecnologia, é cada vez maior o número de dispositivos eletrônicos colocados no espaço. Sendo assim, torna-se cada vez maior a preocupação quanto aos efeitos que o ambiente radioativo do espaço tem sobre tais equipamentos e suas novas tecnologias, tornando de suma importância o desenvolvimento de estudos e pesquisas na área.

Neste trabalho é mostrado um breve resumo sobre as fontes de radiação, seus efeitos e os principais elementos que as compõem, e ainda situações diferentes em que os efeitos podem ter maior ou menor influência.

Radiações ionizantes presentes no espaço, quando incidentes no silício dos circuitos, podem causar inúmeros efeitos indesejáveis. As atividades solares são as principais fontes destas partículas, as quais podem ser divididas, basicamente, em dois grupos: radiação eletromagnética (fótons), raios - X e raios - gama, ou luz ultravioleta e partículas carregadas como elétrons, prótons e íons pesados [VELASCO, 2007; NEMMANI, 2005; PARRIZOTTO, 2009].

1.1 MOTIVAÇÃO

Os dispositivos eletrônicos estão cada vez mais se utilizando da microeletrônica, e o desenvolvimento de novas tecnologias acontece de maneira muito rápida, o que implica sempre em novas características de funcionamento para os circuitos tendo, como principais, redução das tensões de alimentação e correntes com que os mesmos trabalham. Quanto mais nova a tecnologia, maior a miniaturização dos componentes e menor as alimentações dos circuitos [MARQUES, 2002; WANG, 2008], o que é um grande atrativo para os sistemas espaciais dado as limitações no suprimento de energia.

Assim, a cada nova tecnologia lançada, torna-se mais importante sabermos qual o seu comportamento quanto aos efeitos da radiação, pois hoje em dia já existe preocupação com a sua presença em circuitos eletrônicos, até mesmo no nível do mar [WIRTH, 2007; WIRTH, 2008].

Com os avanços na capacidade de integração em larga escala (*Very Large Scale Integration* – VLSI), os microprocessadores e processadores digitais passaram a ser utilizados em quase todos os dispositivos eletrônicos hoje encontrados. Circuitos digitais oferecem muitas vantagens, entre elas a capacidade de serem circuitos programáveis; porém, o condicionamento de sinais analógicos e circuitos de conversão de dados, será sempre necessário para que os circuitos digitais possam interagir com o mundo analógico, por exemplo, os conversores A/D e D/A, os quais, em várias de suas configurações, utilizam amplificadores operacionais na estrutura [MARQUES, 2002; SEDRA, 2000].

Sendo assim, um bloco básico de circuito, como o de um amplificador operacional, pode ser facilmente encontrado em meio a circuitos mistos (digitais/analógicos). Portanto, para este estudo de caso o circuito escolhido foi um amplificador operacional de dois estágios, também conhecido como amplificador Miller [SEDRA, 2000; ALLEN, 1987]. O circuito foi projetado para duas tecnologias diferentes e foram testados os efeitos da radiação ionizante em ambas, tudo no nível da simulação elétrica, para, então, verificar o comportamento do amplificador operacional para diferentes doses de radiação em ambas as tecnologias.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é caracterizar (verificar) os efeitos de radiação – efeito de dose (*Total Ionization Dose, TID*), em um circuito analógico complexo como um todo, analisando o impacto da radiação na resposta do circuito. O trabalho é realizado no nível da

simulação elétrica, utilizando-se a ferramenta Hspice [HSPICE, CSCOPE]. Os efeitos de radiação são testados em um amplificador operacional de dois estágios projetado para as tecnologias de 350nm e 130nm, e os resultados serão verificados através da análise de Monte Carlo.

1.3 METODOLOGIA

É também mostrado, o projeto analítico de um amplificador operacional de dois estágios para o estudo do caso, para a tecnologia de 350 nm e 130 nm, e implementado o mesmo, em nível de simulação elétrica, com a ferramenta Hspice. Após a implementação no Hspice foram testados o desempenho dos dois amplificadores operacionais e verificados seus resultados como ganho DC, GBW e margem de fase.

Com o auxílio da ferramenta Hspice, foi simulado o efeito de dose total (*Total Ionization Dose, TID*). Para isso se alterou os valores das tensões de limiar (*threshold voltage, VTH*) e se adicionou fontes de corrente entre dreno e fonte de cada transistor, para simular o incremento da corrente de fuga.

Os valores utilizados nas variações de VTH e corrente de fuga foram retirados das referências [HAUGERUD, 2005] e [LACOE, 1998] quando os transistores das tecnologias citadas foram submetidos, na prática, à irradiação de uma fonte de cobalto 60. A partir destas referências foram montadas tabelas que serão apresentadas no capítulo 5.

1.4 CONTRIBUIÇÕES

Um circuito analógico como o amplificador operacional estudado neste trabalho é de grande aplicabilidade nos mais diversos circuitos complexos, trabalhando também em

conjunto com circuitos digitais. Então foi mostrado o comportamento de um circuito desse tipo sob os efeitos da radiação, identificando quais estruturas do circuito o tornam mais sensível a tais efeitos podendo, no futuro, identificar estas estruturas (transistores casados em estágios de amplificação) dentro de outros circuitos e, a partir disto, caracterizá-las como estruturas críticas quanto aos efeitos de radiação para o funcionamento do circuito. A metodologia de análise e simulação empregada inclui a análise estatística do desempenho do circuito na situação em que os transistores não são afetados de maneira idêntica pela radiação ionizante.

As simulações foram feitas para dois amplificadores projetados com a mesma topologia, mas tecnologias diferentes – 350nm e 130nm – todos os resultados obtidos e conclusões feitas serão mostrados no corpo deste trabalho.

1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação aqui mostrada está dividida em seis capítulos da seguinte forma:

O primeiro capítulo é introdutório;

O segundo capítulo mostra o resumo sobre as fontes de radiação e os efeitos causados pelas mesmas;

O terceiro capítulo traz um resumo sobre dispositivos MOS;

O capítulo quatro apresenta o projeto do amplificador operacional e seus resultados nas simulações;

O capítulo quinto descreve a simulação do efeito de dose e a corrente de fuga no amplificador e mostra os resultados, através da análise de Monte Carlo. Ainda neste capítulo é descrito detalhadamente como foram feitas as simulações e quais os parâmetros utilizados, e

também as simulações para identificar as estruturas, dentro do amplificador operacional, mais sensíveis à radiação;

O capítulo seis, por fim, traz as conclusões obtidas com este trabalho e perspectivas para trabalhos futuros.

2 FONTES DE RADIAÇÃO E SEUS EFEITOS EM SISTEMAS FECHADOS

2.1 INTRODUÇÃO

Para melhor entender os efeitos causados pelas fontes de radiação em sistemas eletrônicos, é necessário primeiramente conhecer a sua origem, e como o ambiente de radiação influenciam o funcionamento dos dispositivos de diferentes maneiras, dependendo de diversos fatores, entre eles a altitude em que o dispositivo se encontra, a latitude geomagnética, e o quanto de proteção o mesmo possui, dentre outros.

O ambiente espacial é um ambiente radioativo, devido ao fato de o mesmo conter radiação ionizante de diversas fontes de radiação como: erupções solares, raios cósmicos, cinturão de radiação. Tais fontes de radiação liberam elétrons, prótons e íons pesados, que serão responsáveis pelos efeitos observados nos dispositivos eletrônicos.

Elétrons e prótons do cinturão de radiação, assim como prótons da ejeção de massa da coroa solar, contribuem para o efeito de Dose Total Ionizante (TID- Total Ionization Dose) acumulada nos dispositivos eletrônicos. Raios cósmicos e Íons pesados, provenientes das erupções solares e de radiação cósmica são responsáveis pelos efeitos transitórios de ionização dos dispositivos eletrônicos; Que são denominados genericamente de eventos de partículas únicas (SEE – “Single Event Effects”).

Tabela I – Efeito da Radiação Cósmica em Componentes e Dispositivos Eletrônicos

TIPO	EFEITO	OBS
ACUMULATIVO	Dose Total de Ionização (TID- “Total Ionization Dose”)	Todas as partículas que possuem cargas e radiação eletromagnética causam ionização do meio.
	Dano por deslocamento atômico (DD- “Displacement Damage”)	São formados defeitos na rede cristalina do semi-condutor.
TRANSIENTE	Eventos de Partícula Única (SEE- “Single Event Effect”)	

2.2 EFEITOS DO ESPAÇO DE RADIAÇÃO

Sendo a atmosfera terrestre uma proteção que age como um filtro para a radiação proveniente do ambiente espacial, a mesma impede, parcialmente, que raios ultravioletas e radiações ionizantes invadam o ambiente da terra. Devido à ação da atmosfera, uma porção pequena de radiação alcança o nível do mar. Quanto maior a altitude, maiores os níveis de radiação a que os circuitos estarão expostos [VELASCO, 2007; WANG, 2008].

Os equipamentos absorvem diferentes doses de radiação, devido às altitudes em que se localizam, como por exemplo: sistemas de aviação civil que trabalham na faixa de 9,5km de altitude, sistemas de aviação militar na faixa de 19km de altitude [WANG, 2008] e satélites que trabalham em diferentes órbitas terrestres, em uma faixa de altitude que varia de 300km a 36000km [VELASCO, 2007].

A atmosfera terrestre está dividida em diferentes níveis e alguns dos equipamentos citados anteriormente trabalham a altitudes superior às da atmosfera, como os satélites geoestacionários. Para melhor entendimento pode-se verificar a figura 2.1 abaixo [VELASCO, 2007; MA, 1989; WANG, 2008].



Figura – 2.1 Camadas da Atmosfera [ATMOSFERA, 2009]

O foco deste trabalho é o ambiente espacial e o efeito de dose total acumulada nos dispositivos eletrônicos embarcados em satélites, portanto neste trabalho serão consideradas as quatro principais fontes de radiação espaciais: cinturão de radiação, erupções solares, ventos solares, raios cósmicos e seus respectivos fenômenos. As partículas de interesse para tal estudo são essencialmente os elétrons, prótons e íons pesados, de várias origens e com diferentes energias e em particular os elétrons e prótons responsáveis pelo efeito de dose total ionizante. Os íons pesados e também os prótons causam um conjunto de efeitos transitórios específicos que são agrupados com o nome de SEE (Single Event Effect) [VELASCO, 2007; MA, 1989].

2.2.1 Efeito de Dose

A dose total ionizante é acumulada ao longo do tempo de permanência do dispositivo eletrônico no ambiente espacial devido a incidência de partículas contidas no cinturão de radiação e prótons emitidos pelas erupções solares, sendo o principal efeito do tipo acumulativo ao longo do tempo e que causa degradação do desempenho dos dispositivos [VELASCO, 2007; MA, 1989, LIMA, 2006].

Para avaliar a dose total de ionização (TID- *Total Ionising Dose*) a que estará sujeito um componente deve-se usar uma “curva de aproximação de dose” para indicar a dose recebida através da camada de proteção do dispositivo que é proporcionada pelas estruturas do veículo espacial. Essa curva é frequentemente utilizada como uma especificação, sendo somente dependente da missão de interesse. A TID é medida em rad (*radiation absorbed dose*) sendo que um rad equivale a 1 erg/grama ($1\text{erg}=10^{-7}\text{ J}$) do material. O rad determina o quanto de radiação é absorvida por unidade de massa do material [VELASCO, 2007; LIMA, 2006; BARNABY, 2006].

Dependendo da localização exata do componente no satélite ou dispositivo aeroespacial e de várias proteções oferecidas por outras estruturas que servem de blindagem é que a TID é computada. Como exemplo a tabela II apresenta os valores de dose para três anos dos satélites 3 e 4 do programa Sinobrasileiro CBERS em função da estrutura de blindagem de alumínio [ECSS, 2008]. Estes cálculos foram realizados com base nas especificações de engenharia da agencia espacial européia (ESA) [ECSS, 2008].

Tabela II – Efeito de dose para três anos equipamentos espaciais

Shield thickness (g/cm²)	Total (rad)
0,002	5,794E+06
0,004	5,438E+06
0,005	4,962E+06
0,027	1,686E+06
0,054	7,154E+05
0,108	2,138E+05
0,162	9,320E+04
0,216	5,676E+04
0,270	3,980E+04
0,540	1,350E+04
0,945	4,590E+03
1,215	2,686E+03
1,350	2,160E+03
1,620	1,575E+03
2,160	1,166E+03
2,430	1,068E+03
2,700	9,958E+02
2,970	9,588E+02
3,240	9,142E+02
3,510	8,586E+02
3,780	8,332E+02
4,050	8,138E+02
4,320	7,658E+02
4,590	7,398E+02
4,860	7,436E+02
5,130	6,980E+02
5,400	6,586E+02
6,000	6,402E+02
8,000	5,294E+02
10,000	4,544E+02

Para componentes em cabines é sugerido o uso de valores equivalentes a 2mm (0.54g/cm²) para proteção com alumínio. Considerando de 2 a 3 vezes a margem para o projeto; a dose total é de a 30 krads(Si); e a dose total para materiais e componentes na superfície do satélite é de 10⁷ rad (Si)(sem proteção e margem de projeto)

Existem dois métodos para computar a TID: o primeiro é um método analítico baseado na “Análise Setorial”, a qual é feita através de uma ponderação da curva do perfil de dose, o segundo faz uso da simulação de Monte Carlo, para o transporte das radiações através das estruturas do veículo espacial [VELASCO, 2007].

Os efeitos de dose de radiação ionizante (TID) e os eventos isolados (SEE) terão maior ou menor influência no funcionamento do dispositivo, dependendo da tecnologia em que foram construídos [VELASCO, 2007; MA, 1989].

2.2.2 Efeito de Deslocamento

Os dispositivos localizados em órbitas conhecidas como órbitas baixas, acima dos 1400 km de altitude, sofrem impactos de partículas (nêutrons), causando o efeito de deslocamento; isto ocorre devido ao cinturão de prótons [VELASCO, 2007; NICKLAW, 2003].

O efeito de deslocamento atômico só começou a ser levado em consideração pela indústria espacial após o incremento de novas órbitas localizadas no cinturão de prótons, pois até então era levado em consideração apenas por situações militares [VELASCO, 2007].

O efeito de deslocamento é medido quantitativamente pelas perdas não ionizantes (*Non Ionizing Energy Loss – NIEL*) em oposição às perdas ionizantes pelo efeito de dose [VELASCO, 2007; MA, 1989; NICKLAW, 2003].

2.2.3 Efeitos de Íons Pesados

Os íons pesados passam pelo material em linha reta. Quanto mais pesado for o íon maior será a ionização que o mesmo irá produzir ao longo de sua trajetória dentro do

dispositivo. O efeito de íons pesados é medido através da transferência de energia linear (LET – *Linear Energy Transfer*), isto é, a energia ionizada que é perdida por unidade de comprimento. É possível medir a LET para vários íons de diferentes energias, e é verificado que a máxima LET de interesse para aplicações espaciais é da ordem de $100\text{MeV cm}^2 \text{mg}^{-1}$ [VELASCO, 2007; MA, 1989].

Quando o íon passa através de um volume de um dispositivo eletrônico, é depositada carga ao longo de sua trajetória, e tal carga é coletada pelo campo elétrico do dispositivo. A associação “**íon-corrente**” pode induzir efeitos severos denominados SEE [VELASCO, 2007; MA, 1989; NICKLAW, 2003; AMUSAN, 2009]:

- SEU (Single Event Upset): pode ser traduzido como efeito de mudança de estado. É um efeito transiente que tem como característica afetar principalmente os registros de memórias;
- SEL (Single Event Lat-up): este efeito afeta a estrutura CMOS podendo chegar ao ponto de destruir o componente;
- SEB (Single Evente Burnout): este com certeza destrói o componente, afetando principalmente os MOSFETS de potência;
- SEGR (Single Event Gate Rupture): este é potencialmente destrutivo e afeta principalmente as estruturas submicrônicas;
- SHE (Single Hard Error): este efeito também causa a destruição do componente.

