



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENERGIA NUCLEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM TECNOLOGIAS ENERGÉTICAS E
NUCLEARES

DAVID SOARES DO MONTE

**EFEITO DA RADIAÇÃO X, NÍVEL RADIODIAGNÓSTICO, SOBRE OS
PARÂMETROS π -HÍBRIDOS DE TRANSISTORES**

Recife

2020

DAVID SOARES DO MONTE

**EFEITO DA RADIAÇÃO X, NÍVEL RADIODIAGNÓSTICO, SOBRE OS
PARÂMETROS π -HÍBRIDOS DE TRANSISTORES**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Tecnologias Energéticas e Nucleares da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de Concentração: Aplicações de radioisótopos na indústria e medicina.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Antônio Pereira dos Santos.

Recife
2020

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

M772e Monte, David Soares do.
Efeito da radiação X, nível radiodiagnóstico, sobre os parâmetros π -
híbridos de transistores / David Soares do Monte - 2020.
140 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Antônio Pereira dos Santos.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de
Pós-Graduação em Tecnologias Energéticas e Nucleares, 2020.
Inclui Referências e Anexo.

1. Energia Nuclear. 2. Parâmetros π -híbridos. 3. Transistor. 4.
MOSFET. 5. Raios X. I. Santos, Luiz Antônio Pereira dos (Orientador).
II. Título.

UFPE

621.4837 CDD (22. ed.)

BCTG/2020-260

DAVID SOARES DO MONTE

**EFEITO DA RADIAÇÃO X, NÍVEL RADIODIAGNÓSTICO, SOBRE OS
PARÂMETROS π -HÍBRIDOS DE TRANSISTORES**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Tecnologias Energéticas e Nucleares da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Aprovada em: 09/09/2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Luiz Antônio Pereira dos Santos (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Carlos Alberto Brayner de Oliveira Lira (Examinador Externo)
Centro Regional de Ciências Nucleares do Nordeste

Prof. Dr. João Pereira de Brito Filho (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Frederico Antônio Genezini (Examinador Externo)
Comissão Nacional de Energia Nuclear

Prof. Dr. Ramón Enrique Ramayo González (Examinador Externo)
Universidade Federal Rural de Pernambuco

RESUMO

A mensuração de características de feixes de radiação ionizante por meio de transistores tem sido amplamente estudada ao longo das últimas décadas. Tais estudos incluem a utilização desses dispositivos eletrônicos operando como detectores de radiação. De fato, a corrente ou tensão elétrica produzida por transistores podem ser correlacionadas à taxa de dose de radiação ionizante tanto em radiodiagnóstico como em radioterapia. Os transistores podem ser modelados por fontes controladas, capacitores e resistores para se realizar uma análise teórica. O modelo de pequenos sinais denominado de modelo π -híbrido é um dos mais utilizados na engenharia eletrônica para analisar o que se denomina de parâmetros π -híbridos de um transistor. Tais parâmetros caracterizam o comportamento elétrico do dispositivo. Este trabalho consistiu no desenvolvimento de uma metodologia para medição dos parâmetros do modelo π -híbrido de transistores e avaliar as variações desses parâmetros quando tais dispositivos são submetidos a feixes de raios X, cuja energia está na faixa que é aplicada ao diagnóstico médico. Para os estudos realizados foram selecionados transistores de dois encapsulamentos distintos, TO-220 e DPAK, bem como dois tipos de polaridades: *npn* e *pnp* para o transistor bipolar de junção; canal *n* e canal *p* para o MOSFET. Tal procedimento teve por objetivo correlacionar as variações dos parâmetros π -híbridos com a dose de radiação recebida pelos transistores. Os resultados evidenciaram que alguns dos parâmetros do modelo π -híbrido mostraram elevada sensibilidade à radiação ionizante, enquanto outros praticamente não apresentaram sensibilidade para a faixa de energia avaliada. De fato, os resultados indicaram que os parâmetros π -híbridos mais sensíveis à radiação ionizante podem ser utilizados como variáveis dosimétricas. Portanto, concluiu-se que, partindo-se dos resultados obtidos neste trabalho, técnicas inovadoras para medição de alguma característica de um feixe de raios X podem ser elaboradas utilizando-se os parâmetros π -híbridos de transistores.

Palavras-chave: Parâmetros π -híbridos. Transistor. MOSFET. Raios X.

ABSTRACT

Measurement of ionizing radiation beam characteristics using transistors has been widely studied over the last decades. Such studies include the use of these electronic devices operating as radiation detectors. In fact, the electrical current or voltage produced by transistors can be correlated with the dose rate of ionizing radiation in both radiodiagnosis and radiotherapy. Transistors can be modeling by controlled sources, capacitors, and resistors to perform a theoretical analysis. The small-signal model called the hybrid- π model is one of the most used in electronic engineering to analyze the hybrid- π parameters of a transistor. These parameters characterize the device electrical behavior. This work has consisted in the development of a methodology for measuring the parameters of the transistor hybrid- π model and evaluating the variations of these parameters when such devices are submitted to X-ray beams, whose energy is in the range that is applied to medical diagnosis. For the studies carried out, transistors from two different encapsulations, TO-220 and DPAK, were selected. Also, two types of polarities were used: *npn* and *pnp* for the bipolar junction transistor; *n* and *p* channel for MOSFET. This procedure aimed to correlate the hybrid- π parameters variations with the radiation dose received by transistors. The results showed that some of the hybrid- π parameters presented high sensitivity to ionizing radiation dose, while others practically did not show sensitivity for the evaluated energy range. In fact, the results indicated that the hybrid- π parameters more sensitive to ionizing radiation can be used as dosimetric variables. Therefore, it was concluded that, based on the results obtained in this work, innovative techniques for measuring some X-ray beam characteristic can be elaborated using the transistors hybrid- π parameters.

Keywords: Hybrid- π parameters. Transistor. MOSFET. X-ray.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema básico de um tubo de raios X	23
Figura 2 – Representação em duas dimensões dos três tipos gerais de materiais de estado sólido	27
Figura 3 – Diagrama simplificado das bandas de energia	29
Figura 4 – Junção pn	31
Figura 5 – Polarizações da junção pn	32
Figura 6 – Regiões dopadas de um TBJ	34
Figura 7 – Visão em perspectiva de um TBJ pnp	34
Figura 8 – Tipos de TBJ	36
Figura 9 – TBJ nnp com I_B e V_{CE} aplicadas.....	37
Figura 10 – Características $I_C \times V_{CE}$ para um TBJ	38
Figura 11 – Inclinação das curvas características $I_C \times V_{CE}$ na região ativa e tensão Early (V_A)	39
Figura 12 – TBJ na configuração emissor comum incluindo o pequeno sinal i_b	39
Figura 13 – Modelo π -híbrido para o TBJ	40
Figura 14 – Estrutura típica de um MOSFET de crescimento canal n	42
Figura 15 – NMOS com uma tensão positiva aplicada a porta, evidenciando a região de depleção e o canal n induzido embaixo da porta	43
Figura 16 – Corte transversal em um transistor VDMOS canal n	44
Figura 17 – Símbolo do MOSFET para circuitos.....	45
Figura 18 – MOSFETs com substrato ligado internamente a fonte	45
Figura 19 – NMOS com V_{GS} e V_{DS} aplicadas	46
Figura 20 – Característica $I_D \times V_{GS}$ para um dispositivo NMOS	46
Figura 21 – Transistor NMOS na configuração fonte comum incluindo o pequeno sinal v_{gs} ..	47
Figura 22 – Modelo π -híbrido para o MOSFET.....	47
Figura 23 – $g_m \times V_{GS}$ referente a um MOSFET canal n para $V_{DS} = 0,6$ V	49
Figura 24 – Representação do MOSFET acrescentando-se as capacitâncias C_{gs} , C_{gd} e C_{ds}	49
Figura 25 – Curvas referentes às capacitâncias de um MOSFET típico	50
Figura 26 – Redução do ganho de corrente β_{DC} devido à incidência de raios X.....	54
Figura 27 – (a) Corte transversal em um MOSFET canal n e (b) Óxido de porta com destaque para o acúmulo de cargas positivas na região de interface (SiO_2 - Si).....	55
Figura 28 – Deslocamento da tensão de limiar em função da dose de radiação	56
Figura 29 – Modelo simplificado para medição de impedância.....	59

Figura 30 – Circuito para medição de impedância usando a ponte auto balanceada	59
Figura 31 – Estrutura básica de circuito de duas portas	61
Figura 32 – Modelo π -híbrido do TBJ analisado sob a ótica de um circuito de duas portas.....	63
Figura 33 – Modelo π -híbrido do MOSFET analisado sob a ótica de um circuito de duas portas	65
Figura 34 – Painel de controle do equipamento Pantak [®] HF160	68
Figura 35 – Medidor LCR Agilent [®] 4263B	68
Figura 36 – Conexão do medidor LCR a um DUT	70
Figura 37 – Adaptador de tensão de polarização externa 16065C	71
Figura 38 – Acessório de teste 16047E	72
Figura 39 – Conexão dos acessórios ao medidor LCR.....	72
Figura 40 – Painel frontal da unidade de alimentação e medição de precisão Agilent [®] B2901A	73
Figura 41 – Painel frontal da unidade de medida e fonte Keithley [®] 2400	74
Figura 42 – Interface GPIB-USB-HS da National Instruments [®]	74
Figura 43 – Tela da interface do <i>software</i> de controle do medidor LCR	75
Figura 44 – Esquema completo de medição utilizado nos experimentos.....	76
Figura 45 – Eletrômetro SCIENTS [®] EFF1705.	77
Figura 46 – Arranjo para medição de y_{12} utilizando o medidor LCR.....	79
Figura 47 – Arranjo para medição de $y_{12} + y_{22}$ utilizando o medidor LCR	80
Figura 48 – Configuração para medição de C_{rss} utilizando o medidor LCR.....	82
Figura 49 – Configuração para medição de C_{oss} utilizando o medidor LCR.....	83
Figura 50 – Configuração para medição de C_{iss} utilizando o medidor LCR	83
Figura 51 – Configuração para medição de g_m utilizando o medidor LCR.....	84
Figura 52 – Circuitos para polarização dos transistores durante as irradiações: (a) TBJ e (b) MOSFET	86
Figura 53 – Faces irradiadas para cada encapsulamento	87
Figura 54 – Posicionamento dos transistores	88
Figura 55 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X	90
Figura 56 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X	90
Figura 57 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X.....	91
Figura 58 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X.....	91
Figura 59 – Curvas $C_{\mu} \times V_{CB}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X.....	92
Figura 60 – Curvas $C_{\mu} \times V_{CB}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X.....	92

Figura 61 – Curvas $C_{\mu} \times V_{CB}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X	93
Figura 62 – Curvas $C_{\mu} \times V_{CB}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X	93
Figura 63 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X.....	94
Figura 64 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X.....	96
Figura 65 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X.....	97
Figura 66 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X.....	99
Figura 67 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X	101
Figura 68 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X	101
Figura 69 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X	102
Figura 70 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X	103
Figura 71 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X	104
Figura 72 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X	106
Figura 73 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X	108
Figura 74 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD17P10 parametrizadas com a dose de raios X	110
Figura 75 – Curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X	111
Figura 76 – Curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X	113
Figura 77 – Curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X	115
Figura 78 – Curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X	117
Figura 79 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X	118
Figura 80 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X	119

Figura 81 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X	119
Figura 82 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X	120
Figura 83 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X	120
Figura 84 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X	121
Figura 85 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X	121
Figura 86 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X	122
Figura 87 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQP20N06.....	124
Figura 88 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQP17P10	125
Figura 89 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQD20N06	127
Figura 90 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQD17P06.....	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Modos de operação do TBJ	35
Tabela 2 – Descrição dos parâmetros fornecidos pelos instrumentos de medição de impedância.....	58
Tabela 3 – Parâmetros encontrados na folha de informações para as capacitâncias do MOSFET	66
Tabela 4 - Faixa de medição dos parâmetros fornecidos pelo medidor LCR Agilent® 4263B	69
Tabela 5 – Condições utilizadas para traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$	77
Tabela 6 – Condições utilizadas para traçar as curvas $I_D \times V_{GS}$	78
Tabela 7 – Condições de polarização dos TBJ para medição dos parâmetros π -híbridos selecionados.....	79
Tabela 8 – TBJs analisados nos experimentos	81
Tabela 9 – Condições de polarização dos MOSFETs para medição dos parâmetros π -híbridos selecionados.....	82
Tabela 10 – MOSFETs avaliados nos experimentos.....	85
Tabela 11 – Condições de polarização dos transistores durante as irradiações.....	86
Tabela 12 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – TIP41C não polarizados.....	95
Tabela 13 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – TIP41C polarizados.....	95
Tabela 14 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – TIP42C não polarizados.....	96
Tabela 15 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – TIP42C polarizados.....	96
Tabela 16 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – MJD31 não polarizados.....	98
Tabela 17 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – MJD31 polarizados.....	98
Tabela 18 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – MJD32 não polarizados.....	99
Tabela 19 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – MJD32 polarizados.....	100

Tabela 20 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 não polarizado	105
Tabela 21 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 polarizado	105
Tabela 22 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 não polarizado	107
Tabela 23 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 polarizado	107
Tabela 24 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 não polarizado	108
Tabela 25 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 polarizado	109
Tabela 26 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 não polarizado	110
Tabela 27 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 polarizado	110
Tabela 28 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 não polarizado	112
Tabela 29 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 polarizado	113
Tabela 30 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 não polarizado	114
Tabela 31 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 polarizado	114
Tabela 32 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 não polarizado	116
Tabela 33 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 polarizado	116
Tabela 34 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 não polarizado	117
Tabela 35 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 polarizado	117

Tabela 36 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP20N06 não polarizado	123
Tabela 37 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP20N06 polarizado	123
Tabela 38 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 87.....	124
Tabela 39 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP17P10 não polarizado	124
Tabela 40 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP17P10 polarizado	125
Tabela 41 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 88.....	126
Tabela 42 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD20N06 não polarizado	126
Tabela 43 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD20N06 polarizado	126
Tabela 44 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 89.....	127
Tabela 45 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD17P06 não polarizado	128
Tabela 46 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD17P06 polarizado	128
Tabela 47 – Equação e coeficiente de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 90.....	129
Tabela 48 – $V_{GS(gm-m\acute{a}x.)}$ (V) em função da dose de raios X - Comparativo entre os MOSFETs FQP20N06 e FQD20N06	130

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CRCN-NE	Centro Regional de Ciências Nucleares do Nordeste
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DMOS	Transistor MOSFET de difusão dupla
DUT	Dispositivo sob teste (<i>Device under test</i>)
FET	Transistor de Efeito de Campo
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LIN	Laboratório de Instrumentação Nuclear
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Transistor</i>
NMOS	MOSFET canal <i>n</i>
PMOS	MOSFET canal <i>p</i>
SCPI	<i>Standard Comands for Programmable Instruments</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VDMOS	Transistor MOSFET vertical de difusão dupla

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Dose (Gy)
$\dot{D}$	Taxa de dose (Gy.s^{-1})
E_g	Energia de <i>gap</i> (eV)
I_{DF}	Corrente de difusão (A)
C_j	Capacitância da junção <i>pn</i> (F)
V_D	Tensão de polarização de uma junção <i>pn</i> (V)
C_{j0}	Capacitância da junção <i>pn</i> para $V_D = 0$ V (F)
ψ_0	Potencial associado a junção <i>pn</i> (V)
C_d	Capacitância de difusão (F)
J_{bc}	Junção base-coletor
J_{be}	Junção base-emissor
I_C	Corrente de coletor (A)
I_S	Corrente de saturação (A)
V_{BE}	Tensão entre a base e o emissor do TBJ (V)
V_T	Tensão térmica (V)
k	Constante de Boltzmann (J/K)
q	Carga elementar (C)
A_E	Área de secção transversal do emissor (m^2)
D_n	Constante de difusão dos elétrons (m^2/s)
n_{po}	Concentração de equilíbrio de elétrons na base (m^{-3})
W_B	Largura da base (m)
I_B	Corrente de base (A)
I_{B1}	Primeira componente da corrente de base (A)
I_{B2}	Segunda componente da corrente de base (A)
τ_b	Tempo de vida dos portadores minoritários da base (s)
D_p	Constante de difusão das lacunas (m^2/s)
L_p	Comprimento de difusão das lacunas no emissor (m)
N_A	Densidade de dopagem da base (átomos/ m^3)
N_D	Densidade de dopagem do emissor (átomos/ m^3)
β_{DC}	Ganho de corrente do TBJ na configuração emissor-comum
I_E	Corrente do emissor (A)
V_{CE}	Tensão coletor-emissor (V)

$V_{CE(sat)}$	Tensão coletor-emissor na saturação (V)
V_{CEO}	Tensão de ruptura (máxima tensão V_{CE} com a base aberta) (V)
V_A	Tensão <i>Early</i> (V)
v_i	Pequeno sinal de tensão (V)
i_b	Corrente de base relativa ao pequeno sinal (A)
i_c	Corrente de coletor relativa ao pequeno sinal (A)
I_{BT}	Corrente de base total ($I_B + i_b$) (A)
I_{CT}	Corrente de coletor total ($I_C + i_c$) (A)
r_π	Resistência de entrada (modelo π -híbrido TBJ) (Ω)
C_π	Capacitância de entrada (modelo π -híbrido TBJ) (F)
C_{jbe}	Capacitância de junção base-emissor (F)
τ_f	Tempo de trânsito dos portadores minoritários na região de depleção da junção base-emissor (s)
C_{jbc}	Capacitância de junção base-coletor (F)
A_B	Área da junção base-coletor (m ²)
V_{CB}	Tensão de polarização reversa sobre a junção base-coletor (V)
ϵ	Constante dielétrica
N_C	Concentração de dopantes no coletor (átomos/m ³)
C_{oss}	Capacitância de saída (F)
C_{rss}	Capacitância de transferência reversa (F)
C_μ	Capacitância de transferência reversa (F)
r_μ	Resistência base-coletor (modelo π -híbrido TBJ) (Ω)
g_m	Transcondutância (S)
r_o	Resistência de saída (modelo π -híbrido TBJ) (Ω)
V_t	Tensão de limiar (<i>threshold voltage</i>) (V)
V_{GS}	Tensão porta-fonte (V)
V_{DS}	Tensão dreno-fonte (V)
I_D	Corrente de dreno (A)
R_D	Resistor conectado ao terminal de dreno do MOSFET (Ω)
v_{gs}	Tensão porta-fonte referente ao pequeno sinal (V)
i_d	Corrente de dreno relativa ao pequeno sinal (A)
I_{DT}	Corrente de dreno total ($I_D + i_d$) (A)
C_{gs}	Capacitância entre a porta e a fonte (F)

C_{gd}	Capacitância entre a porta e o dreno (F)
C_{ds}	Capacitância entre o dreno e a fonte (F)
r_{ds}	Resistência entre dreno e fonte ou resistência de saída (Ω)
μ_n	Mobilidade dos elétrons na região do canal ($m^2/V.s$)
C_{ox}	Capacitância do óxido por unidade de área (F/m^2)
W_c	Largura do canal de um MOSFET (m)
L	Comprimento do canal de um MOSFET (m)
λ	Parâmetro utilizado para caracterização da modulação da largura do canal de um MOSFET (V^{-1})
s_r	Velocidade de recombinação superficial (m/s)
v_{th}	Velocidade térmica (m/s)
σ_n	Secção transversal de captura dos elétrons (m^2)
σ_p	Secção transversal de captura das lacunas (m^2)
Z	Impedância (Ω)
R	Resistência (Ω)
X	Reatância (Ω)
Y	Admitância (S)
G	Condutância (S)
B	Susceptância (S)
I_x	Corrente do sinal de teste (A)
R_r	Resistor de realimentação (Ω)
I_r	Corrente no resistor de realimentação (A)
Z_x	Impedância do DUT (Ω)
V_x	Tensão aplicada ao DUT (V)
V_r	Tensão de saída do conversor I-V (V)
i_1	Corrente de entrada na porta de entrada do circuito de duas portas (A)
i'_1	Corrente de saída na porta de entrada do circuito de duas portas (A)
i_2	Corrente de entrada na porta de saída do circuito de duas portas (A)
i'_2	Corrente de saída na porta de saída do circuito de duas portas (A)
v_1	Tensão na porta de entrada do circuito de duas portas (V)
v_2	Tensão na porta de saída do circuito de duas portas (V)
C_{iss}	Capacitância de entrada com os terminais dreno e fonte curto-circuitados (F)
C_{rss}	Capacitância de transferência reversa (F)

C_{oss}	Capacitância de saída com os terminais porta e fonte curto-circuitados (F)
V_{ca}	Sinal de teste (V)
$V_{GS(g_{m-max})}$	Tensão V_{GS} referente ao valor máximo de g_m (V)
$\overline{V_{GS(g_{m-max})}}$	Valor médio da tensão V_{GS} referente ao valor máximo de g_m (V)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
2	REVISÃO DE LITERATURA	23
2.1	Raios X	23
2.1.1	Produção de raios X.....	23
2.1.2	Interação dos raios X com a matéria	24
2.1.3	Dose absorvida	25
2.2	Semicondutores	26
2.2.1	Tipos de sólidos	26
2.2.2	Condutividade elétrica em sólidos cristalinos	27
2.2.3	Materiais semicondutores	29
2.2.4	A junção <i>pn</i>	31
2.2.5	Transistor bipolar de junção	33
2.2.5.1	Estrutura e funcionamento de um TBJ.....	33
2.2.5.2	Simbologia do TBJ	36
2.2.5.3	Curva característica de um TBJ: $I_C \times V_{CE}$	37
2.2.5.4	Modelo de pequenos sinais de um TBJ.....	39
2.2.6	MOSFET	41
2.2.6.1	Estrutura e funcionamento de um MOSFET	42
2.2.6.2	Estrutura e funcionamento de um MOSFET de potência	44
2.2.6.3	Simbologia do MOSFET	44
2.2.6.4	Curva característica de um MOSFET: $I_D \times V_{GS}$	45
2.2.6.5	Modelo de pequenos sinais de um MOSFET	46
2.3	Interação dos raios X em transistores	50
2.3.1	Danos da radiação ionizante ao transistor bipolar de junção.....	51
2.3.2	Danos da radiação ionizante ao MOSFET	54
2.3.3	Reordenamento dos defeitos - <i>Annealing</i>	56
2.4	Impedância	57
2.4.1	Medição de impedância	57
2.4.2	O método da ponte auto balanceada	58
2.5	Circuitos de duas portas.....	60
2.5.1	Parâmetros de um circuito de duas portas	61

2.5.2	Parâmetros y para o transistor bipolar de junção	63
2.5.3	Parâmetros y para o MOSFET	64
3	MATERIAIS E MÉTODOS	67
3.1	Equipamento gerador de raios X.....	67
3.2	Medidor LCR	68
3.2.1	Princípio de funcionamento do medidor LCR.....	69
3.2.2	Acessórios de expansão do medidor LCR.....	70
3.3	Fontes de alimentação externa.....	73
3.3.1	Fonte de alimentação externa conectada ao adaptador 16065C	73
3.3.2	Fonte de alimentação externa para polarizações adicionais	73
3.4	Método para aquisição das medições referentes ao medidor LCR	74
3.5	Método para traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ e $I_D \times V_{GS}$	76
3.5.1	$\beta_{DC} \times V_{CE}$ – Transistor Bipolar de Junção	76
3.5.2	$I_D \times V_{GS}$ – MOSFET	77
3.6	Medição dos parâmetros π-híbridos dos transistores.....	78
3.6.1	Transistor bipolar de junção	78
3.6.2	MOSFET	81
3.7	Metodologia para irradiação dos transistores.....	85
3.7.1	Faces dos transistores a serem irradiadas	86
3.7.2	Posicionamento dos transistores.....	87
4	RESULTADOS.....	89
4.1	Transistores Bipolares de Junção	89
4.1.1	Análise dos resultados obtidos para o ganho de corrente β_{DC}	89
4.1.1.1	Ganho de corrente β_{DC} – TIP41C e TIP42C	89
4.1.1.2	Ganho de corrente β_{DC} – MJD31 e MJD32.....	90
4.1.2	Análise dos resultados obtidos para a capacitância C_μ	91
4.1.2.1	Capacitância C_μ – TIP41C e TIP42C.....	91
4.1.2.2	Capacitância C_μ – MJD31 e MJD32.....	93
4.1.3	Análise dos resultados obtidos para a resistência r_o	94
4.1.3.1	Resistência r_o – TIP41C e TIP42C	94
4.1.3.2	Resistência r_o – MJD31 e MJD32.....	97
4.2	MOSFETs	100
4.2.1	Análise dos resultados obtidos para a tensão de limiar V_t	100

4.2.1.1	Tensão de limiar V_t – FQP20N06 e FQP17P10	101
4.2.1.2	Tensão de limiar V_t – FQD20N06 e FQD17P06.....	102
4.2.2	Análise de resultados obtidos para a capacitância C_{gd}	103
4.2.2.1	Capacitância C_{gd} – FQP20N06 e FQP17P10	103
4.2.2.2	Capacitância C_{gd} – FQD20N06 e FQD17P06.....	107
4.2.3	Análise de resultados para a capacitância C_{gs}	111
4.2.3.1	Capacitância C_{gs} – FQP20N06 e FQP17P10	111
4.2.3.2	Capacitância C_{gs} – FQD20N06 e FQD17P06.....	115
4.2.4	Análise de resultados para a capacitância C_{ds}	118
4.2.4.1	Capacitância C_{ds} – FQP20N06 e FQP17P10	118
4.2.4.2	Capacitância C_{ds} – FQD20N06 e FQD17P06.....	119
4.2.5	Análise de resultados obtidos para a transcondutância g_m	120
4.2.5.1	Transcondutância g_m – FQP20N06 e FQP17P10.....	122
4.2.5.2	Transcondutância g_m – FQD20N06 e FQD17P06	126
5	CONCLUSÕES	131
	REFERÊNCIAS	133
	ANEXO A – ENCAPSULAMENTOS TO-220 E DPAK	139

1 INTRODUÇÃO

A interação da radiação ionizante sobre os transistores já é objeto de estudos realizados por vários pesquisadores. Esses estudos vão desde a degradação à utilização desses dispositivos como detectores de radiação ionizante. De fato, a corrente elétrica produzida por um TBJ (Transistor Bipolar de Junção) pode ser correlacionada à taxa de dose de radiação empregadas no radiodiagnóstico, ao passo que a variação da tensão de limiar de um MOSFET pode ser correlacionada à dose de radiação em feixes de radioterapia. Outros parâmetros, tais como o ganho de corrente do TBJ também podem ser utilizados para a medição da taxa de dose (SANTOS *et al.*, 2006; MAGALHÃES *et al.*, 2007; SILVA *et al.*, 2007; SANTOS *et al.*, 2014; GONÇALVES FILHO *et al.*, 2018).

O Grupo de Pesquisa de Instrumentação Nuclear do Laboratório de Instrumentação Nuclear do Centro Regional de Ciências Nucleares do Nordeste (LIN/CRCN-NE) tem diversos estudos com foco no uso de transistores como detectores de radiação ionizante. Até o momento, os estudos feitos no LIN/CRCN-NE estão direcionados à análise CC (corrente contínua) dos transistores, deixando de lado a análise dos transistores operando como amplificador de pequenos sinais. Esta última é utilizada em circuitos analógicos projetados para amplificação de sinais de baixa intensidade (pequenos sinais) escolhendo-se um ponto específico de polarização dos transistores. Neste ponto revela-se a motivação para desenvolvimento deste trabalho.

O comportamento dos transistores mediante aplicação dos pequenos sinais pode ser delineado por meio do modelo π -híbrido. O modelo π -híbrido é um dos mais utilizados pela literatura para análise de transistores e foi alvo de estudo no presente trabalho. Esse modelo descreve o funcionamento do transistor por meio de um circuito equivalente composto por elementos chamados de parâmetros π -híbridos. Estes elementos podem incluir resistores, capacitores e fontes de corrente controladas por tensão que, quando submetidos a radiação ionizante, estarão sujeitos a variações que poderão ser correlacionadas à dose recebida pelo transistor.

Os objetivos deste trabalho foram os seguintes: (1) desenvolver uma metodologia que assegure a medição dos parâmetros π -híbridos dos transistores e (2) analisar a viabilidade da solução do problema inverso para estimativa da dose de radiação ionizante por meio da avaliação das variações de alguns parâmetros π -híbridos. Foram avaliados transistores tipo TBJ e FET submetidos a feixes de raios X na faixa de energia aplicada ao radiodiagnóstico. Portanto, os resultados esperados para este trabalho poderão contribuir para o

desenvolvimento de técnicas inovadoras para medição da radiação ionizante utilizando transistores.

2 REVISÃO DE LITERATURA

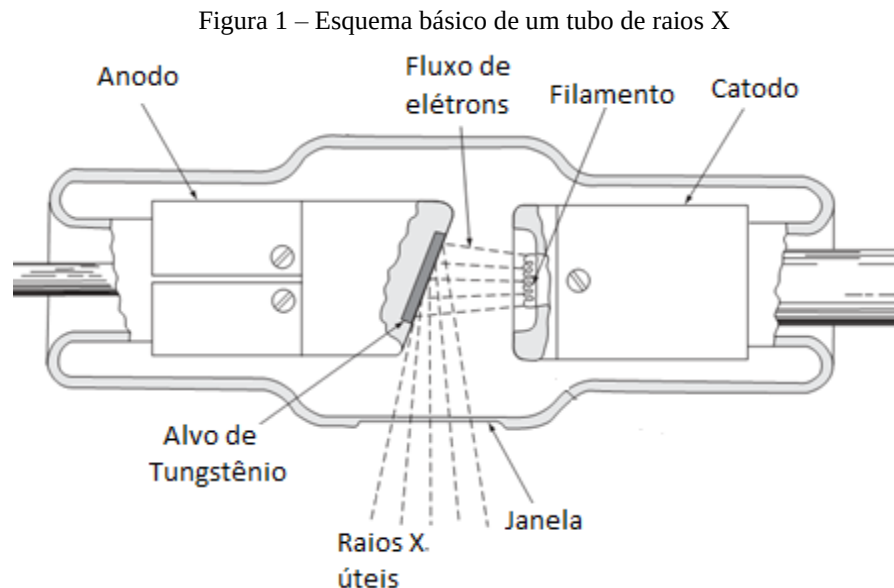
Nesta seção será apresentado o embasamento teórico referente a pesquisa desenvolvida.

2.1 RAIOS X

Os raios X são ondas eletromagnéticas com comprimentos de onda muito pequenos, da ordem de 10^{-10} m ou menor (CEMBER; JOHNSON, 2009), emitidas quando um feixe de elétrons com alta energia cinética colide com um alvo composto por um material de alta densidade, geralmente o tungstênio ou uma liga de 90% de tungstênio e 10% de rênio (JOHNS; CUNNINGHAM, 1983).

2.1.1 Produção de raios X

A produção de raios X é comumente realizada utilizando-se um tubo de raios X, cujo esquema básico está representado na Figura 1.



Fonte: Adaptado de CEMBER (2009).

O funcionamento do tubo de raios X consiste no aquecimento do filamento, presente no catodo, para que elétrons sejam liberados em função da energia térmica por meio do efeito

termoiônico¹. Os elétrons liberados são acelerados em direção ao anodo (alvo) por meio de um campo elétrico produzido mediante aplicação de uma alta diferença de potencial entre o anodo e o catodo. Essa diferença de potencial, na ordem de dezenas a centenas de quilovolts, é capaz de acelerar os elétrons e formar um feixe com energia cinética máxima em elétron-volt numericamente igual à diferença de potencial aplicada ao tubo de raios X (CEMBER; JOHNSON, 2009).

Esses elétrons ao atingirem o alvo, em um processo de múltiplas colisões com os átomos, que consiste em um processo de desaceleração, faz com que parte da energia cinética seja convertida em raios X. Os raios X produzidos por esse método são chamados de radiação de frenamento (*Bremsstrahlung*) e o espectro de energia é contínuo. A probabilidade de emissão por *Bremsstrahlung* é proporcional ao quadrado do número atômico do material que constitui o alvo.

2.1.2 Interação dos raios X com a matéria

Radiações ionizantes são geralmente caracterizadas por sua capacidade de excitar e ionizar os átomos da matéria com as quais interagem (ATTIX, 2004). Quando as radiações ionizantes possuem carga (tais como elétrons, pósitrons, prótons e partículas α), elas são denominadas radiações diretamente ionizantes. Se não possuem carga, tais como fótons de raios X ou gama e nêutrons, são denominadas radiações indiretamente ionizantes (CEMBER; JOHNSON, 2009).

Fótons de raios X podem, essencialmente, interagir com um material de três formas diferentes: efeito fotoelétrico, efeito Compton e produção de pares (AHMED, 2007). Todos esses meios de interação dependem da energia do fóton e do número atômico do meio absorvedor (ATTIX, 2004). Descrevendo-se de forma sucinta esses meios de interação, tem-se: (I) Efeito fotoelétrico – o fóton é absorvido ao colidir com um elétron o qual é liberado do seu estado de ligação atômica. Se a energia do fóton incidente é maior do que a energia de ligação do elétron ao átomo, haverá emissão do elétron. A energia cinética do elétron emitido é igual a diferença entre a energia do fóton incidente e a energia de ligação do elétron ao átomo. O efeito fotoelétrico é caracterizado pela completa absorção da energia do fóton incidente. (LECHNER, 2018); (II) Efeito Compton – o fóton é espalhado ao colidir com um elétron transferindo parte de sua energia para o elétron. Os fótons espalhados possuem energia

¹ De forma simplificada, o efeito termoiônico é definido como a emissão de elétrons por materiais condutores aquecidos (LIMA, 2001).

menor do que os fótons incidentes, e os elétrons espalhados são denominados de radiação secundária; (III) Produção de pares – o fóton interage com o núcleo do átomo absorvedor e toda energia é convertida na produção de um pósitron e um elétron (CEMBER; JOHNSON, 2009).

2.1.3 Dose absorvida

A energia depositada em um meio por unidade de massa devido à radiação ionizante é denominada dose absorvida (AHMED, 2007). Em unidades do Sistema Internacional de Unidades (SI), a dose absorvida é medida em J.kg^{-1} e esta unidade recebe a denominação especial de *Gray* (Gy). Dessa forma, a dose absorvida pode ser determinada pela relação:

$$D = \frac{dE}{dm} \quad (1)$$

Pode-se definir também a taxa de dose como sendo:

$$\dot{D} = \frac{dD}{dt} \quad (2)$$

Na equação (2), dD é o incremento da dose em um intervalo de tempo dt . A unidade da taxa de dose, no SI, é $\text{J.kg}^{-1}.\text{s}^{-1}$ ou Gy.s^{-1} .

A dose absorvida é relevante para todos os tipos de campos de radiação ionizante, direta ou indiretamente ionizantes, bem como para qualquer fonte de radiação ionizante distribuída em um meio absorvedor (ATTIX, 2004). Essa grandeza é de fundamental importância nas áreas de radiobiologia, radiologia e proteção radiológica. Ela foi introduzida em 1950 para ser empregada principalmente em radioterapia para o tratamento de tumores (OKUNO; YOSHIMURA, 2010).