Dois parâmetros são necessários para quantificar a vulnerabilidade de dispositivos eletrônicos para íons pesados. O primeiro é a relação threshold LET, e o segundo, as seções de choque de SEE. Se a LET de uma partícula que atravessa o componente atingir um valor de energia maior que o threshold para o componente, o mesmo pode ser gatilhado involuntariamente.

Para cada SEE a seção de choque, representa a probabilidade para o íon atingir a parte sensível do componente provocando o respectivo efeito. Quanto maior a seção de choque do componente mais sensível ele é [VELASCO, 2007; MA, 1989; AMUSAN, 2009] ao fluxo de partículas ionizantes dentro do mesmo.

Do ponto de vista tecnológico, todo o tipo de tecnologia é sensível ao SEE (Single Event Effect) e quanto maior o volume ativo mais sensível é o componente [VELASCO, 2007; MA, 1989; NICKLAW, 2003; AMUSAN, 2009].

2.2.4 Efeitos de Prótons

Como os prótons fazem parte da relação dos íons pesados, os mesmos podem ser distinguidos como efeitos não destrutivos SEU, e efeitos destrutivos, SEL e SEB. Além disso, temos que distinguir efeitos indiretos devido à incidência de prótons e o núcleo do componente, e efeitos diretos devido à ionização por prótons no volume sensível do componente [VELASCO, 2007; NICKLAW, 2003].

A reação nuclear dessas partículas com o silício pode levar ao recuo residual do núcleo pesado ou a formação de dois íons de massa similar, pela fragmentação do núcleo do silício. Estes íons secundários causam um SEE indireto.

São três as principais fontes de prótons para eventos indiretos:

- emissão de prótons por erupções solares para órbitas geoestacionárias e órbitas polares baixas;
- apanhado de prótons para órbitas médias;
- o SAA (Anomalia no Atlântico Sul) para órbitas terrestres baixas.

A magnetosfera funciona como uma tela de proteção contra os prótons, porém este grau de proteção depende da órbita e do período da missão. Este efeito é fraco para órbitas

geoestacionárias e órbitas baixas altamente inclinadas, mas muito forte para órbitas baixas com pequenas inclinações [VELASCO, 2007; MA, 1989].

2.3 AS FONTES DE RADIAÇÃO

2.3.1 Cinturão de Radiação

O cinturão de radiação contém um apanhado de elétrons e prótons. Este apanhado de radiação inclui dois cinturões de elétrons. O cinturão interno contém elétrons cuja energia é menor que 5MeV. O outro cinturão contém elétrons cuja energia alcança 7MeV; além de possuir elétrons com maior energia, o fluxo de elétrons é mais variável e mais intenso que no cinturão interno.

Um terceiro cinturão de elétrons foi observado após uma tempestade magnética, tal cinturão localiza-se entre o primeiro e o segundo cinturão, podendo seus elétrons alcançar energias de até 30M.eV [VELASCO, 2007; MA, 1989].

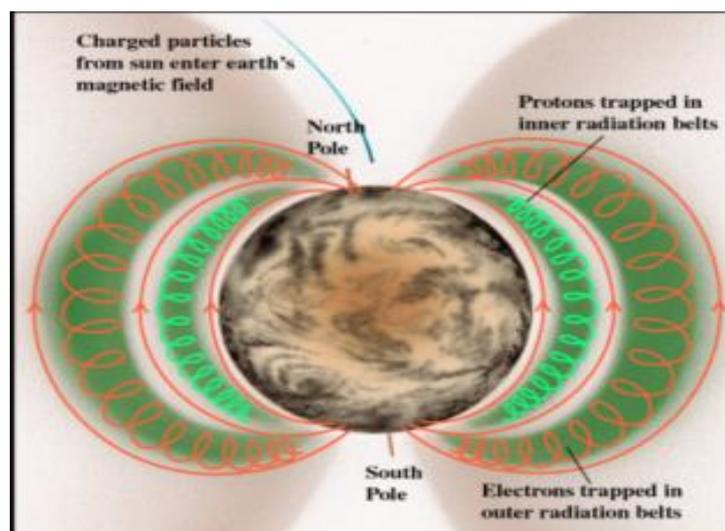


Figura - 2.2 Ilustração Cinturão de Radiação [CINTURÃO DE RADIAÇÃO]

2.3.2 Erupção Solar

Um ciclo de mancha solar dura em torno de onze anos, podendo ser dividido grosseiramente em quatro anos de baixa atividade e sete anos de alta atividade, apontados por eventos ordinários e de natureza excepcional [VELASCO, 2007; AMUSAN, 2009]. São dois tipos de eventos a serem considerados em relação à radiação ambiente.

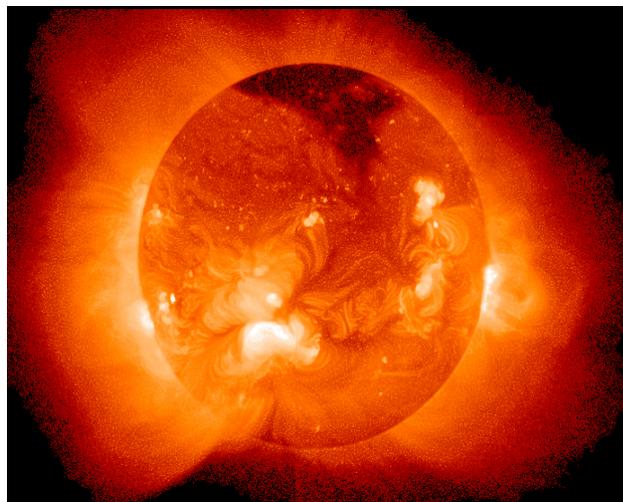


Figura - 2.3 – Raio X do Sol [ERUPÇÃO SOLAR]

O primeiro é representado pela coroa de ejeção de massa, a qual nos seus últimos dias emite alta energia de prótons.

Sendo aqui, o ponto de referência as erupções de prótons verificadas em agosto de 1972. Este evento foi capaz de fornecer prótons com energia de mais de 30MeV, registrado no 20º ciclo solar.

O segundo tipo de evento é classificado como evento impulsivo e envolve larga emissão de íons pesados [VELASCO, 2007; MA, 1989].

2.3.3 Ventos Solares

A alta temperatura da carga solar (aproximadamente 2 milhões de K) introduz energia suficiente para que os elétrons escapem da gravidade do sol. O efeito de ejeção de elétrons e a carga desbalanceada resultam em uma ejeção de prótons e íons pesados para fora da coroa.

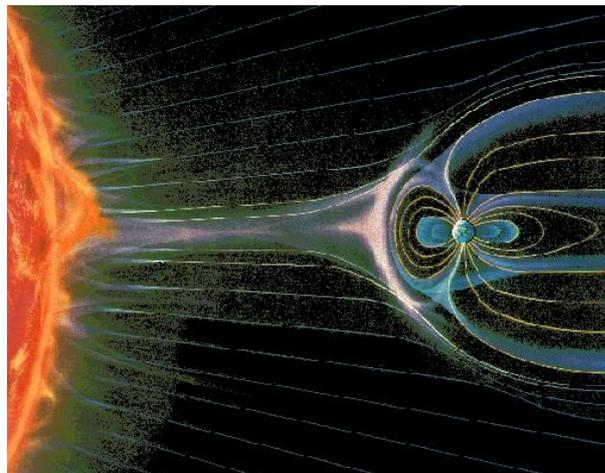


Figura - 2.4 Ilustração Magnetosfera [MAGNETOSFERA]

Com a ejeção de gases em alta temperatura, as partículas são homogeneizadas em um plasma diluído. A energia de tal plasma excede o seu campo magnético e então o campo magnético do sol “congela” no plasma. Este plasma flui de maneira radial para fora do sol com velocidades entre 300 e 900 Km/s e temperaturas na ordem de 10^4 a 10^6 K. Tais partículas possuem suas energias em uma faixa de aproximadamente 0,5 a 2 KeV por núcleo. A medida de densidade dos ventos solares é de 1 a 30 partículas/cm³. A composição dos ventos solares é de aproximadamente: 95% p⁺; 4% He⁺⁺; <1% de outros íons pesados; e o número de elétrons necessários para fazer o vento solar ficar neutro.

As maiores perturbações no campo magnético da terra podem ocorrer com mudanças na densidade dos ventos solares – devido às erupções solares – na velocidade dos ventos

solares – devido à ejeção de massa – e à orientação do campo magnético solar. Tais perturbações, interagindo com a magnetosfera da terra, causam perturbações chamadas de tempestades magnéticas.

Durante o período de alta atividade solar podem-se observar variações no campo magnético do sol, que resultam em uma compressão nas linhas do campo magnético da terra. Essa compressão das linhas faz com que o plasma seja empurrado para a superfície do lado escuro da terra. Por esse motivo, veículos espaciais que estejam orbitando entre 24h e 6h estarão expostos a uma abundante energia de elétrons, Exigindo uma maior preocupação com a operação desses veículos nesse horário.

As diferenças entre emissão e absorção em objetos colocados em ambientes fechados diferem por vários fatores. Entre eles é possível citar: diferenças no material, diferentes níveis de exposição à luz solar, e efeitos localizados, que resultam em uma desigualdade na população de elétrons, irradiada e absorvida, gerando quantidades de energia diferentes nas superfícies dos satélites.

Como existe uma infinidade de elétrons com energia suficiente para passar através da camada térmica de proteção dos satélites, tais elétrons são responsáveis pelo acúmulo de cargas na superfície dos dispositivos como: cabos, terminais de terra, componentes encapsulados dentre outros. Para atenuar esses efeitos usam-se filtros como superfícies revestidas, materiais com dissipação ao depósito de cargas, máxima blindagem possível dos componentes, tudo para que previnam a propagação de eventos de descargas criadas por sinais transientes [VELASCO, 2007; MA,1989].

2.3.4 Raios Cósmicos

Os raios cósmicos possuem íons pesados de alta energia, porém representam apenas 1% do núcleo de radiação cósmica; por outro lado tem-se 83% de prótons, 13% de Helium e 3% de elétrons [VELASCO, 2007; WANG, 2008; AMUSAN, 2009, HORST, 2005]. A

origem de tal radiação não é verdadeiramente conhecida, a única certeza é que parte vem de fora da Via Láctea e o restante de dentro. A energia dos íons é alta podendo chegar a 3×10^{20} eV. A energia é menor que 1GeV por núcleo, e o fluxo de partículas que atinge a terra está anti-correlacionado com a atividade solar [VELASCO, 2007; MA, 1989]. Os Íons pesados dos raios cósmicos são os principais responsáveis pelos SEE.



Figura - 2.5 Raios Cósmicos [CINTURÃO DE RADIAÇÃO]

3 O TRANSISTOR CMOS

O presente capítulo apresenta um resumo sobre os circuitos CMOS e seu funcionamento, com o objetivo de propiciar informações básicas para o estudo apresentado nos próximos capítulos deste trabalho. Para um estudo mais detalhado e aprofundado com as devidas formulações e demonstrações, é necessário procurar nas mais diversas referências da área [SEDRA, 2000; SILVA, 2004].

3.1 A ESTRUTURA

O transistor MOS é um dispositivo de quatro terminais, formado a partir de um substrato dopado, sendo a região central coberta com uma fina camada isolante (comumente usado dióxido de silício SiO_2) e, colocado acima desta camada isolante, um eletrodo com baixa resistividade, chamado de *Gate* ou Porta. Se analisarmos na explicação dada até aqui pode-se fazer analogia à descrição de um capacitor, o qual possui duas camadas condutoras separadas por uma camada isolante [PARRIZOTTO, 2009]. A estrutura descrita até aqui pode ser vista na Figura 3.1.

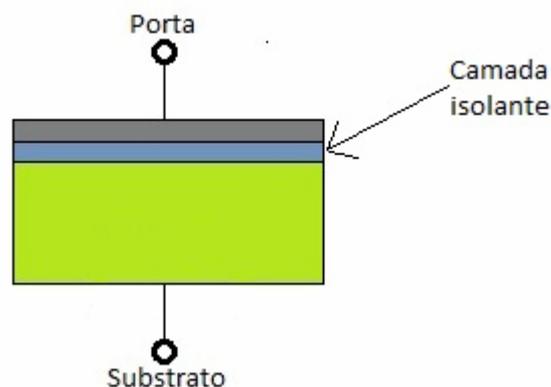


Figura 3.1 - capacitor MOS

Para se obter a estrutura final do transistor, deve-se colocar nas laterais do dispositivo duas regiões fortemente dopadas de forma inversa a do substrato. Tais estruturas são comumente usadas de forma a serem simétricas e são conhecidas como a fonte e o dreno do transistor (também conhecidos como, *Source e Drain*, respectivamente) [SEDRA, 2000; SILVA, 2004].

A estrutura final pode ser verificada através da Figura 3.2.

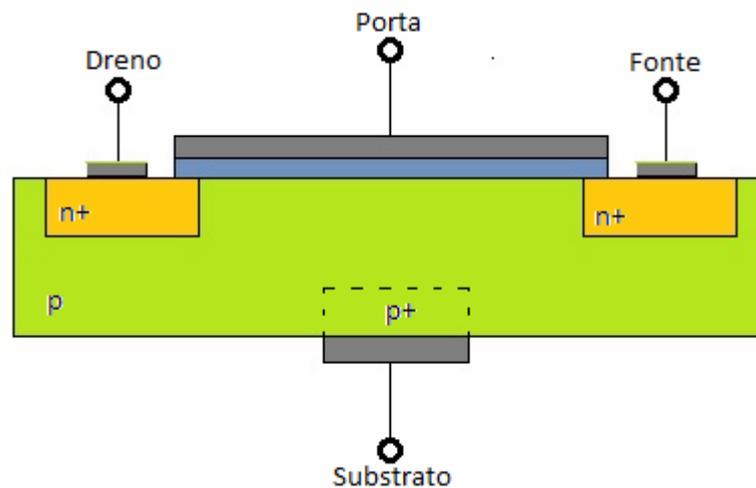


Figura 3.2 - Transistor NMOS

3.2 O FUNCIONAMENTO

O transistor mostrado na Figura 3.2 é dispositivo do tipo ativo, o qual pode controlar a passagem de corrente entre os seus terminais de dreno e fonte, dependendo da diferença de potencial aplicada entre porta e substrato, VGB (também conhecidos como, Gate e Bulk, respectivamente). Uma vez estabelecida a corrente entre dreno e fonte I_{DS} , a mesma será função da tensão VGB e da tensão aplicada entre fonte e dreno, VDS.

Para estabelecer o canal de condução é necessário que a tensão de porta, em relação ao substrato, seja maior ou igual à tensão de limiar do transistor que assim opera em inversão

forte. A tensão de limiar depende do projeto do transistor e dos materiais utilizados na construção do mesmo.

No caso do transistor N-MOS, que será discutido ao longo deste capítulo, se aplica uma tensão de porta positiva; a mesma cria uma região de inversão, na qual o excesso de elétrons cria um caminho de condução entre as regiões de dreno e fonte, e como já mencionado anteriormente, tal condução dependerá da tensão V_{GB} e da tensão aplicada entre fonte e dreno, V_{DS} . Esta situação do transistor em funcionamento – tensão de porta permitindo condução de corrente entre dreno e fonte - esta ilustrada na Figura 3.3 [SEDRA, 2000; SILVA, 2004].