A medição da dose absorvida é realizada por meio de um transdutor² capaz de converter a energia depositada pela radiação ionizante em um volume sensível numa grandeza que possa ser medida e avaliada. O volume sensível constitui a região de interação com a radiação ionizante, sendo chamado de volume ativo. Esses transdutores são os detectores de radiação. Tais detectores possuem características intrínsecas que devem ser avaliadas a fim de

² Transdutor é um dispositivo que converte sinais não elétricos (*e.g.* pressão, temperatura, som etc.) em sinais elétricos, e vice-versa (HARRISON, 1998).

que suas respostas sejam corretamente analisadas e interpretadas. Algumas dessas características são: eficiência, exatidão, sensibilidade, repetibilidade, tempo de resposta, dentre outras (OKUNO; YOSHIMURA, 2010). A escolha de um detector de radiação depende primariamente do tipo de radiação que se deseja medir.

Normalmente, um detector de radiação produz um sinal de corrente elétrica $i(t)$ proporcional a taxa de dose $\dot{D}$. Assim, o cálculo da integral da corrente elétrica em um intervalo de tempo resulta na dose absorvida.

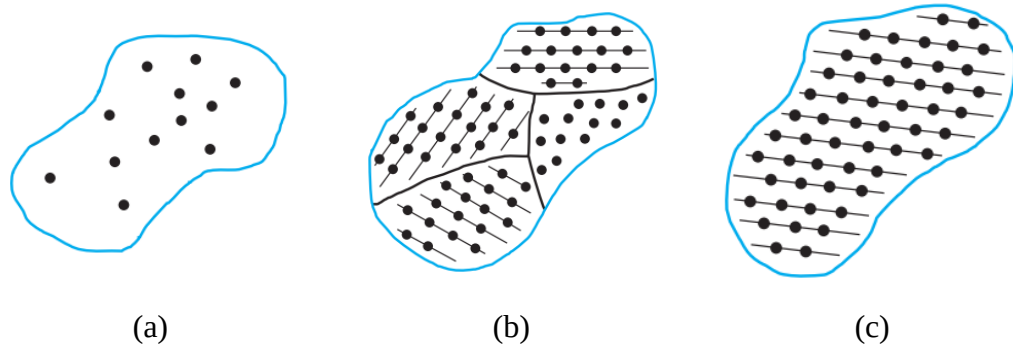
2.2 SEMICONDUTORES

Os semicondutores são materiais que possuem características peculiares que os tornam imprescindíveis na construção de dispositivos eletrônicos. Esta subseção irá abordar de forma objetiva essas características, apresentando ao leitor um arcabouço teórico para o entendimento dos semicondutores.

2.2.1 Tipos de sólidos

Materiais de estado sólido podem ser caracterizados segundo a regularidade com que seus átomos ou íons estão ordenados uns em relação aos outros em três tipos gerais: amorfo, policristalino e cristalino. Nos sólidos amorfos poucos átomos ou moléculas apresentam ordenamento na estrutura do material, enquanto os sólidos policristalinos possuem regiões onde muitos átomos ou moléculas apresentam alto grau de ordenamento. Essas regiões ordenadas variam em tamanho e orientação. Por outro lado, os sólidos cristalinos possuem alto grau de ordenamento entre seus átomos ou moléculas e são caracterizados por possuírem geometria periódica através de todo o volume do material. Essa estrutura periódica é denominada de rede cristalina (CALLISTER, 2007; NEAMEN, 2012). A Figura 2 ilustra, de forma simplificada em duas dimensões, os três tipos gerais de materiais de estado sólido.

Figura 2 – Representação em duas dimensões dos três tipos gerais de materiais de estado sólido



Fonte: NEAMEN (2012)

(a) amorfo, (b) policristalino e (c) cristalino

O sólido cristalino ilustrado na Figura 2 está representado como uma estrutura ideal, não apresentando nenhum tipo de defeito ou imperfeição em seu arranjo periódico. Porém, um sólido cristalino real pode conter defeitos ou imperfeições que podem ser inerentes ao cristal ou deliberadamente inseridos a sua estrutura. Dependendo da densidade de defeitos, as propriedades elétricas do material podem ser fortemente impactadas (NEAMEN, 2012).

Neste trabalho, deste ponto em diante, sempre que houver menção a um material de estado sólido referir-se-á a um sólido cristalino, particularmente o cristal de silício.

2.2.2 Condutividade elétrica em sólidos cristalinos

A teoria da condutividade elétrica dos materiais de estado sólido é fundamentada na teoria de bandas de energia dos estados eletrônicos, estando embasada nos princípios da mecânica quântica (CALLISTER, 2007). Considerando um átomo isolado, sabe-se que os elétrons possuem níveis de energia discretos. Quando muitos átomos isolados são agrupados para formar um sólido, a proximidade dos átomos nessa estrutura faz com que os orbitais dos elétrons mais externos sobreponham-se e interajam entre si. Tal interação faz com que as posições dos níveis de energia dos elétrons sejam deslocadas para ocupar faixas ou bandas de energia. Em cada banda de energia existem inúmeros estados energéticos discretos (SAH, 2006).

Na temperatura de 0 K (zero absoluto) todos os elétrons de valência³ estão ocupando os estados de menor energia, ou seja, a banda de menor energia. Esta banda de energia é denominada de banda de valência. Por outro lado, os estados mais energéticos ou a banda de

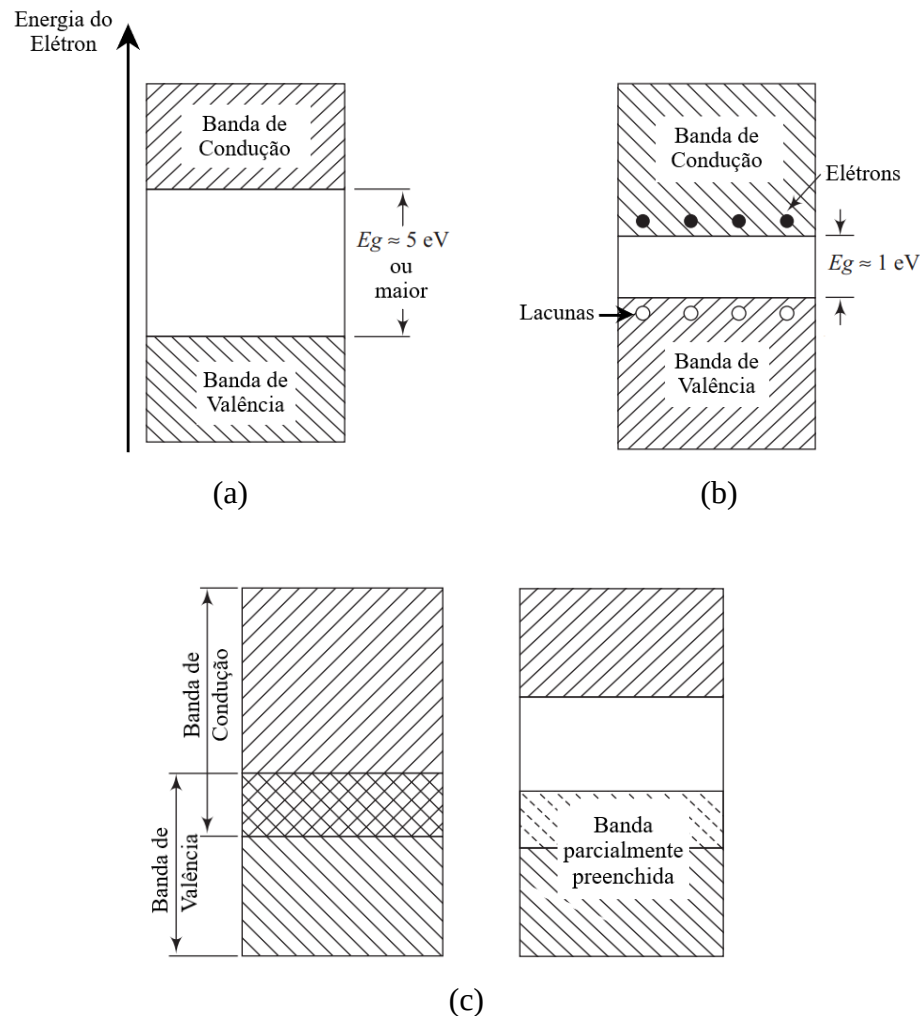
³ Na estrutura eletrônica de um átomo, os elétrons que ocupam as camadas mais externas são chamados de elétrons de valência. Estes elétrons são usados na formação de ligações químicas. A teoria da formação de ligações químicas é chamada de teoria de valência (ATKINS; JONES, 2012).

maior energia está completamente vazia e é chamada de banda de condução. A banda de valência e a banda de condução são separadas pela energia de *gap* (E_g), também conhecida como banda proibida ou banda de *gap* (Figura 3). E_g pode ser obtida através da diferença entre a energia do menor nível de energia da banda de condução e a energia do maior nível de energia da banda de valência (SZE, 2002).

Os elétrons da banda de valência, podem ser excitados com energia suficiente para saltar uma banda proibida e alcançar a banda de condução. Quando um elétron da banda de valência passa para a banda de condução, em seu lugar tem-se uma ausência de elétron chamada de buraco ou lacuna (Figura 3).

Partindo-se do conceito de bandas de energia abordado, é possível diferenciar quanto a condutividade elétrica, três tipos de sólidos: isolantes, semicondutores e metais. Isolantes e semicondutores possuem uma banda de *gap* entre as bandas de valência e condução, possuindo estrutura de bandas de energia muito similar. Tipicamente, a energia de *gap* para os isolantes é da ordem de 5 a 15 eV, enquanto para os semicondutores é da ordem de 1 eV. Em se tratando dos metais, podem ocorrer duas situações distintas em relação a estrutura de bandas de energia: (I) sobreposição das bandas de valência e condução, (II) os elétrons da banda de valência nos níveis de energia mais próximos da banda de *gap* podem passar para os próximos níveis de energia resultando em uma banda parcialmente preenchida (BHATTACHARYA; SHARMA, 2013). A Figura 3 ilustra essas considerações.

Figura 3 – Diagrama simplificado das bandas de energia



Fonte: Adaptado de BHATTACHARYA (2002).

(a) isolantes, (b) semicondutores e (c) metais

2.2.3 Materiais semicondutores

Materiais isolantes possuem condutividade elétrica muito baixa (da ordem de 10^{-18} a 10^{-8} S/cm), enquanto materiais condutores possuem elevada condutividade, tipicamente da ordem de 10^7 S/cm. Já os semicondutores possuem condutividade elétrica entre os isolantes e os condutores, usualmente de 10^{-7} a 10^3 S/cm (SZE, 2002; CALLISTER, 2007). A condutividade elétrica de um semicondutor é geralmente sensível a fatores como: temperatura, iluminação, campo magnético e pequenas concentrações de impurezas (tipicamente, cerca de 1 μg de átomos de impurezas em 1 kg de material semicondutor). Tal sensibilidade na condutividade elétrica faz do semicondutor o mais importante material para aplicações eletrônicas (SZE, 2002).

Semicondutores intrínsecos são aqueles cujas propriedades elétricas estão baseadas na estrutura eletrônica inerente ao material puro. Quando as propriedades elétricas são ditadas pela presença de átomos de impurezas deliberadamente adicionados, o semicondutor é referido como sendo extrínseco (CALLISTER, 2007). Segundo Kittel (2006), a adição do boro (B) na proporção de 1 átomo de boro para 10^6 átomos de silício eleva em 1000 vezes a condutividade elétrica do silício puro à temperatura ambiente.

De acordo com Sah (2006), não é simples purificar um semicondutor totalmente tornando-o isento de átomos de impurezas. Entretanto, mais relevante do que obter um semicondutor com elevado grau de pureza, é manter a presença de impurezas em uma faixa de concentração propositadamente controlada fazendo com que a condutividade elétrica do semicondutor possa ser alterada em várias ordens de magnitude, como por exemplo de 10^{-5} S/cm para 10^3 S/cm em um cristal de silício impuro a temperatura de 300 K. Essa variação da condutividade elétrica é de fundamental importância na construção de dispositivos eletrônicos como diodos e transistores (SAH, 2006).

Materiais semicondutores extrínsecos são obtidos por meio de um processo conhecido como dopagem (KITTEL, 2006). Esse processo pode ser executado por meio de duas técnicas principais: difusão e implantação iônica. A difusão é realizada a altas temperaturas, enquanto a implantação iônica pode ser feita a baixa temperatura, produzindo camadas de dopagem bem definidas (PATTERSON; BAILEY, 2018). Dependendo do tipo de dopagem, diferentes materiais extrínsecos podem ser obtidos, tais como os materiais extrínsecos tipo *n* e tipo *p*.

Quando o processo de dopagem tem por objetivo elevar a concentração de elétrons de condução no cristal de silício, faz-se adição de átomos pentavalentes (*e.g.* arsênio, antimônio e fósforo). O silício dopado resultante é dito como sendo tipo *n*. No silício tipo *n* a concentração de elétrons de condução é muito maior que as lacunas e devido a isso, os elétrons são denominados de portadores de carga majoritários, enquanto as lacunas são denominadas de portadores de carga minoritários. Se por outro lado, o processo de dopagem tem por objetivo elevar a concentração de lacunas no cristal de silício, faz-se a dopagem com átomos trivalentes (*e.g.* alumínio, boro, gálio e índio). Neste caso, o silício dopado resultante é dito como sendo tipo *p*, tendo as lacunas como portadores de carga majoritários e os elétrons como portadores de carga minoritários.

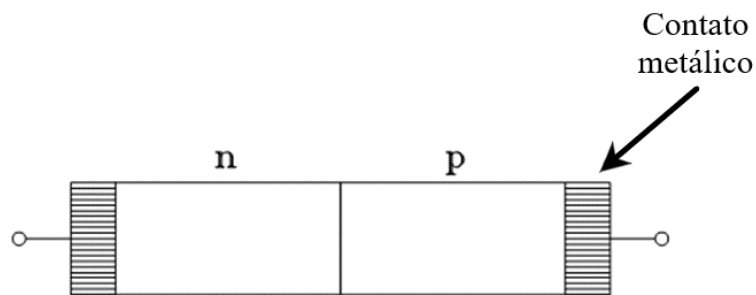
O silício (Si) é comumente utilizado na fabricação de dispositivos semicondutores. Outros materiais semicondutores são utilizados em aplicações específicas, como por exemplo: o arseneto de gálio (GaAs) e compostos relacionados são utilizados em dispositivos de alta

velocidade e em dispositivos ópticos (NEAMEN, 2010); o $\text{Hg}_{(1-x)}\text{Cd}_{(x)}\text{Te}$ é utilizado na fabricação de detectores infravermelho (PATTERSON; BAILEY, 2018).

2.2.4 A junção *pn*

Quando dois materiais semicondutores extrínsecos com dopagens opostas (*p* e *n*) são unidos, a interface entre os dois materiais dará origem a uma estrutura chamada junção *pn*. Na prática, ambas as regiões *n* e *p* são partes de um mesmo cristal de silício possuindo regiões com diferentes dopagens (SEDRA; SMITH, 2015). Essa estrutura é a base para o funcionamento de dispositivos eletrônicos como diodos e transistores. A Figura 4 mostra uma ilustração de uma junção *pn*.

Figura 4 – Junção *pn*



Fonte: Adaptado de LUTZ (1999).

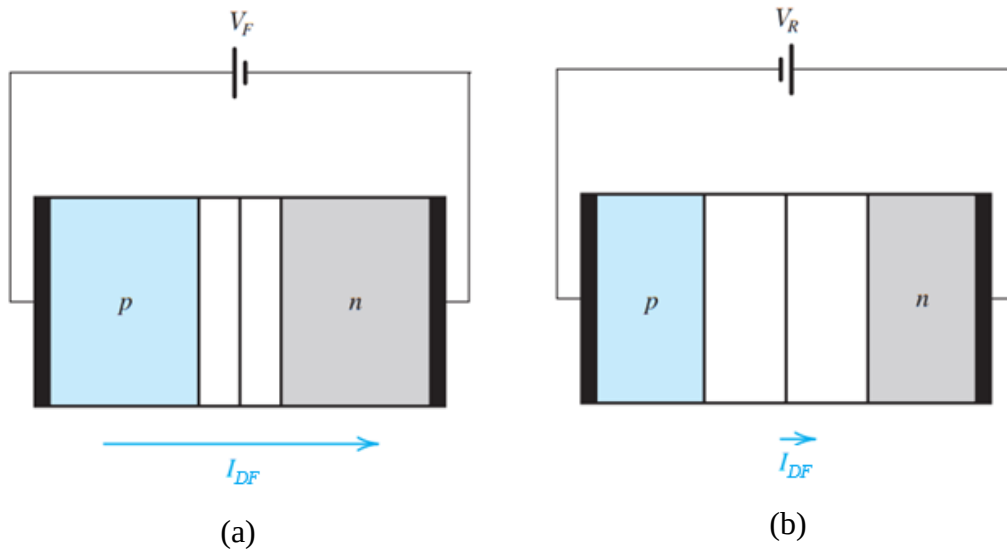
Após a junção dos dois materiais (*n* e *p*), devido à alta concentração de lacunas na região *p* e a baixa concentração na região *n*, lacunas irão se difundir através da junção indo do lado *p* para o lado *n*. Analogamente, elétrons irão se difundir através da junção do lado *n* para o lado *p*. Essa difusão de portadores origina uma componente de corrente chamada de corrente de difusão, cuja direção é do lado *p* para o lado *n* (SEDRA; SMITH, 2015).

Quando o fluxo de portadores no entorno da junção cessa, diz-se que a junção alcançou o equilíbrio e verifica-se o aparecimento de íons fixos, não neutralizados, de cada lado da junção chamados de cargas espaciais. Essas cargas possuem polaridades opostas, resultando em um campo elétrico e, conseqüentemente, uma diferença de potencial na junção. Após o equilíbrio, a movimentação de cargas móveis cessa e a essa região de cargas fixas dá-se o nome de região de depleção (SZE, 2002).

Se aos terminais da junção *pn* for aplicada uma diferença de potencial por meio de uma fonte de tensão DC, o campo elétrico resultante poderá ser oposto ao campo elétrico

inerente a região de depleção ou o campo elétrico resultante poderá reforçar o campo elétrico inerente a região de depleção. No primeiro caso, diz-se que a junção está diretamente polarizada, ocorrendo aumento na corrente de difusão (I_{DF}). Enquanto que no segundo caso diz-se que a junção está reversamente polarizada, acarretando drástica redução na corrente de difusão. A Figura 5 ilustra essas considerações.

Figura 5 – Polarizações da junção pn



Fonte: Adaptado de SEDRA (2015)

(a) Diretamente polarizada e (b) Reversamente polarizada

Uma vez que há uma separação entre cargas positivas e negativas na região de depleção, tem-se uma capacitância C_j associada com a junção pn (NEAMEN, 2010). Essa capacitância de junção pode ser definida pela equação (3).

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\psi_0}}} \quad (3)$$

Em que:

- a) V_D representa a tensão de polarização da junção (direta ou reversa);
- b) C_{j0} representa a capacitância de junção para $V_D = 0$ V;
- c) ψ_0 representa o potencial de junção.

A equação (3) foi derivada para o caso de polarização reversa aplicada na junção. Porém, ela é válida para polarização direta desde que o fluxo de corrente direta seja pequeno (GRAY *et al.*, 2009). Quando o fluxo de corrente direta torna-se significativo, a difusão de portadores minoritários através da junção dá origem à capacitância de difusão (C_d). Segundo Shockley (1949) e Neamen (2010), a capacitância de difusão pode ser vista como a mudança na carga armazenada devido aos portadores minoritários causada por alterações na tensão de polarização da junção.

2.2.5 Transistor bipolar de junção

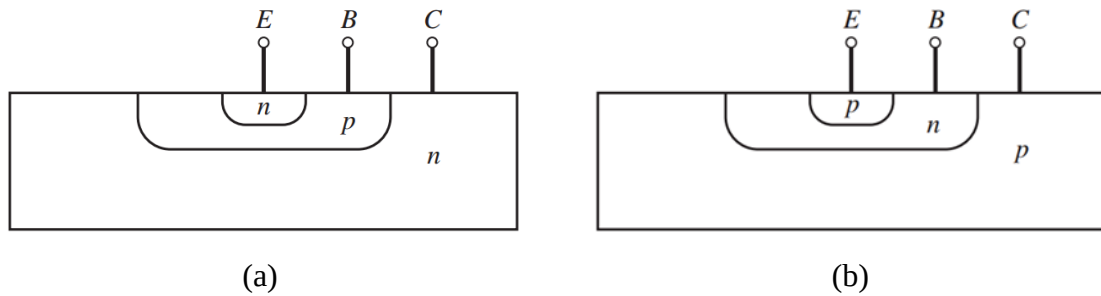
O transistor bipolar de junção (TBJ) é um dispositivo semiconductor de multijunção bastante versátil e de variadas aplicações, que vão desde a amplificação de sinais a circuitos de lógica digital (SZE, 2002).

2.2.5.1 Estrutura e funcionamento de um TBJ

O TBJ possui três regiões semicondutoras dopadas e duas junções pn . As três regiões são conhecidas como emissor (E), base (B) e coletor (C), estando interligadas como mostrado na Figura 6, fazendo do TBJ um dispositivo com três terminais. Ainda na Figura 6 observam-se as duas junções pn do TBJ: junção base-emissor (J_{be}) e junção base-coletor (J_{bc}), respectivamente localizadas entre as regiões base-emissor e base-coletor.

Quando a região do emissor é caracterizada como sendo tipo n , enquanto a região da base e do coletor são respectivamente tipo p e tipo n , tem-se um TBJ nnp . Se por outro lado a região do emissor é caracterizada como sendo tipo p , enquanto a região da base e do coletor são respectivamente tipo n e tipo p , tem-se um TBJ pnp (REZENDE, 2004).

Figura 6 – Regiões dopadas de um TBJ

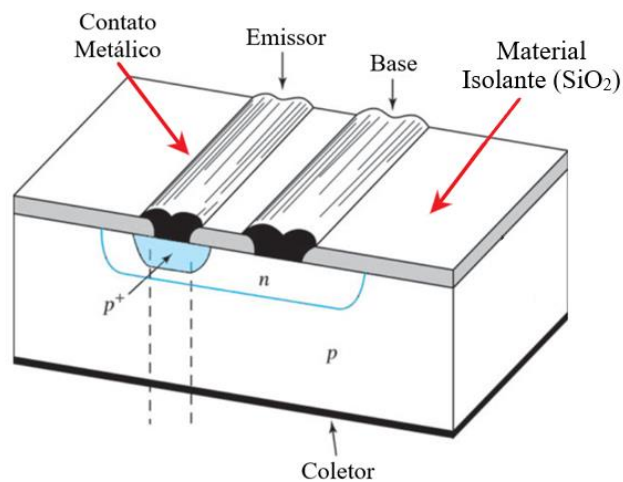


Fonte: Adaptado de GRAY (2009).

(a) TBJ *nnp* e (b) TBJ *pnp*

A Figura 7 mostra uma visão em perspectiva de um TBJ *pnp*. Observe a disposição das regiões correspondentes ao emissor (E), base (B) e coletor (C), bem como dos contatos metálicos. Ainda na Figura 7 pode ser vista uma camada de material isolante, o dióxido de silício (SiO_2), entre os contatos metálicos.

Figura 7 – Visão em perspectiva de um TBJ *pnp*



Fonte: Adaptado de SZE (2002).

As combinações dos modos de operação das junções base-emissor (J_{be}) e base-coletor (J_{bc}) conferem ao TBJ três modos de operação distintos, caracterizando a versatilidade de uso do dispositivo (SCHOKLEY, 1949; NEAMEN, 2010). A Tabela 1 resume os modos de operação do TBJ e as respectivas polarizações das junções.

Tabela 1 – Modos de operação do TBJ

Modo	J _{be}	J _{bc}
Ativo	Polarização direta	Polarização reversa
Saturação	Polarização direta	Polarização direta
Corte	Polarização reversa	Polarização reversa

Fonte: Adaptado de SEDRA (2015).

No modo de operação ativo, a corrente de coletor (I_C) pode ser expressa por:

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (4)$$

Em que I_S é a corrente de saturação, sendo uma constante usada para descrever a característica de transferência do transistor na região ativa (GRAY *et al.*, 2009), V_{BE} é a tensão base-emissor e V_T é a tensão térmica (aproximadamente 25,9 mV à temperatura ambiente, $T = 300$ K). V_T pode ser calculada a partir da equação $V_T = kT/q$, em que k é a constante de Boltzmann ($1,38066 \times 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura em Kelvin e q é a carga elementar ($1,60218 \times 10^{-19}$ C). A constante I_S assume valores típicos entre 10^{-18} a 10^{-12} A (SEDRA; SMITH, 2015) e pode ser expressa por:

$$I_S = \frac{q A_E D_n n_{po}}{W_B} \quad (5)$$

Em que A_E é a área de secção transversal do emissor, D_n é a constante de difusão dos elétrons, n_{po} é a concentração de equilíbrio de elétrons na base e W_B é a largura da base.

A corrente de base I_B também é um parâmetro importante e possui duas componentes. A primeira componente I_{B1} representa a recombinação de lacunas e elétrons na base e é proporcional a carga dos portadores minoritários na base. A segunda componente I_{B2} representa a injeção de lacunas da região de base na região do emissor. Deste modo, tem-se que:

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = \left(\frac{1}{2} \frac{n_{po} W_B q A_E}{\tau_b} + \frac{q A_E D_p n_{po}}{L_p} \frac{N_A}{N_D} \right) e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (6)$$

Em que τ_b é o tempo de vida dos portadores minoritários na base, D_p é a constante de difusão das lacunas, L_p é o comprimento de difusão das lacunas no emissor, N_A é a densidade de dopagem da base e N_D é a densidade de dopantes no emissor.

As correntes I_C e I_B estão relacionadas por meio do parâmetro β_{DC} como descrito na equação (7). β_{DC} é comumente definido como o ganho de corrente do transistor na configuração emissor-comum (SZE, 2002).

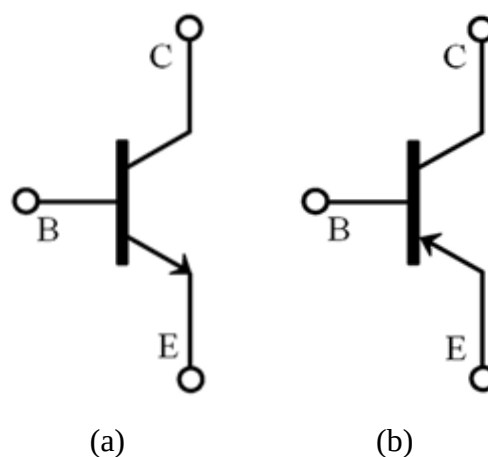
$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} = \left(\frac{W_B^2}{2\tau_b D_n} + \frac{D_p W_B N_A}{D_n L_p N_D} \right)^{-1} \quad (7)$$

Na equação (7), observa-se que β_{DC} é influenciado significativamente pela largura de base W_B e pela razão de dopagem das regiões de base e de emissor (N_A/N_D). Isso indica que a maximização de β_{DC} pode ser obtida por meio da minimização de W_B (região de base estreita) e, para um TBJ *npn*, minimização da razão N_A/N_D , implicando em uma região de base levemente dopada e uma região de emissor fortemente dopada (GRAY *et al.*, 2009).

2.2.5.2 Simbologia do TBJ

O símbolo do TBJ para circuitos está apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Tipos de TBJ



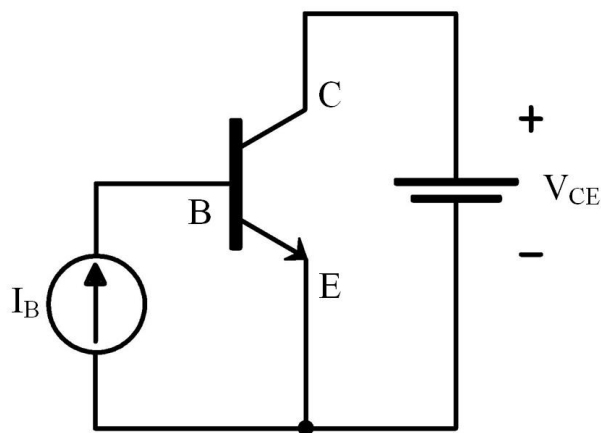
Fonte: O Autor (2020).

(a) TBJ tipo *npn* e (b) TBJ tipo *pnp*

2.2.5.3 Curva característica de um TBJ: $I_C \times V_{CE}$

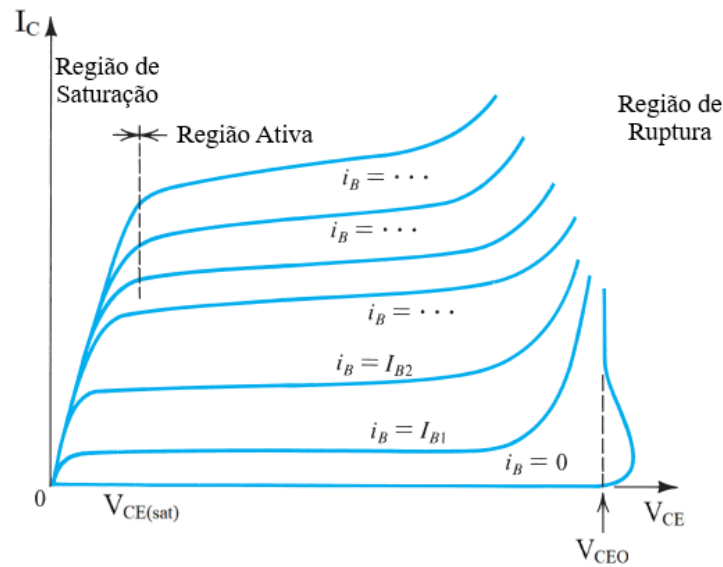
A curva característica de um TBJ, utilizada para propósitos práticos de projeto, expressa a corrente I_C em função da corrente I_B e da tensão V_{CE} . A Figura 9 apresenta um circuito utilizado para traçar as curvas características $I_C \times V_{CE}$ tendo I_B como parâmetro. O conjunto de curvas obtido a partir desse circuito possibilita ao projetista escolher o ponto de operação mais adequado para sua aplicação.

Figura 9 – TBJ *npn* com I_B e V_{CE} aplicadas



Fonte: O Autor (2020).

Ajustando-se I_B para diferentes valores, pode-se traçar um conjunto de curvas $I_C \times V_{CE}$ como mostrado na Figura 10. Essas curvas são uma função do próprio transistor e podem ser utilizadas para determinar o ponto de operação do TBJ em um determinado circuito, para uma dada corrente I_B . O valor aproximado de β_{DC} pode ser determinado em qualquer ponto sobre as curvas dentro da região ativa.

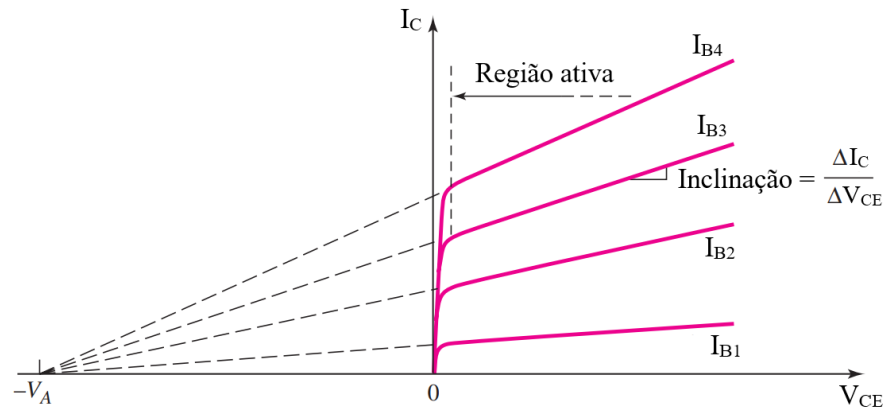
Figura 10 – Características $I_C \times V_{CE}$ para um TBJ

Fonte: Adaptado de SEDRA (2015).

Nesse conjunto de curvas pode-se distinguir três regiões de operação distintas para um TBJ: região de saturação, região ativa e região de ruptura. A região de saturação tem início quando V_{CE} assume um valor a partir do qual a junção base-coletor torna-se diretamente polarizada. O valor de V_{CE} na saturação é denominado $V_{CE(sat)}$. A região de ruptura começa quando V_{CE} supera a tensão de ruptura (V_{CEO}), ou seja, o máximo valor de tensão visto do coletor para o emissor com a base aberta (LALOND; ROSS, 1999). Entre a região de saturação e a região de ruptura encontra-se a região ativa.

As curvas características $I_C \times V_{CE}$ na região ativa apresentam uma inclinação finita devido à modulação da largura efetiva da base ocasionada pelo alargamento da região de depleção entre a base e o coletor à medida em que a tensão coletor-base aumenta. Esta modulação da largura de base é conhecida como efeito *Early* e torna-se mais significativa à medida que a largura da base é reduzida (GREBENE, 1984). As curvas características podem ser extrapoladas no sentido negativo do eixo V_{CE} e o ponto de interceptação V_A é chamado de tensão *Early*. A Figura 11 ilustra essas considerações.

Figura 11 – Inclinação das curvas características $I_C \times V_{CE}$ na região ativa e tensão Early (V_A)

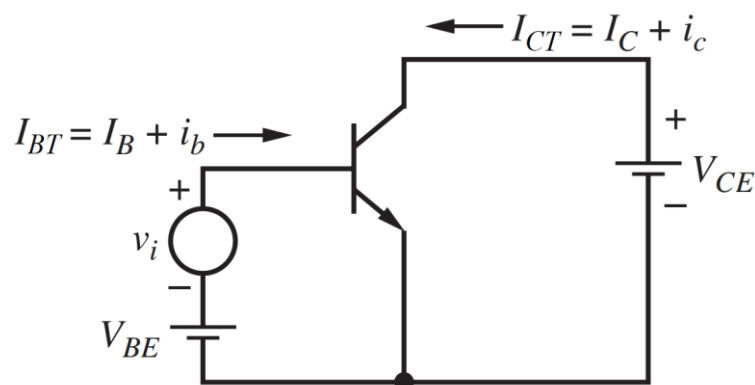


Fonte: Adaptado de NEAMEN (2010).

2.2.5.4 Modelo de pequenos sinais de um TBJ

Considere um TBJ operando na região ativa com as tensões de polarização V_{BE} e V_{CE} como mostrado na Figura 12. Essa polarização produz uma corrente de coletor I_C e uma corrente de base I_B . Um pequeno sinal de tensão v_i aplicado em série com V_{BE} , produz uma corrente de base i_b adicional e, conseqüentemente, uma corrente de coletor i_c adicional. Dessa forma, o valor total da corrente de base será dado por $I_{BT} = I_B + i_b$, enquanto a corrente de coletor será dada por $I_{CT} = I_C + i_c$. Nessas condições, modelos de pequenos sinais podem ser utilizados para efetuar o cálculo do ganho e das impedâncias dos terminais do circuito (GRAY *et al.*, 2009).