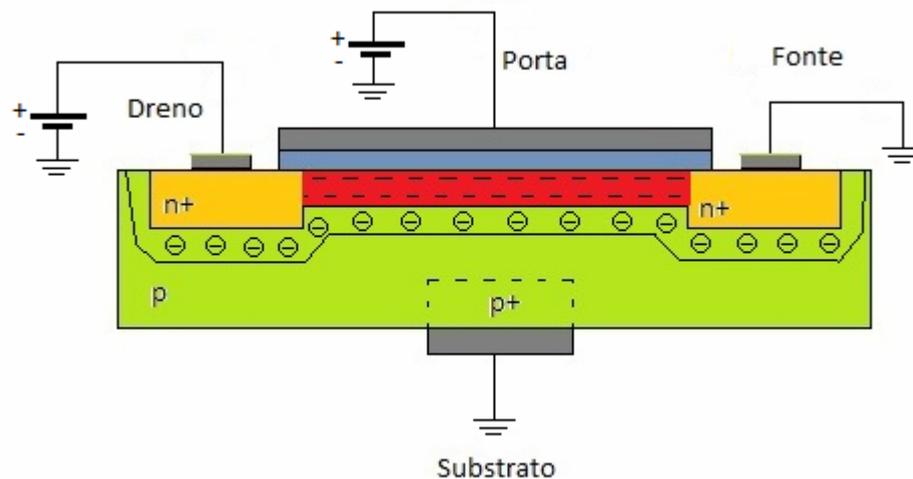


Figura 3.3 - Transistor N-MOS em condução

3.3 O FUNCIONAMENTO DO MOSFET

3.3.1 Acumulação

Para uma tensão negativa, em relação ao substrato, aplicada na porta do transistor N-MOS, a mesma faz com que ocorra um acúmulo de cargas positivas no substrato. Com isso

obtêm um aumento da concentração de portadores positivos, os quais já são presentes no substrato, apesar do mesmo ser eletricamente neutro. Enquanto a tensão na porta VGB for menor que a tensão de banda-plana VFB (Voltage Flat Band) diz-se que o transistor está em acumulação e o transistor permanece desligado.

3.3.2 Depleção

Conforme VGB é aumentado acima de VFB, cargas negativas são atraídas para a interface, recombinando-se com os portadores majoritários positivos do substrato. Quando não existir mais portadores livres no substrato está formada uma região neutra, chamada de região de depleção, e ainda assim o transistor permanece desligado.

3.3.3 Inversão

A passagem do regime de depleção para a inversão do substrato, e conseqüentemente a condução não se dá de forma instantânea. Ao aumentar-se o VGB, de forma a que a superfície do substrato adquira portadores suficientes para manter a condução elétrica e então colocar o transistor operando em inversão forte. Sendo assim existem diferentes níveis de inversão durante este percurso [SILVA, 2004].

3.3.4 Inversão Fraca

O regime de inversão fraca se dá com a aplicação de uma tensão VGB positiva, mas menor que V_{Th} .

No modelo ACM para o transistor, inversão fraca se dá com a densidade de corrente $i_f < 1$ [MARQUES, 2002; ALLEN, 1987], sendo

$$i_f = \frac{IF}{\frac{W}{L} \cdot I_{SQ}} \quad (3.1)$$

onde a corrente IF é a corrente direta no transistor, $\frac{W}{L}$ as dimensões dos transistores e I_{SQ} é um parâmetro da tecnologia.

Nesta situação a tensão de porta é tal que possibilita a criação de uma camada de depleção entre dreno e fonte, juntamente com uma fina camada de inversão, próxima à interface do óxido fino com o substrato. Sendo possível a condução entre fonte e dreno, tendo as cargas concentradas na camada de depleção, ocasionando praticamente toda a queda de potencial [SILVA, 2004].

3.3.5 Inversão Moderada

Conforme ocorre o aumento da tensão de porta a concentração de portadores livres na camada de inversão aumenta, fazendo com que a camada de inversão passe a ter um valor comparável ou até mesmo levemente maior que a camada de depleção. Com isso a queda de potencial assume valores semelhantes nas duas regiões e ambas contribuem para a condução do transistor. Neste momento a concentração de portadores na região de depleção tende a assumir um valor limite, e na camada de inversão a concentração cresce exponencialmente [SILVA, 2004].

Na inversão moderada, $1 < i_f < 100$ [MARQUES, 2002; ALLEN, 1987].

De maneira resumida pode-se dizer que durante a inversão fraca a região de depleção domina o dispositivo, e quando se eleva o nível de inversão a região de inversão passa a predominar no funcionamento do dispositivo.

Como tal variação não ocorre de maneira instantânea, à definição de valores exatos da transição torna-se muito difícil de especificar.

3.3.6 Inversão Forte

A inversão forte é caracterizada pela alta concentração de portadores na camada de inversão.

Essa concentração é muito maior que na camada de depleção, ficando a camada de inversão como a principal responsável pela condução do transistor.

A região de depleção e a queda de potencial ficam limitadas a um valor máximo, e qualquer variação da tensão de porta é absorvida pela camada de inversão.

A inversão forte se dá com $V_{GB} \geq V_{Th}$ [SILVA, 2004], o que proporciona $i_f > 100$.

3.3.7 Tensão de Limiar (V_{Th} – Threshold Voltage)

A tensão de limiar de um transistor tipo FET é definida no processo de fabricação do mesmo. No caso de um MOSFET tipo “N” a tensão de limiar será sempre positiva.

O valor de tensão a ser aplicado entre o terminal de porta e o terminal de fonte do transistor, de forma que seja suficiente para que o número de elétrons móveis se acumulem no canal de maneira a formar o canal de condução, é chamado de tensão de limiar (V_{Th} – Threshold Voltage) [VELASCO, 2007; SEDRA, 2000; SILVA, 2004].

3.3.8 Tensão de Estrangulamento (Pinch-off)

Operando em inversão forte, a aplicação de VDS (tensão aplicada entre Dreno e Fonte) de forma constante provoca uma queda de tensão ao longo do canal. À medida em que avançamos ao longo do canal da Fonte para o Dreno, a tensão aumenta de “0” até VDS, supondo que a fonte do transistor esteja aterrada em 0 volts. Sendo assim as tensões entre Porta e os pontos ao longo do canal diminui de VGS(tensão aplicada entre porta e Fonte) na fonte, até VGS-VDS no Dreno. Como tal tensão define a profundidade do canal, o mesmo não mantém sua profundidade uniforme, ocasionando o seu estreitamento ou estrangulamento próximo à região do Dreno, conforme pode ser verificado na Figura 3.4.

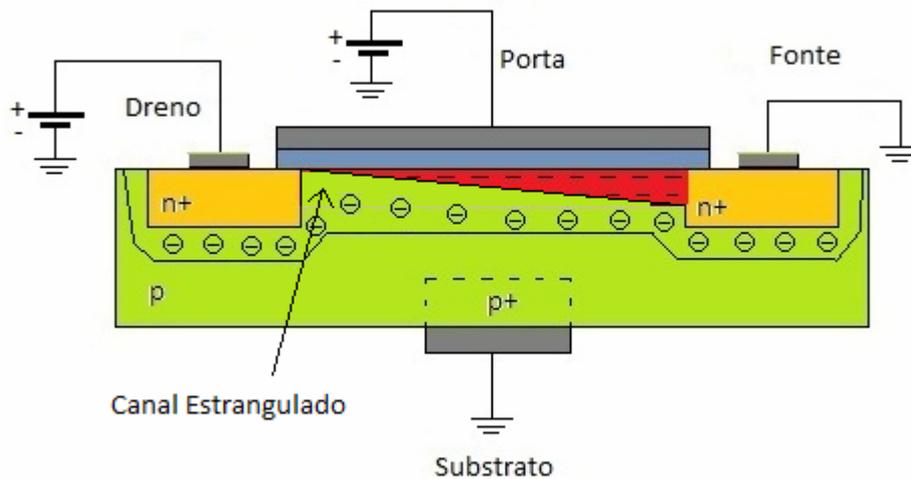


Figura 3.4 - transistor NMOS com o canal estrangulado (Pinch – Off)

3.3.9 A curva característica ID x VDS

A curva mostrada pela Figura 3.5 é uma curva característica de um transistor MOS convencional. A mesma relaciona a corrente I_{DS} (corrente entre Dreno e Fonte) de acordo

com a tensão aplicada em seus terminais para cada VGB (tensão aplicada na porta em relação ao substrato) individual.

Nesta figura pode-se verificar que existem três regiões de operação para o dispositivo, sendo identificadas como **região de triodo**, **região de corte** e **região de saturação**.

Para o dispositivo operar como chave, são usadas as regiões de corte e triodo e, caso seja usado como amplificador, utiliza-se a região de saturação.

A figura também evidencia que na região de saturação do dispositivo, quando a corrente atinge seu valor máximo, esta não depende da tensão VDS aplicada [9,10].

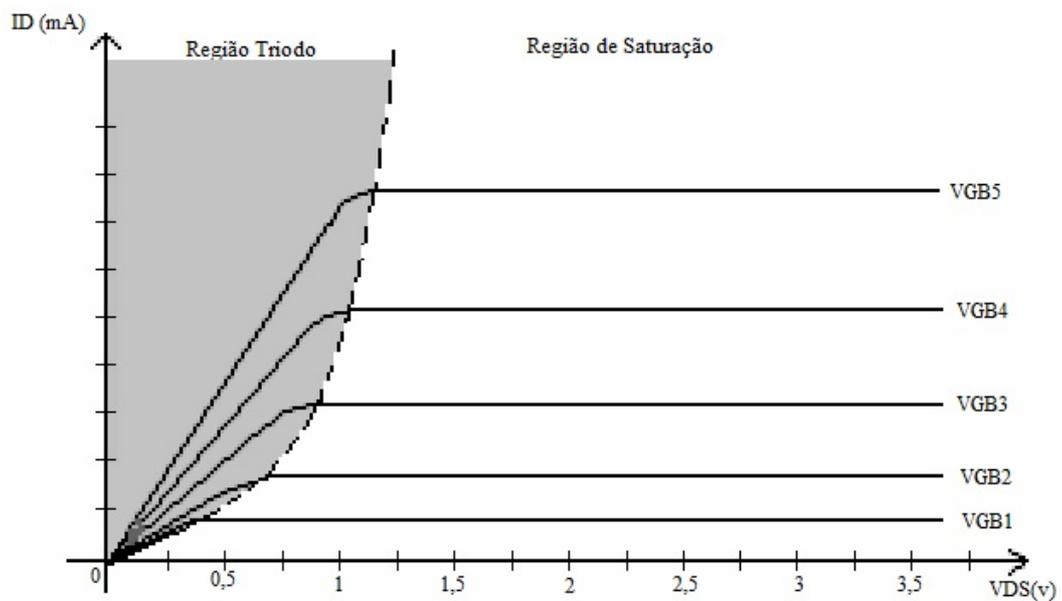


Figura 3.5 - Curva típica I_D x V_{DS} transistor NMOS

4 O PROJETO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL CMOS DE DOIS ESTÁGIOS – 350nm e 130nm

O circuito utilizado para estudo do caso é um amplificador operacional formado por dois estágios de ganho, também conhecido como amplificador Miller. O primeiro estágio, conforme pode ser visto na Figura 4.1, é formado pelo par diferencial M1-M2 e seus respectivos espelhos de corrente M3-M4.

A fonte de corrente formada por M5 é responsável pela polarização de M1-M2, sendo M5 um dos transistores que formam o espelho de corrente M8-M5-M7; esse espelho é alimentado pela corrente de referência IB.

O segundo estágio é formado por M6 e M7, no qual M6 é um transistor configurado para fonte comum, tendo como carga M7, que esta configurado para fonte de corrente.

Para a compensação de frequência é utilizado o capacitor de compensação C_c , o qual é utilizado para introduzir um pólo em frequência relativamente baixa, fazendo com que o ganho em malha aberta possa deslocar a frequência a uma taxa uniforme de 20dB/década.

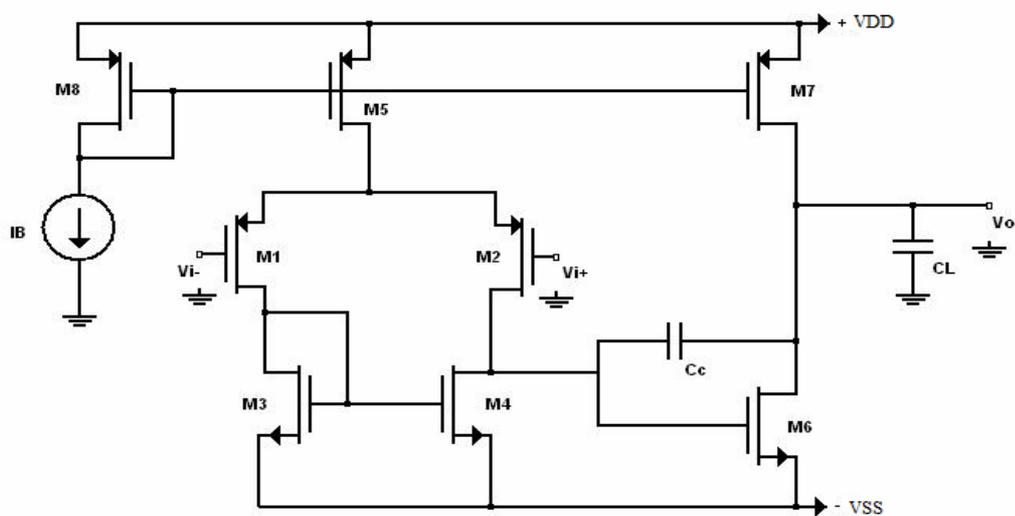


Figura 4.1 - Amplificador Miller

Para a realização do projeto foram seguidas as seguintes especificações para o circuito:

Tabela III – Especificações do projeto do amplificador operacional – 0.35 e 0.13 nm

AMS .35pm	.13 μ m
Tensão de alimentação de $\pm 3.3V$	Tensão de alimentação de $\pm 1.5V$
GBW (produto ganho-banda) de 1MHz	GBW (produto ganho-banda) de 1MHz
PM (margem de fase) de 60°	PM (margem de fase) de 60°
Ganho DC de 60Db	Ganho DC de 60dB
Capacitância de carga de 20pf	Capacitância de carga de 20pf

O software utilizado na simulação e análise foi Hspice.

4.1 O MODELO ACM

O modelo ACM possui forte semelhança ao modelo EKV proposto por Enz, Krummenacher e Vittoz, o qual possui sua formulação nas equações de carga do dispositivo, tendo um conjunto de 14 parâmetros, sendo 10 fundamentais, por dependerem de fenômenos físicos e estarem relacionados com o processo de fabricação. Os outros quatro são identificados como geométricos, pois estão relacionados com a geometria e a construção do transistor.

Sendo um modelo consagrado, fica clara sua importância no projeto de circuitos, já que outros modelos chegam a possuir mais de 100 parâmetros, como algumas versões da família BSIM [MARQUES, 2002; SILVA, 2004].

Os cálculos a seguir mostrados são os da tecnologia AMS .35p, sendo os cálculos da tecnologia de .13 μ m análogos a eles. Os resultados finais para cada tecnologia serão mostrados.

Inicialmente, foi feita toda a parte analítica do projeto, seguindo as especificações do projeto, para dimensionamento dos transistores e da corrente “IB”.

Deve-se salientar que todo o projeto foi elaborado para **inversão forte** e as equações utilizadas foram as do modelo ACM [MARQUES, 2002; ALLEN, 1987].