Figura 12 – TBJ na configuração emissor comum incluindo o pequeno sinal i_b

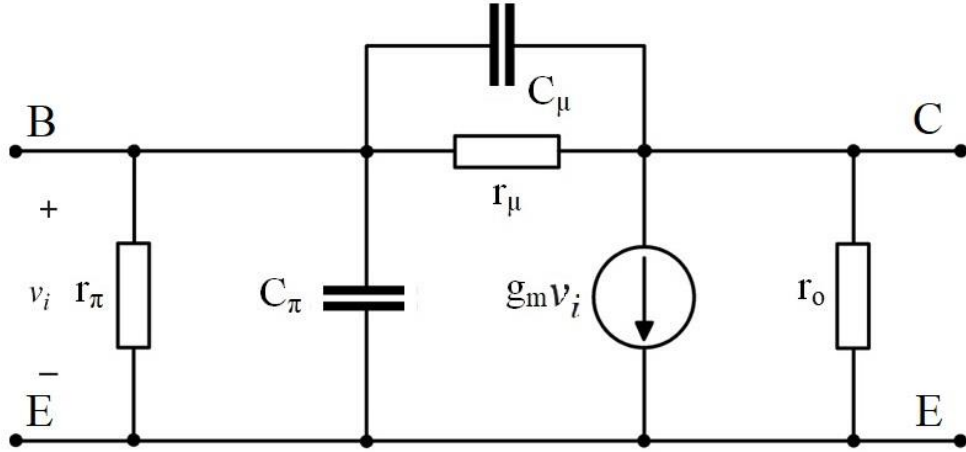


Fonte: Adaptado de GRAY (2009).

O comportamento do TBJ para pequenos sinais pode ser modelado através do circuito equivalente da Figura 13. Esse modelo foi proposto inicialmente por Giacoletto (1954) e é

chamado de modelo π -híbrido por ser composto de um circuito equivalente em forma de π (SPARKES, 1994).

Figura 13 – Modelo π -híbrido para o TBJ



Fonte: O Autor (2020).

Segundo Sparkes (1994), os elementos que compõem o modelo apresentado na Figura 13 são os seguintes:

- a) r_π , C_π – resistência e capacitância de entrada, respectivamente;
- b) r_μ – resistência entre a base e o coletor;
- c) C_μ – capacitância de transferência reversa ou capacitância da região de transição da junção pn entre a base e o coletor;
- d) g_m – transcondutância de transferência direta: parâmetro que relaciona i_c com v_i ($g_m = i_c/v_i$); e
- e) r_o – resistência de saída.

Observando o TBJ no modo de operação ativo, apenas a junção base-emissor está diretamente polarizada. Portanto, não há difusão de carga associada com a junção base-coletor (reversamente polarizada). Nessas condições, sendo c_{jbe} a capacitância de junção base-emissor e c_{jbc} a capacitância de junção base-coletor, tem-se:

$$C_\pi = c_{jbe} + \tau_f g_m \quad (8)$$

$$C_\mu = c_{jbc} \quad (9)$$

Segundo Reisch (2003), o termo $\tau_f g_m$ na equação (8) representa a capacitância de difusão da junção base-emissor e o termo τ_f representa o tempo de trânsito dos portadores minoritários na região de depleção da junção base-emissor. Considerando-se a junção base-emissor reversamente polarizada, tem-se $C_\pi = C_{jbe}$.

De acordo com Grebene (1984), a capacitância C_μ depende da área da junção base-coletor A_B e da tensão de polarização reversa sobre a junção V_{CB} e pode ser aproximadamente descrita através da equação (10).

$$C_\mu \cong A_B \sqrt{\frac{q\epsilon N_C}{V_{CB}}} \quad (10)$$

Em que: q é carga elementar, ϵ é a constante dielétrica do silício e N_C é a concentração de dopantes no coletor.

A resistência de saída r_o é devido ao efeito *Early* e pode ser relacionada a tensão V_A por meio da equação (11), assumindo valores típicos de 50 a 100 k Ω para transistores de circuitos integrados (GREBENE, 1984).

$$r_o = \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \Big|_{V_{BE}=constante} \right]^{-1} = \frac{V_A}{V_T g_m} = \frac{V_A}{\beta_{DC} I_B} \quad (11)$$

2.2.6 MOSFET

O transistor de efeito de campo (FET) possui quatro terminais: a fonte (S), o dreno (D), a porta (G) e o terminal do substrato ou corpo (B). Existem dois tipos principais de FET: o de junção (JFET) em que a porta é separada da região do canal por uma junção *pn*, e o de porta isolada (IGFET) em que a porta é separada da região do canal por uma fina camada de material isolante, geralmente óxido de silício. Este último, devido aos seus aspectos construtivos é conhecido como MOSFET (*MOS - Metal Oxide Semiconductor*) (SAH, 2006).

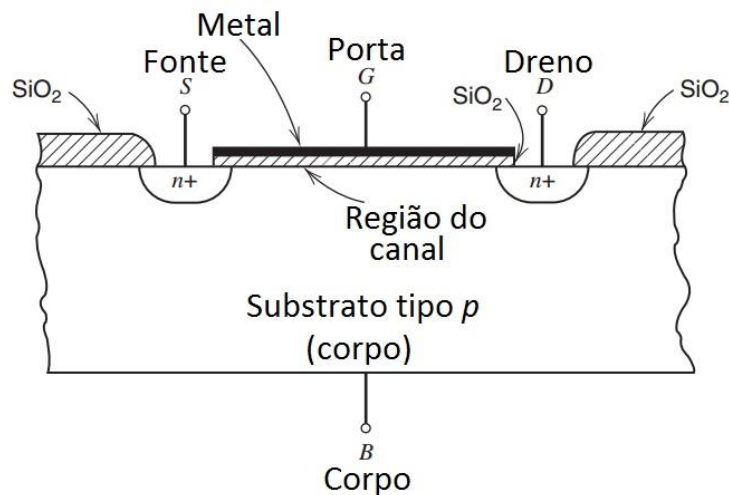
Existem dois tipos de MOSFETs: o tipo crescimento e o tipo depleção. A diferença entre eles reside na forma como a condutividade elétrica da região do canal pode ser drasticamente alterada devido à aplicação de um potencial externo ao terminal de porta. Quando o terminal de porta é mantido a zero Volts e a condutividade da região do canal é muito baixa, o dispositivo é dito normalmente desligado. Tal comportamento caracteriza um

MOSFET tipo crescimento. Se por outro lado for necessário aplicar uma tensão diferente de zero Volts para reduzir a condutividade da região do canal, o dispositivo é dito normalmente ligado. Tal comportamento caracteriza um MOSFET tipo depleção (SZE, 2002). O estudo apresentado neste trabalho terá por foco o MOSFET tipo crescimento, cujas características de construção e de funcionamento serão descritas nas subseções seguintes.

2.2.6.1 Estrutura e funcionamento de um MOSFET

A Figura 14 mostra um corte transversal em um MOSFET de crescimento canal n (NMOS) típico. As regiões da fonte e do dreno são tipo n e fortemente dopadas, sendo difundidas em um substrato tipo p (SZE, 2002). A superfície do substrato entre a fonte e o dreno é coberta por uma camada isolante muito fina ($< 1000 \text{ \AA}$) de dióxido de silício (SiO_2) em cima da qual é colocada a metalização da porta (RITCHIE, 1993). Em um MOSFET de crescimento canal p (PMOS), as regiões da fonte e do dreno são tipo p e fortemente dopadas, estando difundidas em um substrato tipo n .

Figura 14 – Estrutura típica de um MOSFET de crescimento canal n



Fonte: Adaptado de GRAY (2009).

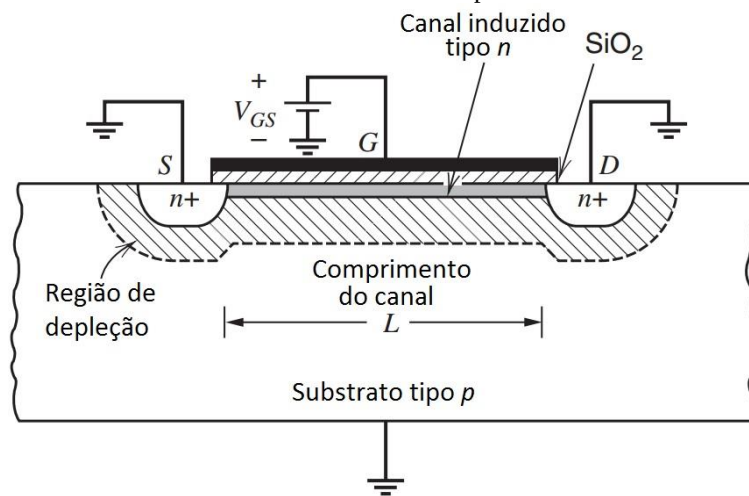
O MOSFET é normalmente desligado porque o corpo forma junções pn , simultaneamente, com a fonte e o dreno impedindo o fluxo dos portadores majoritários (tipo n) entre essas regiões. Com a polarização da porta portadores minoritários são atraídos para interface Si-SiO_2 , formando um canal de condução entre a fonte e o dreno. Quanto mais cargas na porta, mais povoado o canal e maior a condutância (SAH, 2006). A partir da tensão

de porta V_t , o transistor torna-se condutor. Esse controle da condutância entre a fonte e o dreno pode ser empregado para prover ganho em circuitos analógicos e características de chaveamento em circuitos digitais (GRAY *et al.*, 2009).

No caso de um NMOS, suponha a condição em que o substrato (B), a fonte (S) e o dreno (D) estejam sob o mesmo potencial (aterrados) e uma tensão positiva V_{GS} seja aplicada na porta (G). Em tal situação, cargas positivas serão acumuladas na porta e cargas negativas serão acumuladas no substrato, mais precisamente na região de interface Si-SiO₂. Quando for acumulado um número suficiente de cargas negativas, uma região tipo n é produzida induzindo um canal de condução entre a fonte e o dreno (GRAY *et al.*, 2009).

Note que o canal é criado pela inversão da superfície do substrato tipo p para o tipo n . Por essa razão o canal induzido é também denominado de camada de inversão (SEDRA; SMITH, 2015). A Figura 15 mostra um NMOS com a região de depleção e o canal induzido.

Figura 15 – NMOS com uma tensão positiva aplicada a porta, evidenciando a região de depleção e o canal n induzido embaixo da porta



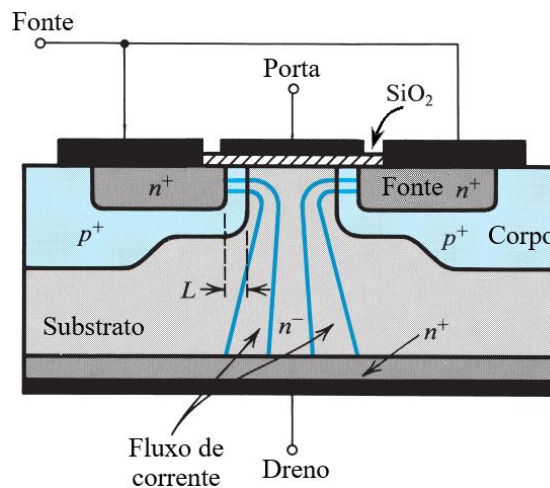
Fonte: Adaptado de GRAY (2009).

O valor mínimo de V_{GS} necessário para produzir uma camada de inversão é chamado tensão de limiar (*threshold voltage*), sendo representado por V_t . Portanto, se $V_{GS} > V_t$ a inversão ocorre e um canal de condução passa a existir. O valor de V_t é estabelecido durante o processo de fabricação do dispositivo e tipicamente assume valores entre 0,3 V e 1,0 V (SEDRA; SMITH, 2015). Após induzir o canal é necessário aplicar uma tensão diferente de zero Volts entre o dreno e a fonte V_{DS} para que a corrente I_D possa circular através do canal. O valor da corrente I_D depende de V_{GS} e de V_{DS} .

2.2.6.2 Estrutura e funcionamento de um MOSFET de potência

Uma das estruturas mais conhecidas para um MOSFET de potência é a difusão dupla ou transistor DMOS (SEDRA; SMITH, 2015). O termo difusão dupla está relacionado as duas difusões que são implantadas para formar as regiões de fonte e corpo do MOSFET. Existem dois tipos possíveis de estruturas para um transistor DMOS: lateral e vertical. Dentre essas estruturas, a mais utilizada é a vertical DMOS ou VDMOS (BERKHOUT, 1997). A Figura 16 apresenta um corte transversal de um transistor VDMOS canal n .

Figura 16 – Corte transversal em um transistor VDMOS canal n .



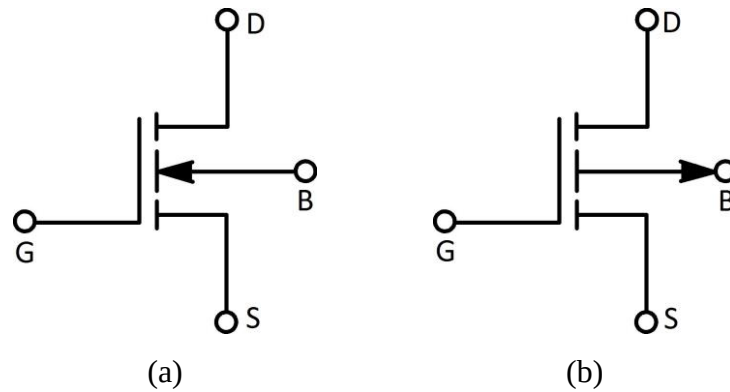
Fonte: Adaptado de SEDRA (2015).

Aplicando-se uma tensão V_{DS} diferente de zero Volts, quando aplicada uma tensão positiva ao terminal de porta (V_{GS}) maior que a tensão de limiar (V_t), um canal lateral é induzido na região do corpo abaixo do óxido de porta. Como mostrado na Figura 16, o canal induzido é curto e tem seu comprimento representado por L . Por meio do canal formado, os elétrons oriundos da fonte alcançam o substrato e fluem, verticalmente para baixo de forma trapezoidal, em direção ao dreno. A corrente resultante desse fluxo de elétrons é a corrente de dreno I_D (BERKHOUT, 1997; SEDRA; SMITH, 2015).

2.2.6.3 Simbologia do MOSFET

O símbolo do MOSFET para circuitos está apresentado na Figura 17.

Figura 17 – Símbolo do MOSFET para circuitos

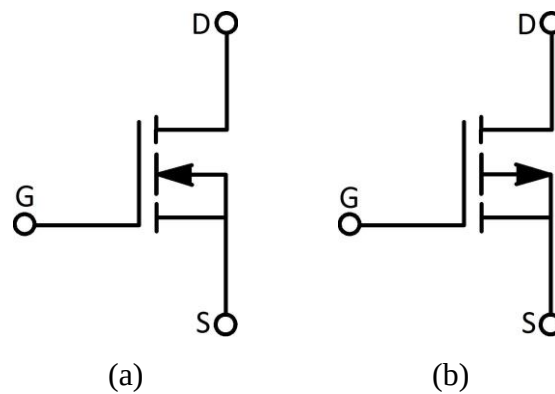


Fonte: O Autor (2020).

(a) MOSFET canal n ou NMOS e (b) MOSFET canal p ou PMOS

Quando a ligação entre a fonte e o substrato (corpo) é interna ao dispositivo, tem-se a simbologia mostrada na Figura 18.

Figura 18 – MOSFETs com substrato ligado internamente a fonte

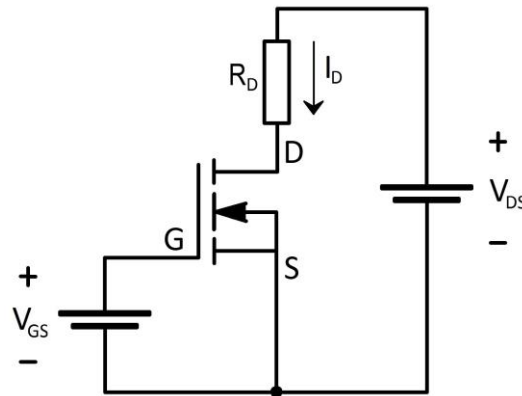


Fonte: O Autor (2020).

(a) NMOS e (b) PMOS

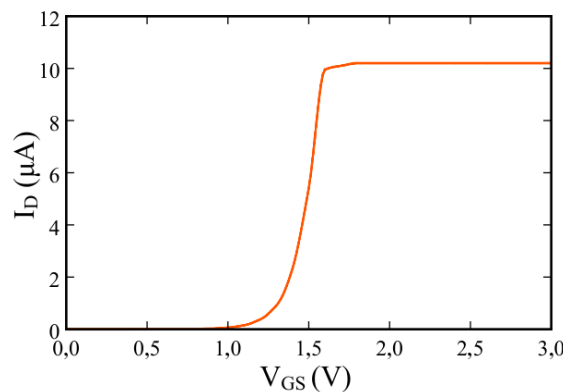
2.2.6.4 Curva característica de um MOSFET: $I_D \times V_{GS}$

A Figura 19 apresenta um circuito utilizado para traçar as curvas características $I_D \times V_{GS}$. O conjunto de curvas obtidas a partir desse circuito possibilita ao projetista escolher o ponto de operação mais adequado para sua aplicação. A curva característica $I_D \times V_{GS}$ para um transistor NMOS é mostrada na Figura 20.

Figura 19 – NMOS com V_{GS} e V_{DS} aplicadas

Fonte: O Autor (2020).

Um dispositivo NMOS estará em corte quando $V_{GS} < V_t$. Se, por outro lado, tem-se $V_{DS} < (V_{GS} - V_t)$, diz-se que o transistor está operando na região ôhmica. Nesta condição o MOSFET pode ser modelado como um resistor não-linear controlado a tensão conectado entre o dreno e a fonte. Em se tratando de um dispositivo PMOS, todas as polaridades das tensões e correntes são invertidas (GRAY *et al.*, 2009).

Figura 20 – Característica $I_D \times V_{GS}$ para um dispositivo NMOS

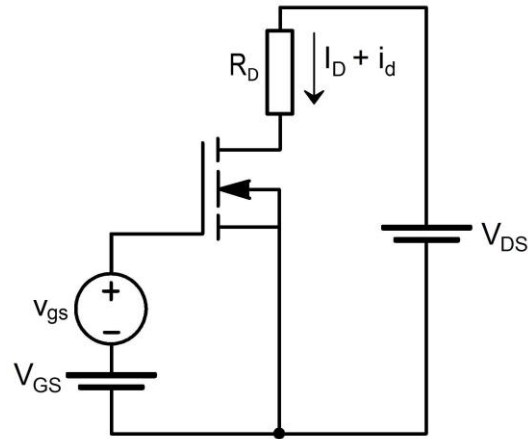
Fonte: O Autor (2020).

2.2.6.5 Modelo de pequenos sinais de um MOSFET

Considere o transistor NMOS operando na região não linear ($1,0 \text{ V} < V_{GS} < 1,7 \text{ V}$) da Figura 20, desde que o resistor R_D seja tal que o ponto de operação do transistor permita a melhor conformidade entre a tensão V_{GS} e a corrente I_D para um dado valor de V_{DS} . Escolhendo-se adequadamente a tensão de polarização V_{GS} , será produzida uma corrente de dreno I_D . Um pequeno sinal v_{gs} aplicado em série com V_{GS} , ocasiona o aparecimento de uma

corrente de dreno i_d adicional e o valor total da corrente de dreno será $I_{DT} = I_D + i_d$. A Figura 21 ilustra essas considerações.

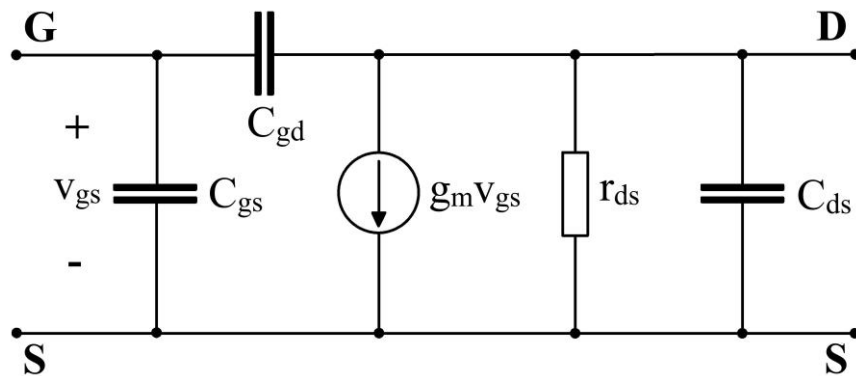
Figura 21 – Transistor NMOS na configuração fonte comum incluindo o pequeno sinal v_{gs}



Fonte: O Autor (2020).

O circuito apresentado na Figura 21 funciona como um amplificador básico em que, modelos de pequenos sinais podem ser utilizados para efetuar o cálculo do ganho e das impedâncias dos terminais do circuito. Tais modelos também podem ser empregados em circuitos mais complexos de amplificação (GRAY *et al.*, 2009). O comportamento do MOSFET para pequenos sinais pode ser modelado por meio do circuito equivalente da Figura 22. Este circuito pode ser utilizado para transistores canais n ou p e é chamado de modelo π -híbrido (SEDRA; SMITH, 2015).

Figura 22 – Modelo π -híbrido para o MOSFET



Fonte: O Autor (2020).

O modelo apresentado na Figura 22 tem os seguintes componentes:

- a) C_{gs} – Capacitância entre a porta e a fonte;
- b) C_{gd} – Capacitância entre a porta e o dreno;
- c) g_m – Transcondutância, parâmetro que relaciona i_d com v_{gs} ($g_m = i_d / v_{gs}$);
- d) r_{ds} – Resistência entre o dreno e a fonte ou resistência de saída;
- e) C_{ds} – Capacitância entre o dreno e a fonte.

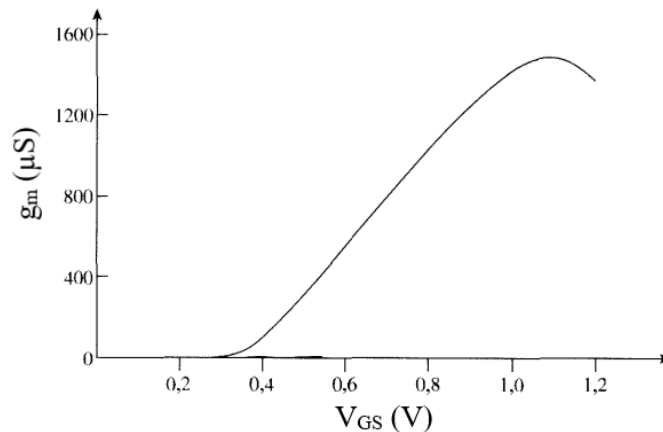
Esses componentes são elementos parasitas inerentes à estrutura do MOSFET. Escolhendo-se um ponto de operação para o MOSFET na região não linear da curva $I_D \times V_{GS}$ (Figura 20), a transcondutância pode ser relacionada a tensão de limiar (V_t) por meio da equação (12).

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W_c}{L} (V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS}) \quad (12)$$

Em que: μ_n é a mobilidade dos elétrons na região do canal, C_{ox} é a capacitância do óxido por unidade de área, W_c é a largura do canal, L é o comprimento do canal e λ é um parâmetro utilizado para caracterização da modulação da largura do canal, possuindo dimensão de V^{-1} .

A Figura 23 apresenta um gráfico da transcondutância em função da tensão V_{GS} . Neste gráfico observa-se a redução da transcondutância para valores de V_{GS} mais elevados ($V_{GS} > 1,1$ V). Segundo Smedes (1991) e Tsividis e McAndrew (2011), esse efeito está associado à dependência não linear da mobilidade dos elétrons em relação ao campo elétrico transversal na região de porta.

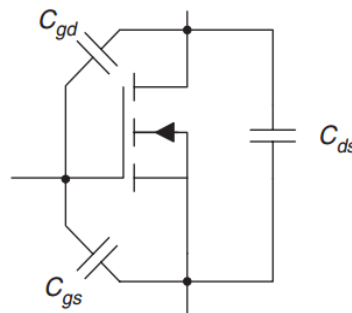
Figura 23 – $g_m \times V_{GS}$ referente a um MOSFET canal n para $V_{DS} = 0,6$ V



Fonte: Adaptado de TSIVIDIS (2011).

As capacitâncias C_{gs} e C_{gd} são resultantes da sobreposição geométrica da região da porta as regiões de fonte e dreno, respectivamente, enquanto que a capacitância C_{ds} é localizada diretamente entre a região do dreno e a região da fonte no corpo do MOSFET (TIETZE; SCHENK; GAMM, 2008). A Figura 24 mostra uma representação simplificada de um MOSFET canal n incluindo as capacitâncias C_{gs} , C_{gd} e C_{ds} .

Figura 24 – Representação do MOSFET acrescentando-se as capacitâncias C_{gs} , C_{gd} e C_{ds}

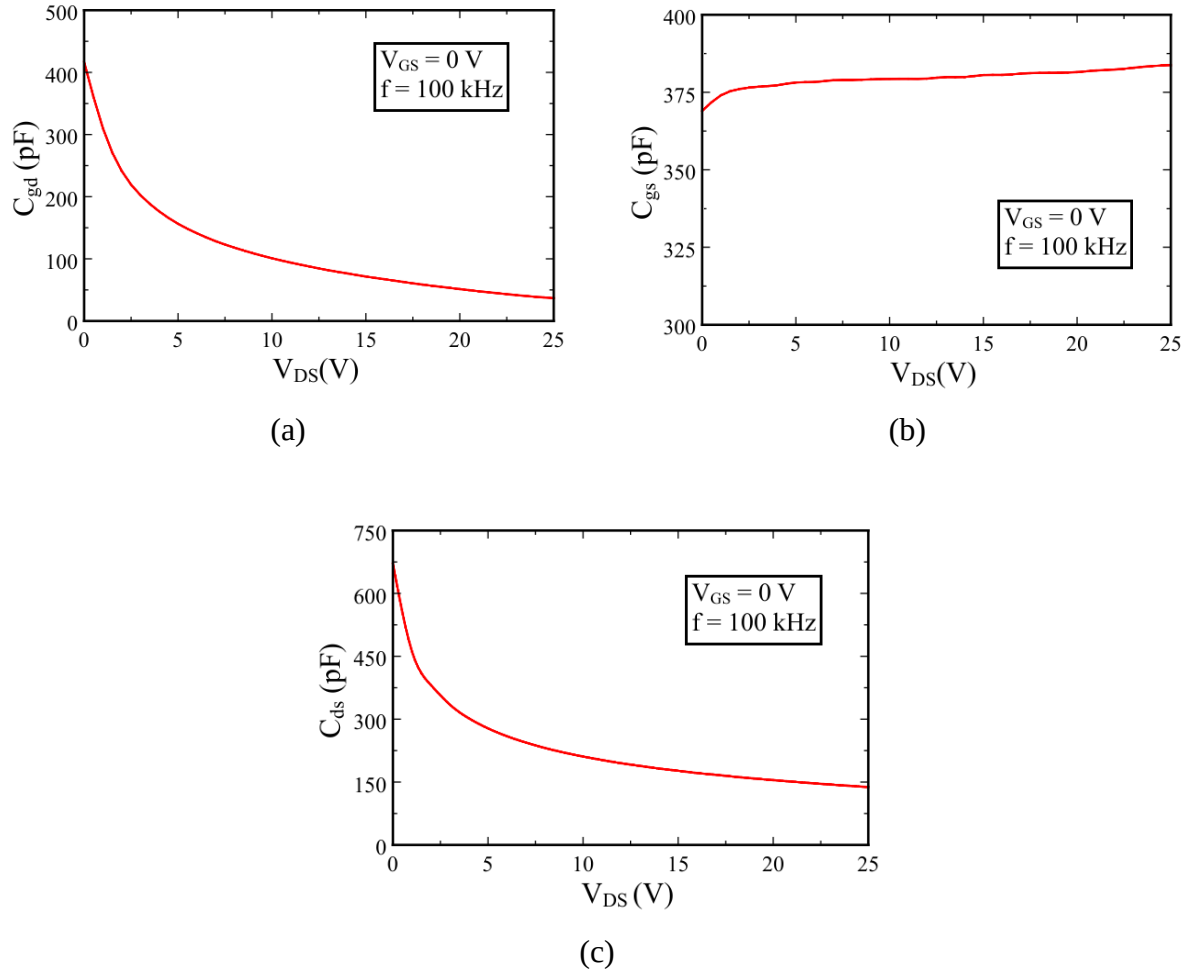


Fonte: RASHID (2011).

As capacitâncias C_{gs} , C_{gd} e C_{ds} do MOSFET são não lineares e função da estrutura, da geometria e das tensões de polarização do transistor (RASHID, 2011; HAVANUR, 2015). A influência da tensão aplicada entre o dreno e a fonte (V_{DS}) sobre a capacitância C_{gd} é mais significativa do que a observada para a capacitância C_{gs} , uma vez que a variação de tensão ocasionada por V_{DS} sobre C_{gs} é muito menor do que a observada sobre C_{gd} . Portanto, a variação de C_{gs} em função de V_{DS} é muito pequena (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Por outro lado, a capacitância C_{ds} varia inversamente com a raiz quadrada da tensão

V_{DS} (BROWN; MOXEY, 2008). A Figura 25 ilustra essas considerações apresentando curvas para as capacitâncias de um MOSFET canal n série FQD20N06.

Figura 25 – Curvas referentes às capacitâncias de um MOSFET típico



Fonte: O Autor (2020).

(a) C_{gd} , (b) C_{gs} e (c) C_{ds}

2.3 INTERAÇÃO DOS RAIOS X EM TRANSISTORES

Em geral, para os fótons de raios X de equipamentos cuja energia é na faixa do radiodiagnóstico, em que o potencial está entre 25 e 150 kV, tem-se o efeito Compton com maior probabilidade, podendo ionizar os átomos e gerar uma chuva de elétrons secundários. Estes elétrons transferem energia para o meio fazendo com que os elétrons da rede cristalina passem da banda de valência para a banda de condução, processo denominado de geração de pares elétron-lacuna, o que aumenta a condutividade do material semiconductor (LUTZ, 1999). Basicamente, o aumento da condutividade do semiconductor, ou seja, o aumento da corrente

elétrica no dispositivo eletrônico traduz-se no sinal elétrico detectado pela passagem dos fótons de raios X.

Havendo a incidência da radiação ionizante em um dispositivo semicondutor, os danos provocados a esse dispositivo, segundo Spieler (2005), podem ser delineados por dois mecanismos: (1) Danos à estrutura cristalina – A radiação incidente desloca os átomos do semicondutor provocando alterações na estrutura cristalina, resultando em alteração das características elétricas. Esse tipo de dano deve ser definido para um tipo específico de partícula e energia; (2) Danos de ionização – A energia absorvida pela ionização nas camadas isolantes (ex. SiO₂), libera portadores de carga que se difundem ou se deslocam para outros locais onde são aprisionados. Isso leva a concentrações não intencionais de cargas e o aparecimento de campos parasitas. Os efeitos da ionização dependem primariamente da energia absorvida e é proporcional à energia por unidade de volume.

Os danos devido à radiação ionizante produzem alterações nas características elétricas dos dispositivos eletrônicos e podem afetar fortemente suas funcionalidades. Quanto à predominância dos danos nos transistores, segundo Leroy e Rancoita (2007) os MOSFETs são mais suscetíveis aos danos de ionização, enquanto os TBJs são mais afetados pelos danos à estrutura cristalina.

2.3.1 Danos da radiação ionizante ao transistor bipolar de junção

Os danos sofridos pelo transistor bipolar de junção em virtude da incidência da radiação ionizante são caracterizados por alterações simultâneas no ganho β_{DC} , na corrente de coletor I_C e na tensão V_{BE} (SANTOS *et al.*, 2013). Outros efeitos como o aumento da resistência de coletor (LEROY; RANCOITA, 2007) e o aumento das correntes de fuga também podem ser verificados (CLAEYS; SIMOEN, 2002).

Segundo Johnston e Plaag (1987), três mecanismos de danos devido à radiação ionizante podem afetar transistores bipolares de junção: (1) Inversão na superfície, que ocorre devido a uma rede de cargas positivas aprisionadas no óxido de silício; (2) Mudanças na taxa de recombinação superficial dos portadores minoritários; (3) Dano à estrutura cristalina (deslocamento).

O primeiro mecanismo de dano, a inversão na superfície, deve-se principalmente ao acúmulo de cargas positivas no óxido (SiO₂) utilizado como material isolante na estrutura do TBJ, ocasionando alteração no potencial de superfície na região de interface Si-SiO₂. Em decorrência disso, ocorrerá redução na concentração de lacunas na região de interface Si-SiO₂.

sobre a região tipo p (depleção da região tipo p), ou mesmo inversão na região de interface, dependendo da densidade de dopagem e da quantidade de cargas no óxido (CLAEYS; SIMOEN, 2002). Isso tenderá a estender a região de depleção na direção do material tipo p (JOHNSTON; PLAAG, 1987), enquanto para o material tipo n , haverá um acúmulo de cargas negativas na região de interface Si-SiO₂.

A depleção da região de base (região tipo p) para transistores nnp , ou a depleção da região do emissor para transistores pnp , provocará aumento da corrente de recombinação na superfície do silício, levando ao aumento da corrente de base (I_B) devido ao aparecimento de uma componente não ideal de corrente (corrente parasita). Isso levará a redução do ganho de corrente β_{DC} e o aumento das correntes de fuga (CLAEYS; SIMOEN, 2002). O TBJ nnp é geralmente mais afetado pelo dano de ionização do que o TBJ pnp , uma vez que o nível de dopagem da região p correspondente a base do transistor nnp é muito menor do que o nível de dopagem da região p do emissor de um transistor pnp (JOHNSTON *et al.*, 1994).

O segundo mecanismo de degradação é o aumento da velocidade de recombinação superficial dos portadores minoritários, na região de depleção base-emissor (JOHNSTON; PLAAG, 1987; NOWLIN *et al.*, 1992) devido ao aumento da densidade de estados de interface (centros de recombinação) na interface Si-SiO₂ (NOWLIN *et al.*, 1992). A velocidade de recombinação superficial está relacionada à densidade de estados de interface (D_{it}) através da equação (13).

$$s_r = 0,5v_{th}\sqrt{\sigma_n\sigma_p}\pi kTD_{it} \quad (13)$$

Em que s_r é a velocidade de recombinação superficial, v_{th} é a velocidade térmica dos portadores, kT é energia térmica e σ_n e σ_p são as secções transversais de captura para elétrons e lacunas, respectivamente. Como mostrado na equação (13), o aumento na densidade de estados de interface induzidos pela radiação produzirá um aumento proporcional na velocidade de recombinação superficial e, conseqüentemente, aumento na corrente de base levando a redução do ganho de corrente β_{DC} .