- Cálculo da capacitância de compensação “Cc” [ALLEN, 1987]

$$0,2CL \leq Cc \leq 0,6CL \quad (4.1)$$

Como foi especificado, no projeto, uma capacitância de carga igual a 20pf, utilizou-se Cc com $0,3 * CL$ [ALLEN, 1987]:

$$Cc = 6pf$$

4.2 CÁLCULO DO PRIMEIRO ESTÁGIO

Para o cálculo da transcondutância da entrada utilizou-se a seguinte equação:

$$gm1 = 2 * \pi * GBW * Cc$$

$$gm1 = 2 * \pi * 1 \times 10^6 * 6 \times 10^{-12} \quad (4.2)$$

$$gm1 = 37,68uS$$

O cálculo da corrente de polarização pode ser obtido através da relação universal para Mosfets [ALLEN, 1987] $\frac{I_F}{\phi_t \cdot gms} = \frac{1 + \sqrt{1 + i_f}}{2}$, a qual, em saturação, pode ser escrita como:

$$\frac{I_F}{\phi_t \cdot gm} = \frac{1 + \sqrt{1 + i_f}}{2 \cdot n} \quad (4.3)$$

Adotou-se $n=1,3$, $i_f=100$ (inversão forte) e $\phi_t = 25,9 \times 10^{-3}$ para a temperatura de $27^\circ C$, para todos os transistores. Logo I_{F1} :

$$\frac{I_{F1}}{25,9 \times 10^{-3} \cdot 37,68 \times 10^{-6}} = \frac{1 + \sqrt{1 + 100}}{2 \cdot 1,3}$$

$$I_{F1} = 4,15 \mu A = I_{D1}$$

Com esta corrente de polarização calcula-se então as dimensões dos transistores com [HAUGERUD, 2005]:

$$\frac{W}{L} = \frac{I_F}{i_f \cdot I_{SQ}} \quad (4.4)$$

Porém deve-se calcular antes I_{SQ} , que dependerá da tecnologia, para os transistores canal N e canal P [MARQUES, 2002; ALLEN, 1987]:

$$I_{SQN} = \mu_N \cdot C'_{OX} \cdot n \cdot \frac{\phi_t^2}{2} = 175 u \cdot 1,3 \cdot \frac{(25,9 \times 10^{-3})^2}{2} = 76,3 nA \quad (4.5)$$

$$I_{SQP} = \mu_P \cdot C'_{OX} \cdot p \cdot \frac{\phi_t^2}{2} = 65 u \cdot 1,3 \cdot \frac{(25,9 \times 10^{-3})^2}{2} = 28,39 nA$$

Assim para os transistores M1 e M2 tem-se:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2 = \frac{4,15 \times 10^{-6}}{100 \cdot (28,34 \times 10^{-9})} = 1,4643$$

Arbitrando $L=8\mu m$ obtem-se um $W=12\mu m$, ficando as dimensões W/L para M1 e M2 igual 12/8. Para M3 e M4 deve-se usar a mesma equação, porém utilizando I_{SQN} .

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = \frac{4,15 \times 10^{-6}}{100 \cdot (76,3 \times 10^{-9})} = 0,5439$$

Também com $L=10\mu m$ as dimensões, W/L de M3 e M4 ficam 6/10.

Para o cálculo de M5 deve-se utilizar o dobro da corrente de polarização usada em M1, já que M1 faz parte do par diferencial, M1- M2, alimentado por M5.

$$I_{F5} = 8,3 \times 10^{-6}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_8 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{8,3 \times 10^{-6}}{100 \cdot (28,34 \times 10^{-9})} = 2,872$$

Com $L=10\mu\text{m}$, W/L de M5 e M8 ficam 30/10.

Como M8 e M5 possuem dimensões iguais, $I_8 = I_5 = IB$.

4.3 CÁLCULO DO SEGUNDO ESTÁGIO

O cálculo do segundo estágio deve levar em conta as especificações para margem de fase “PM”. Deve-se posicionar o zero, o qual está no semi-plano lateral direito, bem acima de do GBW, ao fazer isso, também estará sendo posicionado o segundo polo pois C_c foi fixado em um percentual de CL [ALLEN, 1987]:

$$f_{zero} = \frac{g_{m6}}{2\pi C_c} \quad \text{e} \quad f_{p2} = \frac{g_{m6}}{2\pi CL}$$

Como $GBW \cong \frac{g_{m1}}{2\pi C_c}$, a razão $\frac{g_{m6}}{g_{m1}}$ determina a relação entre f_{zero} e GBW.

$$\frac{g_{m6}}{g_{m1}} = \frac{f_{zero}}{GBW} \quad (4.6)$$

Adotando-se que $g_{m6} = 10 \times g_{m1}$, coloca-se o zero uma década acima de GBW,

$g_{m6} = 376,8\mu\text{S}$, logo

$$f_{zero} = \frac{g_{m6}}{2\pi C_c} = \frac{376,8 \times 10^{-6}}{2\pi \cdot 6 \times 10^{-12}} = 10\text{MHz}$$

$$f_{p2} = \frac{g_{m6}}{2\pi \cdot CL} = \frac{376,8 \times 10^{-6}}{2\pi \cdot 20 \times 10^{-12}} = 2\text{MHz}$$

4.4 CÁLCULO DA MARGEM DE FASE [ALLEN, 1987]

$$\begin{aligned}
 PM &= 90^\circ - \arctg\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right) - \arctg\left(\frac{GBW}{f_{zero}}\right) \\
 PM &= 90^\circ - \arctg\left(\frac{1 \times 10^6}{2 \times 10^6}\right) - \arctg\left(\frac{1 \times 10^6}{10 \times 10^6}\right) \quad (4.7) \\
 PM &= 57,74^\circ
 \end{aligned}$$

Pode-se observar que a margem de fase calculada ficou bem próximo das especificações do projeto – 60° - considerando-se o valor encontrado analiticamente aceitável. Para o cálculo de M6 foi usada a relação universal dos MOSFETS[MARQUES, 2002; ALLEN, 1987]:

$$\frac{I_6}{\phi_t \cdot g_{m6}} = \frac{1 + \sqrt{1 + i_f}}{2n} \quad (4.7)$$

$$\frac{I_6}{25,9 \times 10^{-6} \cdot 376,8 \times 10^{-6}} = \frac{1 + \sqrt{101}}{2,6}$$

$$I_6 = 42 \mu A = I7$$

De posse de I_6 pode-se calcular as dimensões do mesmo:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_6 = \frac{42 \times 10^{-6}}{100(76,3 \times 10^{-9})} = 5,5$$

Com $L=10\mu m$, W/L de M6 é 60/10

O cálculo do transistor restante, M7, é efetuado através da relação [ALLEN, 1987]:

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_7}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} \quad (4.8)$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 = 2,872 * 0,5 * \frac{5,5}{0,5439} = 14,5$$

Com $L=10\mu\text{m}$, W/L de M7 é 150/10.

4.5 IMPLEMENTAÇÃO NO HSPICE

De posse de todas as dimensões dos transistores e suas respectivas correntes de polarização, montou-se a implementação no Hspice.

A tabela IV mostra como ficaram as dimensões dos transistores que foram utilizados na simulação.

Tabela IV – Dimensões dos transistores – tecnologia 350nm

350nm	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
W/L	6/4	6/4	3/5	3/5	15/5	42/5	105/50	15/5

Para que as especificações projeto fossem atendidas, foi feita uma diminuição no comprimento do canal pela metade, manteve-se I_B com $12\mu\text{A}$ e o capacitor de compensação passou a ser de 4pf, valor mínimo aceitável analiticamente. Com isso foi possível alcançar um resultado satisfatório, conforme mostrado nas figuras 4.2 e 4.3.

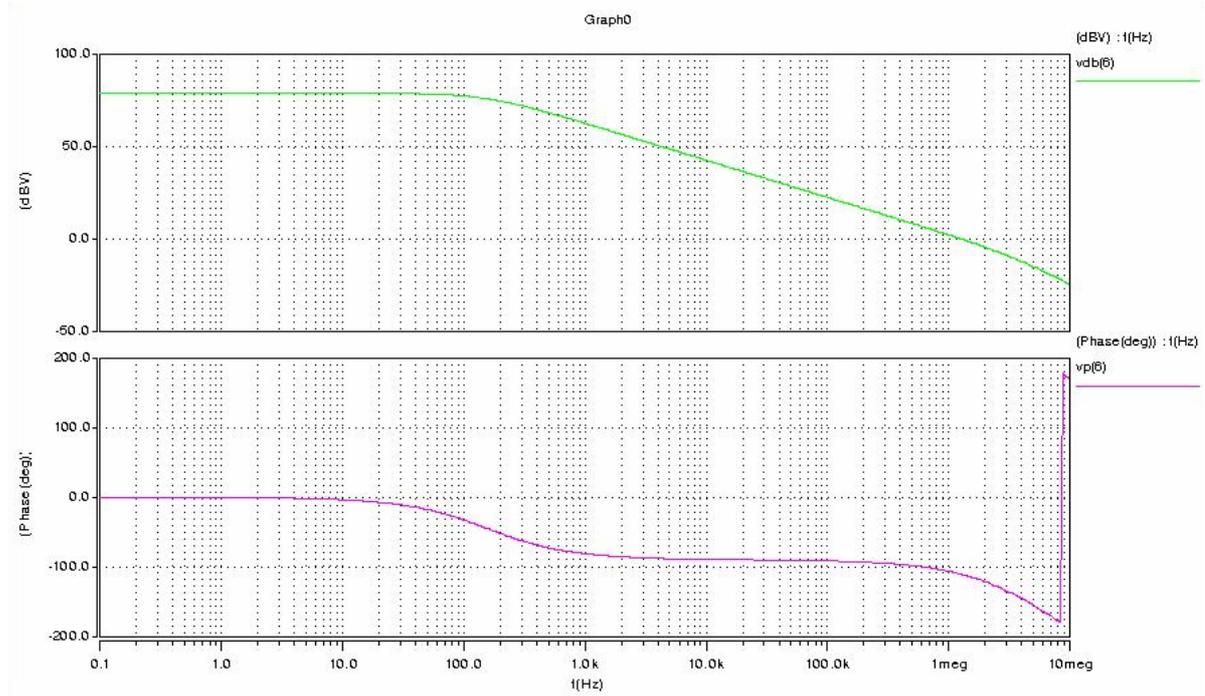


Figura 4.2 - Análise de pequenos sinais para o amp-op 350nm

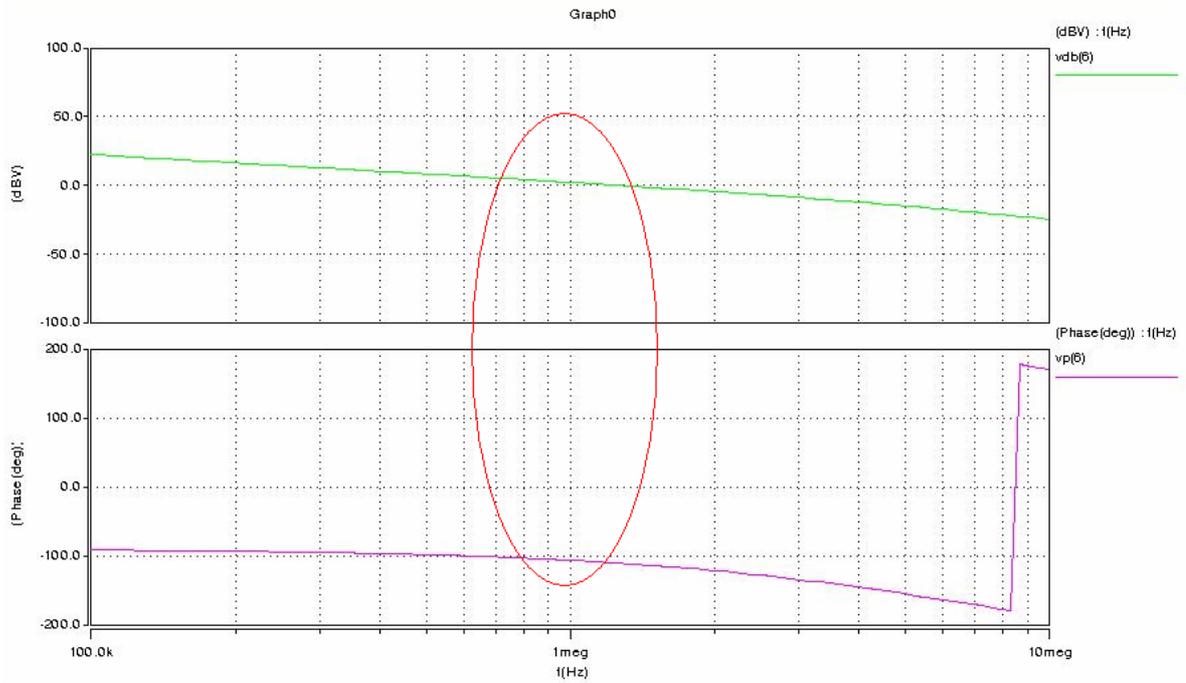


Figura 4.3 - Ampliação da frequência de corte que o amp-op atingiu

Os valores específicos de desempenho do amplificador operacional, obtidos pela implementação no HSPICE para a tecnologia de 350nm, são mostrados a seguir:

- a) Ganho DC de **78,65 dB**
- b) GBW de **1,25 MHz**
- c) Fase com **69,57°**

Após a análise de pequenos sinais, configuro-se o amp_op para trabalhar como amplificador inversor e fez-se a análise de transiente. Para isso foi usada uma fonte senoidal de 100mV de amplitude e um 1KHz de frequência, e a configuração do amplificador inversor para um ganho 10, conforme mostrado na figura 4.4.

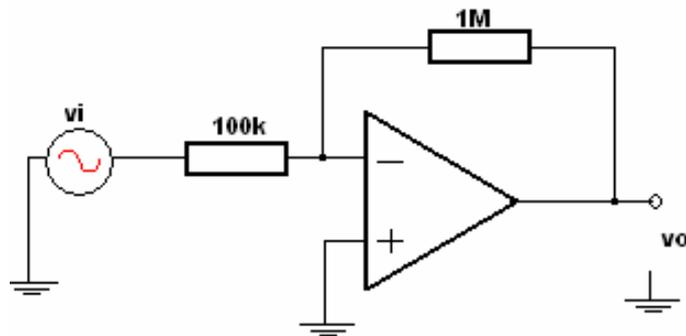


Figura 4.4 - Amp_op como amplificador inversor para análise de transiente

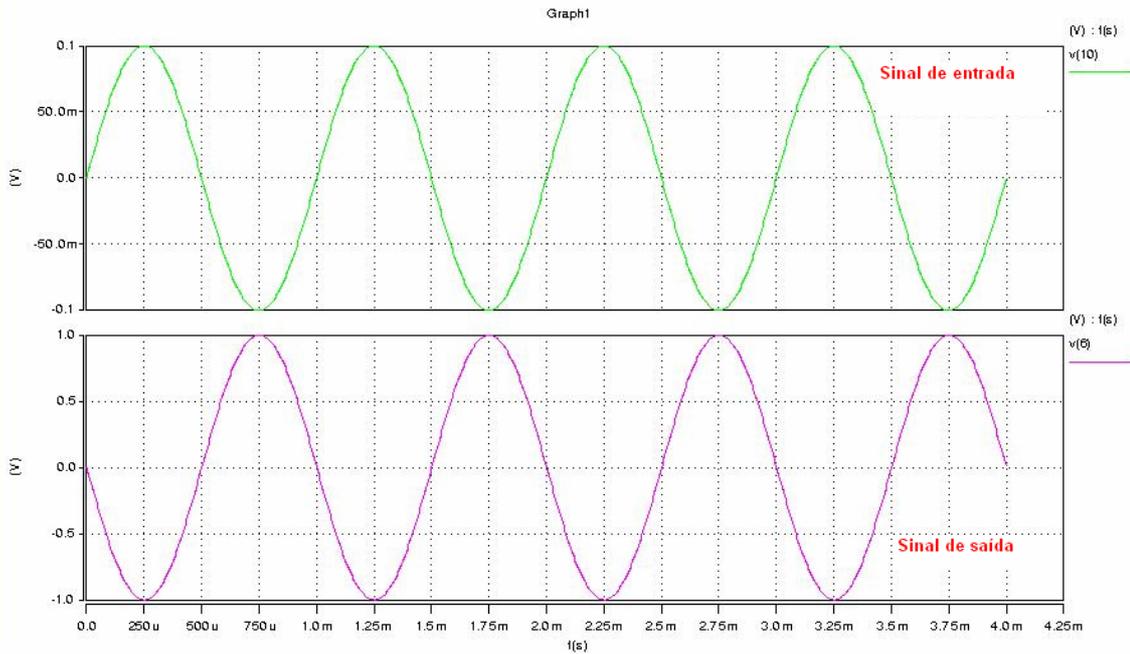


Figura 4.5 - Análise de transiente amp-op 350nm – ganho10

Pode-se verificar na Figura 4.5 que o amp_op projetado possui um funcionamento satisfatório, pois na configuração amplificador inversor com ganho 10, para uma entrada de 100mV o mesmo conseguiu excursionar sua saída até 1mV de pico e com total inversão de fase.