Se o TBJ estiver funcionando com valores elevados para a corrente de coletor, haverá saturação dos estados de interface pelos portadores de carga oriundos do emissor que irão se recombinar com os portadores de carga majoritários da base levando a corrente parasita da base a um valor de saturação. Nesta condição, a corrente de base parasita torna-se desprezível e o ganho de corrente do TBJ é praticamente inalterado. Entretanto, para baixas correntes de

coletor, a ausência da saturação dos estados de interface faz com que a corrente de base parasita degrade o ganho do TBJ (LEROY; RANCOITA, 2007).

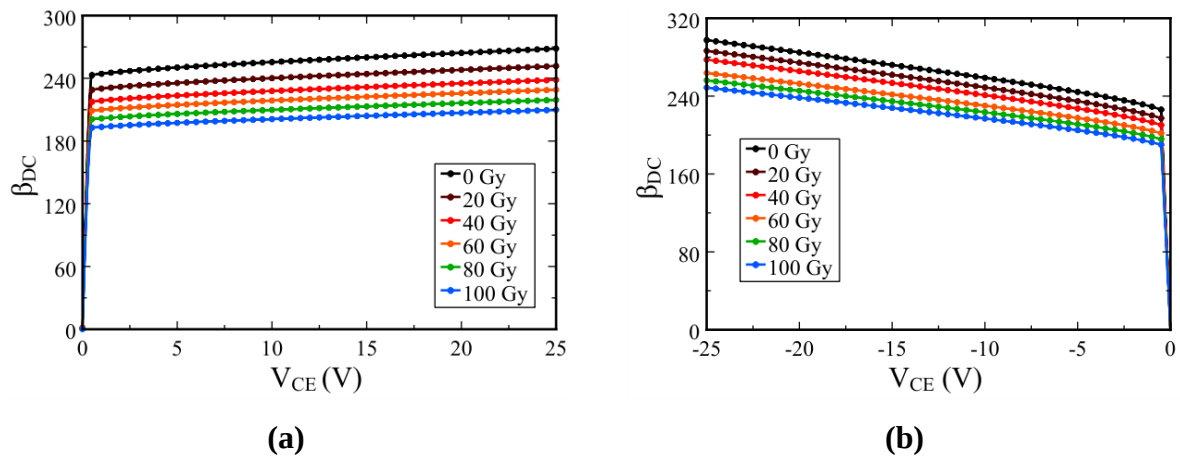
O terceiro mecanismo de degradação, o dano a estrutura cristalina, é mais proeminente para irradiação com partículas de alta energia, porém danos à estrutura cristalina do silício podem ser produzidos por elétrons secundários resultantes do efeito Compton (CLAEYS; SIMOEN, 2002). Esse dano depende de muitos fatores tais como: tipo de partícula, energia da partícula, tempo após a irradiação, tipo de material (tipo *n* ou tipo *p*), tipo e concentração de impurezas, dentre outros (SROUR *et al.*, 2003).

As alterações na estrutura cristalina, resultante do deslocamento dos átomos provocado pelas partículas incidentes, ocasionam defeitos que levam a produção de centros de defeito (ou centros de recombinação) reduzindo o tempo de vida dos portadores minoritários. Tal efeito constitui o mecanismo dominante para a degradação do ganho dos TBJs (LEROY; RANCOITA, 2007). Como mostrado nas equações (6) e (7), o tempo de vida dos portadores minoritários está associado a corrente de base I_B e, conseqüentemente, ao ganho de corrente β_{DC} .

Além disso, elétrons e lacunas que compõem os portadores majoritários podem ser compensados pelos centros de recombinação induzidos pela radiação, levando a redução na concentração de portadores majoritários. Este processo é conhecido como remoção de portadores e dependendo da concentração de portadores majoritários, ocasiona variação das propriedades elétricas do transistor. A remoção de portadores majoritários na região de coletor eleva a resistência de coletor nos TBJs (SROUR *et al.*, 2003; LEROY; RANCOITA, 2007).

A degradação do ganho de corrente β_{DC} está demonstrada na Figura 26, onde são apresentadas curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ parametrizadas em função da dose acumulada para um TBJ *npn* e para um TBJ *pnp*. Trabalhos publicados por Santos *et al.* (2006), Magalhães *et al.* (2007), Santos *et al.* (2008) e Santos *et al.* (2013) tem demonstrado como TBJs comuns podem ser utilizados como sensores de raios X diagnósticos, enquanto Silva *et al.* (2007) e Santos *et al.* (2014) fizeram estudos do uso do TBJ na detecção de fótons em feixes de radioterapia. Em ambos os casos, o efeito da dose acumulada nesses dispositivos levou a degradação do ganho de corrente β_{DC} .

Figura 26 – Redução do ganho de corrente β_{DC} devido à incidência de raios X



Fonte: MONTE (2020).

(a) TBJ npn e (b) TBJ pnp

2.3.2 Danos da radiação ionizante ao MOSFET

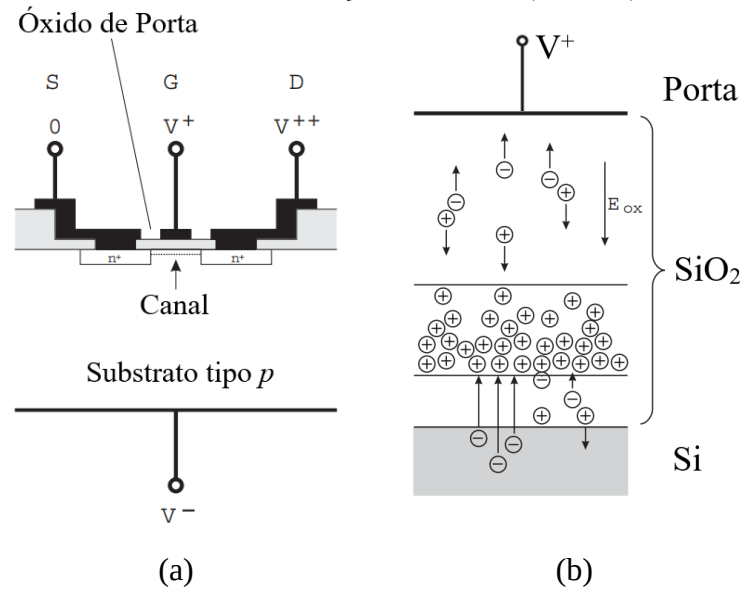
Um dos elementos essenciais para o funcionamento de um MOSFET é o óxido de porta, sendo esse dispositivo bastante sensível a alterações das propriedades desse elemento. As partes mais sensíveis de um MOSFET à radiação ionizante são os óxidos de isolamento. Quando a radiação ionizante passa através do óxido, pares elétron-lacuna são produzidos. Por possuírem maior mobilidade, os elétrons movem-se facilmente em direção ao eletrodo polarizado positivamente. Por outro lado, as lacunas possuem baixa mobilidade e tal característica eleva a probabilidade de retenção no óxido, levando ao aumento na concentração de cargas positivas no óxido. As lacunas que alcançam a interface $\text{SiO}_2\text{-Si}$ podem ser capturadas pelas armadilhas de interface ou recombinarem-se com elétrons oriundos do substrato do MOSFET (SPIELER, 2005).

Em um MOSFET canal n , o potencial positivo aplicado ao eletrodo de porta faz com que elétrons sejam atraídos do substrato para a região do canal. Entretanto, devido ao acúmulo de cargas positivas no óxido de porta, são necessários menores potenciais aplicados na porta para manter o volume de elétrons indispensável para formação do canal. A Figura 27 ilustra essas considerações mostrando um corte transversal em um MOSFET canal n e destacando a região do óxido.

O acúmulo de cargas na região do óxido é não uniforme, sendo responsável por um campo elétrico que induz um deslocamento negativo da tensão de limiar V_t , modificando as características de operação dos MOSFETs NMOS e PMOS (SCHWANK *et al.*, 2008). Tal

efeito depende fortemente dos seguintes fatores: campo elétrico aplicado, temperatura, taxa de dose e espessura do óxido (FLEETWOOD, 2018).

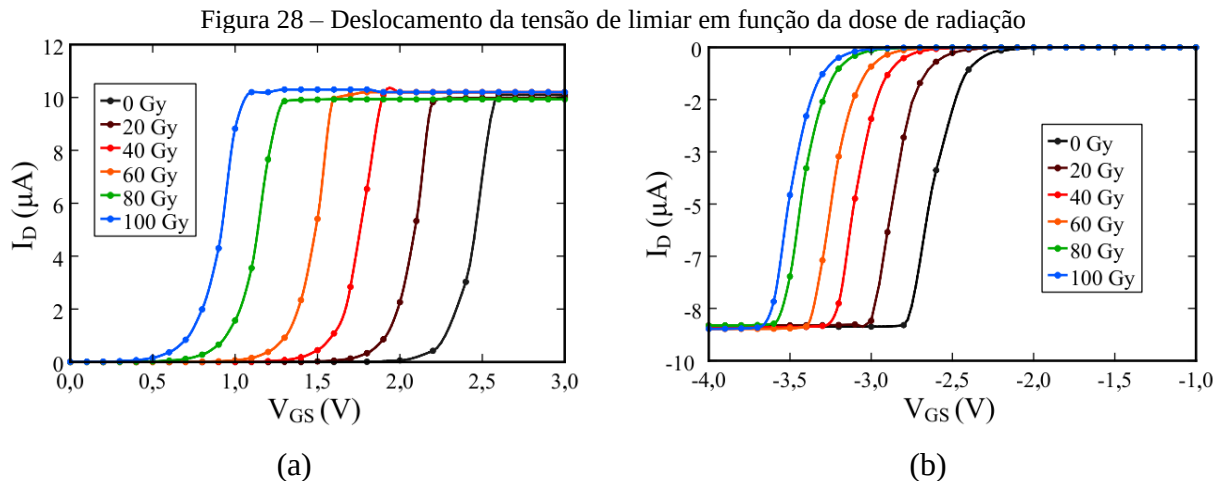
Figura 27 – (a) Corte transversal em um MOSFET canal n e (b) Óxido de porta com destaque para o acúmulo de cargas positivas na região de interface (SiO_2 - Si)



Fonte: Adaptado de SPIELER (2005).

Como consequência do deslocamento de V_t verifica-se a alteração dos pontos de operação em circuitos analógicos e dos tempos de chaveamento em circuitos digitais (SPIELER, 2005), podendo resultar em falhas desastrosas desses circuitos. No caso dos MOSFETs canal n , o acúmulo de cargas positivas no óxido pode provocar a inversão na região de interface do canal fazendo fluir uma corrente de fuga mesmo no estado desligado, ou seja, quando $V_{GS} = 0$ V (SCHWANK *et al.*, 2008).

Segundo Leroy e Rancoita (2007), tanto para MOSFETs canal n quanto para os MOSFETs canal p , o deslocamento de V_t aumenta com a redução da taxa de dose. Em relação a sensibilidade à radiação, os MOSFETs canal n são mais sensíveis que os MOSFETs canal p , como demonstrado na Figura 28. Observe que para a mesma dose de radiação, menores deslocamentos da tensão de limiar são verificados para o MOSFET canal p .



Fonte: MONTE (2020).

(a) MOSFET canal n e (b) MOSFET canal p

A correlação entre a dose recebida pelo MOSFET e o deslocamento de V_t faz com que esse dispositivo seja utilizado como detector de radiação ionizante. MOSFETs específicos para essa finalidade (RADFETs – *Radiation Sensitive Field-Effect Transistors*) são construídos e associados a sistemas de medição amplamente utilizados atualmente em áreas como a radioterapia. Entretanto, trabalhos como os de Asensio *et al.* (2006), Martínez-García *et al.* (2014) e Pejovic (2015) avaliaram a viabilidade de desenvolvimento de sistemas alternativos baseados em MOSFETs comuns como detector de radiação ionizante. Tais pesquisas ainda estão empregando como parâmetro dosimétrico o deslocamento de V_t .

2.3.3 Reordenamento dos defeitos - *Annealing*

Os danos causados pela radiação ionizante aos transistores são caracterizados pela formação de defeitos tanto na estrutura semicondutora (n ou p), quanto no dielétrico (SiO_2) do dispositivo. Os pontos de defeitos possuem geralmente elevada mobilidade e podem interagir com outros pontos de defeitos ou com impurezas para formar defeitos mais estáveis (CLAEYS; SIMOEN, 2002), ocasionando redução do dano causado aos transistores. Esta reordenação dos defeitos é usualmente conhecida como *annealing*. A efetividade dos defeitos em modificar as propriedades dos dispositivos semicondutores depende de fatores como: tipo de partícula, energia da partícula, tipo de material, temperatura de medição, tempo após a criação dos defeitos em uma determinada temperatura, dentre outros (SROUR *et al.*, 2003). A redução do dano em função do tempo ocorre mesmo que o dispositivo seja mantido a temperatura ambiente (LUTZ, 1999).

2.4 IMPEDÂNCIA

Impedância é um importante parâmetro empregado na caracterização de dispositivos e circuitos. De forma geral, a impedância (Z) pode ser definida como a oposição total que um dispositivo ou circuito oferece ao fluxo de corrente alternada (CA) a uma dada frequência. A impedância é representada como uma quantidade complexa que é graficamente mostrada em um plano vetorial (KEYSIGHT, 2016).

A impedância pode ser expressa na forma polar $Z = |Z|/\angle\theta_Z$, onde $|Z|$ é o módulo e θ_Z é o ângulo de Z , ou na forma retangular $Z = R + jX$, onde R representa a resistência e X representa a reatância de Z . O recíproco da impedância é chamado de admitância $Y = 1/Z$ e pode ser expresso na forma retangular como $Y = G + jB$, onde G representa a condutância e B representa a susceptância de Y . As unidades de impedância e admitância são, respectivamente: ohm (Ω) e Siemens (S) (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 2000).

2.4.1 Medição de impedância

A medição da impedância depende da medição de dois valores. Os instrumentos modernos de medição da impedância fazem aquisição das partes real e imaginária da impedância e convertem esses valores em parâmetros como $|Z|$, θ , $|Y|$, R , X , G , B , C , L , D e Q (Tabela 2). Os valores obtidos vão depender das condições de medição e fatores como frequência do sinal de teste, amplitude do sinal de teste e polarização do componente desconhecido. Esses fatores influenciam fortemente os resultados (KEYSIGHT, 2016).

Tabela 2 – Descrição dos parâmetros fornecidos pelos instrumentos de medição de impedância

Parâmetro	Descrição
$ Z $	Módulo da impedância
θ	Ângulo de fase
$ Y $	Módulo da admitância
R	Resistência
X	Reatância
G	Condutância
B	Susceptância
C	Capacitância
L	Indutância
D	Fator de dissipação de um capacitor
Q	Fator de qualidade de um indutor

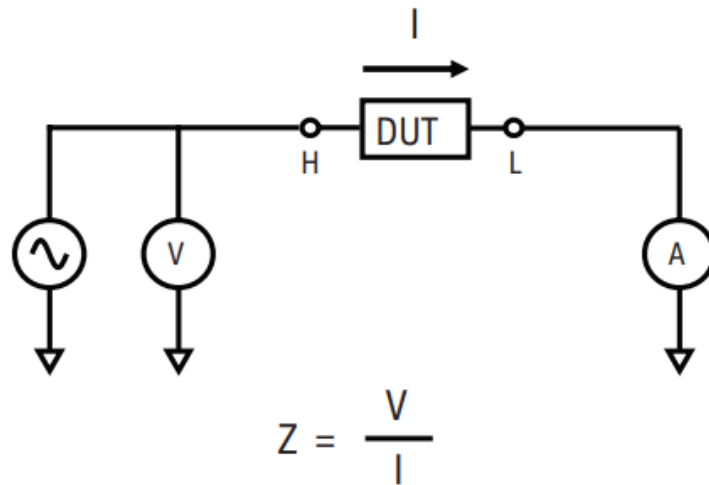
Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2016).

Existem vários métodos de medição da impedância, tais como: método I-V (corrente-tensão), métodos de duas tensões, métodos de três tensões e circuitos em ponte (ex.: Wheatstone, De Sauty, Wien e Maxwell) (CALLEGARO, 2013). Cada método possui suas vantagens e desvantagens. Portanto, na definição do método mais apropriado para cada medição deve-se levar em consideração fatores como frequência, escala de medição, precisão de medição e fácil operação. O método da ponte auto balanceada é a opção mais adequada para medições em frequências de até 120 MHz quando analisa-se apenas a influência dos fatores: precisão de medição e facilidade de operação (KEYSIGHT, 2016). A ponte auto balanceada é um método de medição de impedância de duas tensões, sendo a base de funcionamento dos medidores de impedância conhecidos como medidor LCR ou ponte RLC (CALLEGARO, 2013).

2.4.2 O método da ponte auto balanceada

Para medir a impedância é necessário medir a tensão do sinal de teste aplicado ao dispositivo sob teste (DUT) e a corrente que flui através dele. Portanto, o circuito de medição consiste em uma fonte de sinal, um voltímetro e um amperímetro como mostrado na Figura 29.

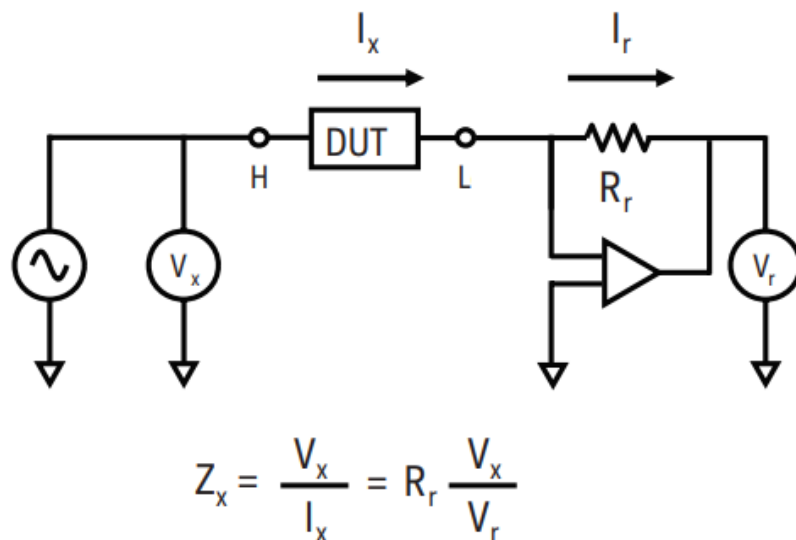
Figura 29 – Modelo simplificado para medição de impedância



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2016).

Se ao circuito mostrado na Figura 29 for adicionado um conversor de corrente para tensão (conversor I-V) em lugar do amperímetro, o circuito resultante pode ser considerado uma ponte auto balanceada (CALLEGARO, 2013). Um amplificador operacional com realimentação negativa pode ser utilizado como conversor I-V e é empregado em medidores de impedância operando a baixas frequências (abaixo de 100 kHz). A Figura 30 mostra o circuito de medição de impedância usando o amplificador operacional.

Figura 30 – Circuito para medição de impedância usando a ponte auto balanceada



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2016).

A corrente do sinal de teste (I_x) flui através do DUT e do conversor I-V. A elevada impedância de entrada do amplificador operacional do conversor I-V faz com que a mesma

corrente I_x flua através do resistor R_r na realimentação negativa. Além disso, a configuração inversora em malha fechada faz com que o terminal L seja mantido no potencial de zero Volts (terra virtual⁴). Portanto, como o valor de R_r é conhecido e $I_r = I_x$, a impedância do DUT (Z_x) pode ser calculada usando a medição de tensão no terminal H (V_x) e a tensão de saída do conversor I-V (V_r).

$$V_r = I_r R_r = I_x R_r \quad (14)$$

$$I_x = \frac{V_x}{Z_x} \quad (15)$$

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} = R_r \frac{V_x}{V_r} \quad (16)$$

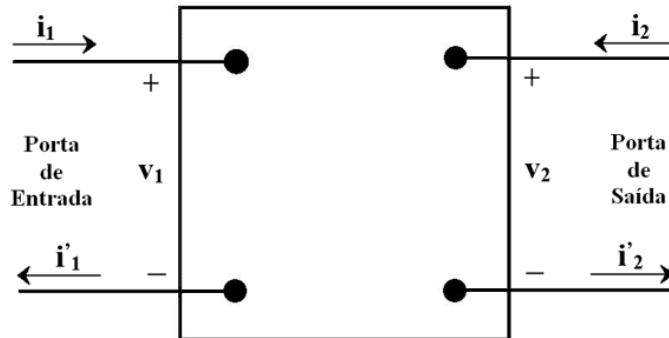
O resistor R_r é chamado de resistor de escala e é um dos elementos mais importantes do circuito, pois determina a faixa de medição de impedância (KEYSIGHT, 2016).

2.5 CIRCUITOS DE DUAS PORTAS

Uma porta em um circuito elétrico é representada por um par de terminais. Quando em um dado sistema tem-se como método de análise a aplicação de determinado tipo de sinal a um par de terminais (porta de entrada) e, após processamento desse sinal pelo sistema, o resultado é coletado em um segundo par de terminais (porta de saída) tem-se um circuito de duas portas (NILSSON; RIEDEL, 2003). Esse tipo de análise concentra-se nas variáveis de entrada e saída desses terminais. A Figura 31 mostra a estrutura básica de um circuito de duas portas que possui apenas uma porta de entrada e uma porta de saída.

⁴ Diz-se que um terminal é um terra virtual quando esse terminal possui tensão de zero Volts sem estar, contudo, fisicamente aterrado (SEDRA; SMITH, 2015).

Figura 31 – Estrutura básica de circuito de duas portas



Fonte: O Autor (2020).

Segundo Nilsson e Riedel (2003) o uso deste tipo de abordagem para um circuito elétrico está sujeito as seguintes restrições:

- a) Não pode haver energia armazenada no circuito;
- b) Não pode haver fontes independentes no circuito;
- c) A corrente em um dos terminais de uma porta deve ser igual à corrente de saída do outro terminal da mesma porta;
- d) Todas as ligações externas devem ser feitas à porta de entrada ou de saída; e
- e) Não existem ligações externas entre as portas de entrada e saída.

A regra fundamental que rege os modelos de duas portas é que apenas as variáveis referentes às portas são de interesse: i_1 , v_1 , i_2 e v_2 (NILSSON; RIEDEL, 2003).

2.5.1 Parâmetros de um circuito de duas portas

Das quatro variáveis do circuito de duas portas apenas duas são independentes, dessa forma especificando-se duas variáveis é possível calcular as outras duas. Se i_1 e i_2 são variáveis independentes, v_1 e v_2 podem ser definidas por:

$$v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \quad (17)$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \quad (18)$$

Escrevendo-se na forma de matriz, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Se por outro lado, v_1 e v_2 são as variáveis independentes, i_1 e i_2 podem ser definidas por:

$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \quad (20)$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \quad (21)$$

Escrevendo-se na forma de matriz, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Os coeficientes das variáveis corrente e tensão nas equações (17), (18), (20) e (21) são conhecidos como parâmetros do circuito de duas portas. Os parâmetros z possuem dimensão de impedância (Ω) e podem ser calculados fazendo-se $i_1 = 0$ ou $i_2 = 0$ nas equações (17) e (18).

$$z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} \Omega \quad (23)$$

$$z_{12} = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0} \Omega \quad (24)$$

$$z_{21} = \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0} \Omega \quad (25)$$

$$z_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0} \Omega \quad (26)$$

Enquanto os parâmetros y possuem dimensão de admitância (S) e podem ser calculados fazendo-se $v_1 = 0$ ou $v_2 = 0$ nas equações (20) e (21).

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} S \quad (27)$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} S \quad (28)$$

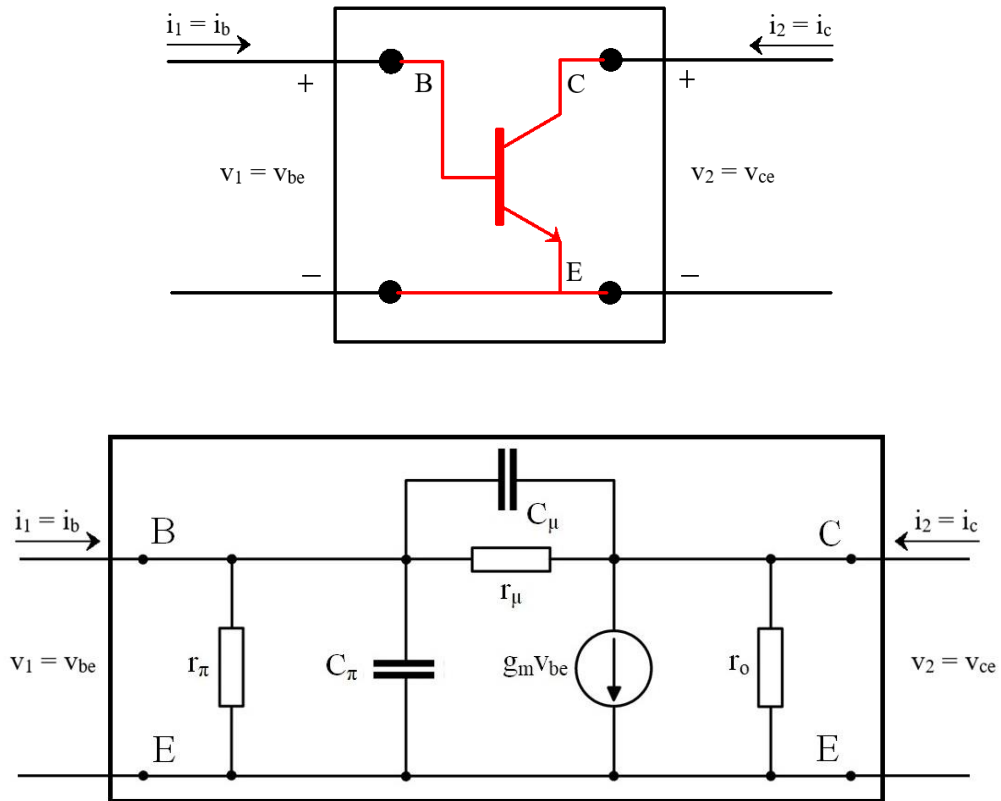
$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2 = 0} S \quad (29)$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1 = 0} S \quad (30)$$

2.5.2 Parâmetros y para o transistor bipolar de junção

Para calcular os parâmetros do modelo π -híbrido para o TBJ será utilizado o circuito de duas portas com analogia entre as tensões e correntes como mostrado na Figura 32. Os terminais base (B) e emissor (E) corresponderão à porta de entrada, enquanto os terminais coletor (C) e emissor (E) corresponderão à porta de saída. Para facilitar a análise do circuito serão empregados os parâmetros y .

Figura 32 – Modelo π -híbrido do TBJ analisado sob a ótica de um circuito de duas portas



Fonte: O Autor (2020).

Analisando o circuito apresentado na Figura 32 utilizando as equações dos parâmetros y , têm-se os seguintes resultados:

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \left. \frac{i_b}{v_{be}} \right|_{v_{ce}=0} = \left(\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_\mu} \right) + j\omega(C_\pi + C_\mu) \quad (31)$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = \left. \frac{i_b}{v_{ce}} \right|_{v_{be}=0} = - \left(\frac{1}{r_\mu} + j\omega C_\mu \right) \quad (32)$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} = \left. \frac{i_c}{v_{be}} \right|_{v_{ce}=0} = \left(g_m - \frac{1}{r_\mu} \right) - j\omega C_\mu \quad (33)$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{v_{be}=0} = \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1}{r_\mu} \right) + j\omega C_\mu \quad (34)$$

Logo, os parâmetros do modelo π -híbrido de um TBJ podem ser obtidos a partir das seguintes equações:

$$r_\pi = \frac{1}{Re\{y_{11}\} + Re\{y_{12}\}} \quad (35)$$

$$C_\pi = \frac{Im\{y_{11}\} - Im\{y_{22}\}}{2\pi f} = \frac{Im\{y_{11}\} + Im\{y_{21}\}}{2\pi f} \quad (36)$$

$$r_\mu = - \frac{1}{Re\{y_{12}\}} \quad (37)$$

$$C_\mu = - \frac{Im\{y_{12}\}}{2\pi f} = - \frac{Im\{y_{21}\}}{2\pi f} = \frac{Im\{y_{22}\}}{2\pi f} \quad (38)$$

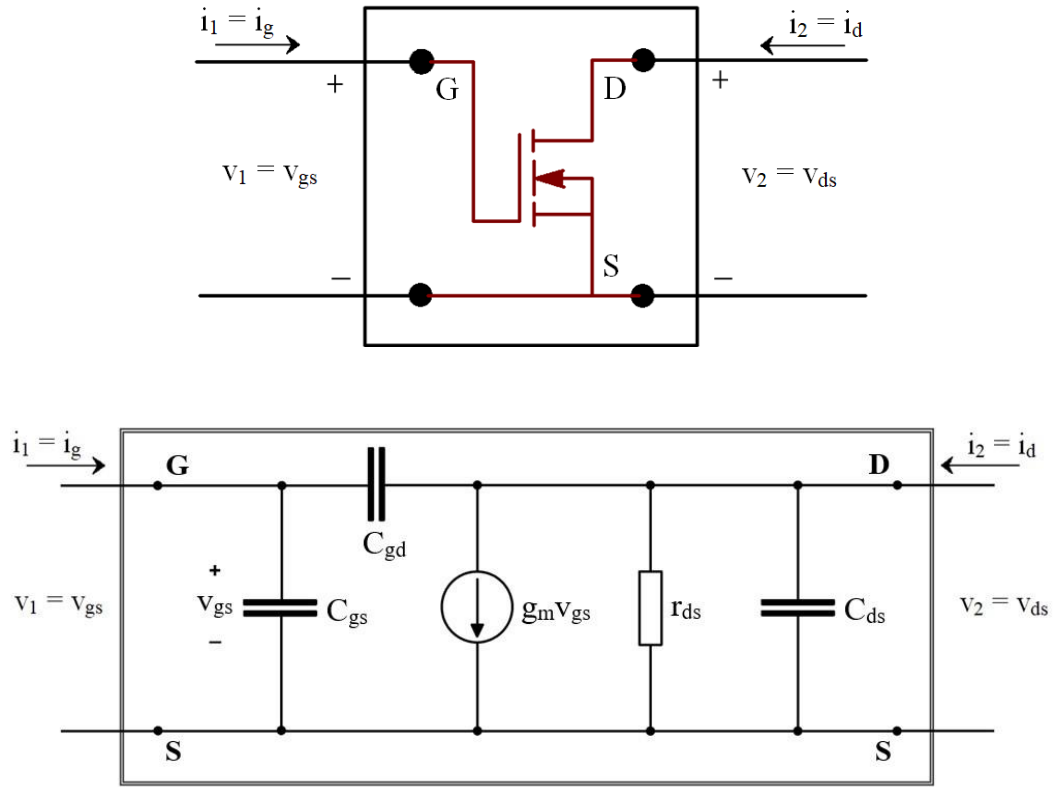
$$g_m = Re\{y_{21}\} - Re\{y_{12}\} \quad (39)$$

$$r_o = \frac{1}{Re\{y_{12}\} + Re\{y_{22}\}} \quad (40)$$

2.5.3 Parâmetros y para o MOSFET

Como no caso do TBJ, para o MOSFET também serão empregados os parâmetros y . Porém, a porta de entrada será composta pelos terminais porta (G) e fonte (S) e a porta de saída será composta pelos terminais dreno (D) e fonte (S).

Figura 33 – Modelo π -híbrido do MOSFET analisado sob a ótica de um circuito de duas portas



Fonte: O Autor (2020).

Analisando o circuito apresentado na Figura 33 utilizando as equações dos parâmetros y têm-se os seguintes resultados:

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \left. \frac{i_g}{v_{gs}} \right|_{v_{ds}=0} = j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (41)$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = \left. \frac{i_g}{v_{ds}} \right|_{v_{gs}=0} = -j\omega C_{gd} \quad (42)$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{v_{ds}=0} = g_m - j\omega C_{gd} \quad (43)$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \left. \frac{i_d}{v_{ds}} \right|_{v_{gs}=0} = \frac{1}{r_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (44)$$

Logo, os parâmetros do modelo π -híbrido de um MOSFET podem ser obtidos a partir das seguintes equações:

$$C_{gs} = \frac{Im\{y_{11}\} + Im\{y_{12}\}}{2\pi f} \quad (45)$$

$$C_{gd} = -\frac{Im\{y_{12}\}}{2\pi f} = -\frac{Im\{y_{21}\}}{2\pi f} \quad (46)$$

$$g_m = Re\{y_{21}\} \quad (47)$$

$$r_{ds} = \frac{1}{Re\{y_{22}\}} \quad (48)$$

$$C_{ds} = \frac{Im\{y_{22}\} + Im\{y_{12}\}}{2\pi f} \quad (49)$$

O método descrito nesta subseção para determinação dos parâmetros do modelo π -híbrido de um MOSFET, proporciona alto nível de precisão apenas para frequências relativamente baixas, $f \leq 10$ MHz (TIETZE; SCHENK; GAMM, 2008).

Na folha de informações (*datasheet*) do MOSFET as capacitâncias C_{gs} , C_{gd} e C_{ds} são expressas a partir dos parâmetros C_{iss} , C_{rss} e C_{oss} . A Tabela 3 apresenta uma descrição de cada um desses parâmetros.

Tabela 3 – Parâmetros encontrados na folha de informações para as capacitâncias do MOSFET

Parâmetro	Descrição
$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$	Capacitância de entrada com os terminais dreno e fonte curto-circuitados.
$C_{rss} = C_{gd}$	Capacitância de transferência reversa.
$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$	Capacitância de saída com os terminais porta e fonte curto-circuitados.

Fonte: Adaptado de RASHID (2011).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

A metodologia desenvolvida para este trabalho consistiu na medição de alguns parâmetros π -híbridos dos transistores antes e após a irradiação com raios X, para posterior verificação de possíveis alterações desses parâmetros. Em seguida, relacionou-se essas variações com a dose recebida pelos transistores, visando encontrar uma vinculação entre essas últimas que possa ser utilizada para o desenvolvimento de novas técnicas de dosimetria de radiação ionizante.

Em conjunto com a medição dos parâmetros π -híbridos, foram elaboradas curvas para observação dos parâmetros β_{DC} ($\beta_{DC} \times V_{CE}$) e V_t ($I_D \times V_{GS}$) para cada dose acumulada avaliada neste trabalho. Tal procedimento teve por objetivo observar alterações nos transistores mediante a degradação de um parâmetro cujo comportamento já foi bastante estudado e documentado. A metodologia para obtenção dessas curvas, bem como os equipamentos utilizados, serão descritos nas subseções seguintes.

A medição dos parâmetros π -híbridos foi realizada com o medidor LCR (*LCR meter*) Agilent® 4263B do Laboratório de Instrumentação Nuclear (LIN) do Centro Regional de Ciências Nucleares do Nordeste (CRCN-NE). Em adição ao LCR foram utilizados alguns acessórios, fontes de alimentação e um computador. As subseções seguintes apresentarão uma visão mais detalhada sobre cada equipamento ou acessório empregado neste trabalho, apresentando suas principais características e como foram conectados para compor o arranjo de medições a ser implementado.