Para a tecnologia de $.13\mu\text{m}$ o projeto foi implementado no HSPICE de modo análogo ao da tecnologia $.35\mu\text{m}$ obtendo-se como dimensões para os transistores os valores mostrados na Tabela V.

Tabela V – Dimensões dos transistores – tecnologia 130nm

130nm	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
W/L	2,2/1,2	2,2/1,2	1,1/2	1,1/2	6/2	15/2	40/2	6/2

Assim como para a tecnologia de 350nm, também foi feita a análise de pequenos sinais para verificar se o amplificador operacional atendia as especificações do projeto.

E isso pode ser verificado nas Figuras 4.6 e 4.7.

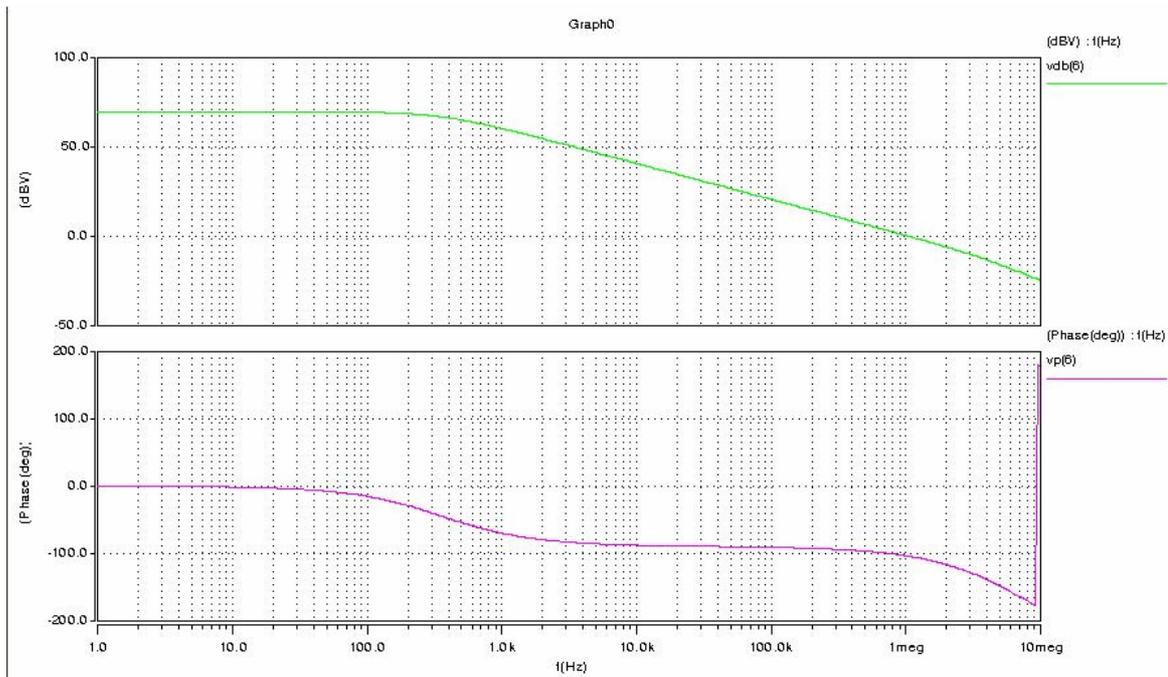


Figura - 4.6 Análise de pequenos sinais para o amp-op 130nm

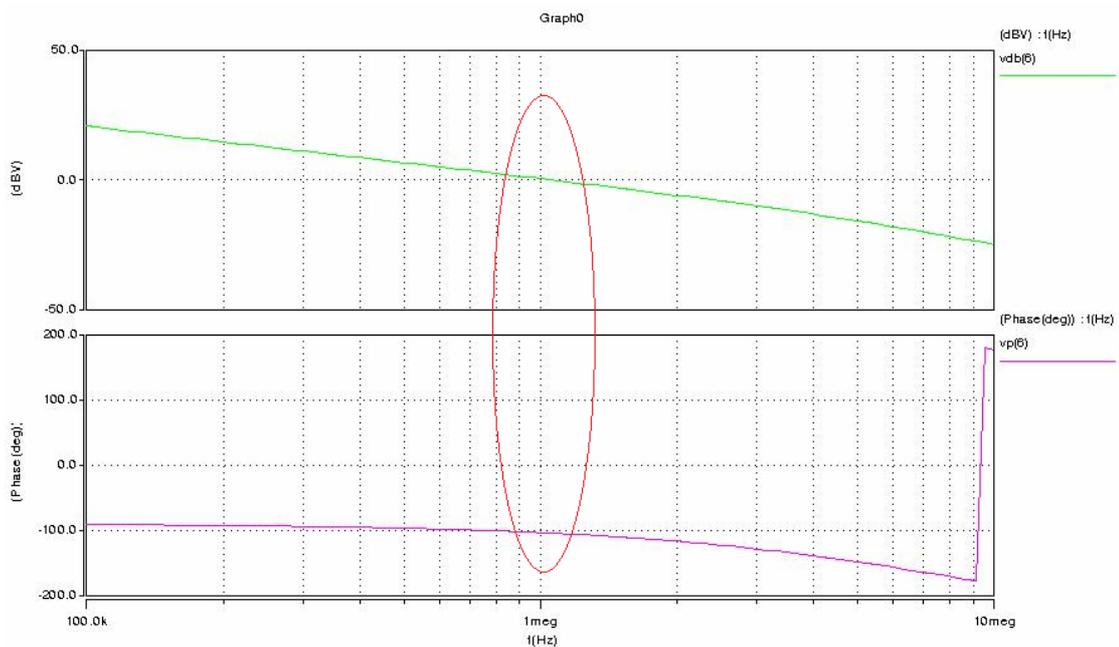


Figura - 4.7 Ampliação da Frequência de Corte que o Amp-Op atingiu

Os valores específicos de desempenho do amplificador obtidos são os seguintes:

- a) Ganho DC **69,596 dB**
- b) GBW de **1,05MHz**
- c) Fase com **75,6°**

O amplificador também foi testado como amplificador inversor, sendo o circuito externo configurado para um ganho 10. E novamente utilizado como sinal de entrada uma fonte senoidal, porém com a amplitude de entrada reduzida para 70mV e a mesma frequência de 1KHz. O resultado obtido é mostrado na Figura 4.8.

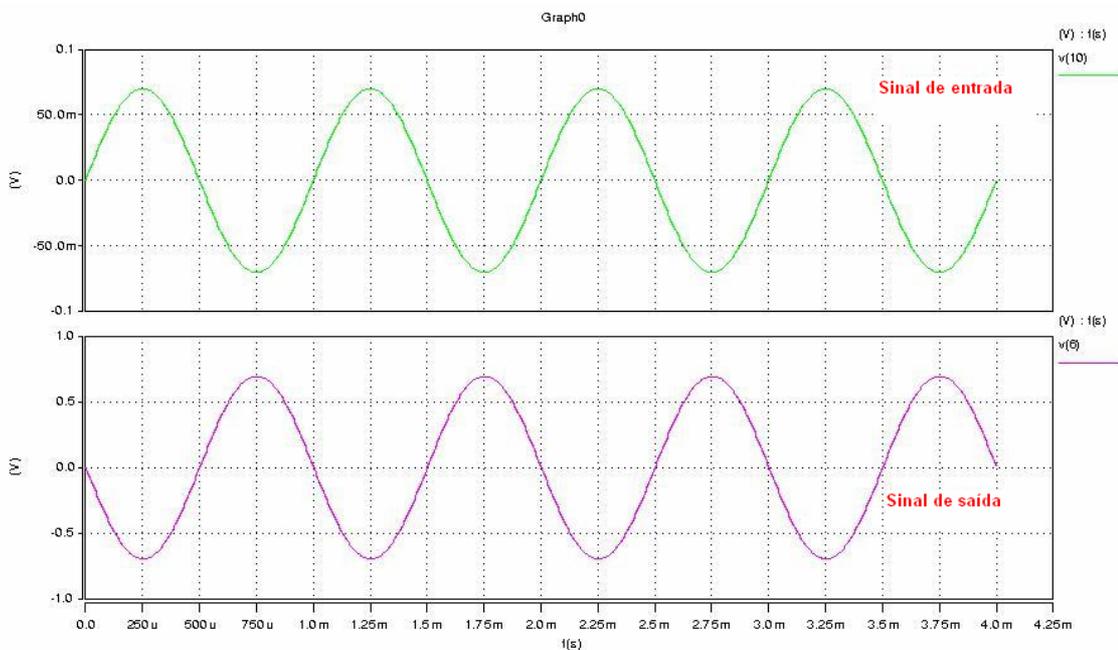


Figura 4.8 - Análise de transiente amp-op 130nm – ganho10

Assim como na tecnologia de 350nm, o desempenho do amp-op projetado para a tecnologia de 130nm também mostrou-se satisfatório, pois conforme a figura 4.8 para uma entrada de 70mv, o amp-op na configuração amplificador inversor, fez sua saída excursionar a 700mv com total inversão de fase.

5 OS EFEITOS DA RADIAÇÃO NO AMPLIFICADOR OPERACIONAL CMOS DE DOIS ESTÁGIOS – 350nm E 130nm

Como já foi citado anteriormente neste trabalho, o ambiente espacial é um ambiente radioativo com diversos tipos de radiação, sendo a mesma capaz de penetrar na blindagem dos equipamentos, podendo causar danos nos componentes eletrônicos.

Neste capítulo, através de um simulador do tipo spice, será simulado o efeito de dose total (TID - Total Ionization Dose) em um circuito analógico complexo. Para esta simulação foi escolhido o amplificador operacional cujo projeto, simulação e desempenho foram discutidos em detalhe no capítulo anterior, para as tecnologias de 350nm e 130nm.

5.1 O EFEITO DE DOSE IONIZANTE TOTAL – TID

O efeito de dose total ionizante acontece devido ao acúmulo de cargas liberadas pela radiação ionizante ao longo do tempo, ocasionando o mau funcionamento do dispositivo eletrônico [SILVA, 2004; GROMOV, 2007; LIMA, 2006]. A dose é medida em rad (*radiation absorbed dose*), sendo que $1\text{rad}=100\text{erg/g}$ de energia depositada no material.

O efeito de dose é criação de pares elétron-lacuna na camada do dióxido de silício (SiO_2) e cada par criado consome em torno de 18 eV de energia [SILVA, 2004; LIMA, 2006]. Como os elétrons possuem alta mobilidade, os mesmos são facilmente drenados pelos conectores do silício. Por outro lado, as lacunas, por possuírem baixa mobilidade, acabam sendo aprisionadas no óxido, sendo possível que as lacunas migrem para a interface do óxido com o substrato, sob efeito de um campo elétrico.

Assim, no final tem-se um óxido com excesso de lacunas, ou seja, cargas positivas presas à estrutura. Este efeito acaba ocasionando uma mudança na tensão de limiar em

dispositivos MOS [VELASCO, 2007; SILVA, 2004; GROMOV, 2007; LIMA,2006; NEMMANI, 2005]. Na Figura 5.1 este processo é ilustrado.

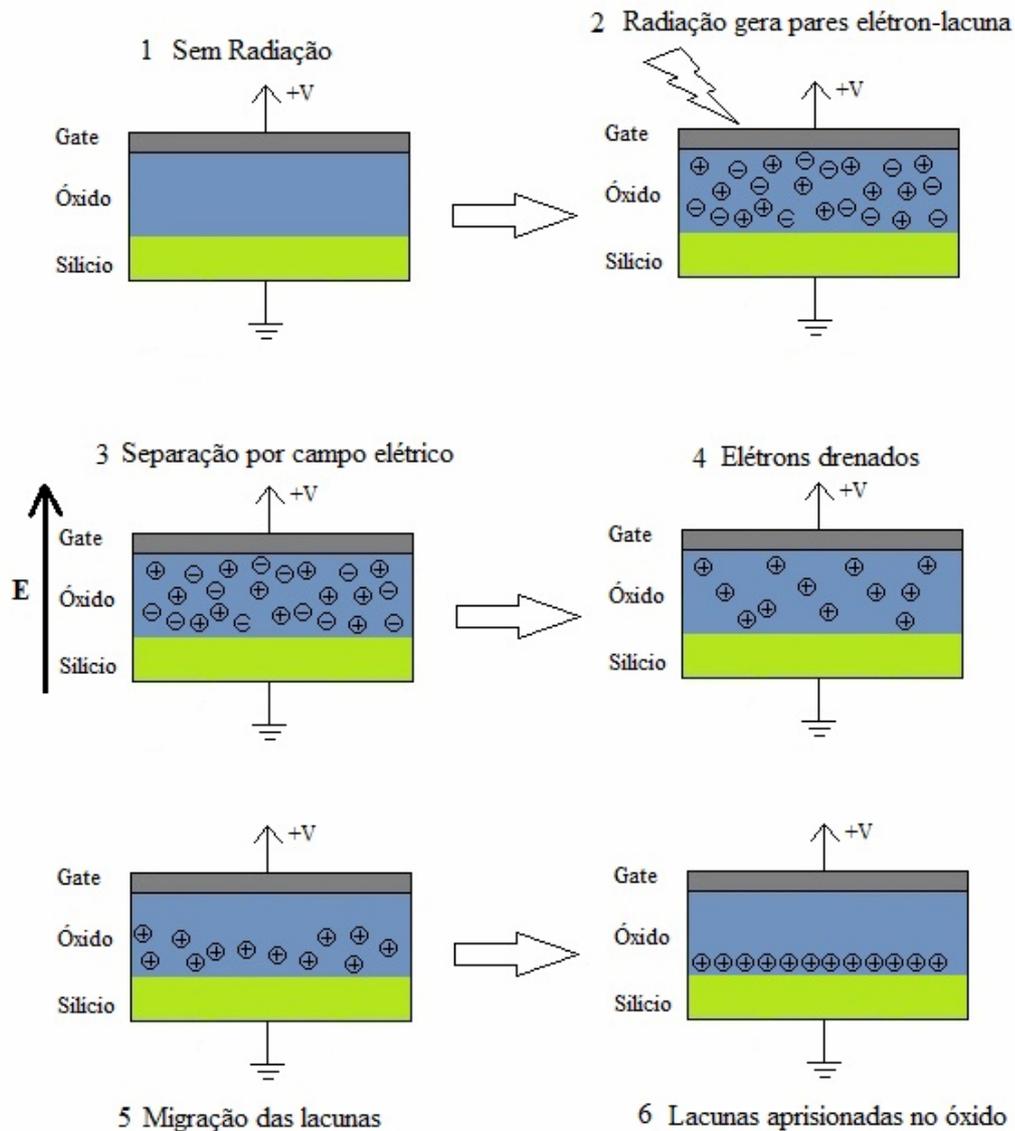


Figura 5.1 - Efeito de dose total devido a radiação ionizante

Tratando-se de tecnologias mais avançadas, este efeito de dose por radiação torna-se menos intenso, devido à redução da espessura do óxido de Gate. Sendo este um dos parâmetros mais importantes no dimensionamento de transistores, quanto mais moderna a tecnologia menores serão as dimensões dos dispositivos, e menor a espessura do óxido de

Gate, o qual está sujeito a um campo elétrico, e isso por sua vez acarreta a diminuição da tensão de alimentação dos circuitos [BARNABY, 2006].