3.1 EQUIPAMENTO GERADOR DE RAIOS X

O equipamento gerador de raios X utilizado nos experimentos foi o Pantak® HF160 do Laboratório de Metrologia do CRCN-NE. Este equipamento é uma unidade geradora de raios X desenvolvida para uso em radiografia industrial podendo fornecer tensões de saída de 5 a 160 kV, correntes de saída de 0,5 a 20 mA e potência máxima de saída de 3,2 kW. Nesse equipamento a tensão e a corrente de tubo são continuamente ajustáveis com precisão melhor que $\pm 1\%$ e repetibilidade melhor que $\pm 0,03\%$ à temperatura constante (PANTAK, 2006). A Figura 34 mostra o painel de controle do equipamento Pantak® HF160.

Figura 34 – Painel de controle do equipamento Pantak® HF160



Fonte: O Autor (2020).

3.2 MEDIDOR LCR

O medidor LCR ou ponte RLC é um instrumento eletrônico especificamente projetado para medição de impedâncias tendo ângulo de fase arbitrário. A sigla LCR significa indutância, capacitância e resistência (CALLEGARO, 2013). O medidor LCR Agilent® 4263B (Figura 35) é um equipamento de uso geral projetado para avaliação de componentes numa linha de produção e para teste de impedâncias em aplicações de bancada (AGILENT, 2003).

Figura 35 – Medidor LCR Agilent® 4263B



Fonte: Adaptado de AGILENT (2009).

Esse equipamento apresenta as seguintes características básicas:

- a) Precisão básica: $\pm 0,1\%$;
- b) Frequências de teste: 100 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz;
- c) Níveis de sinal de teste: $20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ a 1 V_{rms} , com resolução de 5 mV;
- d) Fonte DC interna para as seguintes tensões: 0 V, 1,5 V e 2,0 V;
- e) Parâmetros de medição: Z , Y , θ , R , X , G , B , C , L , D , Q , R_s e R_p . A Tabela 4 apresenta a faixa de medição desses parâmetros.

Tabela 4 - Faixa de medição dos parâmetros fornecidos pelo medidor LCR Agilent® 4263B

Parâmetro	Faixa de Medição
Z , R , X	1 m Ω a 100 M Ω
Y , G , B	10 nS a 1000 S
C	1 pF a 1 F
L	10 nH a 100 kH
D	0,0001 a 9,9999
Q	0,1 a 9999,9

Fonte: Adaptado de AGILENT (2003).

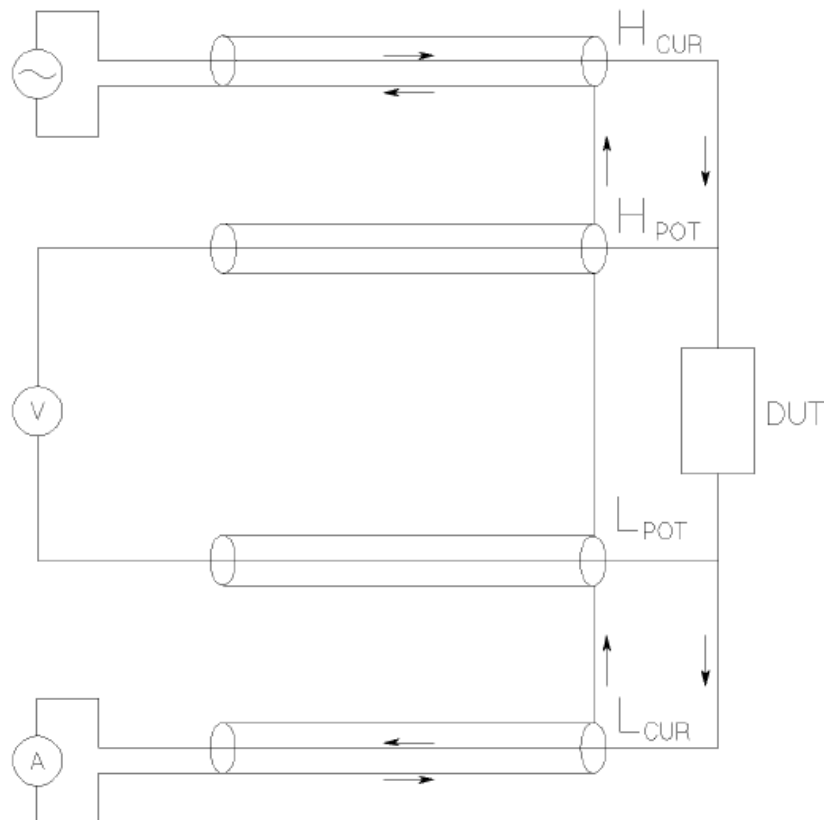
- f) Função de alta velocidade para verificar os contatos (5 ms);
- g) Velocidade de medição de 29 ms;
- h) Barramento de comunicação GPIB (*General Purpose Interface Bus*), padrão IEEE-488.2, para modo de operação remoto.

3.2.1 Princípio de funcionamento do medidor LCR

O princípio de funcionamento do medidor LCR está baseado na aplicação de um sinal de polarização em série com um pequeno sinal CA conectado a um dos terminais do dispositivo sob teste (DUT) e medição da corrente através do dispositivo. Dessa forma têm-se os valores de tensão (V) e de corrente (I) e, portanto, de impedância (Z). O subitem 2.4 deste texto apresenta uma visão mais detalhada sobre a medição de impedâncias.

O medidor LCR possui quatro pares de terminais (H_{CUR} , H_{POT} , L_{POT} e L_{CUR}) que são conectados ao DUT para fornecer os sinais de polarização e de teste (V_{ca}) e realizar as medições de corrente e tensão. A Figura 36 ilustra essas considerações.

Figura 36 – Conexão do medidor LCR a um DUT



Fonte: AGILENT (2003).

3.2.2 Acessórios de expansão do medidor LCR

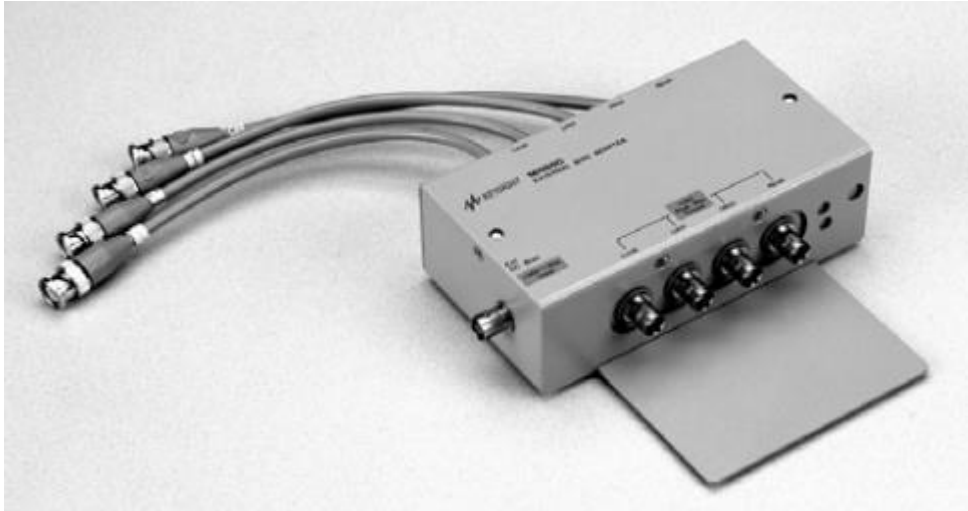
O fabricante do medidor LCR (Agilent®) disponibiliza alguns acessórios para ampliar e/ou facilitar o uso desse equipamento. Dentre esses acessórios foram selecionados: o adaptador de tensão de polarização externa 16065C e o acessório de teste 16047E.

O adaptador de tensão 16065C (Figura 37) possui resistência de entrada de $2\text{ k}\Omega \pm 10\%$ e, por meio do acoplamento de uma fonte externa, possibilita o fornecimento de tensões DC de polarização de até $\pm 40\text{ V}$, podendo operar na faixa de frequência de 50 Hz a 1 MHz . Além disso, esse adaptador permite o acoplamento de qualquer acessório de teste que possua quatro terminais (AGILENT, 2000).

A escolha do adaptador 16065C está fundamentada no fato de que o medidor LCR Agilent® 4263B possui uma faixa limitada de tensões internas de polarização (0 a $2,0\text{ V}$) em intervalos pré-estabelecidos pelo fabricante. Há a possibilidade de conexão de uma fonte externa diretamente ao equipamento, porém a máxima tensão suportada é de $2,5\text{ V}$. O

adaptador 16065C permite expandir essa faixa de tensões de polarização sob quaisquer intervalos suportados pela fonte externa conectada ao mesmo.

Figura 37 – Adaptador de tensão de polarização externa 16065C

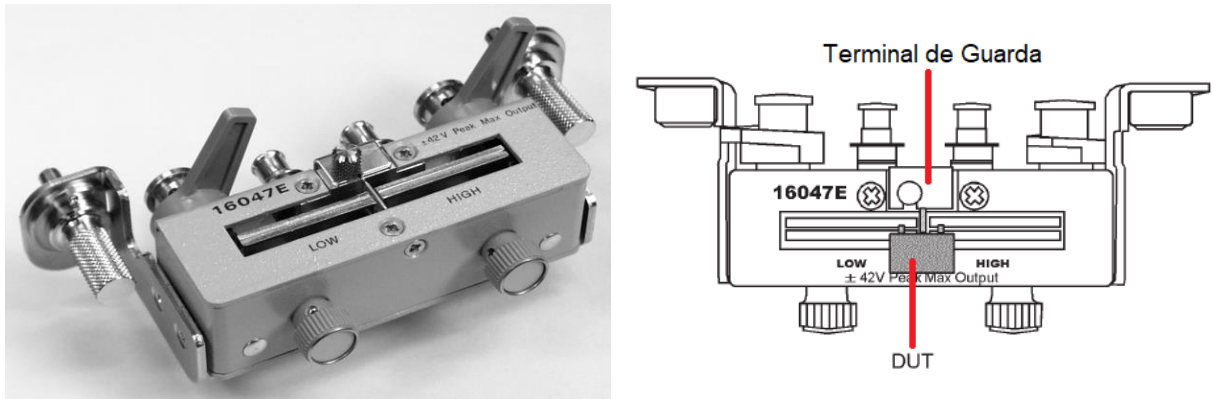


Fonte: KEYSIGHT (2017).

O acessório de teste 16047E (Figura 38) é um dispositivo projetado para avaliação de impedâncias em ampla faixa de frequência de até 120 MHz e tolera tensão máxima de ± 42 V. Um terminal de guarda está disponível para dispositivos com três terminais (KEYSIGHT, 2018). O uso desse adaptador facilita a conexão de dispositivos discretos a serem avaliados por meio do medidor LCR, uma vez que transforma os terminais tipo BNC do medidor LCR em conexões mais simples e de fácil utilização (Figura 38).

O terminal de guarda é de fundamental importância para as medições nos transistores, pois estes dispositivos possuem, em sua grande maioria, três terminais. Devido ao princípio de funcionamento do medidor LCR, a não utilização do terminal de guarda implica em erros nas medições realizadas, uma vez que a corrente que alcança esse terminal não é contabilizada pelo amperímetro do medidor LCR (KAKITANI; TAKEDA, 2014).

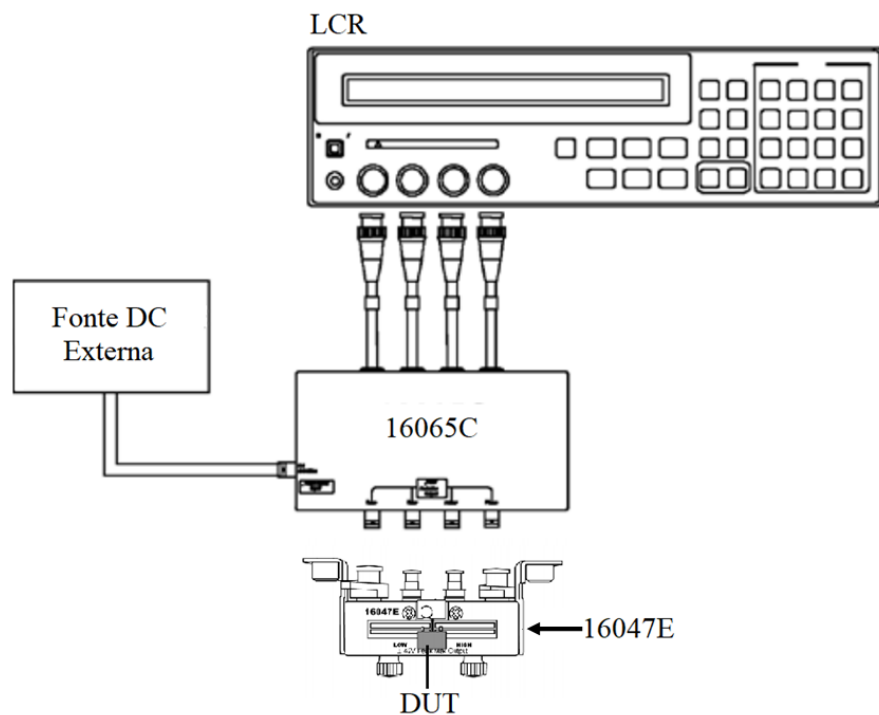
Figura 38 – Acessório de teste 16047E



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2018).

As conexões para utilização do adaptador de tensão de polarização bem como do acessório de teste são mostradas na Figura 39, sendo esse o conjunto empregado nas medições deste trabalho.

Figura 39 – Conexão dos acessórios ao medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

3.3 FONTES DE ALIMENTAÇÃO EXTERNA

As fontes de alimentação externa necessárias a realização dos experimentos e suas principais características operacionais são apresentadas nesta subseção.

3.3.1 Fonte de alimentação externa conectada ao adaptador 16065C

A fonte de alimentação externa conectada ao adaptador de tensão 16065C foi uma unidade de alimentação e medição de precisão Agilent® B2901A (Figura 40). Esta unidade possui faixa de medição de ± 219 V (CC), ± 3 A (CC), $\pm 10,5$ A (pulsado) e resolução de medição de até 10 fA e 100 nV. Além disso, possui interfaces USB 2.0, LAN (*Local Area Network*), GPIB (*General Purpose Interface Bus*) e E/S digital (Entrada e Saída digital), suportando comandos convencionais e padrão SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) (AGILENT, 2011).

Essa fonte de alimentação atendeu às necessidades deste trabalho podendo atuar facilmente na faixa de operação de tensões suportadas pelos acessórios do medidor LCR, que como visto anteriormente está limitada a ± 40 V. Outro fator a ser levado em conta na escolha dessa fonte é sua excelente conectividade e facilidade de programação.

Figura 40 – Painel frontal da unidade de alimentação e medição de precisão Agilent® B2901A



Fonte: KEYSIGHT (2020).

3.3.2 Fonte de alimentação externa para polarizações adicionais

As polarizações adicionais ao conjunto do medidor LCR e acessórios foram feitas empregando-se a unidade de medida e fonte Keithley® 2400 (Figura 41). Essa unidade possui faixa de medição de tensão de 1 μ V a 211 V (CC) e faixa de medição de corrente de 10 pA a 1,055 A (CC). Como fonte de tensão e fonte de corrente têm-se, respectivamente, as seguintes faixas de operação: 5 μ V a 210 V (CC) e 50 pA a 1,05 A (CC). Além disso, possui interfaces

GPIB (*General Purpose Interface Bus*) e RS-232C, suportando comandos padrão SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) (KEITHLEY, 2002).

Figura 41 – Painel frontal da unidade de medida e fonte Keithley® 2400



Fonte: KEITHLEY (2002).

3.4 MÉTODO PARA AQUISIÇÃO DAS MEDIÇÕES REFERENTES AO MEDIDOR LCR

A aquisição das medições oriundas do medidor LCR foi feita através de um *software* desenvolvido pelo autor para controlar o equipamento remotamente por meio da porta GPIB. A conexão da porta GPIB ao computador foi realizada por meio de uma interface GPIB-USB-HS da National Instruments® (Figura 42).

O *software* em questão foi construído no ambiente Microsoft Visual Studio® e escrito em linguagem de programação Visual Basic® e foi capaz de ajustar rapidamente todas as configurações necessárias, bem como discriminar quantas medições foram realizadas e o intervalo entre as mesmas. Gráficos para acompanhamento das medições também puderam ser gerados durante os experimentos, permitindo a verificação de possíveis erros durante as aquisições de medidas. Além disso, o *software* fornecia um arquivo no formato .csv com todas as configurações e valores obtidos para os parâmetros desejados.

Figura 42 – Interface GPIB-USB-HS da National Instruments®

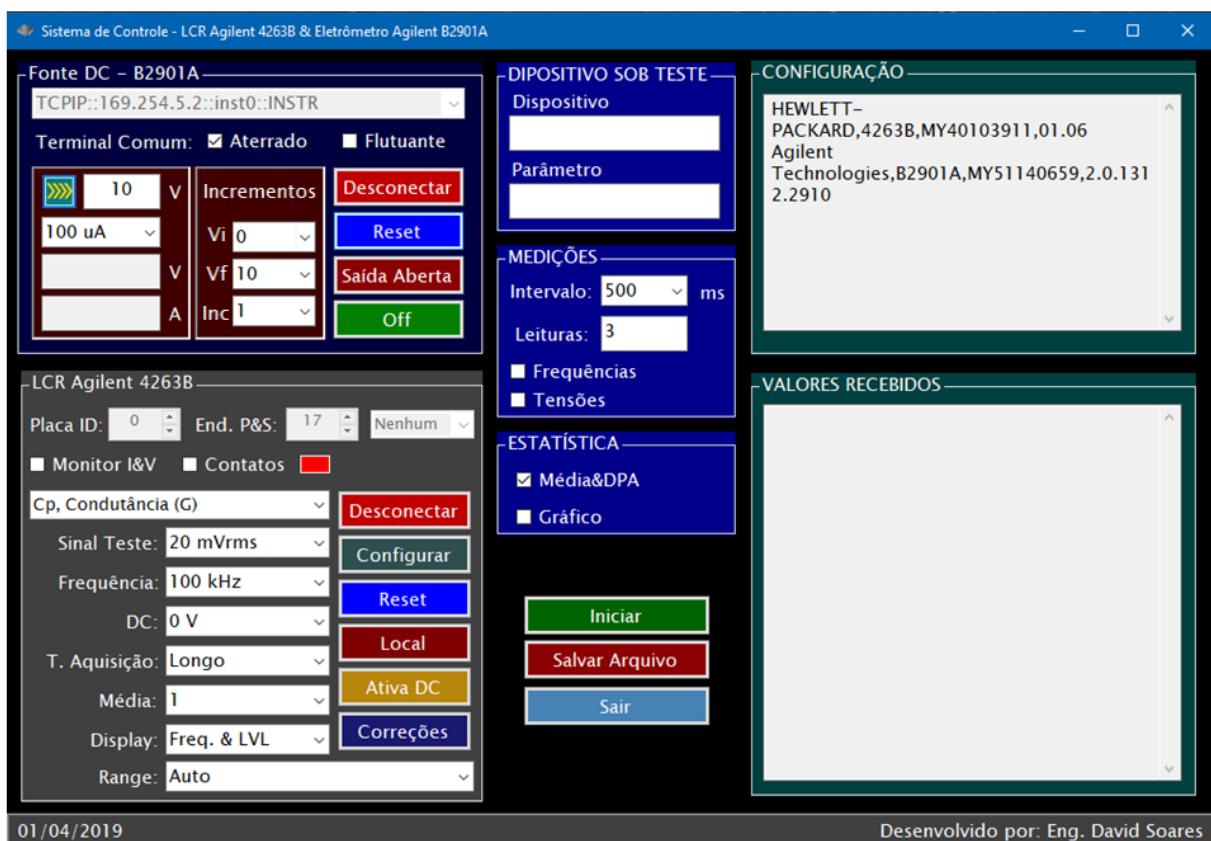


Fonte: NATIONAL INSTRUMENTS (2020).

O *software* também fez o controle da fonte de alimentação externa (Agilent® B2901A) acoplada ao adaptador de tensão 16065C que foi utilizada para polarização dos dispositivos avaliados. O controle foi realizado por meio das interfaces de comunicação LAN ou USB 2.0. A Figura 43 mostra a interface do *software* de controle do medidor LCR e da fonte de alimentação externa.

A utilização de um *software* especialmente desenvolvido para controle do sistema de aquisição de medidas fez com que esse conjunto se tornasse um traçador de curvas ideal para a realização dos experimentos, permitindo traçar curvas referentes a quaisquer parâmetros disponíveis no medidor LCR em função das tensões de polarização.

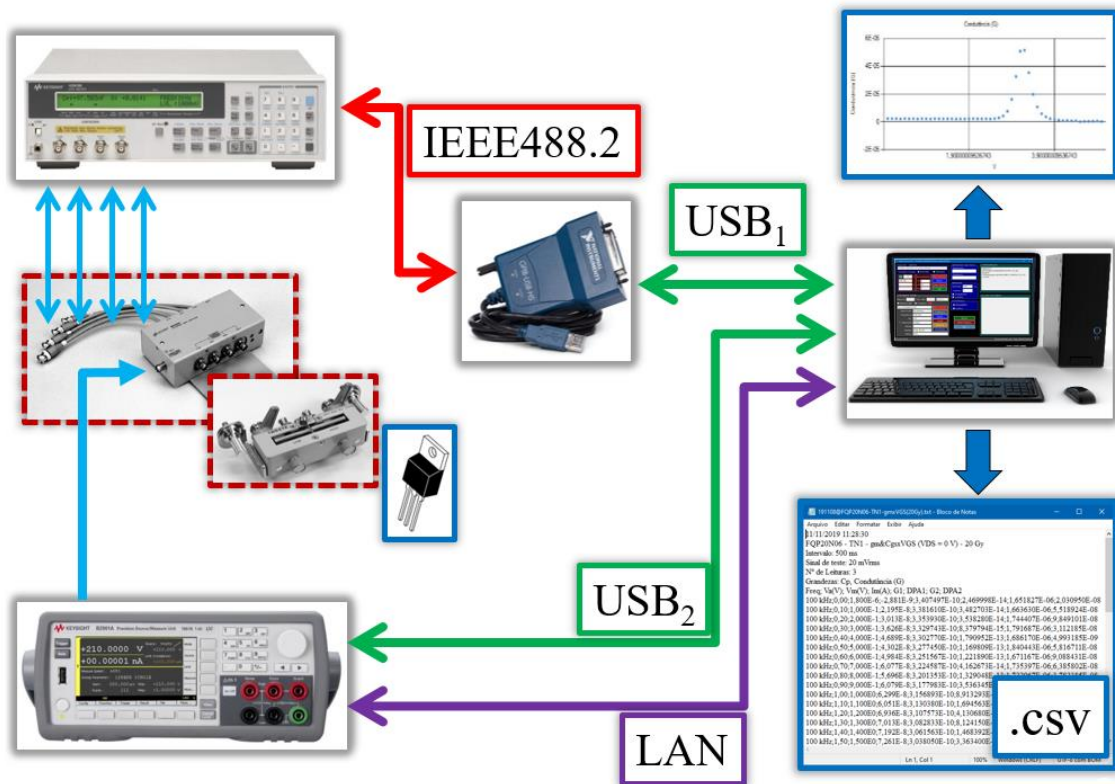
Figura 43 – Tela da interface do *software* de controle do medidor LCR



Fonte: O Autor (2020).

O esquema completo de medição utilizado nos experimentos é apresentado na Figura 44. Neste esquema tem-se uma representação simplificada das conexões entre o medidor LCR e seus acessórios e a fonte de alimentação externa. Também é apresentada a interface de comunicação entre o computador e o medidor LCR, bem como as interfaces de comunicação entre o computador e a fonte alimentação externa.

Figura 44 – Esquema completo de medição utilizado nos experimentos



Fonte: O Autor (2020).

3.5 MÉTODO PARA TRAÇAR AS CURVAS $\beta_{DC} \times V_{CE}$ E $I_D \times V_{GS}$

O método utilizado para traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ e $I_D \times V_{GS}$ está descrito nesta subseção, na qual são abordados os equipamentos utilizados e as condições de medição de cada conjunto de curvas.

3.5.1 $\beta_{DC} \times V_{CE}$ – Transistor Bipolar de Junção

Para traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ foi utilizado o circuito descrito na Figura 9, tendo como fonte de corrente conectada a base do TBJ a unidade de medida e fonte Keithley® 2400 (Figura 41). Enquanto a fonte de tensão conectada aos terminais coletor e emissor foi a unidade de alimentação e medição de precisão Agilent® B2901A (Figura 40), que além de fornecer as tensões V_{CE} , fez a medição das correntes I_C . As correntes de base e as tensões V_{CE} utilizadas estão descritas na Tabela 5.

Tabela 5 – Condições utilizadas para traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$.

TBJ	I_B	V_{CE}
<i>npn</i>	10 μA	0 a 25 V em incrementos de 0,5 V
<i>pnp</i>	-10 μA	0 a -25 V em incrementos de -0,5 V

Fonte: O Autor (2020).

As medições foram realizadas com o auxílio do *software* Keysight® B2900A Quick IV Measurement em intervalos de 500 milissegundos. Este *software* possibilita a configuração e controle da unidade de alimentação e medição de precisão Agilent® B2901A, além de traçar as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ à medida que as medições são realizadas.

3.5.2 $I_D \times V_{GS}$ – MOSFET

Em se tratando dos MOSFETs, para traçar as curvas $I_D \times V_{GS}$ foi utilizado o circuito descrito na Figura 19, sendo as tensões V_{GS} e V_{DS} fornecidas pelo eletrômetro SCIENTS® EFF1705 (Figura 45). Este equipamento pode ser configurado para medir I_D e simultaneamente fornecer as tensões V_{GS} e V_{DS} .

Figura 45 – Eletrômetro SCIENTS® EFF1705.



Fonte: SCIENTS (2020).

As medições foram realizadas em intervalos de um segundo e as tensões V_{DS} e V_{GS} que foram utilizadas estão descritas na Tabela 6. O resistor conectado em série com o terminal de dreno dos MOSFETs foi de 430 k Ω .

Tabela 6 – Condições utilizadas para traçar as curvas $I_D \times V_{GS}$

MOSFET	V_{DS}	V_{GS}
NMOS	5 V	0 a 3 V em incrementos de 0,2 V
PMOS	-5 V	-1 a -4 V em incrementos de -0,2 V

Fonte: O Autor (2020).

Os intervalos para a tensão V_{GS} contidos na Tabela 6 foram escolhidos de modo que abrangessem de forma otimizada o conjunto de curvas $I_D \times V_{GS}$ à medida que os transistores fossem sendo irradiados. Adotando esses intervalos foi possível observar facilmente o deslocamento da tensão de limiar V_t referentes aos transistores NMOS e PMOS avaliados neste trabalho.

3.6 MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS π -HÍBRIDOS DOS TRANSISTORES

A metodologia para medição dos parâmetros π -híbridos dos transistores utilizados nos experimentos é descrita nesta subseção, retratando as configurações do medidor LCR bem como as polarizações dos transistores para realização das medições.

3.6.1 Transistor bipolar de junção

Para o TBJ foi analisado o comportamento dos parâmetros: C_μ e r_o . A obtenção dos valores para a capacitância C_μ foi realizada por meio da medição da admitância y_{12} (equação (32)), enquanto os valores para a resistência r_o foram obtidos a partir da medição de $y_{12} + y_{22}$. Partindo-se das equações (32) e (34), têm-se:

$$y_{12} + y_{22} = \left. \frac{i_b + i_c}{v_{ce}} \right|_{v_{be} = 0} = \frac{1}{r_o} \quad (50)$$

A medição desses parâmetros foi realizada com o medidor LCR ajustado para um sinal de teste $V_{ca} = 20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ e frequência $f = 10 \text{ kHz}$. A utilização de 10 kHz como frequência de operação do LCR deve-se ao fato de que, segundo o fabricante Agilent (2003), tem-se nesta condição a possibilidade de uso de todas as opções de escala de medição do medidor LCR Agilent® 4263B para medição de impedâncias da ordem de $\text{M}\Omega$. Dessa forma, garantiu-se menores oscilações nos valores obtidos para as grandezas desejadas.

As condições de polarização do TBJ para medição dos parâmetros estão mostradas na Tabela 7. Os resultados obtidos para C_μ foram apresentados em curvas de capacitância em função da tensão V_{CB} , enquanto os resultados para r_o foram apresentados em curvas de resistência em função da tensão V_{CE} . Além disso, foi realizada uma análise comparativa entre as medições de r_o para a tensão $V_{CE} = 25$ V. Cada valor obtido para cada parâmetro foi originado da média de três medições simultâneas em intervalos de 500 milissegundos.

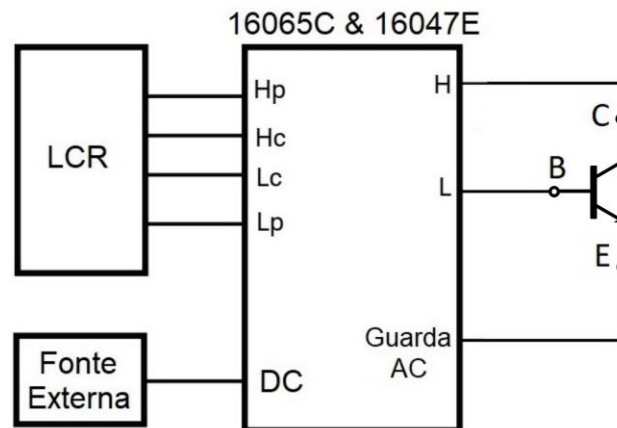
Tabela 7 – Condições de polarização dos TBJ para medição dos parâmetros π -híbridos selecionados

Parâmetro π -híbrido	TBJ	Polarização
C_μ	<i>npn</i>	$V_{BE} = 0$ V; $V_{CB} = 0$ a 25 V em incrementos de 0,5 V
	<i>pnp</i>	$V_{BE} = 0$ V; $V_{CB} = 0$ a -25 V em incrementos de -0,5 V
r_o	<i>npn</i>	$V_{BE} = 0,50$ V; $V_{CE} = 0$ a 25 V em incrementos de 0,5 V
	<i>pnp</i>	$V_{BE} = -0,45$ V; $V_{CE} = 0$ a -25 V em incrementos de -0,5 V

Fonte: O Autor (2020).

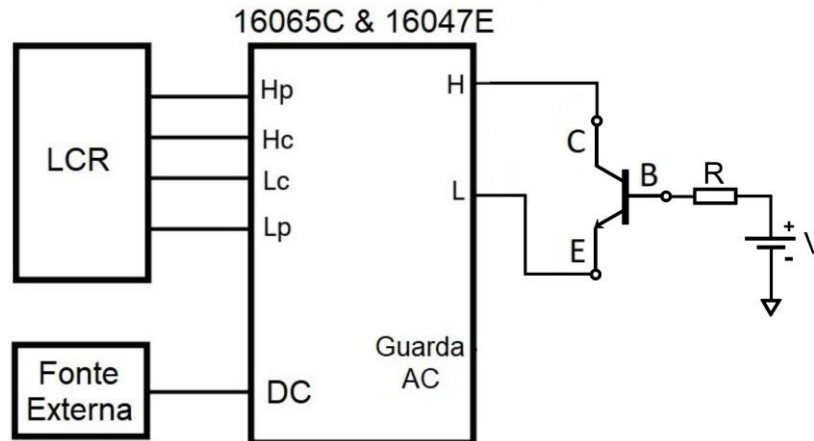
As conexões do medidor LCR e seus acessórios ao TBJ para medição de y_{12} e $y_{12} + y_{22}$ estão apresentadas na Figura 46 e na Figura 47, respectivamente.

Figura 46 – Arranjo para medição de y_{12} utilizando o medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

Figura 47 – Arranjo para medição de $y_{12} + y_{22}$ utilizando o medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

Para a medição de $y_{12} + y_{22}$ foi necessária a utilização de alguns componentes adicionais para polarizar adequadamente o transistor, a saber: um resistor $R = 56 \text{ k}\Omega$ e uma fonte de alimentação externa para fornecimento da tensão V_{BE} (como especificado na Tabela 7). Além disso, vale ressaltar que há um resistor de $2 \text{ k}\Omega$ interno ao adaptador de tensão 16065C em série com fonte externa conectada ao terminal DC e, portanto, conectado ao coletor do TBJ.

A escolha da polarização do TBJ para medição de r_o está embasada nos princípios de funcionamento do medidor LCR utilizado, que pressupõe que o dispositivo sob teste (DUT) apresenta alta resistência DC. Quando o DUT apresenta baixa resistência DC, a corrente de polarização flui pelo resistor de escala (R_r) provocando variação do potencial DC no ponto de terra virtual (subseção 2.4.2). Como resultado tem-se que a tensão de polarização aplicada não corresponde a tensão especificada, acarretando possíveis erros na medição. Nessa condição também observa-se que a amplitude do sinal de teste (V_{ca}) é afetada e pode levar o equipamento a exibir mensagens de erro de medição.

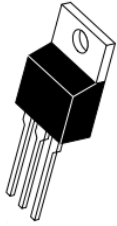
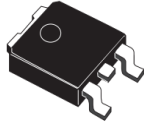
Para a medição de r_o os terminais do medidor LCR (H e L) foram conectados aos terminais de coletor e emissor do TBJ e, estando o TBJ operando na região ativa, dependendo das condições de polarização haverá elevada corrente de polarização alcançando o resistor R_r do medidor LCR levando as condições de erro descritas no parágrafo anterior. O método selecionado para evitar esse tipo de erro foi escolher e fixar uma condição de polarização da junção base-emissor do TBJ de modo que o medidor LCR pudesse operar adequadamente mantendo a amplitude de V_{ca} equivalente a especificada e não apresentasse nenhuma mensagem de erro.

No caso de C_μ , a condição de medição escolhida fez com que a junção coletor-base do TBJ estivesse reversamente polarizada e, conseqüentemente, apresentando elevada resistência DC. Logo, não incorrendo em possíveis erros de medição como descrito nos dois últimos parágrafos.

A limitação descrita anteriormente em relação ao medidor LCR e a baixa resistência DC do DUT tornou-se fator decisivo na escolha dos parâmetros avaliados. Parâmetros como C_π e r_π , que no modelo π -híbrido adotado neste trabalho estão localizados entre os terminais base e emissor, tornaram-se inviáveis de serem avaliados com o equipamento em questão. A justificativa para isso reside no fato de que na condição de operação na região ativa, a junção base-emissor do TBJ está diretamente polarizada e, conseqüentemente, apresenta baixa resistência DC.

Os TBJs analisados nos experimentos estão listados na Tabela 8. Foram escolhidos transistores distintos em um mesmo lote de fabricação.

Tabela 8 – TBJs analisados nos experimentos

Nome	Tipo	Encapsulamento	Principais características	Visão geral
TIP41C	<i>npn</i>	TO-220	$I_{Cmáx.} = 6 \text{ A}$ $V_{CEmáx.} = 100 \text{ V}$	
TIP42C	<i>pnp</i>		$I_{Cmáx.} = -6 \text{ A}$ $V_{CEmáx.} = -100 \text{ V}$	
MJD31C	<i>npn</i>	DPAK	$I_{Cmáx.} = 3 \text{ A}$ $V_{CEmáx.} = 100 \text{ V}$	
MJD32C	<i>pnp</i>		$I_{Cmáx.} = -3 \text{ A}$ $V_{CEmáx.} = -100 \text{ V}$	

Fonte: O Autor (2020).