O óxido mais fino também facilita uma rápida recombinação dos elétrons com as lacunas nas armadilhas do óxido de Gate [BARNABY, 2006; PACCAGNELLA, 2004]. Além disso, é menor o volume de óxido no qual ocorre a geração de pares elétron-lacuna.

Este óxido mais fino implica em uma maior qualidade dos materiais, sendo um óxido mais puro o qual acaba inibindo a criação de armadilhas na interface [VELASCO, 2007; SILVA, 2004; LIMA, 2006]; tecnologias mais modernas são, portanto, menos sensíveis aos efeitos de dose total de radiação ionizante.

Outro efeito que deve ser levado em consideração é a corrente de fuga, pois a TID também é responsável pelo incremento da corrente de fuga (I_{leak}) nos dispositivos MOS. Com o excesso de cargas positivas presas no óxido, além de diminuir a tensão de limiar do transistor, elas fazem com que o substrato P sofra “inversão”, mesmo na ausência de um campo elétrico, surgindo assim a formação de um pseudo canal que propicia o incremento da corrente de fuga, conforme ilustra a figura 5.2 [BARNABY, 2006; HUANG, 2004]. Este pseudo canal pode ser mais intenso na região de transição entre o óxido de campo (mais espesso) e o óxido de porta (mais fino).

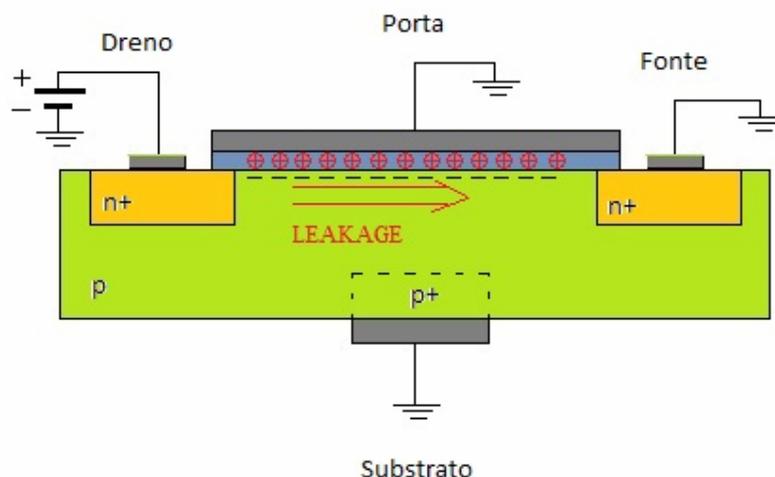


Figura - 5.2 Incremento da corrente de fuga por TID

Outro caminho para a corrente de fuga é através do óxido de campo, o qual é utilizado em toda a volta do transistor para isolamento do mesmo. No óxido de campo também acontece o apanhado de cargas devido à radiação, proporcionando caminho para corrente de fuga entre as bordas do dreno e da fonte do transistor (canais parasitas), conforme pode ser verificado na figura 5.3.

Nas tecnologias mais modernas também pode ocorrer corrente de fuga devido à maior facilidade ao tunelamento; essa corrente gerada é semelhante a corrente de fuga induzida [BARNABY, 2006; PACCAGNELLA, 2004]. A frequência utilizada para simulações de tempo de atraso de escrita foi de 500MHz, sendo importante repetir as simulações para frequências mais baixas, verificando se os resultados seguem coerentes.

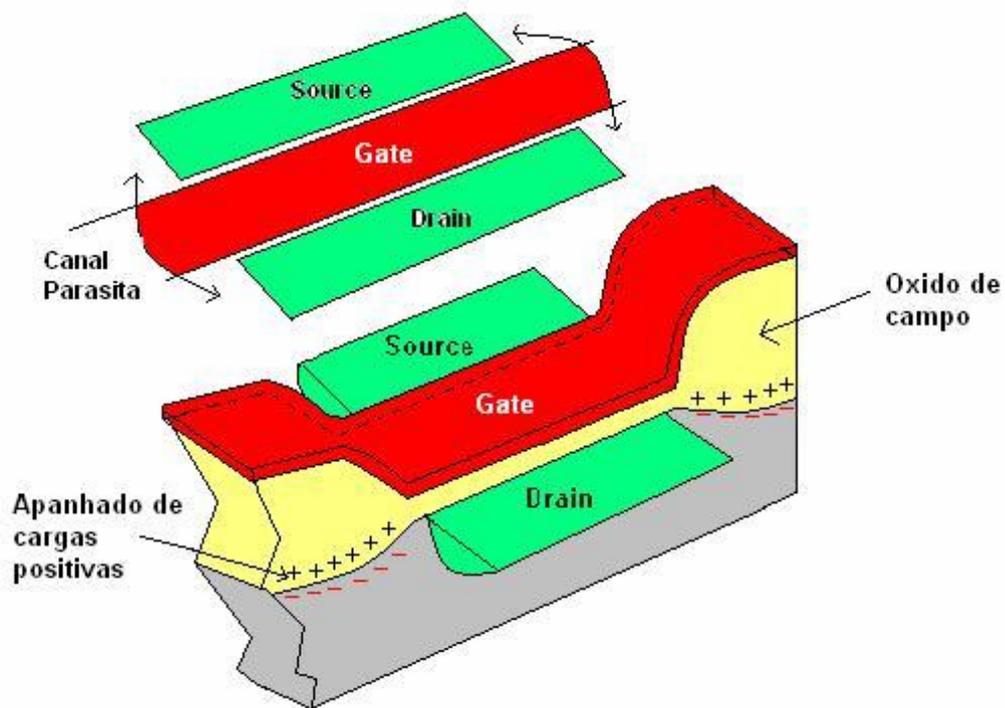


Figura 5.3 - Corrente de fuga pelo óxido de campo

Ao contrário da alteração da tensão de limiar, o aumento da corrente de fuga por TID é mais relevante para tecnologias mais modernas [L.GONELLA, 2007; GROMOV, 2007].

5.2 O EFEITO DA TID NO AMP-OP PROJETADO

Para verificar-se o efeito de dose total no circuito projetado foram feitas alterações nos valores das tensões de limiar de todos os transistores (V_{Th}). Inicialmente as alterações foram feitas substituindo-se o valor original de V_{Th} , pelo novo valor, o qual foi calculado a partir de um ΔV_{Th} somado ao valor original.

Os valores utilizados foram retirados das referências. Para a tecnologia de 350nm foi possível obter-se os dados para os transistores NMOS e PMOS através da referência [LACOE, 1998] e para a tecnologia de 130nm os dados obtidos foram para os transistores NMOS através da Figura 8 da referência [HAUGERUD, 2005]; para os transistores PMOS foi feita uma relação entre as tecnologias, pois ambas possuem um comportamento qualitativamente iguais.

Os valores para a corrente de fuga para a tecnologia 350 nm foram retirados da referência [LACOE, 1998], não estando disponível o desvio padrão. Para a tecnologia 130nm os valores foram retirados – para o transistor NMOS - da referência [HAUGERUD, 2005]; os valores de fuga do transistor PMOS foram retirados através de relação direta, respeitando as proporcionalidades de valores de cada tecnologia, feita com a tecnologia de 350nm por possuírem comportamento qualitativamente igual. Após a obtenção dos dados montou-se as tabelas, com a variação de V_{Th} em módulo, que aqui se seguem juntamente com seus gráficos:

Tabela VI – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação – NMOS 0.35 μm

Variação de V_{Th} 0.35 μm – NMOS		
V_{Th} – original – 777mV		
Krads	$\Delta v_{th}(mV)$	1σ (mV)
0		
10	37,2	22,1
30	42,6	34,4
50	30,4	23,4
70	29,3	24,6
100	29,7	35,7
300	-60,3	45,5

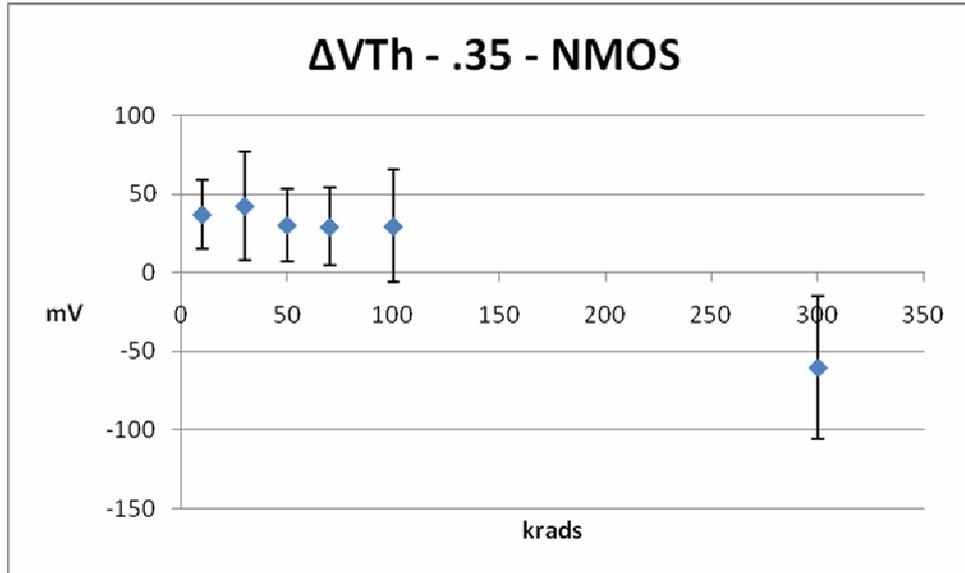


Figura 5.4 - ΔV_{Th} devido a radiação – NMOS 0.35 μm

Tabela VII – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação – PMOS 0.35 μm

Variação de V_{Th} 0.35 μm – PMOS		
V_{Th} – original – -608mV		
Krads	$\Delta v_{th}(mV)$	1σ (mV)
0		
10	1,5	1,61
30	3,6	2,02
50	5,6	1,61
70	7,9	0,806
100	8	2,82
300	18,7	29,8

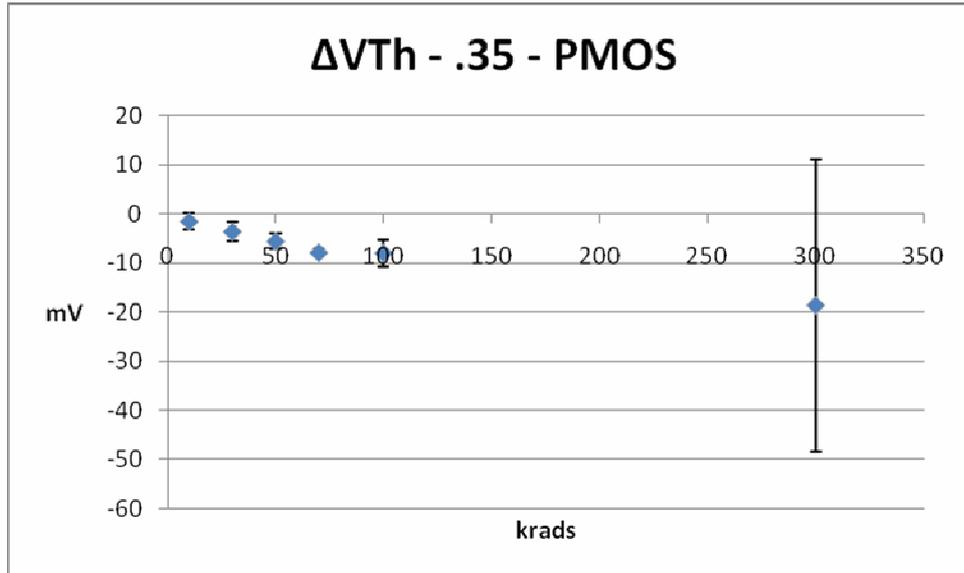


Figura 5.5 - ΔV_{Th} devido a radiação – PMOS 0.35 μm

Tabela VIII – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação – NMOS 0.13 μm

Variação de V_{Th} 0.13 μm – NMOS		
V_{Th} – original – 388mV		
Krads	Δv_{th} (mV)	1σ (mV)
0		
10	0,5	0,297
30	0,7	0,566
50	0,9	0,693
70	1,0	0,84
100	0,8	0,962
300	0,875	0,66

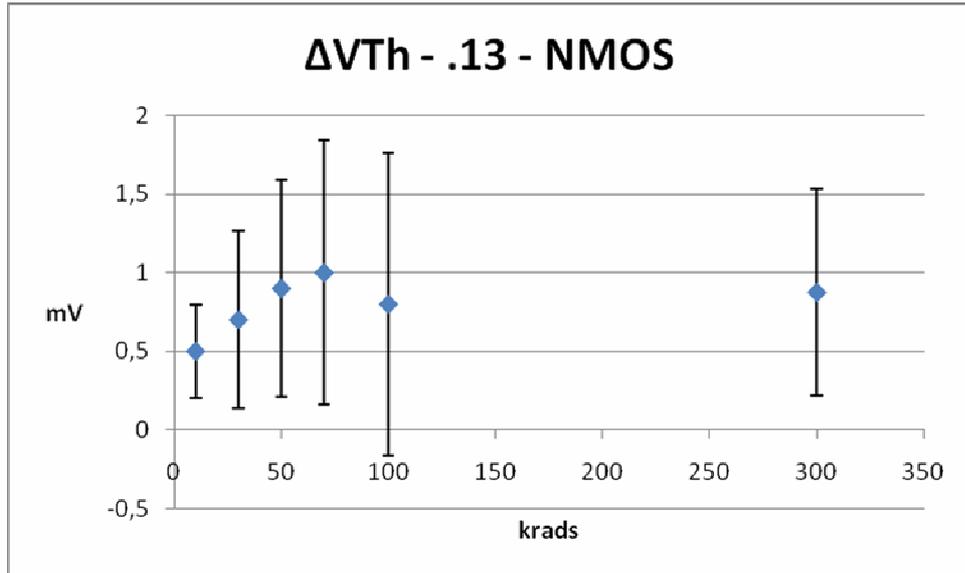


Figura 5.6 - ΔV_{Th} devido a radiação – NMOS 0.13 μm

Tabela IX – ΔV_{Th} , em módulo, devido a radiação – PMOS 0.13 μm

Variação de V_{Th} 0.13 μm – PMOS		
V_{Th} – original – -337mV		
Krads	Δv_{th} (mV)	1σ (mV)
0		
10	0,848	0,907
30	2,0	1,12
50	3,11	0,896
70	4,36	0,445
100	4,46	1,57
300	10,4	16,5