3.6.2 MOSFET

Para os MOSFETs foram analisados os parâmetros π -híbridos: C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} e g_m . As condições de polarização dos transistores estão apresentadas na Tabela 9. Cada valor obtido para as capacitâncias ou para a transcondutância foi oriundo da média aritmética de três medições simultâneas em intervalos de um segundo para as capacitâncias e 500 milissegundos para a transcondutância.

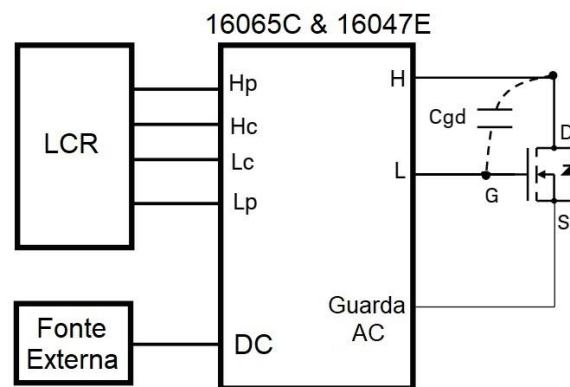
Tabela 9 – Condições de polarização dos MOSFETs para medição dos parâmetros π -híbridos selecionados

Parâmetro	MOSFET	V_{GS}	V_{DS}
C_{gd} , C_{gs} , C_{ds}	NMOS	0 V	0 a 25 V em incrementos de 1,0 V
	PMOS	0 V	0 a -25 V em incrementos de -1,0 V
g_m	NMOS	0 a 5 V em incrementos de 0,1 V	0 V
	PMOS	0 a -6 V em incrementos de -0,1 V	0 V

Fonte: O Autor (2020).

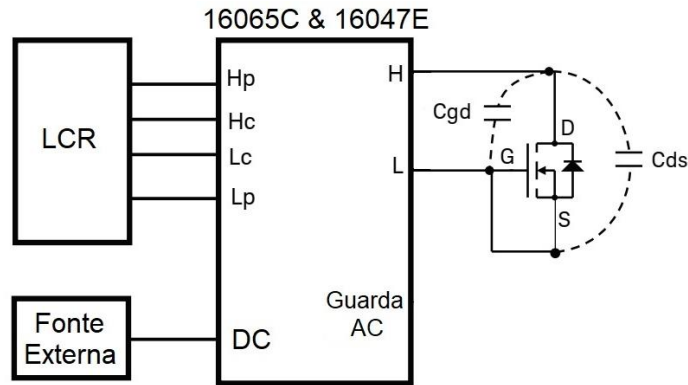
A metodologia empregada para a medição das capacitâncias desejadas foi baseada na medição das capacitâncias C_{rss} , C_{oss} e C_{iss} como descrito por Kakitani e Takeda (2014). Os parâmetros de admitância correspondentes a estas capacitâncias são y_{12} , y_{22} e y_{11} (subseção 2.5.3), respectivamente. A obtenção das capacitâncias desejadas foi como descrito na Tabela 3 da subseção 2.5.3. Os resultados obtidos foram apresentados em curvas de capacitância em função da tensão V_{DS} . Além disso, como sugerido por Monte e Santos (2020), foi adotada a tensão $V_{DS} = 10$ V para apresentar uma análise comparativa entre as medições obtidas para as capacitâncias referentes às amostras irradiadas em triplicata.

As conexões do medidor LCR e seus acessórios ao MOSFET para medição das capacitâncias C_{rss} , C_{oss} e C_{iss} estão apresentadas na Figura 48, na Figura 49 e na Figura 50, respectivamente.

Figura 48 – Configuração para medição de C_{rss} utilizando o medidor LCR

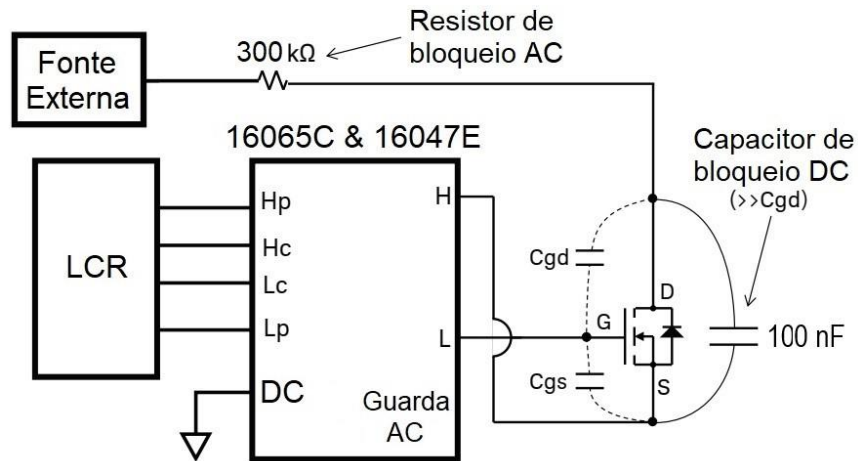
Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

Figura 49 – Configuração para medição de C_{oss} utilizando o medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

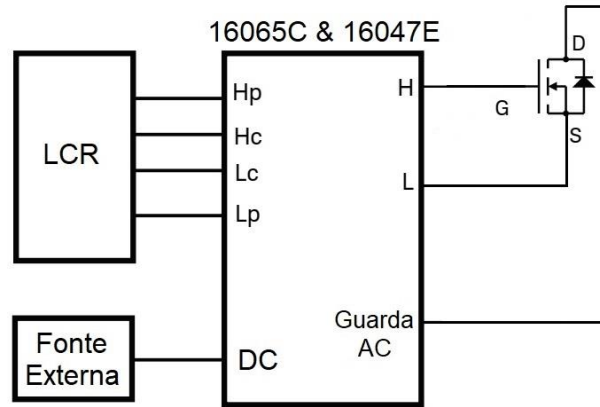
Figura 50 – Configuração para medição de C_{iss} utilizando o medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

Em se tratando da transcondutância (g_m) a medição foi realizada utilizando-se a configuração descrita nos trabalhos de Su *et al.* (2002) e Bertling *et al.* (2012) e ilustrada na Figura 51. Os resultados foram apresentados em curvas da transcondutância em função da tensão V_{GS} .

Figura 51 – Configuração para medição de g_m utilizando o medidor LCR



Fonte: Adaptado de KEYSIGHT (2017).

Os resultados obtidos para a transcondutância foram avaliados com o auxílio do *software* Labplot2[®] empregado para traçar as curvas de ajuste não linear associadas ao conjunto de pontos das curvas $g_m \times V_{GS}$. A adequação das curvas de ajuste foi avaliada por meio do teste estatístico baseado na distribuição qui-quadrado (χ^2).

A curva de ajuste não linear com melhor adequação ao conjunto de medidas referentes a transcondutância foi a secante hiperbólica de dois picos cuja expressão matemática é apresentada na equação (51).

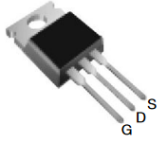
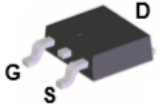
$$f(x) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{A_1}{\sigma_1} \operatorname{sech} \left(\frac{x - \mu_1}{\sigma_1} \right) + \frac{A_2}{\sigma_2} \operatorname{sech} \left(\frac{x - \mu_2}{\sigma_2} \right) \right) \quad (51)$$

Em que A_i é o fator multiplicativo, μ_i é o fator de localização e σ_i é o fator de escala. Considerando um único pico, a função $f(x)$ é simétrica em relação a μ (KRAVCHUK, 2005).

A partir da definição da curva de ajuste com melhor adequação ao conjunto de medidas, foi definida uma estratégia para análise dos resultados baseada nos parâmetros que compõem a equação da curva de ajuste.

A medição de todos os parâmetros referentes ao MOSFET foi realizada com o medidor LCR ajustado para a frequência de 100 kHz e $V_{ca} = 20 \text{ mV}_{\text{rms}}$. Dentro dessas condições, foram avaliados os MOSFETs da Tabela 10. Foram escolhidos transistores distintos em um mesmo lote de fabricação com variação máxima de $\pm 5,0\%$ entre os valores da capacitância C_{gd} .

Tabela 10 – MOSFETs avaliados nos experimentos

Nome	Tipo	Encapsulamento	Estrutura	Principais características	Visão geral
FQP20N06	NMOS	TO-220	DMOS	$I_{Dmáx.} = 20 \text{ A}$	
FQP17P10	PMOS			$V_{DSmáx.} = 60 \text{ V}$ $I_{Dmáx.} = -16,5 \text{ A}$ $V_{DSmáx.} = -100 \text{ V}$	
FQD20N06	NMOS	DPAK	DMOS	$I_{Dmáx.} = 16,8 \text{ A}$	
FQD17P06	PMOS			$V_{DSmáx.} = 60 \text{ V}$ $I_{Dmáx.} = -12 \text{ A}$ $V_{DSmáx.} = -60 \text{ V}$	

Fonte: O Autor (2020).

3.7 METODOLOGIA PARA IRRADIAÇÃO DOS TRANSISTORES

Foram realizados estágios sucessivos de irradiação com doses quantizadas em 20 Gy, no intervalo de 0 a 100 Gy como sugerido por Gonçalves Filho *et al.* (2018), tendo o equipamento de raios X ajustado para 100 kV@10 mA. A curva referente a cada parâmetro avaliado foi traçada para os transistores antes de receberem a primeira dose de 20 Gy e após cada dose de 20 Gy até alcançar a dose acumulada de 100 Gy. O intervalo de tempo entre a irradiação dos transistores e a medição dos parâmetros foi de 1 hora, sendo este o tempo adotado para o reordenamento dos defeitos ou *annealing*. Todas as medições foram realizadas à temperatura do ar ambiente do laboratório mantida a 25 °C.

Para cada tipo de transistor irradiado foram utilizadas três amostras. Uma vez irradiado nas condições descritas, após atingir a dose acumulada de 100 Gy, os transistores foram descartados para novas irradiações. Dessa forma, foram investigadas possíveis relações entre a dose e a variação no valor dos parâmetros π -híbridos dos transistores.

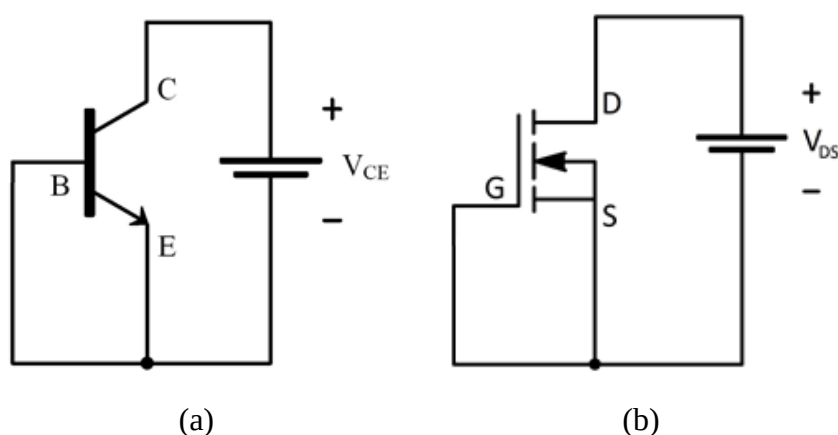
Os transistores foram irradiados não só na ausência de polarização mas também polarizados nas condições descritas na Tabela 11. As tensões V_{CE} (TBJ) e V_{DS} (MOSFET) foram fornecidas por meio da unidade de medida e fonte Keithley® 2400, enquanto os terminais base e emissor (TBJ) e os terminais porta e fonte (MOSFET) foram curto-circuitados (Figura 52).

Tabela 11 – Condições de polarização dos transistores durante as irradiações.

Transistor	Tipo	Polarização
TBJ	<i>nnp</i>	$V_{BE} = 0 \text{ V}; V_{CE} = 10 \text{ V}$
	<i>npn</i>	$V_{BE} = 0 \text{ V}; V_{CE} = -10 \text{ V}$
MOSFET	NMOS	$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 10 \text{ V}$
	PMOS	$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = -10 \text{ V}$

Fonte: O Autor (2020).

Figura 52 – Circuitos para polarização dos transistores durante as irradiações: (a) TBJ e (b) MOSFET

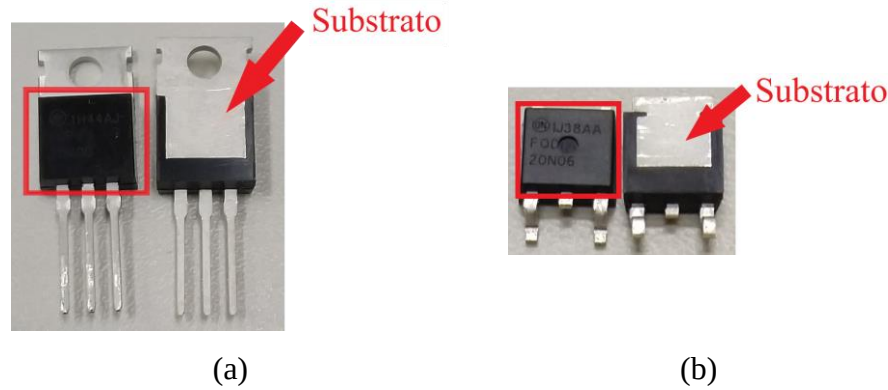


Fonte: O Autor (2020).

3.7.1 Faces dos transistores a serem irradiadas

Para cada encapsulamento citado na Tabela 8 e na Tabela 10 foi irradiada a face destacada na Figura 53. A escolha de cada face foi baseada na sensibilidade apresentada pelo transistor aos raios X e por ser a face que não possui substrato metálico.

Figura 53 – Faces irradiadas para cada encapsulamento



Fonte: O Autor (2020).

(a) TO-220 e (b) DPAK.

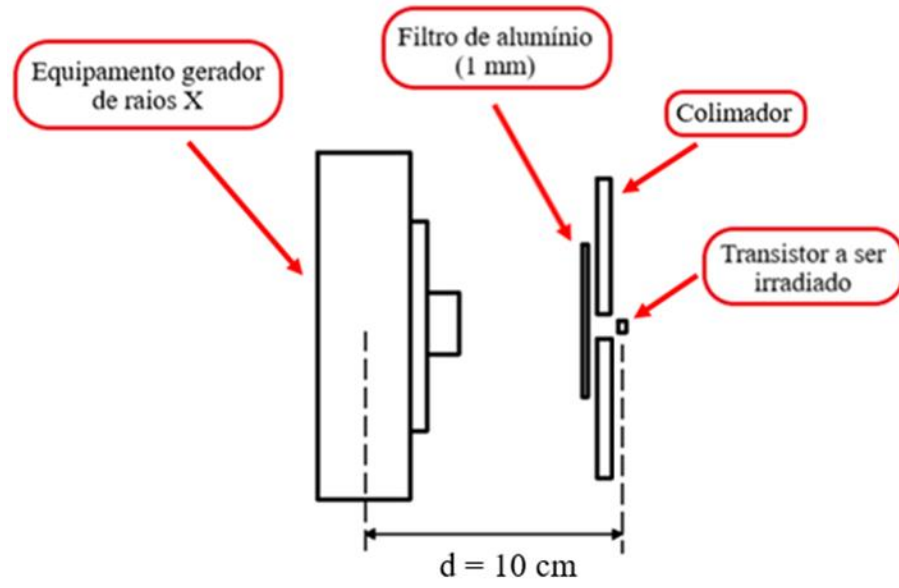
3.7.2 Posicionamento dos transistores

Os transistores foram posicionados a uma distância $d = 10$ cm em relação ao foco do equipamento gerador de raios X, sendo fixados imediatamente após um colimador de 25 mm. A Figura 54 ilustra o arranjo experimental para o posicionamento dos transistores. O filtro de 1 milímetro de alumínio foi utilizado como proposto nos trabalhos de Gonçalves Filho *et al.* (2018) e Santos *et al.* (2013) e foi posicionado imediatamente antes do colimador.

De acordo com a dosimetria realizada pelo laboratório de Metrologia do CRCN-NE, estando o equipamento de raios X configurado para 100kV@10mA, nas condições de filtragem adicional e distância descritas anteriormente, tem-se a taxa de dose de 222 ± 4 mGy/s com intervalo de confiança de 95% e fator de abrangência $k = 2$.

O sistema dosimétrico utilizado consistiu em uma câmara de ionização com volume de $0,22 \text{ cm}^3$ (NE, modelo 2577A, série 248/1) conectada a um eletrômetro FARMER (NE, modelo 2670, série 148). As medições da temperatura ambiente do laboratório foram feitas com um termômetro Hart Scientific HT1521 - série A3B075, enquanto nas medições da pressão atmosférica no interior do laboratório foi utilizado um medidor de pressão de precisão Druck DPI740 - série 286/98-02. As medições de temperatura e pressão foram utilizadas para correção das leituras fornecidas pela câmara de ionização durante a dosimetria.

Figura 54 – Posicionamento dos transistores



Fonte: O Autor (2020).

4 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos nos experimentos para análise dos parâmetros π -híbridos dos transistores quando submetidos aos feixes de raios X.

4.1 TRANSISTORES BIPOLARES DE JUNÇÃO

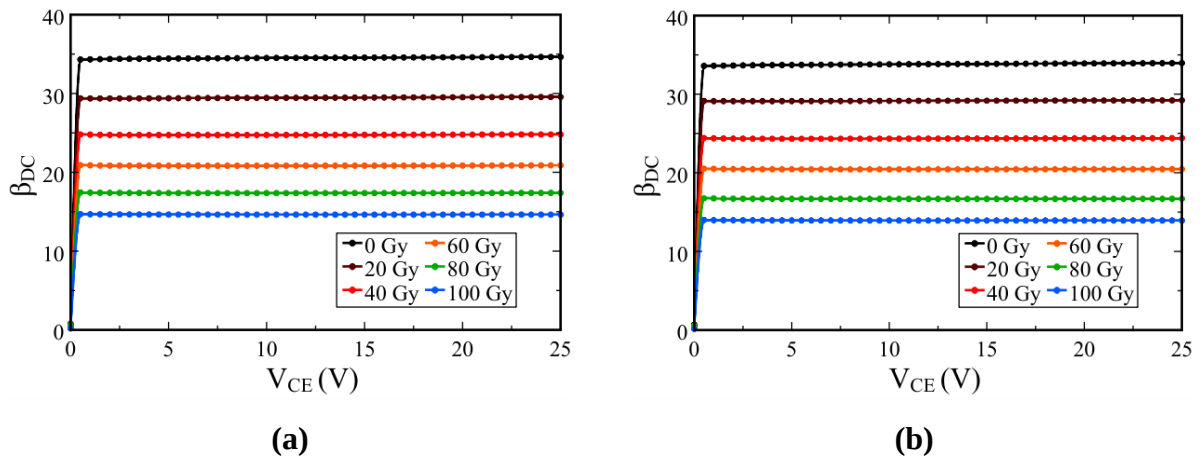
Os resultados obtidos para o ganho de corrente β_{DC} , para a capacitância C_μ e para a resistência r_o são apresentados nas subseções seguintes. Visto que os resultados obtidos para as amostras irradiadas em triplicata demonstraram o mesmo comportamento, optou-se por apresentar um conjunto de curvas referente a uma única amostra irradiada em cada uma das condições estabelecidas.

4.1.1 Análise dos resultados obtidos para o ganho de corrente β_{DC}

Os resultados obtidos para o ganho de corrente β_{DC} , referentes aos transistores bipolares de junção, são apresentados nesta subseção.

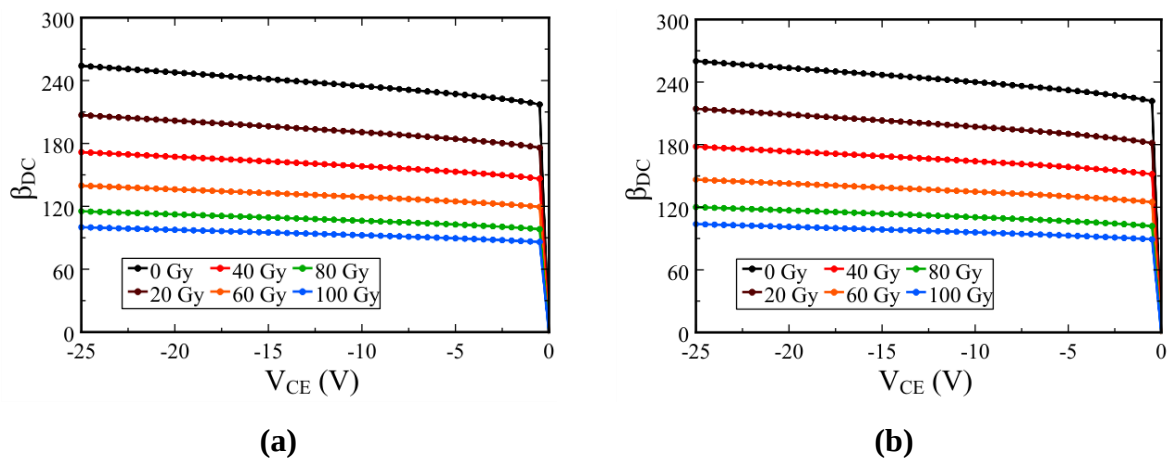
4.1.1.1 Ganho de corrente β_{DC} – TIP41C e TIP42C

Os resultados obtidos para o ganho de corrente β_{DC} originaram as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$, parametrizadas em função da dose acumulada, como mostrado na Figura 55 e na Figura 56 para os transistores TIP41C e TIP42C, respectivamente. Em todos os casos verifica-se a redução de β_{DC} à medida que a dose acumulada aumenta. Tais resultados corroboram com o que é afirmado por Johnston e Plaag (1987), Lutz (1999), Claeys e Simon (2002), Spieler (2005), Leroy e Rancoita (2007) e Santos *et al.* (2013). Como elucidado na subseção 2.3.1, a redução de β_{DC} caracteriza o dano causado ao TBJ devido à radiação ionizante.

Figura 55 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X

Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 56 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X

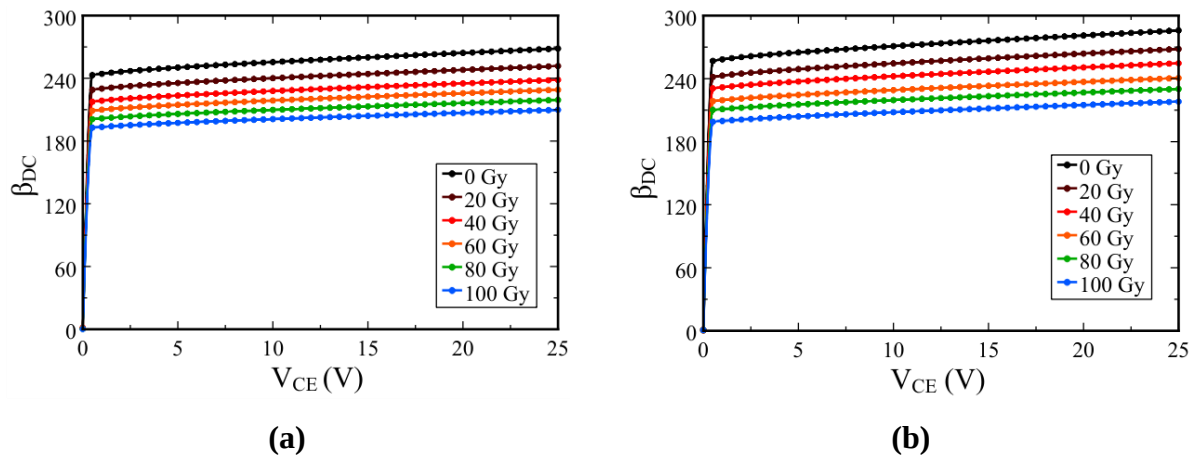
Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

4.1.1.2 Ganho de corrente β_{DC} – MJD31 e MJD32

A Figura 57 e a Figura 58 mostram as curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ para os transistores MJD31 e MJD32, respectivamente. Tais resultados são semelhantes aos obtidos para os transistores TIP41C e TIP42C. Em todos os casos verifica-se a redução de β_{DC} à medida que a dose acumulada aumenta. Entretanto, observa-se que os transistores MJD31 e MJD32 apresentaram menor sensibilidade a radiação ionizante. Atente-se para o fato de que, à medida que a dose acumulada aumenta, são verificadas variações menores no ganho de corrente β_{DC} .

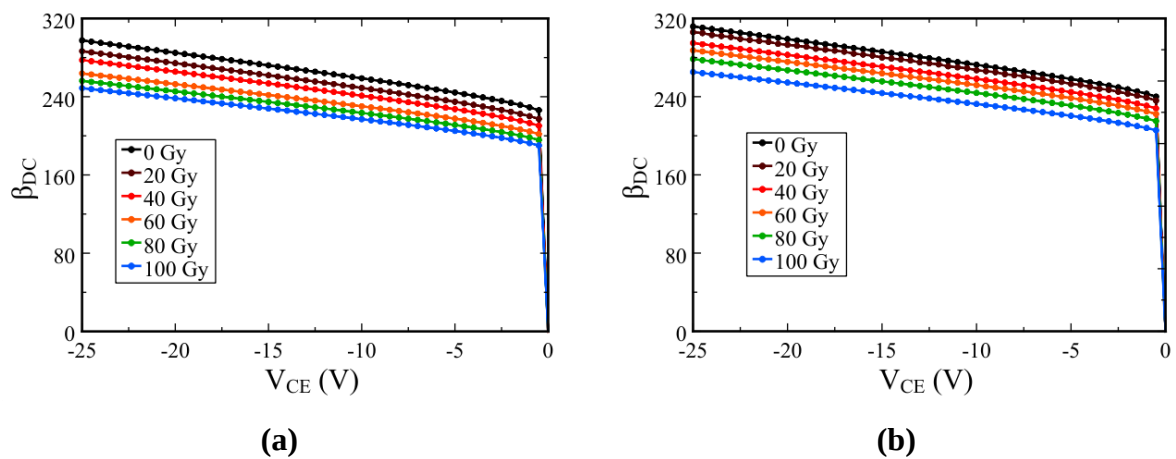
Figura 57 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 58 – Curvas $\beta_{DC} \times V_{CE}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

4.1.2 Análise dos resultados obtidos para a capacitância C_{μ}

A análise dos resultados obtidos para a capacitância C_{μ} , referentes aos transistores bipolares de junção utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

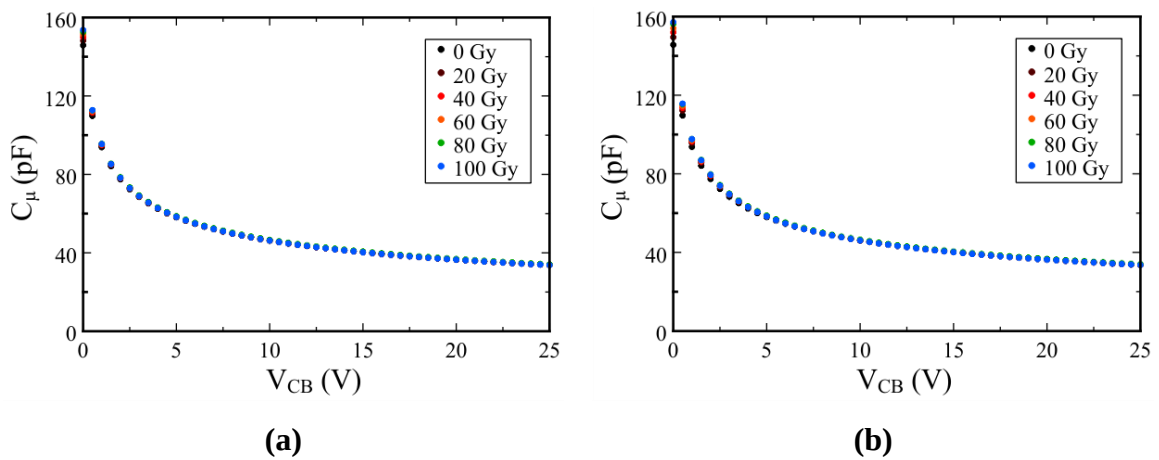
4.1.2.1 Capacitância C_{μ} – TIP41C e TIP42C

As curvas $C_{\mu} \times V_{CB}$ obtidas para os TBJs TIP41C e TIP42C estão apresentadas na Figura 59 e na Figura 60, respectivamente. De acordo com a equação (10) era esperado que a

capacitância C_μ diminuísse conforme a tensão V_{CB} aumentasse, visto que C_μ é inversamente proporcional à $\sqrt{V_{CB}}$. Este comportamento foi verificado nos resultados obtidos para C_μ .

Observa-se que nas duas condições de irradiação, a capacitância C_μ praticamente não exhibe qualquer alteração em seus valores à medida que a dose acumulada aumenta. Portanto, pode-se concluir que a capacitância C_μ é insensível à incidência da radiação ionizante na faixa de dose e condições adotadas nos experimentos. Além disso, nota-se que a resposta para o TIP42C (*pnp*) é um espelho do seu par complementar TIP41C (*nnp*).

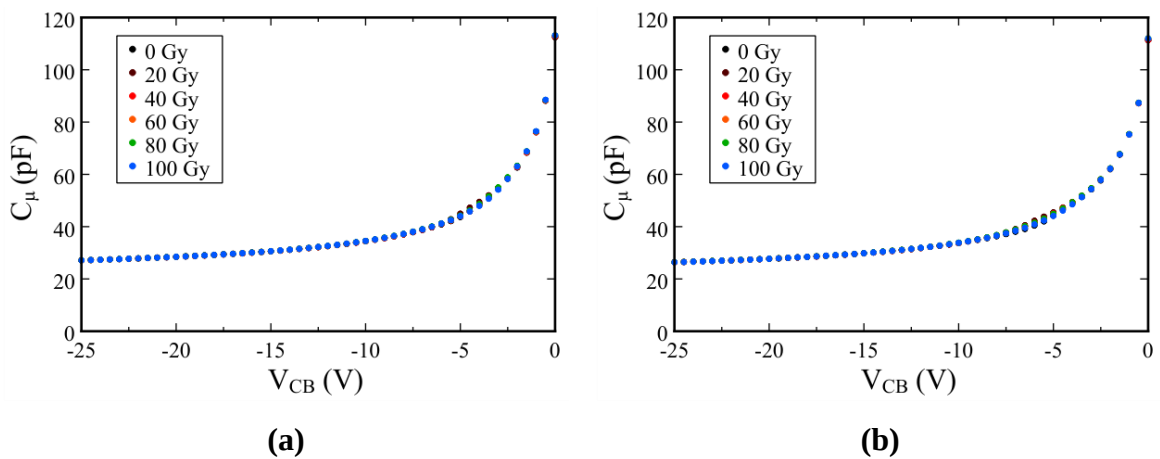
Figura 59 – Curvas $C_\mu \times V_{CB}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 60 – Curvas $C_\mu \times V_{CB}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X



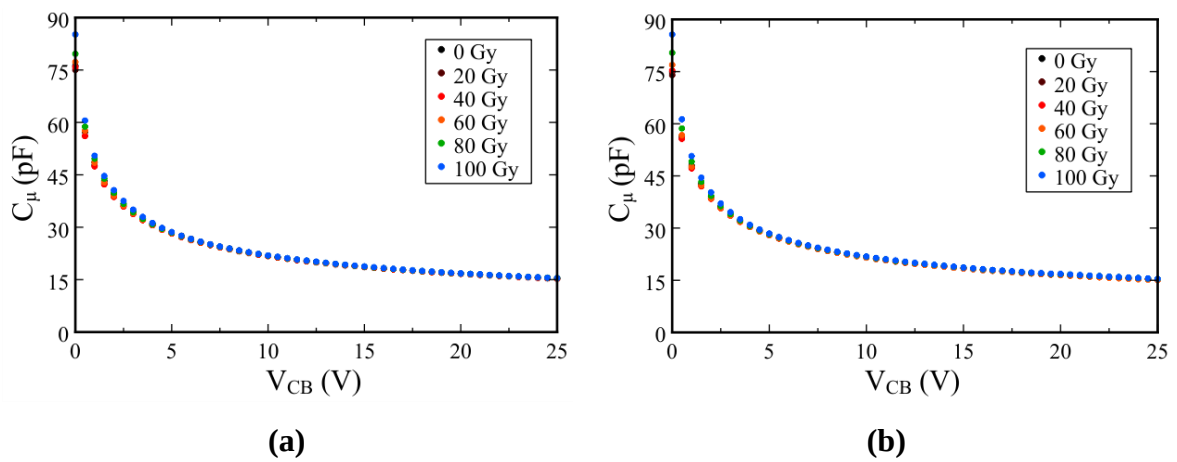
Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

4.1.2.2 Capacitância C_μ – MJD31 e MJD32

As curvas $C_\mu \times V_{CB}$ obtidas para os TBJs MJD31 e MJD32 estão apresentadas na Figura 61 e na Figura 62, respectivamente. Observa-se que para os dois casos a capacitância C_μ não exibe alteração em seus valores à medida que a dose acumulada aumenta, sendo esse parâmetro praticamente insensível à incidência da radiação ionizante na faixa de dose e condições adotadas nos experimentos.

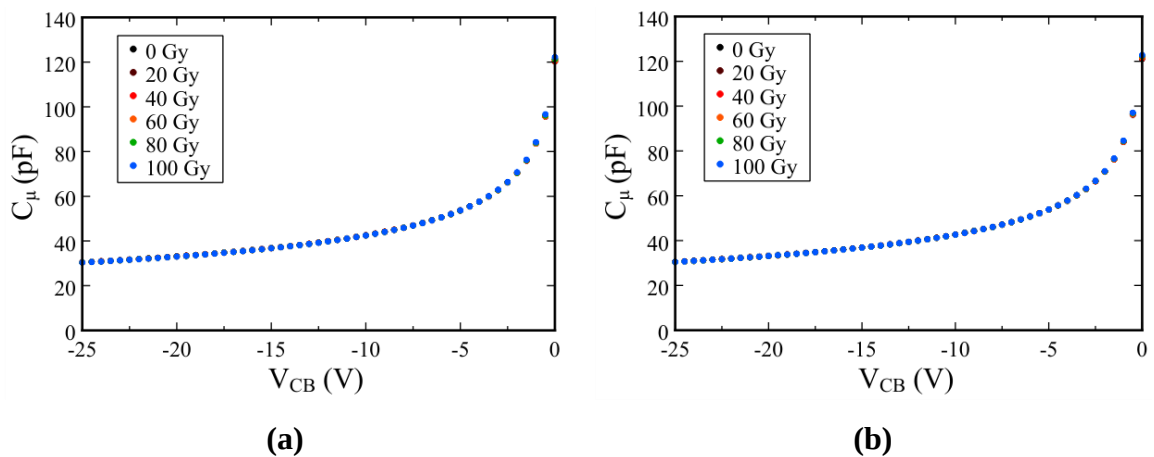
Figura 61 – Curvas $C_\mu \times V_{CB}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 62 – Curvas $C_\mu \times V_{CB}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Nota-se que a reação da capacitância C_μ à radiação ionizante é semelhante à constatada para os TBJs TIP41C e TIP42C. Portanto, conclui-se que a mudança do tipo de

transistor ou a adoção da polarização dos transistores ($V_{BE} = 0$ V; $V_{CE} = \pm 10$ V) durante as irradiações, não resultou em qualquer mudança perceptível na resposta do parâmetro C_μ quando submetido aos feixes de raios X na faixa de dose e condições adotadas nos experimentos.

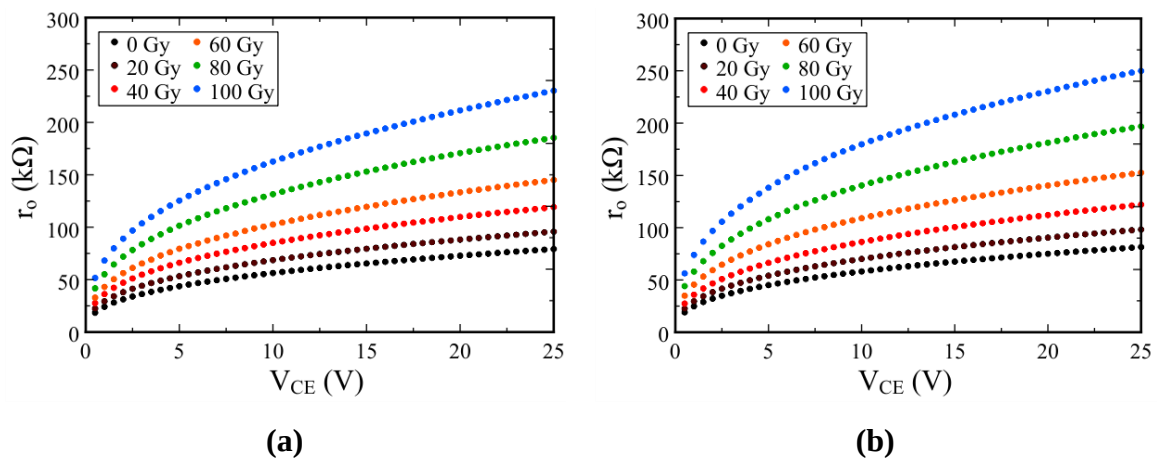
4.1.3 Análise dos resultados obtidos para a resistência r_o

A análise dos resultados obtidos para a resistência r_o , referentes aos transistores bipolares de junção utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

4.1.3.1 Resistência r_o – TIP41C e TIP42C

A Figura 63 mostra as curvas $r_o \times V_{CE}$ obtidas para a resistência r_o referentes ao TBJ TIP41C. Percebe-se que à medida que a dose acumulada aumenta, a resistência r_o gradativamente aumenta nas duas condições analisadas. A diferença entre os valores da resistência r_o em função da dose acumulada, em determinada tensão V_{CE} , torna-se mais proeminente conforme V_{CE} aumenta. A elevação da resistência r_o pode estar associada ao aumento da resistência de coletor devido à incidência da radiação ionizante (subseção 2.3.1).

Figura 63 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ TIP41C parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Os resultados encontrados para a resistência r_o em função da dose acumulada na tensão $V_{CE} = 25 \text{ V}$ foram agrupados na Tabela 12 e na Tabela 13. Todos os valores percentuais são relativos à dose de 0 Gy.

Tabela 12 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25 \text{ V}$ – TIP41C não polarizados

Dose	TN1	% $\Delta r_{o_{TN1}}$	TN2	% $\Delta r_{o_{TN2}}$	TN3	% $\Delta r_{o_{TN3}}$
0 Gy	80,19 $\pm$ 0,02	-	79,21 $\pm$ 0,02	-	76,19 $\pm$ 0,03	-
20 Gy	95,87 $\pm$ 0,08	19,6%	95,84 $\pm$ 0,09	21,0%	90,82 $\pm$ 0,06	19,2%
40 Gy	120,65 $\pm$ 0,14	50,5%	119,19 $\pm$ 0,04	50,5%	111,48 $\pm$ 0,08	46,3%
60 Gy	149,45 $\pm$ 0,07	86,4%	145,11 $\pm$ 0,11	83,2%	135,50 $\pm$ 0,05	77,8%
80 Gy	192,48 $\pm$ 0,16	140,0%	185,41 $\pm$ 0,18	134,1%	171,29 $\pm$ 0,16	124,8%
100 Gy	236,73 $\pm$ 0,11	195,2%	230,25 $\pm$ 0,16	190,7%	212,04 $\pm$ 0,25	178,3%

Fonte: O Autor (2020).

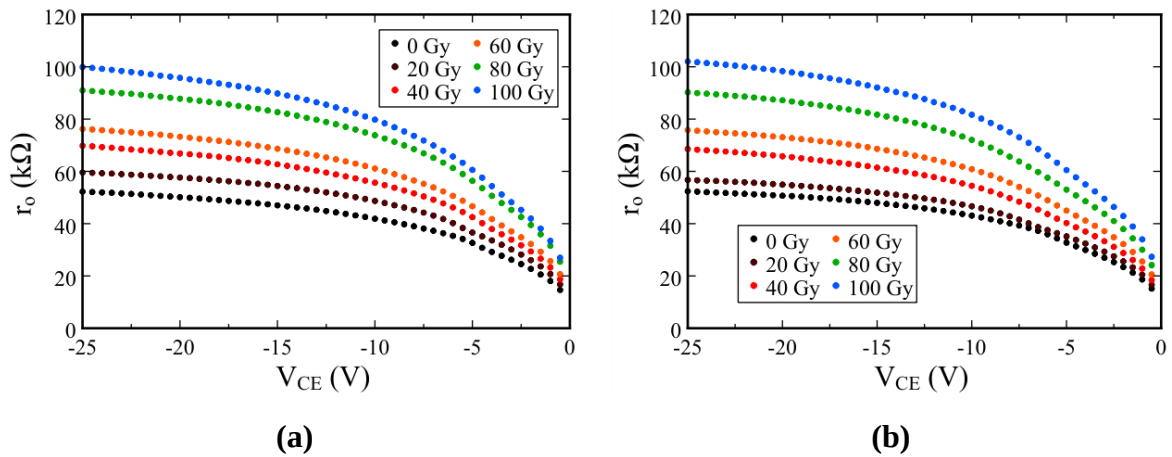
Tabela 13 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25 \text{ V}$ – TIP41C polarizados

Dose	TN1 _p	% $\Delta r_{o_{TN1p}}$	TN2 _p	% $\Delta r_{o_{TN2p}}$	TN3 _p	% $\Delta r_{o_{TN3p}}$
0 Gy	82,67 $\pm$ 0,05	-	81,46 $\pm$ 0,02	-	82,86 $\pm$ 0,07	-
20 Gy	99,41 $\pm$ 0,04	20,2%	98,21 $\pm$ 0,02	20,6%	101,17 $\pm$ 0,03	22,1%
40 Gy	124,26 $\pm$ 0,13	50,3%	122,05 $\pm$ 0,05	49,8%	130,27 $\pm$ 0,02	57,2%
60 Gy	154,94 $\pm$ 0,13	87,4%	152,59 $\pm$ 0,17	87,3%	168,57 $\pm$ 0,10	103,4%
80 Gy	199,30 $\pm$ 0,09	141,1%	196,79 $\pm$ 0,20	141,6%	218,10 $\pm$ 0,09	163,2%
100 Gy	253,39 $\pm$ 0,36	206,5%	249,87 $\pm$ 0,11	206,7%	283,43 $\pm$ 0,20	242,1%

Fonte: O Autor (2020).

Os resultados contidos na Tabela 12 e na Tabela 13 evidenciam que a variação percentual de r_o foi bastante elevada para as duas condições de polarização dos transistores durante as irradiações. Em ambos os casos, para a dose acumulada de 100 Gy, o percentual de aumento no valor da resistência r_o em relação à dose de 0 Gy supera 170% para quaisquer das amostras irradiadas, evidenciando que esse parâmetro é de fato uma variável dosimétrica.

Em se tratando do TBJ TIP42C, têm-se as curvas obtidas para o parâmetro r_o mostradas na Figura 64. Tal qual o TBJ TIP41C, observa-se que à medida que a dose acumulada aumenta, a resistência r_o gradualmente aumenta nas duas condições analisadas. Nota-se também que a resposta para o TIP42C (*pnp*) é praticamente um espelho do seu par complementar TIP41C (*nnp*).

Figura 64 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ TIP42C parametrizadas com a dose de raios X

Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Os resultados obtidos para a resistência r_o referentes ao TBJ TIP42C, para a tensão $V_{CE} = -25$ V, foram agrupados na Tabela 14 e na Tabela 15. Todos os valores percentuais são relativos à dose de 0 Gy.

Tabela 14 – Resistência r_o (kΩ) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – TIP42C não polarizados

Dose	TP1	% Δr_{oTP1}	TP2	% Δr_{oTP2}	TP3	% Δr_{oTP3}
0 Gy	53,84 ± 0,03	-	52,24 ± 0,04	-	54,14 ± 0,03	-
20 Gy	63,77 ± 0,02	18,5%	59,57 ± 0,04	14,0%	59,72 ± 0,03	10,3%
40 Gy	68,84 ± 0,05	27,9%	69,77 ± 0,04	33,6%	70,52 ± 0,05	30,3%
60 Gy	73,94 ± 0,02	37,4%	76,22 ± 0,08	45,9%	77,88 ± 0,04	43,8%
80 Gy	85,64 ± 0,05	59,1%	90,98 ± 0,08	74,2%	91,44 ± 0,10	68,9%
100 Gy	98,13 ± 0,09	82,3%	99,89 ± 0,07	91,2%	102,65 ± 0,11	89,6%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 15 – Resistência r_o (kΩ) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – TIP42C polarizados

Dose	TP1 _p	% Δr_{oTP1p}	TP2 _p	% Δr_{oTP2p}	TP3 _p	% Δr_{oTP3p}
0 Gy	53,78 ± 0,01	-	52,39 ± 0,01	-	47,47 ± 0,02	-
20 Gy	57,21 ± 0,02	6,4%	56,75 ± 0,02	8,3%	51,53 ± 0,01	8,6%
40 Gy	71,01 ± 0,02	32,0%	68,58 ± 0,06	30,9%	62,94 ± 0,01	32,6%
60 Gy	77,67 ± 0,02	44,4%	75,78 ± 0,02	44,6%	69,07 ± 0,05	45,5%
80 Gy	91,53 ± 0,05	70,2%	90,25 ± 0,06	72,2%	82,43 ± 0,04	73,6%
100 Gy	104,29 ± 0,07	93,9%	102,02 ± 0,06	94,7%	91,81 ± 0,01	93,4%

Fonte: O Autor (2020).

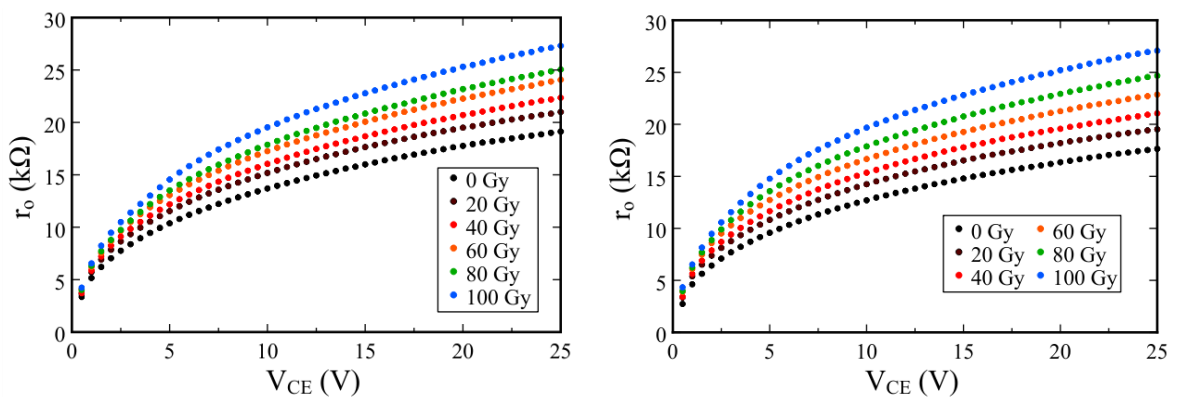
Os resultados contidos na Tabela 14 e na Tabela 15 evidenciam que a variação percentual de r_o foi bastante elevada para as duas condições de polarização dos transistores durante as irradiações. Desse modo, evidenciando que esse parâmetro é de fato uma variável dosimétrica. O mesmo resultado foi verificado para o TIP41C que é o par complementar do TIP42C.

Analisando comparativamente a sensibilidade à radiação ionizante, verifica-se que para a dose acumulada de 100 Gy, o TIP41C mostrou elevação da resistência r_o superior a 170%, ao passo que para o TIP42C essa elevação não ultrapassa 100%. Portanto, pode-se concluir que o parâmetro r_o do TIP41C possui maior sensibilidade à radiação ionizante. Essa diferença na elevação da resistência r_o pode estar associada ao tipo de material que constitui o coletor dos transistores: tipo n para o TIP41C e tipo p para o TIP42C (subseção 2.3.1).

4.1.3.2 Resistência r_o – MJD31 e MJD32

A Figura 65 mostra as curvas $r_o \times V_{CE}$ obtidas para o parâmetro r_o referentes a TBJ MJD31. Observa-se que à medida que a dose acumulada aumenta, a resistência r_o progressivamente aumenta nas duas condições analisadas. A distinção entre os valores da resistência r_o em função da dose acumulada para uma determinada tensão V_{CE} torna-se mais evidente conforme essa tensão aumenta. Os valores de r_o obtidos para o TBJ MJD31 são menores do que os valores obtidos para o TBJ TIP41C. Esses resultados são condizentes com a equação (11), demonstrando que r_o é inversamente proporcional a β_{DC} .

Figura 65 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ MJD31 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Os resultados encontrados para a resistência r_o na tensão $V_{CE} = 25$ V, relativos ao TBJ MJD31, foram agrupados na Tabela 16 e na Tabela 17. Todos os valores percentuais são relativos à dose de 0 Gy.

Tabela 16 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – MJD31 não polarizados

Dose	TN1	% Δr_{oTN1}	TN2	% Δr_{oTN2}	TN3	% Δr_{oTN3}
0 Gy	19,40 $\pm$ 0,01	-	19,13 $\pm$ 0,01	-	18,81 $\pm$ 0,01	
20 Gy	21,37 $\pm$ 0,02	10,2%	20,99 $\pm$ 0,03	9,8%	20,74 $\pm$ 0,02	10,3%
40 Gy	22,50 $\pm$ 0,02	16,0%	22,36 $\pm$ 0,02	16,9%	22,11 $\pm$ 0,04	17,5%
60 Gy	24,22 $\pm$ 0,06	24,8%	24,06 $\pm$ 0,04	25,8%	23,80 $\pm$ 0,04	26,6%
80 Gy	24,96 $\pm$ 0,03	28,7%	25,04 $\pm$ 0,02	30,9%	24,97 $\pm$ 0,04	32,8%
100 Gy	27,18 $\pm$ 0,03	40,1%	27,32 $\pm$ 0,01	42,8%	27,22 $\pm$ 0,02	44,7%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 17 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = 25$ V – MJD31 polarizados

Dose	TN1 _p	% Δr_{oTN1p}	TN2 _p	% Δr_{oTN2p}	TN3 _p	% Δr_{oTN3p}
0 Gy	17,02 $\pm$ 0,01	-	17,64 $\pm$ 0,03	-	17,24 $\pm$ 0,02	-
20 Gy	18,95 $\pm$ 0,01	11,3%	19,52 $\pm$ 0,02	10,6%	19,02 $\pm$ 0,04	10,3%
40 Gy	20,54 $\pm$ 0,01	20,7%	21,05 $\pm$ 0,02	19,3%	20,56 $\pm$ 0,02	19,3%
60 Gy	22,23 $\pm$ 0,03	30,6%	22,858 $\pm$ 0,04	29,6%	22,24 $\pm$ 0,01	29,1%
80 Gy	24,31 $\pm$ 0,02	42,8%	24,67 $\pm$ 0,01	39,8%	24,33 $\pm$ 0,04	41,2%
100 Gy	26,74 $\pm$ 0,04	57,1%	27,07 $\pm$ 0,05	53,5%	26,58 $\pm$ 0,02	54,2%

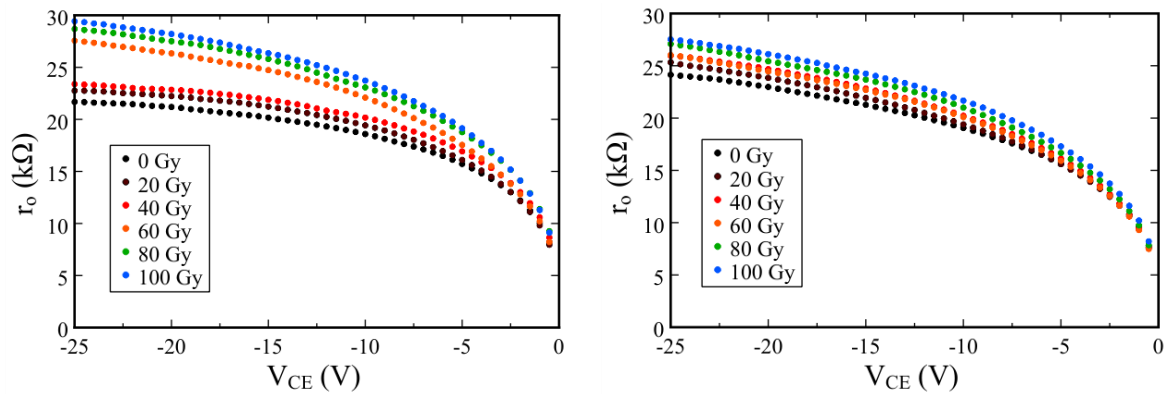
Fonte: O Autor (2020).

Verifica-se a partir dos resultados contidos na Tabela 16 e na Tabela 17 que resistência r_o do TBJ MJD31 possui elevada sensibilidade à incidência da radiação ionizante, sendo efetivamente uma variável dosimétrica. Nota-se também que a polarização do transistor durante as irradiações conserva o mesmo comportamento da resistência r_o mediante incidência de radiação ionizante, porém proporciona aumento da sensibilidade de r_o em relação a radiação ionizante. Atente-se para o fato de que na condição em que os transistores estão polarizados, a variação percentual para a dose acumulada de 100 Gy é de no mínimo 54% para quaisquer das amostras irradiadas, enquanto no caso não polarizado essa variação é de no máximo 45% para quaisquer das amostras irradiadas.

Em se tratando do TBJ MJD32, a Figura 66 mostra as curvas $r_o \times V_{CE}$ obtidas. Há uma notável diferença nos resultados atingidos para as duas condições de polarização dos

transistores durante as irradiações, evidenciada no conjunto de curvas a partir da dose acumulada de 60 Gy. A explicação para essa diferença nos resultados está fora do escopo deste trabalho. Tal comportamento não ocorreu para o TBJ MJD31, que é o par complementar do TBJ MJD32.

Figura 66 – Curvas $r_o \times V_{CE}$ do TBJ MJD32 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Os resultados obtidos para a resistência r_o na tensão $V_{CE} = -25$ V foram agrupados na Tabela 18 e na Tabela 19. Todos os valores percentuais são relativos à dose de 0 Gy.

Tabela 18 – Resistência r_o (kΩ) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – MJD32 não polarizados

Dose	TP1	% Δr_{oTP1}	TP2	% Δr_{oTP2}	TP3	% Δr_{oTP3}
0 Gy	22,85 ± 0,02	-	21,68 ± 0,01	-	18,73 ± 0,01	-
20 Gy	24,13 ± 0,02	5,6%	22,75 ± 0,01	5,0%	19,62 ± 0,01	4,7%
40 Gy	24,73 ± 0,01	8,2%	23,39 ± 0,01	7,9%	19,96 ± 0,01	6,5%
60 Gy	27,91 ± 0,02	22,2%	27,56 ± 0,02	27,2%	25,54 ± 0,01	36,4%
80 Gy	28,97 ± 0,02	26,8%	28,69 ± 0,02	32,3%	26,61 ± 0,01	42,0%
100 Gy	29,39 ± 0,02	28,6%	29,43 ± 0,01	35,8%	27,48 ± 0,02	46,7%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 19 – Resistência r_o (k Ω) em função da dose de raios X para $V_{CE} = -25$ V – MJD32 polarizados

Dose	TP1 _p	% Δr_{oTP1p}	TP2 _p	% Δr_{oTP2p}	TP3 _p	% Δr_{oTP3p}
0 Gy	23,56 $\pm$ 0,02	-	24,14 $\pm$ 0,01	-	23,91 $\pm$ 0,02	-
20 Gy	24,56 $\pm$ 0,01	4,2%	25,33 $\pm$ 0,01	4,9%	25,12 $\pm$ 0,03	5,1%
40 Gy	25,68 $\pm$ 0,01	9,0%	25,96 $\pm$ 0,03	7,6%	25,52 $\pm$ 0,01	6,7%
60 Gy	25,33 $\pm$ 0,02	7,5%	26,03 $\pm$ 0,01	7,8%	25,73 $\pm$ 0,02	7,6%
80 Gy	26,39 $\pm$ 0,01	12,0%	27,09 $\pm$ 0,01	12,2%	26,71 $\pm$ 0,01	11,7%
100 Gy	26,92 $\pm$ 0,01	14,2%	27,52 $\pm$ 0,01	14,0%	27,38 $\pm$ 0,01	14,5%

Fonte: O Autor (2020).

Nota-se nos resultados da Tabela 18, que para a dose acumulada de 100 Gy, a faixa de variação percentual da resistência r_o é de 29% a 47%, aproximadamente. Enquanto na Tabela 19 verifica-se que a resistência r_o varia de aproximadamente 14% para quaisquer das amostras irradiadas. Portanto, percebe-se claramente a influência da polarização dos transistores MJD32 durante as irradiações.

Quanto à sensibilidade do parâmetro r_o à radiação ionizante, percebe-se que o TBJ MJD32 demonstra menor sensibilidade quando comparado ao seu par complementar, o TBJ MJD31. Resultado semelhante foi obtido em relação aos TBJs analisados na subseção 4.1.3.1.

4.2 MOSFETS

Os resultados obtidos para a tensão de limiar V_t , para as capacitâncias C_{gd} , C_{gs} e C_{ds} e para a transcondutância g_m são apresentados nas subseções seguintes. Em razão dos resultados obtidos para as amostras irradiadas em triplicata demonstraram o mesmo comportamento, optou-se por apresentar um conjunto de curvas referente a uma única amostra irradiada em cada uma das condições estabelecidas.

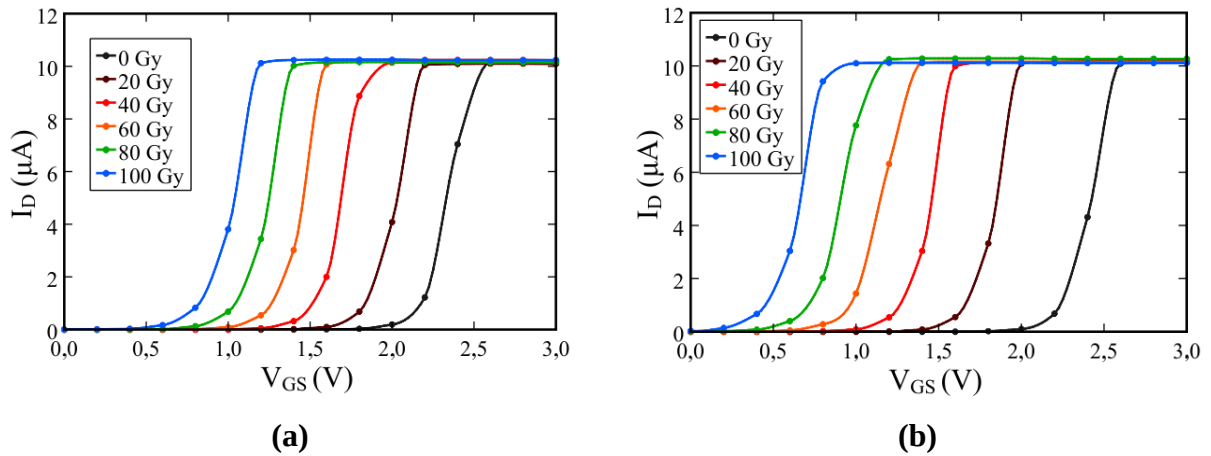
4.2.1 Análise dos resultados obtidos para a tensão de limiar V_t

A análise dos resultados obtidos para a tensão de limiar (V_t), referentes aos MOSFETs utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

4.2.1.1 Tensão de limiar V_t – FQP20N06 e FQP17P10

A observação do comportamento da tensão de limiar (V_t) foi realizada mediante levantamento das curvas $I_D \times V_{GS}$, parametrizadas em função da dose acumulada, como mostrado na Figura 67 e na Figura 68 para os transistores FQP20N06 e FQP17P10, respectivamente.

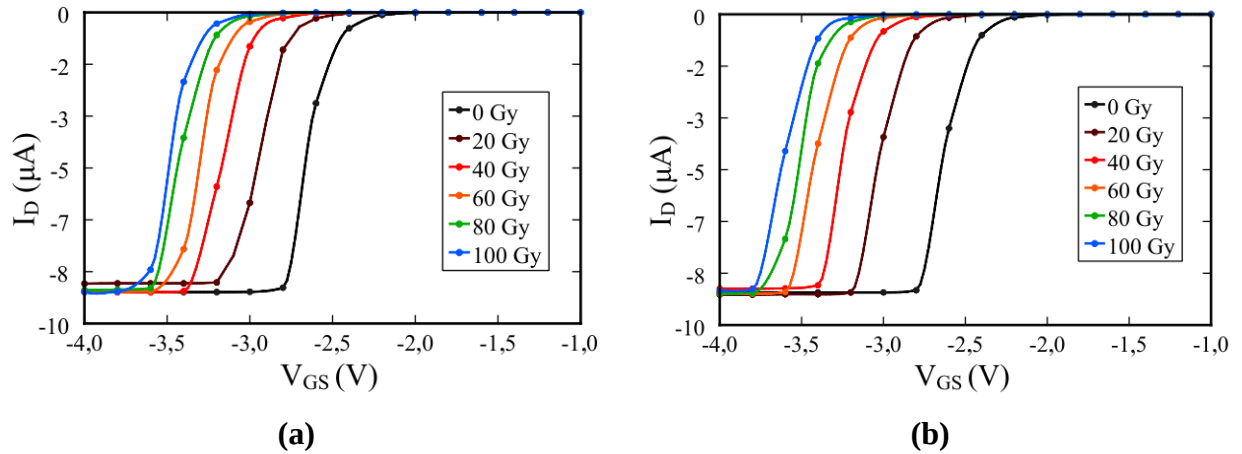
Figura 67 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 68 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

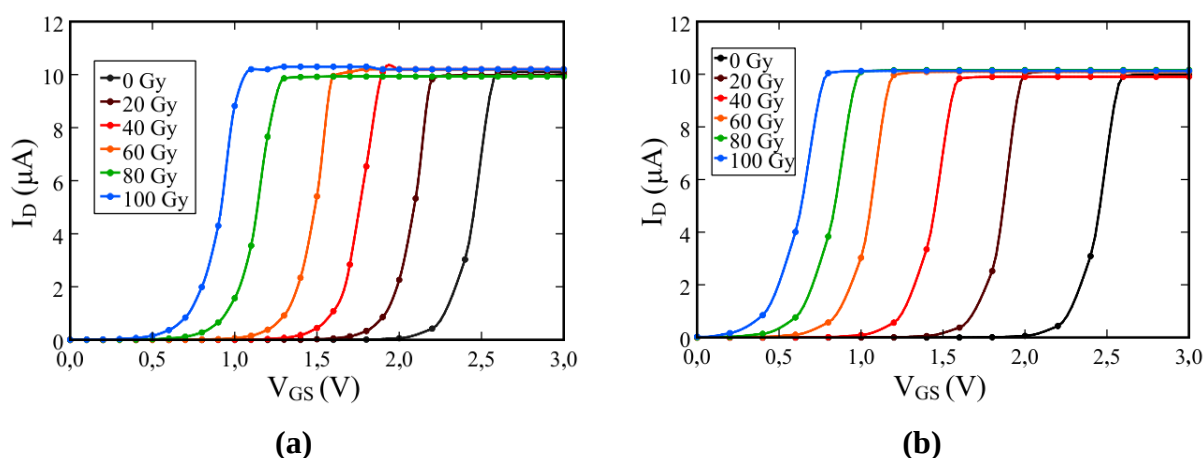
Em todos os casos verifica-se o deslocamento da curva $I_D \times V_{GS}$ para a esquerda (V_t assume valores cada vez menores) à medida que a dose acumulada aumenta. Tal resultado ratifica o que é dito pela literatura (SPIELER, 2005; LEROY; RANCOITA, 2007;

SCHWANK *et al.*, 2008; FLEETWOOD, 2018; GONÇALVES FILHO *et al.*, 2018) em relação a degradação do MOSFET e está claramente descrito na subseção 2.3.2. Percebe-se também que a polarização dos MOSFETs durante as irradiações acarretou deslocamentos maiores para V_t quando comparado com o caso não polarizado. Para a dose acumulada de 20 Gy fica evidente a diferença no deslocamento de V_t para todos os MOSFETs avaliados.

4.2.1.2 Tensão de limiar V_t – FQD20N06 e FQD17P06

A Figura 69 e a Figura 70 mostram as curvas $I_D \times V_{GS}$ para os transistores FQD20N06 e FQD17P06, respectivamente. Tais resultados são semelhantes aos obtidos para os transistores FQP20N06 e FQP17P10. Em todos os casos verifica-se o deslocamento da curva $I_D \times V_{GS}$ para a esquerda à medida que a dose acumulada aumenta. Na condição de polarização dos transistores, também se verifica maior deslocamento de V_t , principalmente, para a dose acumulada de 20 Gy.

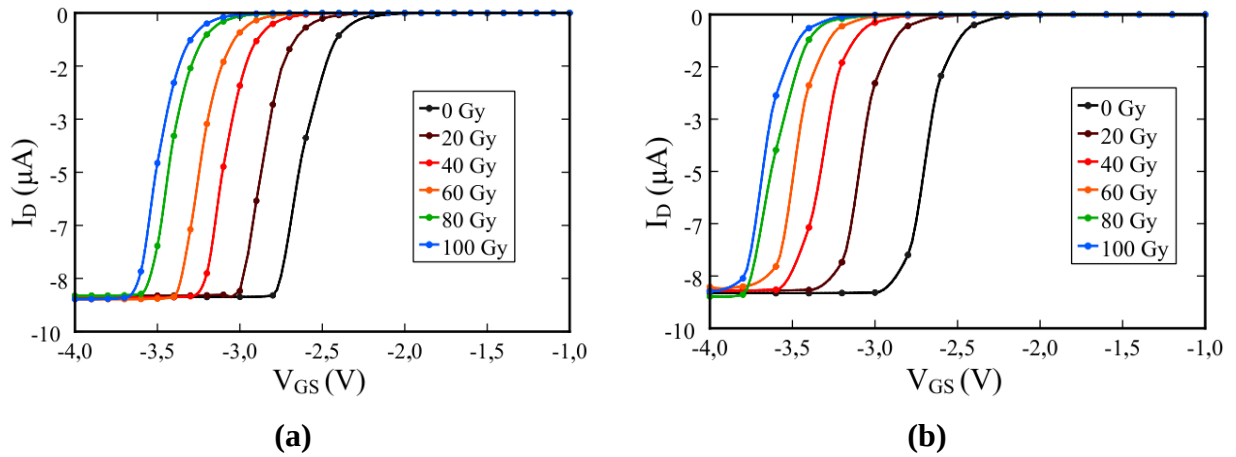
Figura 69 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 70 – Curvas $I_D \times V_{GS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

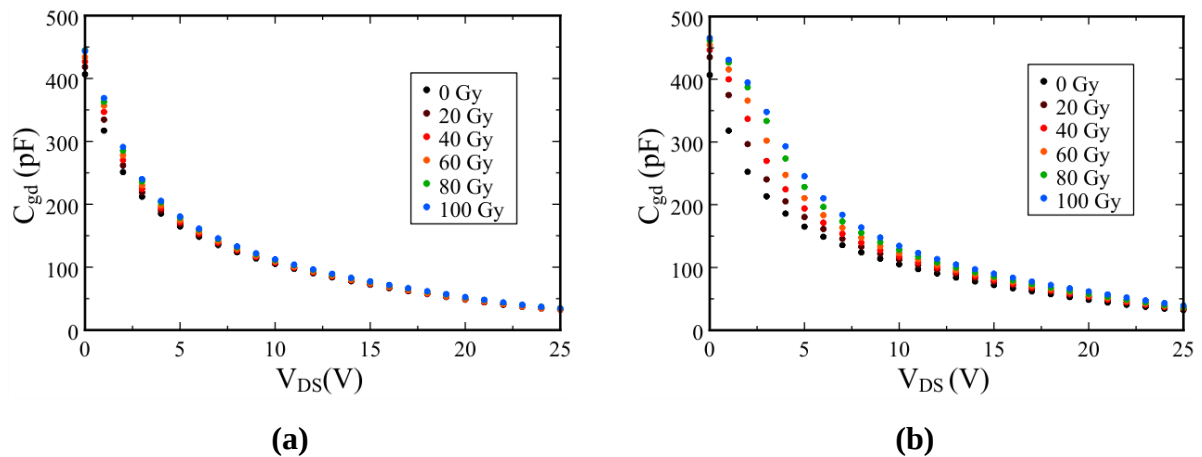
4.2.2 Análise de resultados obtidos para a capacitância C_{gd}

A análise dos resultados obtidos para a capacitância C_{gd} , referentes aos MOSFETs utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

4.2.2.1 Capacitância C_{gd} – FQP20N06 e FQP17P10

As curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQP20N06 estão apresentadas na Figura 71. Observando-se cada conjunto de curvas fica evidente que a polarização dos transistores durante as irradiações aumenta a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à radiação ionizante, principalmente para a tensão V_{DS} na faixa de valores de 0 a 10 V. Nota-se que à medida que a dose acumulada aumenta, a capacitância C_{gd} gradualmente aumenta em ambas as condições de polarização dos transistores durante as irradiações.

Figura 71 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

De acordo com o manual do transistor FQP20N06, sua estrutura é do tipo DMOS. Partindo-se dessa consideração, o aumento progressivo da capacitância C_{gd} em função da dose acumulada pode ser justificado pelo aumento das cargas positivas aprisionadas na região do óxido de porta. Como apresentado na subseção 2.2.6.2, para um transistor DMOS canal n , o corpo é tipo p e fortemente dopado, enquanto o substrato é tipo n e fracamente dopado. Na condição de polarização dos transistores durante as irradiações ($V_{GS} = 0$ V e $V_{DS} = 10$ V), a junção pn formada entre o corpo e o substrato está reversamente polarizada, ocasionando alargamento da região de depleção. Isto faz com que menos elétrons do substrato alcancem a região de óxido, ocasionando redução do *annealing* e resultando em maiores variações na capacitância C_{gd} .