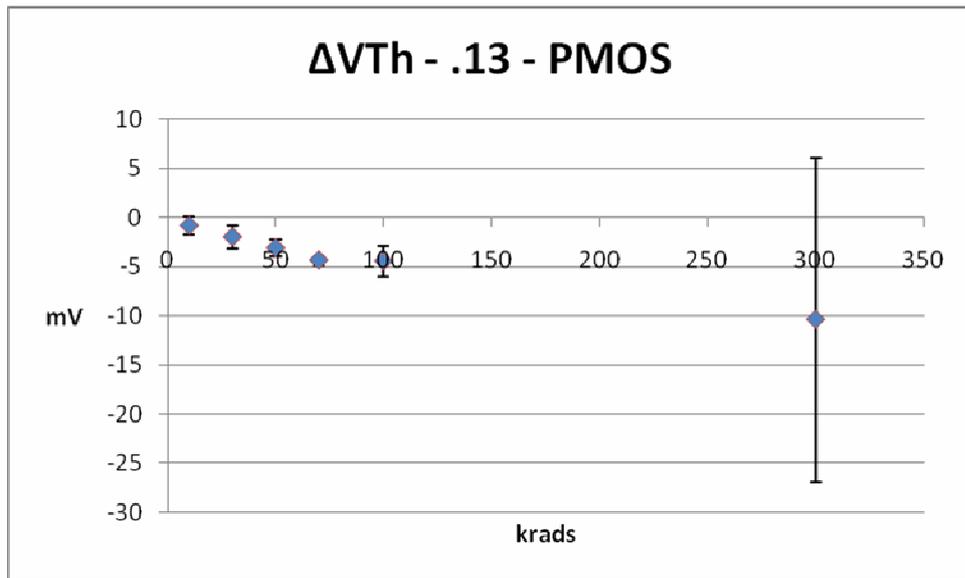


Figura 5.7 - ΔV_{Th} devido a radiação – PMOS 0.13 μm

Tabela X – Leakage devido a radiação 0.35 μm

Leakage .35 μm		
Krads	NMOS	PMOS
0	0,03pA	1pA
10	0,2pA	10pA
30	0,5pA	20pA
50	0,8pA	30pA
70	60pA	50pA
100	10nA	55pA
300	1uA	70pA

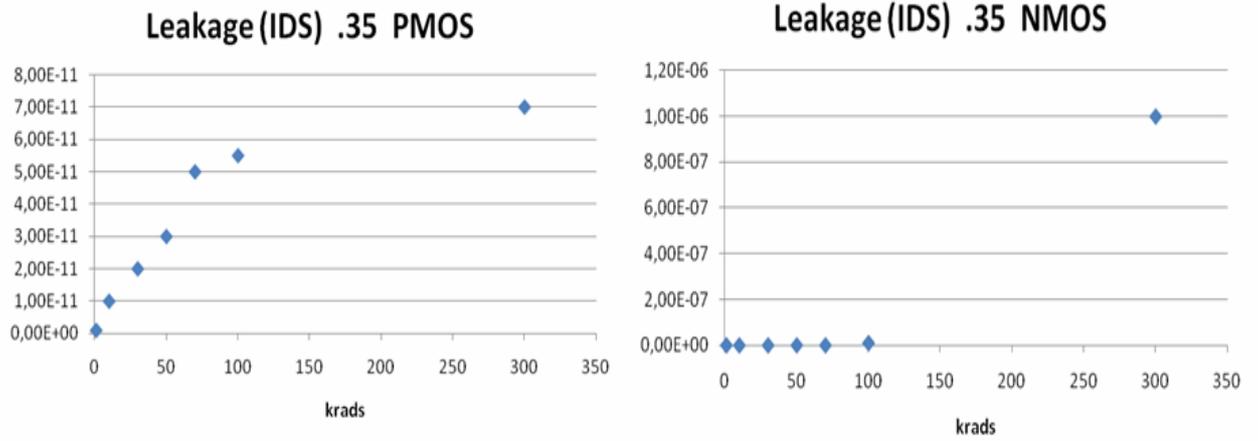


Figura 5.8 - Gráficos da leakage devido a radiação – 0.35 μm

Tabela XI – Leakage devido a radiação 0.13 μm

Leakage .13 μm		
Krads	NMOS	PMOS
0	0,7pA	23,3pA
10	0,7pA	23,3pA
30	0,7pA	23,3pA
50	0,7pA	23,3pA
70	20Pa	38,8pA
100	4000pA	42,7pA
300	3000pA	54,3pA

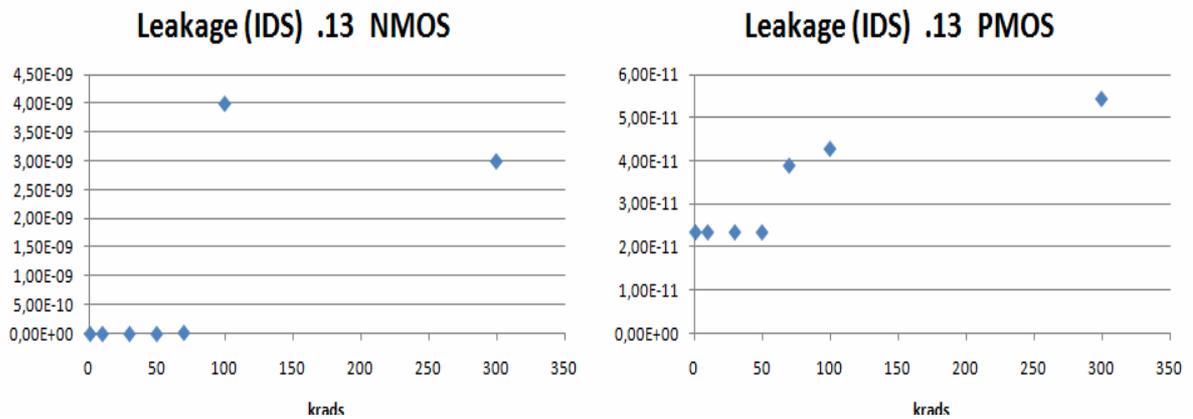


Figura 5.9 - Gráficos da leakage devido a radiação – 0.13 μm

De posse de todos os parâmetros necessários para a simulação, a mesma foi feita inicialmente de maneira simples e verificando o desempenho do amplificador operacional, obtendo-se os resultados mostrados nas tabelas XI e XII para as tecnologias testadas.

Tabela XII – Resultado da análise de pequenos sinais – simples – 130 μm

Tecnologia de 130nm			
Krads	Ganho DC – dB	GBW	Fase
1	69,56	1,05	75,6°
3	69,45	1,05	75,6°
10	69,37	1,05	75,6°
30	69,21	1,05	75,6°
50	69,11	1,05	75,6°
70	69,03	1,05	75,6°
100	68,91	1,05	75,6°
300	68,83	1,05	75,6°

Tabela XIII – Resultado da análise de pequenos sinais – simples – 0.35 μm

Tecnologia de 350nm			
Krads	Ganho DC – dB	GBW	Fase
1	78,6	1,25	69,57°
3	78,13	1,25	69,57°
10	77,4	1,25	69,57°
30	76,95	1,25	69,57°
50	76,21	1,25	69,57°
70	75,54	1,25	69,5°
100	73,87	1,25	69,5°
300	73,34	1,25	69,5°

Conforme se pode verificar na maneira em que foi feita a análise, os resultados obtidos não chegam a ser nada preocupantes, pois mesmo para os valores de radiação mais altos testados, o amplificador operacional manteve seu funcionamento dentro das especificações do projeto, para ambas as tecnologias.

Foram então feitas novas simulações, porém agora com a variação de V_{Th} através da análise de Monte Carlo. Esta análise gera valores randômicos obedecendo uma determinada distribuição de probabilidades para variáveis consideradas incertas, simulando assim combinações de valores dessas variáveis que levam a resultados mais próximos da realidade que são o foco da análise.

Para cada transistor foi feita uma análise de Monte Carlo com distribuição gaussiana para a variação dos VTs; cada análise foi executada com **10.000** interações para cada valor de radiação e os valores utilizados foram retirados das principais referências [LACOE, 1998; HAUGERUD, 2005] e estão listados na tabelas XIV E XV.

Juntamente com o efeito de dose foi simulada a corrente de fuga; para isso, a cada transistor é adicionada uma fonte de corrente entre o dreno e a fonte, conforme pode ser visto na Figura 5.3, sendo o valor da fonte conforme os valores retirados das referências [HAUGERUD, 2005; LACOE, 1998].

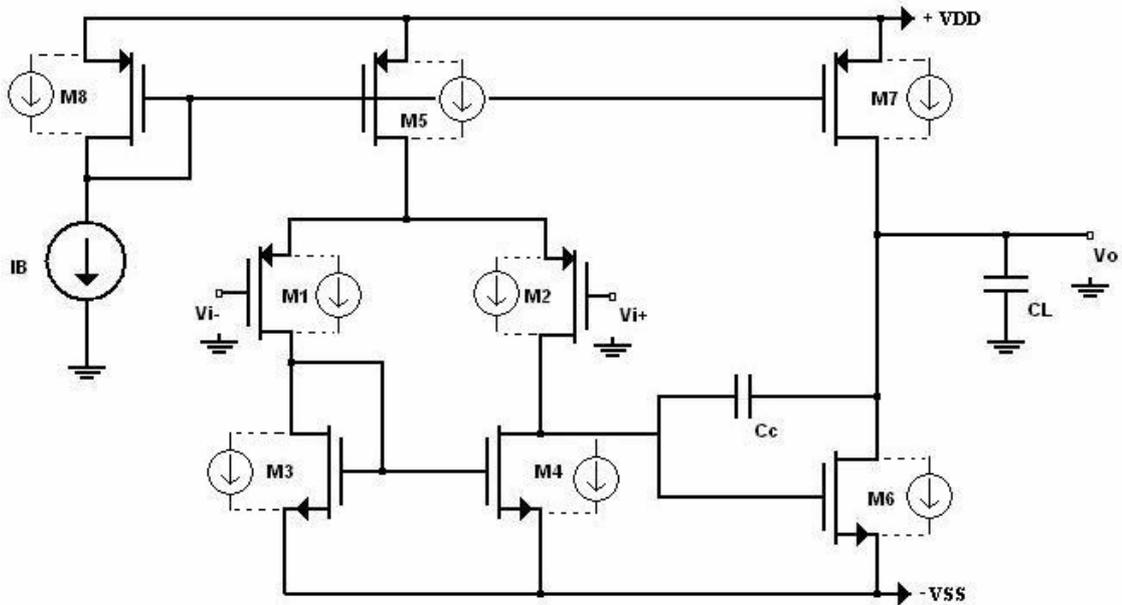


Figura 5.10 - Correntes de fuga inseridas ao amplificador Miller

Os resultados obtidos com a análise de Monte Carlo para todos os transistores são mostrados nas Tabelas XIII e XIV. Foi calculada a média de cada parâmetro encontrado pela Monte Carlo.

Tabela XIV – Resultado da análise de pequenos sinais – Monte Carlo – 0.13 μm

Tecnologia de 130nm				
Krads	Ganho DC – dB – Média	Desvio Padrão – Ganho	Fase - Média	Desvio padrão – Média
10	45,23512	14,147	67,83°	7,26
30	40,93524	14,781	68,41°	6,54
50	41,68	14,4664	69,34	8,55
70	42,8557	14,24	68,72	8,14
100	34,792	16,08	53,17	11,47
300	FORA DE FUNCIONAMENTO			

Como pode ser verificado na tabela XIII a perda de ganho, mesmo para valores baixos de radiação, é significativa, mesmo para 10Krads a média do ganho DC já está abaixo da especificação do projeto do amplificador operacional. A fase não mostra resultados relevantes para os níveis de dose testados, pois só para os valores mais altos de radiação, quando a deterioração do ganho já coloca o operacional fora de funcionamento à fase chega a valores fora das especificações do projeto.

Essa diferença da análise de Monte Carlo para a simples análise feita anteriormente, é devida a análise de Monte Carlo ser um processo randômico; mesmo aplicando em todos os transistores, por ser um processo aleatório, os valores de V_{Th} sorteados dentro da distribuição gaussiana para cada transistor serão diferentes para cada iteração, o que ocasiona descasamento dos transistores do circuito, degradando significativamente o desempenho do mesmo como um todo.

Na figura 5.10, esta sendo mostrado o ganho e a fase do amplificador operacional para 10Krads com 10000 iterações da Monte Carlo, juntamente com o espalhamento das curvas de repostas geradas pela simulação Monte Carlo.

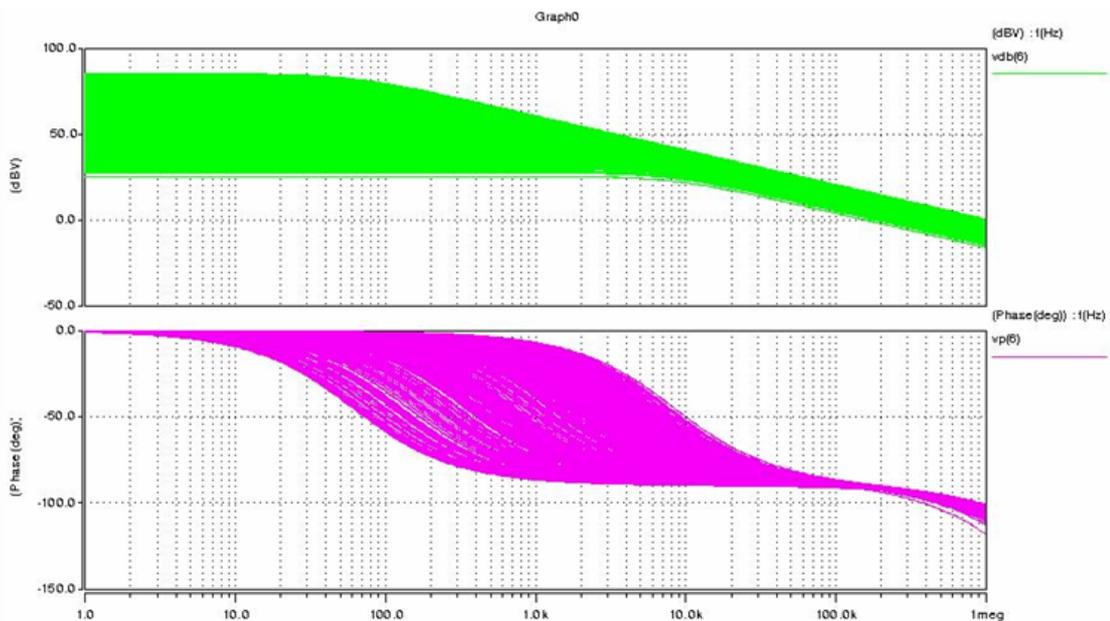


Figura 5.11 - Monte Carlo 10000 iterações – 10Krads - 130nm

Na tabela XV são mostrados os resultados obtidos, através da análise de Monte Carlo, para a tecnologia de 350nm.

Tabela XV – Resultado da análise de pequenos sinais – Monte Carlo – 0.35 μ m

Tecnologia de 350nm				
Krads	Ganho DC – dB – Média	Desvio Padrão – Ganho	Fase – Média	Desvio padrão – Média
10	49,164	11,73	70,17	5,12
30	44,274	9,74	70,81	5,44
50	44,129	9,18	69,05	4,71
70	46,456	13,41	69,15	7,19
100	25,338	17,03	66,33	17,09
300	FORA DE FUNCIONAMENTO			

Assim como na tecnologia de 130nm, o amplificador operacional na tecnologia de 350nm sofre forte degradação de seu desempenho com base nos resultados obtidos através da análise de Monte Carlo, conforme pode ser verificado na tabela XV.

Observando a Tabela XV pode-se verificar uma queda, levemente mais abrupta, no ganho em relação a tecnologia de 130nm.

Assim como na tecnologia de 130nm a fase não chega a ter resultados relevantes.

5.3 O DESCASAMENTO DOS TRANSISTORES DO CIRCUITO

Conforme mencionado anteriormente, verificou-se que quando feita a análise de pequenos sinais de maneira simples, os resultados apresentados pelo circuito não chegavam a ter valores problemáticos, ou seja, para os valores de radiação testados o amplificador operacional não apresentava problemas em seu funcionamento, porém quando executada a análise de Monte Carlo, pode-se verificar que o valor médio, principalmente do ganho DC, ficou abaixo do especificado no projeto do circuito, mesmo para baixos valores de radiação (10Krad/s por exemplo).

O fato de isso ter acontecido foi porque a simulação por Monte Carlo gera valores distribuídos em torno do valor médio, de modo que diferentes combinações de V_{Th} ocasionam o descasamento dos transistores no circuito. Esse descasamento ocasionou a perda de desempenho mais abrupta do circuito.

Para ter certeza do problema, ainda testou-se a análise de Monte Carlo em transistores separadamente no circuito, mesmo não se tratando de uma situação real, os testes serviram para comprovar o problema com relação ao descasamento dos transistores.

Foi feita uma análise de Monte Carlo com 10000 iterações, separadamente, para os seguintes transistores: M1, M3, M5, M6, M7 e M1 junto com M3, sendo os piores resultados

encontrados para as simulações com M1, M3 e M1 junto com M3, conforme pode ser visto na tabela XVI.

Tabela XVI – Análise de Monte Carlo para cada transistor – 130nm

Ganho DC – dB – 130 nm						
Krads	M1	M3	M5	M6	M7	M1M3
10	27,624	30,806	68,77	70,242	70,533	18,259
30	13,28	26,274	67,699	70,513	71,89	7,29
50	6,012	22,463	66,714	70,785	73,22	1,74
70	Ñ	20,943	65,631	70,92	74,85	Ñ
100	Ñ	18,21	65,46	70,66	75,01	Ñ

Com os resultados apresentados na tabela XVI, pode-se verificar que o primeiro estágio do amplificador é a parte do circuito mais sensível à radiação, pois quando aplicada o efeito da TID nos transistores M6 e M7 os resultados, em relação ao ganho do amplificador, não tiveram nem mesmo degradação.

6 CONCLUSÕES

Com base no estudo feito sobre as fontes de radiação, o ambiente em que elas têm maior relevância e os efeitos causados em dispositivos eletrônicos, pode-se simular como o efeito de dose total – TID – seria capaz de alterar o desempenho do amplificador operacional, para ambas as tecnologias escolhidas, 130nm e 350nm.

Como o efeito de dose tem a capacidade de alterar a tensão de limiar em dispositivo CMOS e ainda causar o incremento da corrente de fuga; o que se fez foi alterar os V_{Th} dos transistores de diferentes maneiras e inserir a corrente de fuga nos mesmos; os valores utilizados nas alterações foram retirados das referências já citadas anteriormente.

Inicialmente fez-se a alteração dos V_{Th} em todos os transistores diretamente na biblioteca, para cada valor de radiação testado, e também colocou-se uma fonte de corrente entre o dreno e a fonte de cada transistor com o respectivo valor para as radiações testadas. Esta simulação se refere à situação em que os parâmetros de todos os transistores são afetados da mesma maneira, sem variação não correlacionadas entre transistores. Os resultados obtidos não mostraram alterações significativas no comportamento elétrico, pois o amplificador operacional não chegou a ter grande degradação do seu desempenho, conforme se verificou nos resultados deste trabalho, (tabelas IV e V) sendo que a tecnologia de 350nm mostrou uma degradação levemente mais acentuada para o circuito do que a tecnologia de 130nm.

Num segundo momento fez-se as alterações dos V_{Th} com variações aleatoriamente distribuídas em torno de cada valor médio através da análise de Monte Carlo, utilizando-se 10000 interações como padrão para as simulações, sendo, ainda, mantida a adição da corrente de fuga fixada para cada valor de dose. Para cada valor de dose de radiação testado a análise de Monte Carlo rodava as 10000 interações, isto é, 10000 simulações elétricas. Esta simulação se refere à situação em que os parâmetros dos transistores não são afetados da

mesma maneira, ocorrendo variação entre o comportamento dos transistores sob radiação. Nesta situação, mesmo para valores baixos de dose de radiação, pode-se verificar que a degradação do desempenho do amplificador operacional torna-se significativa, para ambas as tecnologias. Isso ocorreu pois a análise de Monte Carlo é um processo aleatório e mesmo sendo aplicada em todos os transistores, a mesma, ao sortear diferentes valores de variação de V_{Th} a serem somados ao valor original do dispositivo, acabou ocasionando o desbalanceamento (descasamento) entre os transistores.

Para poder verificar se os resultados obtidos com a análise de Monte Carlo estavam relacionados ao desbalanceamento dos transistores, aplicou-se a análise de Monte Carlo separadamente para cada um dos transistores do amplificador operacional projetado para a tecnologia de 130nm, já que ambos amplificadores tinham mostrado comportamentos qualitativamente iguais em testes anteriores, mesmo sabendo que não se tratava de uma situação real.

Foram então feitas as simulações para variações por Monte Carlo dos seguintes transistores separadamente: M1, M3, M5, M6, M7 e M1 junto com M3. A partir dessas simulações se pode verificar que o descasamento de alguns transistores do circuito causavam maior degradação no funcionamento do circuito, identificando-se inclusive qual parte do circuito é mais crítica à radiação devido a este descasamento. O primeiro estágio do amplificador operacional é a parte mais sensível a radiação, o que pode ser visto na tabela XVI, a qual mostra claramente que os transistores do par diferencial da entrada juntamente com os seus espelhos de corrente são os maiores responsáveis pela degradação do desempenho do circuito. Nota-se que o pior resultado é obtido quando a simulação é feita em M1 e M3 juntos.

Fica evidenciado neste trabalho que estruturas como transistores casados são muito sensíveis à radiação, e deve-se ter maior atenção se tais estruturas pertencerem aos estágios de amplificação.

Quanto aos amplificadores operacionais projetados e testados, em nível de simulação, ambos demonstraram desempenho satisfatório antes da simulação da TID. Após a simulação da TID, utilizando os dados encontrados na literatura, somente no caso em que se assume que os transistores são afetados de forma diferente (análise Monte Carlo) os amplificadores tiveram seus desempenhos degradados de forma abrupta, nos quais 10krads foram suficientes para deixar ambos amplificadores com a média do seu ganho DC abaixo das especificações do projeto. Este trabalho mostra que, para a análise de sensibilidade a TID, é fundamental conhecer, além da variação média causada nos parâmetros, a variabilidade a esta associada. Somente assim é possível avaliar alterações causadas no descasamento pela radiação em estruturas de transistores casados.

Sugestão para trabalhos futuros incluem executar um estudo para caracterizar quantitativamente o descasamento causado por diferentes níveis de radiação, em estruturas de transistores casados do tipo CMOS.

REFERÊNCIAS

ALLEN, Philip E.; Holberg Douglas R. **CMOS Analog Circuit Design**. New York: Holt, 1987.

AMUSAN, Oluwole Ayodele. **Effects of Single-Event-Induced Charge Sharing Insub-100nm Bulk CMOS Technologies**. 2009. 102 f. Tese (Doutorado) - Faculty of the Graduate School of Vanderbilt University. Nashville: Tennessee, 2009.

BARNABY, H. J. Total-ionizing-dose effects in modern CMOS technologies, **IEEE Transactions on Nuclear Science**. New York. v. 53, n. 6, p. 3103-3121. Dec. 2006.

CETICISMOABERTO. **Anomalia do Atlantico Sul**. 2007. Disponível em: <http://www.ceticismoaberto.com/fortianismo/1053/a-anomalia-do-atlntico-sul>. Acesso em: Set. 2010.

EUROPEAN COOPERATION FOR SPACE STANDARDIZATION. **ECSS-10-12A Draft 0.20**: space engineering: methods for calculation of radiation received and its effects and a policy for design margins. Disponível em: <http://www.ecss.nl/forums/ecss/dispatch.cgi/home/showFile/100697/d20080414114318/No/ECSS-E-10-12A%20v0.20Standard.pdf>>. Acesso em: Jul. 2010.

GONELLA, L.et al. **Total Ionizing Dose Effects in 130-nm Commercial CMOS Technologies for HEP Experiments**. Holanda: Elsevier, 2007.

GROMOV, Vladimir et al. A radiation hard bandgap reference circuit in a standard 0.13 μ m CMOS Technology. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, New York, v. 54, n. 6, p.2727-2733, Dec. 2007.

HAJIM School of Engineering & Command Reference, **HSPICE**: command reference: versionX - 2005.09, Sept.2005. Disponível em: http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE222/hspice/hspice_cmdref.pdf>. Acesso em: Abr. 2009.

HAJIM School of Engineering & Simulation and Analysis, **HSPICE**: simulation and analysis: versionX - 2005.09, Sept.2005. Disponível em: http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE222/hspice/hspice_simanal.pdf>. Acesso em: Abr. 2009.

HAJIM School of Engineering & Elements and Device Models Manual, **HSPICE: elements and device models manual: versionX - 2005.09**, Sept.2005. Disponível em: <http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE222/hspice/hspice_devmod.pdf>. Acesso em: Abr. 2009.

HAUGERUD, Becca M. et al. The impact of substrate bias on proton damage in 130 nm CMOS technology. **IEEE Radiation Effects Data Workshop Proceedings**, Seattle, 2005. p.117-121, 2005.

HORST, Johannes Van Der. **Radiation Tolerant Implementation of a LEON Processor For Space Applications**. 2005. Disponível em: <http://students.ee.sun.ac.za/~jvdh/docs/rad_tol_leon_lit.pdf>. Acesso em: Out. 2009.

HUANG, X. et al. Compact modeling of environmentally induced radiation effects on electrical devices. **IEEE Aerospace Conference Proceedings**, Big Sky, v. 4, p. 2597-2607, Mar. 2004.

LACOE, R. C. et al. Total-dose radiation tolerance of a commercial 0.35 μm CMOS process. In: IEEE RADIATION EFFECTS DATA WORKSHOP, 1998, Newport Beach. **Proceedings...** Newport Beach, 1998. p.104-110.

LIMA, Kátia Goretti de. **Estruturas APS Resistentes à Radiação Para Aplicações Espaciais**. 2006. 105 f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2006.

MA, T. P.; DRESSENDORFER, P. V. **Ionizing Radiation Effects in MOS Devices and Circuits**. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1989.

MARQUES, L. C. C. **Técnica de MOSFET Chaveado Para Filtros Programáveis Operando à Baixa Tensão de Alimentação**. 2002. 123 f. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2002.

NEMMANI, Anantha N. **Design Techniques for Radiation Hardened Phase-Locked Loops by**. 2005. 131 f. Dissertação (Mestrado) - Oregon State University, Aug. 2005.

NICKLAW, Christopher J. **Multi-level Modeling Total Ionizing Dose in a SiO₂: first principles to circuits**. 2003. 153 f. Tese (Doutorado) - Faculty of the Graduate School of Vanderbilt University, Nashville, Tennessee, Aug. 2003.

OLDHAM, T. R.; MCLEAN, F. B. Total ionizing dose effects in MOS oxides and devices, **IEEE Transaction on Nuclear Science**, Piscataway, v. 50, n. 3, p.483-499, Jun. 2003.

PACCAGNELLA, Alessandro; CESTER, Andrea; CELLERE, Giorgio. Ionizing Radiation Effects on MOSFET Thin and Ultra-Thin Gate Oxides. In: IEEE - INTERNATIONAL ELECTRON DEVICES MEETING, (IEDM 2004), 2004, San Francisco. **Proceedings...** San Francisco, 2004. p. 473-476.

PARRIZOTTO, Rodrigo. **Os Efeitos de Fluxos de Prótons Sobre Dispositivos MOS no Espaço**. Disponível em: < <http://hdl.handle.net/10183/5978>>. Acesso em: Nov. 2009.

PORTAL SÃO FRANCISCO. **Atmosfera Terrestre**. Disponível em: <<http://www.portalsaofrancisco.com.br/alfa/meio-ambiente-atmosfera/atmosfera1.php>>. Acesso em: Set. 2010.

PORTAL SÃO FRANCISCO. **Física Nuclear, Magnetosfera**. Disponível em: <<http://www.portalsaofrancisco.com.br/alfa/estados-fisicos-da-materia/plasmas-naturais.php>>. Acesso em: Jan. 2009.

PORTAL SÃO FRANCISCO. **Física Nuclear, Magnetosfera**. Disponível em: <http://www.plasma.inpe.br/LAP_Portal/LAP_Sitio/Texto/Plasmas_Naturais.htm>. Acesso em: Jan. 2009.

PORTAL SÃO FRANCISCO. **Física Nuclear, Erupção Solar**. Disponível em: <<http://www.portalsaofrancisco.com.br/alfa/estados-fisicos-da-materia/plasmas-naturais.php>>. Acesso em: Jan. 2010.

RE, Valerio et al. Impact of lateral isolation oxides on radiation-induced noise degradation in CMOS technologies in the 100-nm regime. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [S. l.], v. 54, n. 6, p.2218-2226, Dec. 2007.

SALA DE FÍSICA. **Cinturão de Van Allen**. Disponível em: <<http://geocities.ws/saladefisica5/leituras/vanallen.html>>. Acesso em: Jan. 2010.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth, C. **Microeletrônica** 4. ed. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000.

SILVA, Vitor Cesar Dias da. **Estruturas CMOS Resistentes à Radiação Utilizando Processos de Fabricação Convencionais**. 2004. 200 f. Dissertação (Mestrado) - Instituto Militar de Engenharia. Rio de Janeiro: Brasil, 2004.

SMITH, Farouk. **Total Ionizing Dose Mitigation by Means of Reconfigurable FPGA Computing**. 2007. 196 f. Tese (Doutorado) - University of Stellenbosh: Stellenbosh, 2007.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ. **Cinturão de Radiação ou Van Allen**. Disponível em: <http://fisica.ufpr.br/viana/fisicab/aulas2/a_21.htm>. Acesso em: Jan. 2009.

VELASCO, Raul; FOULIAT, Pascal; REIS, Ricardo. **Radiation Effects on Embedded System**. Porto Alegre: Springer, 2007.

WANG, Fan. **Soft Error Rate Determination For Nanometer CMOS VLSI Circuits**. 2008. 95 f. Dissertação (Mestrado) - Graduate Faculty of Auburn University, Auburn, Alabama, 2008.

WIKI ELECTRICAL and COMPUTER ENGINEERING SUPPORT. **Tutorial CScope**. Disponível em: <http://computing.ece.vt.edu/Software/Cadence/ECE_4540/>. Acesso em: Abr. 2009.

WIRTH, Gilson Inácio.; VIEIRA, M. G.; KASTERMIDT, F. G. Lima. Accurate and computer efficient modeling of single event transients in CMOS circuits. **IET Circuits Devices Systems**, [S. l.], v. 1, n. 2, p. 137-142, Apr. 2007.

WIRTH, Gilson Inácio. et al. Modeling the sensitivity of CMOS circuits to radiation induced single event transients. **Microelectronics Reliability**, [S. l.], v. 48, n. 1, p. 29-36, Jan. 2008.