A Tabela 20 apresenta uma comparação entre os valores da capacitância C_{gd} , em função da dose acumulada para a tensão $V_{DS} = 10$ V, medidos para as três amostras de transistores irradiados na ausência de polarização. Enquanto a Tabela 21 apresenta a mesma comparação para os transistores polarizados durante as irradiações. A partir dos resultados contidos nessas tabelas, para a dose de 0 Gy, fica evidente a semelhança entre as amostras selecionadas em relação ao parâmetro C_{gd} . Os valores percentuais presentes nas tabelas representam o aumento da capacitância C_{gd} , em relação a dose de 0 Gy, à medida que a dose acumulada aumenta.

Tabela 20 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 não polarizado

Dose	TN1	$\% \Delta C_{gd,TN1}$	TN2	$\% \Delta C_{gd,TN2}$	TN3	$\% \Delta C_{gd,TN3}$
0 Gy	$105,19 \pm 0,77$	-	$105,29 \pm 0,82$	-	$105,18 \pm 0,60$	-
20 Gy	$106,49 \pm 0,97$	1,2%	$106,89 \pm 0,85$	1,5%	$106,62 \pm 0,70$	1,4%
40 Gy	$107,67 \pm 0,30$	2,4%	$108,45 \pm 0,61$	3,0%	$108,06 \pm 0,89$	2,7%
60 Gy	$108,91 \pm 0,29$	3,5%	$110,00 \pm 0,31$	4,5%	$109,40 \pm 0,68$	4,0%
80 Gy	$111,54 \pm 0,77$	6,0%	$113,27 \pm 0,32$	7,6%	$112,77 \pm 0,51$	7,2%
100 Gy	$112,52 \pm 0,39$	7,0%	$114,08 \pm 0,83$	8,4%	$113,63 \pm 0,86$	8,0%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 21 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 polarizado

Dose	TN1 _p	$\% \Delta C_{gd,TN1p}$	TN2 _p	$\% \Delta C_{gd,TN2p}$	TN3 _p	$\% \Delta C_{gd,TN3p}$
0 Gy	$105,08 \pm 0,57$	-	$105,15 \pm 0,70$	-	$105,35 \pm 0,62$	-
20 Gy	$112,52 \pm 0,95$	7,1%	$112,74 \pm 0,48$	7,2%	$112,27 \pm 0,61$	6,6%
40 Gy	$117,06 \pm 0,68$	11,4%	$117,15 \pm 0,54$	11,4%	$116,91 \pm 0,51$	11,0%
60 Gy	$122,56 \pm 0,73$	16,6%	$123,05 \pm 0,56$	17,0%	$122,73 \pm 0,77$	16,5%
80 Gy	$128,17 \pm 0,35$	22,0%	$128,27 \pm 0,59$	22,0%	$128,10 \pm 0,63$	21,6%
100 Gy	$134,39 \pm 0,76$	27,9%	$135,12 \pm 0,25$	28,5%	$134,63 \pm 0,80$	27,8%

Fonte: O Autor (2020).

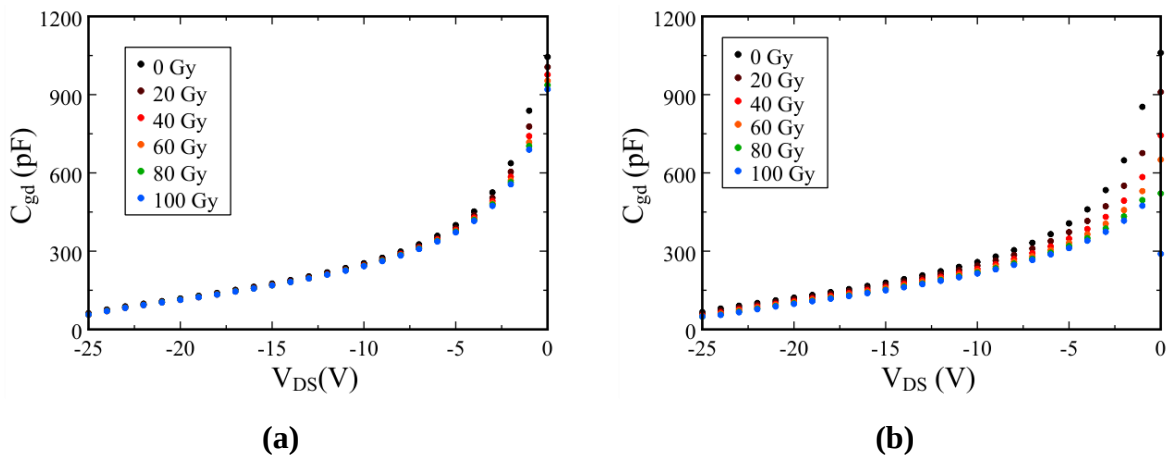
A partir dos resultados contidos na Tabela 20 e na Tabela 21 está evidente que na condição de polarização dos transistores durante as irradiações, a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à radiação ionizante é superior a condição não polarizada. Para a dose acumulada de 100 Gy atente-se para o fato de que, quando os transistores são polarizados durante as irradiações, a elevação da capacitância C_{gd} é de mais de 25% para as amostras em triplicata. Enquanto no caso não polarizado, essa elevação não ultrapassa 9% em qualquer das amostras irradiadas para a mesma dose acumulada.

Em se tratando do MOSFET FQP17P10, foram obtidas as curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ mostradas na Figura 72. Analogamente ao MOSFET FQP20N06, a polarização dos transistores durante as irradiações aumentou a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à incidência da radiação ionizante, principalmente para as tensões V_{DS} na faixa de valores de 0 a -10 V. Nota-se também que para ambas as condições de irradiação, há redução da capacitância C_{gd} à medida que a dose acumulada aumenta, comportamento contrário ao obtido para o MOSFET FQP20N06.

A redução da capacitância C_{gd} no MOSFET FQP17P10 (tipo DMOS canal p) provavelmente está associada a inversão de cargas na região de interface Si-SiO₂ sobre o substrato (tipo p). Isso tenderá a estender a região de depleção da junção pn entre o corpo (tipo n) e o substrato (tipo p) na direção do substrato. Segundo Baliga (2019), a extensão da região de depleção reduz a área efetiva do SiO₂ sobre o substrato, reduzindo a capacitância C_{gd} .

Na condição de irradiação em que os MOSFETs FQP17P10 foram submetidos a polarização ($V_{GS} = 0$ V e $V_{DS} = -10$ V), a junção pn formada entre o corpo e o substrato está reversamente polarizada, ocasionando o alargamento da região de depleção, fazendo com que o efeito descrito no parágrafo anterior seja ainda mais proeminente. Dessa forma, espera-se que maiores variações na capacitância C_{gd} sejam obtidas na condição de polarização dos transistores.

Figura 72 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

A Tabela 22 apresenta uma comparação entre os valores da capacitância C_{gd} relacionados às três amostras de transistores irradiadas na ausência de polarização em função da dose acumulada para a tensão $V_{DS} = -10$ V, enquanto a Tabela 23 apresenta a mesma comparação para os transistores polarizados durante as irradiações. Os valores percentuais representam a redução da capacitância C_{gd} e são relativos aos valores obtidos para o transistor não irradiado (0 Gy).

Tabela 22 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 não polarizado

Dose	TP1	$\% \Delta C_{gd_{TP1}}$	TP2	$\% \Delta C_{gd_{TP2}}$	TP3	$\% \Delta C_{gd_{TP3}}$
0 Gy	249,06 $\pm$ 0,81	-	253,84 $\pm$ 0,77	-	256,51 $\pm$ 0,24	-
20 Gy	244,61 $\pm$ 0,79	-1,8%	248,13 $\pm$ 0,78	-2,3%	251,12 $\pm$ 0,83	-2,1%
40 Gy	242,05 $\pm$ 0,89	-2,8%	245,48 $\pm$ 0,40	-3,3%	248,80 $\pm$ 0,83	-3,0%
60 Gy	240,04 $\pm$ 0,68	-3,6%	243,49 $\pm$ 0,30	-4,1%	246,18 $\pm$ 0,80	-4,0%
80 Gy	240,19 $\pm$ 0,48	-3,6%	243,78 $\pm$ 0,69	-4,0%	246,68 $\pm$ 0,43	-3,9%
100 Gy	238,94 $\pm$ 0,45	-4,1%	242,42 $\pm$ 0,85	-4,5%	245,47 $\pm$ 0,90	-4,3%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 23 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 polarizado

Dose	TP1 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP1p}}$	TP2 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP2p}}$	TP3 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP3p}}$
0 Gy	257,26 $\pm$ 0,67	-	258,32 $\pm$ 0,83	-	260,01 $\pm$ 0,60	-
20 Gy	243,69 $\pm$ 0,45	-5,3%	244,55 $\pm$ 0,29	-5,3%	246,30 $\pm$ 0,84	-5,3%
40 Gy	231,68 $\pm$ 0,44	-9,9%	232,39 $\pm$ 0,42	-10,0%	233,83 $\pm$ 0,62	-10,1%
60 Gy	223,23 $\pm$ 0,56	-13,2%	224,13 $\pm$ 0,31	-13,2%	225,65 $\pm$ 0,62	-13,2%
80 Gy	217,05 $\pm$ 0,28	-15,6%	217,84 $\pm$ 0,52	-15,7%	218,84 $\pm$ 0,85	-15,8%
100 Gy	213,61 $\pm$ 0,74	-17,0%	214,24 $\pm$ 0,77	-17,1%	215,69 $\pm$ 0,41	-17,1%

Fonte: O Autor (2020).

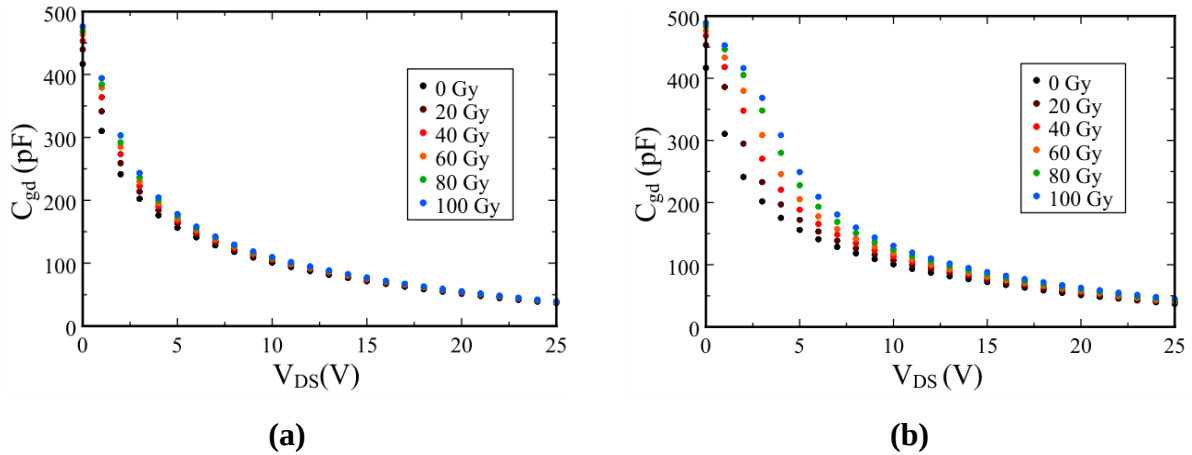
Os resultados apresentados na Tabela 22 e na Tabela 23 para a capacitância C_{gd} mostram o quão expressivo pode ser o efeito da polarização dos transistores durante as irradiações, ocasionando diminuição em torno de 17% no valor da capacitância C_{gd} para a dose acumulada de 100 Gy. Enquanto na ausência de polarização essa diminuição não ultrapassa 5% para a mesma dose acumulada. Este resultado é semelhante ao encontrado para o MOSFET FQP20N06 onde a polarização dos transistores torna o parâmetro C_{gd} uma variável dosimétrica.

4.2.2.2 Capacitância C_{gd} – FQD20N06 e FQD17P06

As curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQD20N06 estão apresentadas na Figura 73. Os valores encontrados para o parâmetro C_{gd} aumentam gradativamente à medida que a dose acumulada aumenta. Além disso, analisando-se as curvas fica evidente que a polarização durante as irradiações aumentou a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à incidência da radiação

ionizante, principalmente para a tensão V_{DS} na faixa de valores de 0 a 10 V. Comportamento semelhante foi identificado no MOSFET FQP20N06. Vale salientar que o FQD20N06 também possui estrutura tipo DMOS.

Figura 73 – Curvas $C_{gd} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

A Tabela 24 apresenta um comparativo entre os valores da capacitância C_{gd} relacionados as três amostras de transistores irradiadas na ausência de polarização para $V_{DS} = 10$ V. Enquanto a Tabela 25 apresenta a mesma comparação para os transistores polarizados durante as irradiações. Os valores percentuais presentes nessas tabelas representam o aumento no valor da capacitância C_{gd} , à medida que a dose acumulada aumenta, em relação a dose de 0 Gy (transistor não irradiado).

Tabela 24 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 não polarizado

Dose	TN1	% $\Delta C_{gd,TN1}$	TN2	% $\Delta C_{gd,TN2}$	TN3	% $\Delta C_{gd,TN3}$
0 Gy	101,70 $\pm$ 0,69	-	100,40 $\pm$ 0,80	-	100,92 $\pm$ 0,81	-
20 Gy	104,54 $\pm$ 0,61	2,8%	103,89 $\pm$ 0,48	3,5%	104,44 $\pm$ 0,54	3,5%
40 Gy	105,37 $\pm$ 0,76	3,6%	105,00 $\pm$ 0,76	4,6%	105,76 $\pm$ 0,39	4,8%
60 Gy	106,89 $\pm$ 0,43	5,1%	106,81 $\pm$ 0,63	6,4%	107,16 $\pm$ 0,64	6,2%
80 Gy	108,04 $\pm$ 0,54	6,2%	107,84 $\pm$ 0,57	7,4%	108,52 $\pm$ 0,58	7,5%
100 Gy	108,86 $\pm$ 0,80	7,0%	108,85 $\pm$ 0,49	8,4%	109,73 $\pm$ 0,61	8,7%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 25 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 polarizado

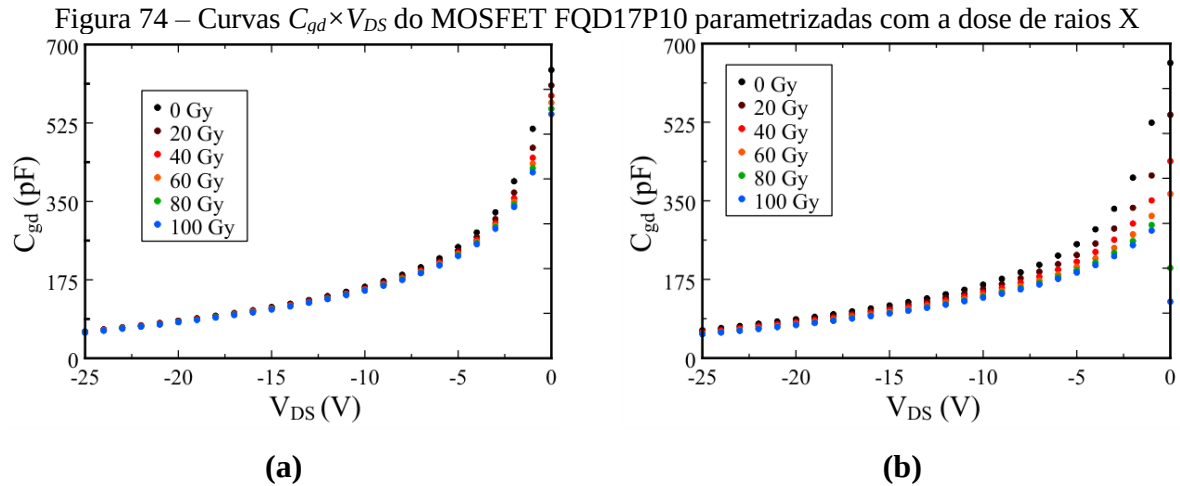
Dose	TN1 _p	% $\Delta C_{gd_{TN1p}}$	TN2 _p	% $\Delta C_{gd_{TN2p}}$	TN3 _p	% $\Delta C_{gd_{TN3p}}$
0 Gy	100,62 ± 0,67	-	101,56 ± 0,25	-	101,37 ± 0,77	-
20 Gy	107,39 ± 0,35	6,7%	107,36 ± 0,59	5,7%	108,02 ± 0,80	6,6%
40 Gy	113,43 ± 0,49	12,7%	113,15 ± 0,60	11,4%	114,05 ± 0,87	12,5%
60 Gy	118,13 ± 0,37	17,4%	118,26 ± 0,30	16,4%	118,34 ± 0,77	16,7%
80 Gy	124,23 ± 0,87	23,5%	124,51 ± 0,60	22,6%	124,42 ± 0,28	22,7%
100 Gy	130,54 ± 0,24	29,7%	130,56 ± 0,23	28,6%	131,46 ± 0,56	29,7%

Fonte: O Autor (2020).

Com base nos resultados contidos na Tabela 24 e na Tabela 25 é incontestável afirmar que, na condição de polarização dos transistores durante as irradiações, a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à radiação ionizante é superior à condição não polarizada. Tal fato é comprovado pela elevação de aproximadamente 30% no valor da capacitância C_{gd} para os transistores polarizados após a dose acumulada de 100 Gy. Já no caso não polarizado, essa elevação não ultrapassa 9% para quaisquer das amostras irradiadas. Resultado semelhante foi encontrado para o MOSFET FQP20N06, indicando que a mudança do encapsulamento não trouxe alterações significativas em relação ao comportamento da capacitância C_{gd} para a dose acumulada de 100 Gy.

De maneira inversa ao MOSFET FQD20N06, a capacitância C_{gd} para o MOSFET FQD17P06 diminui à medida que a dose acumulada aumenta. Esse fato pode ser verificado na Figura 74 e está mais evidente para a tensão V_{DS} entre 0 e -10 V. O caso polarizado apresenta esse efeito de forma mais acentuada, como já observado para o MOSFET FQP17P10.

Resultados comparativos para $V_{DS} = -10$ V relacionados as amostras irradiadas estão exibidos na Tabela 26 (transistores não polarizados) e na Tabela 27 (transistores sob polarização), confirmando as considerações feitas. Todos os valores percentuais são relativos à condição não irradiada (0 Gy).



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Tabela 26 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 não polarizado

Dose	TP1	$\% \Delta C_{gd_{TP1}}$	TP2	$\% \Delta C_{gd_{TP2}}$	TP3	$\% \Delta C_{gd_{TP3}}$
0 Gy	$159,9 \pm 1,1$	-	$158,32 \pm 0,48$	-	$159,38 \pm 0,69$	-
20 Gy	$157,63 \pm 0,75$	-1,4%	$156,18 \pm 0,79$	-1,4%	$156,50 \pm 0,78$	-1,8%
40 Gy	$154,98 \pm 0,41$	-3,1%	$153,53 \pm 0,56$	-3,1%	$154,09 \pm 0,47$	-3,3%
60 Gy	$153,84 \pm 0,71$	-3,8%	$152,05 \pm 0,79$	-4,0%	$152,73 \pm 0,52$	-4,2%
80 Gy	$152,84 \pm 0,82$	-4,4%	$150,98 \pm 0,45$	-4,6%	$151,63 \pm 0,39$	-4,9%
100 Gy	$151,53 \pm 0,88$	-5,2%	$149,95 \pm 0,64$	-5,3%	$150,69 \pm 0,42$	-5,5%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 27 – Capacitância C_{gd} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 polarizado

Dose	TP1 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP1p}}$	TP2 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP2p}}$	TP3 _p	$\% \Delta C_{gd_{TP3p}}$
0 Gy	$159,24 \pm 0,61$	-	$161,49 \pm 0,77$	-	$163,39 \pm 0,48$	-
20 Gy	$149,71 \pm 0,89$	-6,0%	$151,71 \pm 0,96$	-6,1%	$153,29 \pm 0,55$	-6,2%
40 Gy	$142,62 \pm 0,76$	-10,4%	$145,03 \pm 0,89$	-10,2%	$146,22 \pm 0,86$	-10,5%
60 Gy	$136,24 \pm 0,44$	-14,4%	$138,65 \pm 0,66$	-14,1%	$140,22 \pm 0,72$	-14,2%
80 Gy	$132,58 \pm 0,32$	-16,7%	$134,52 \pm 0,67$	-16,7%	$136,43 \pm 0,88$	-16,5%
100 Gy	$130,87 \pm 0,60$	-17,8%	$132,84 \pm 0,68$	-17,7%	$134,54 \pm 0,86$	-17,7%

Fonte: O Autor (2020).

Baseado nos resultados apresentados na Tabela 26 e na Tabela 27 para a capacitância C_{gd} , verifica-se o efeito da polarização dos transistores durante as irradiação aumentando a sensibilidade do parâmetro C_{gd} à radiação ionizante. Comparando-se a redução percentual no

valor de C_{gd} para a dose acumulada de 100 Gy, observa-se que os transistores sob polarização alcançam uma redução de aproximadamente 18%, enquanto os transistores não polarizados não ultrapassam 6%.

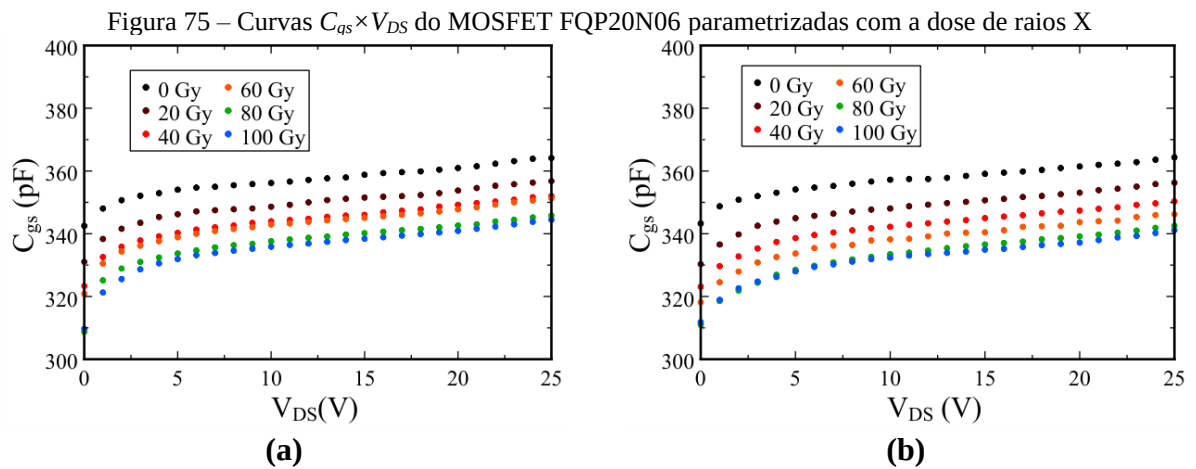
Os resultados obtidos para os MOSFETs FQP20N06, FQP17P10, FQD20N06 e FQD17P06 fundamentam a escolha da polarização adotada nos experimentos deste trabalho como fator diferencial para tornar o parâmetro C_{gd} uma variável dosimétrica. Além disso, nota-se que os resultados obtidos para os pares FQP20N06, FQD20N06 e FQP17P10, FQD17P06 são muito próximos, sugerindo que o encapsulamento não se mostrou como fator diferencial nos resultados encontrados para o parâmetro C_{gd} .

4.2.3 Análise de resultados para a capacitância C_{gs}

A análise dos resultados obtidos para a capacitância C_{gs} , referentes aos MOSFETs utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

4.2.3.1 Capacitância C_{gs} – FQP20N06 e FQP17P10

As curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQP20N06 estão apresentadas na Figura 75. Constata-se a partir dessas curvas que a polarização durante as irradiações modificou o comportamento do parâmetro C_{gs} à medida que a dose acumulada aumenta. Para os dois casos ocorre redução da capacitância C_{gs} .



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Segundo Baliga (2019), a capacitância C_{gs} para um MOSFET com estrutura DMOS é dada pela soma da capacitância entre a porta e a fonte e a capacitância entre a porta e o corpo. Além disso, a região de sobreposição entre a porta e a fonte é menor quando comparado a região de sobreposição entre a porta e o corpo, como apresentado na Figura 16 da subseção 2.2.6.2. Partindo-se dessas considerações, a redução da capacitância C_{gs} pode ser justificada pela redução da capacitância entre a porta e o corpo devido às alterações no dielétrico do óxido, ocasionadas pela radiação ionizante. Na condição em que os transistores foram polarizados durante as irradiações, observa-se que os resultados são muito próximos aos encontrados para a condição não polarizada.

A Tabela 28 apresenta uma comparação entre os valores da capacitância C_{gs} relacionados às três amostras de transistores irradiadas na ausência de polarização para $V_{DS} = 10$ V. Enquanto a Tabela 29 apresenta a mesma comparação para os transistores polarizados durante as irradiações. Nota-se nos valores iniciais da capacitância C_{gs} a semelhança entre os transistores selecionados para os experimentos (como observado no caso da capacitância C_{gd}). Os valores percentuais presentes nessas tabelas representam a diminuição no valor da capacitância C_{gs} , à medida que a dose acumulada aumenta, em relação a dose de 0 Gy.

Tabela 28 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 não polarizado

Dose	TN1	% ΔC_{gsTN1}	TN2	% ΔC_{gsTN2}	TN3	% ΔC_{gsTN3}
0 Gy	356,2 ± 1,0	-	356,5 ± 1,1	-	356,31 ± 0,75	-
20 Gy	348,6 ± 1,1	-2,1%	346,8 ± 1,1	-2,7%	346,4 ± 1,0	-2,8%
40 Gy	343,97 ± 0,74	-3,4%	342,0 ± 1,0	-4,0%	342,6 ± 1,2	-3,9%
60 Gy	342,93 ± 0,89	-3,7%	339,72 ± 0,88	-4,7%	340,62 ± 0,72	-4,4%
80 Gy	337,6 ± 1,0	-5,2%	334,65 ± 0,38	-6,1%	334,96 ± 0,91	-6,0%
100 Gy	335,88 ± 0,88	-5,7%	333,7 ± 1,2	-6,4%	335,1 ± 1,2	-6,0%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 29 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQP20N06 polarizado

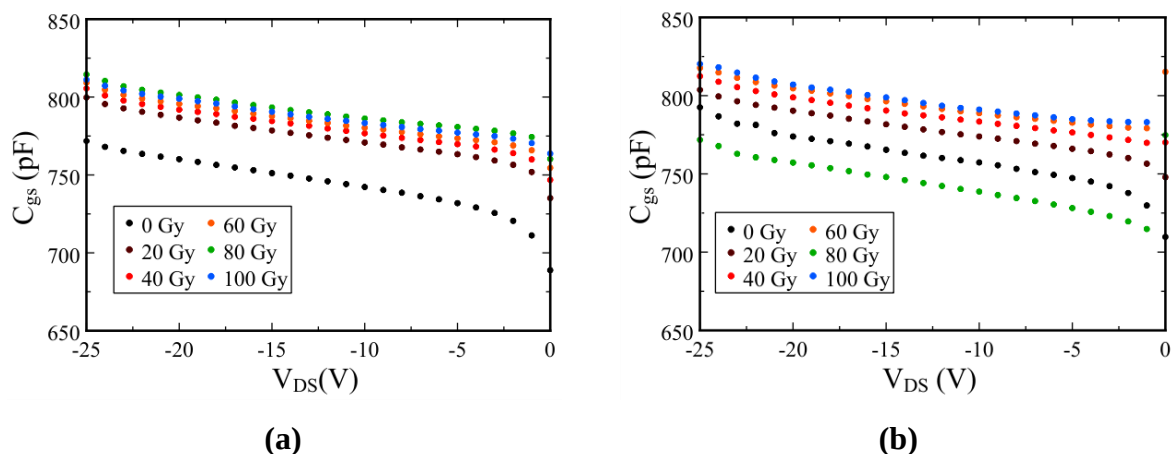
Dose	TN1p	$\% \Delta C_{gsTN1p}$	TN2p	$\% \Delta C_{gsTN2p}$	TN3p	$\% \Delta C_{gsTN3p}$
0 Gy	$357,23 \pm 0,97$	-	$356,60 \pm 0,79$	-	$356,8 \pm 1,0$	-
20 Gy	$348,06 \pm 0,97$	-2,6%	$346,81 \pm 0,59$	-2,7%	$347,48 \pm 0,86$	-2,6%
40 Gy	$342,22 \pm 0,82$	-4,2%	$341,34 \pm 0,62$	-4,3%	$342,01 \pm 0,81$	-4,1%
60 Gy	$338,2 \pm 1,2$	-5,3%	$337,15 \pm 0,67$	-5,5%	$337,7 \pm 1,0$	-5,3%
80 Gy	$333,47 \pm 0,53$	-6,7%	$333,5 \pm 1,0$	-6,5%	$334,00 \pm 0,99$	-6,4%
100 Gy	$332,4 \pm 1,0$	-7,0%	$332,74 \pm 0,66$	-6,7%	$332,9 \pm 1,0$	-6,7%

Fonte: O Autor (2020).

Com base nos resultados contidos na Tabela 28 e na Tabela 29 para a capacitância C_{gs} percebe-se que, ao contrário da capacitância C_{gd} , a polarização durante as irradiações não provoca alterações consideráveis quando comparado a condição não polarizada. Para as duas condições de polarização dos transistores durante as irradiações, o parâmetro C_{gs} mostrou baixa sensibilidade à incidência da radiação ionizante.

No caso do MOSFET FQP17P10 foram obtidas as curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ apresentadas na Figura 76. Do mesmo modo que no MOSFET FQP20N06, fica evidente que a polarização dos transistores durante as irradiações modificou o comportamento do parâmetro C_{gs} à medida que a dose acumulada aumenta.

Figura 76 – Curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Analogamente ao DMOS canal n , o aumento verificado na capacitância C_{gs} para o MOSFET FQP17P10 pode estar associado às alterações no dielétrico do óxido sobre a região

do corpo do transistor, ocasionadas pela radiação ionizante. Na condição de irradiação dos transistores polarizados, os resultados obtidos para a capacitância C_{gs} foram muito próximos a condição não polarizada.

A Tabela 30 apresenta um comparativo entre os valores de C_{gs} , para $V_{DS} = -10$ V, relacionados às três amostras de transistores irradiadas na ausência de polarização. Enquanto a Tabela 31 apresenta a mesma comparação para os transistores polarizados durante as irradiações.

Tabela 30 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQP17P10 não polarizado

Dose	TP1	% ΔC_{gsTP1}	TP2	% ΔC_{gsTP2}	TP3	% ΔC_{gsTP3}
0 Gy	738,81 $\pm$ 0,83	-	742,27 $\pm$ 0,99	-	744,51 $\pm$ 0,35	-
20 Gy	766,25 $\pm$ 0,86	3,7%	770,8 $\pm$ 1,1	3,9%	772,6 $\pm$ 1,1	3,8%
40 Gy	779,7 $\pm$ 1,7	5,5%	776,73 $\pm$ 0,88	4,6%	777,9 $\pm$ 1,1	4,5%
60 Gy	774,84 $\pm$ 0,71	4,9%	780,29 $\pm$ 0,40	5,1%	781,7 $\pm$ 1,2	5,0%
80 Gy	782,06 $\pm$ 0,89	5,9%	786,23 $\pm$ 0,77	5,9%	787,16 $\pm$ 0,54	5,7%
100 Gy	778,48 $\pm$ 0,58	5,4%	783,33 $\pm$ 0,92	5,5%	784,8 $\pm$ 1,1	5,4%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 31 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V - MOSFET FQP17P10 polarizado

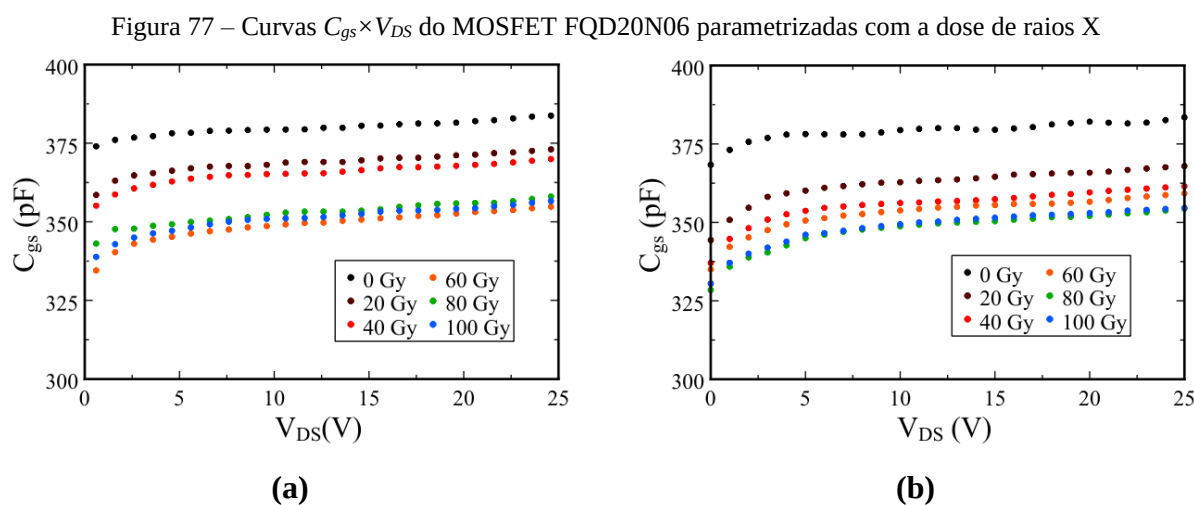
Dose	TP1 _p	% ΔC_{gsTP1p}	TP2 _p	% ΔC_{gsTP2p}	TP3 _p	% ΔC_{gsTP3p}
0 Gy	756,09 $\pm$ 0,91	-	757,3 $\pm$ 1,2	-	757,39 $\pm$ 0,75	-
20 Gy	773,12 $\pm$ 0,76	2,3%	773,9 $\pm$ 1,0	2,2%	774,27 $\pm$ 0,87	2,2%
40 Gy	781,77 $\pm$ 0,71	3,4%	783,44 $\pm$ 0,97	3,5%	783,51 $\pm$ 0,67	3,5%
60 Gy	787,3 $\pm$ 1,1	4,1%	788,8 $\pm$ 0,39	4,2%	789,01 $\pm$ 0,78	4,2%
80 Gy	736,69 $\pm$ 0,34	-2,6%	738,66 $\pm$ 0,58	-2,5%	740,0 $\pm$ 1,3	-2,3%
100 Gy	789,4 $\pm$ 1,1	4,4%	791,12 $\pm$ 0,89	4,5%	791,71 $\pm$ 0,87	4,5%

Fonte: O Autor (2020).

Examinando-se os resultados agrupados na Tabela 30 e na Tabela 31 para a capacitância C_{gs} , verifica-se que para o MOSFET FQP17P10 esse parâmetro demonstra pouca sensibilidade à incidência da radiação ionizante nas condições adotadas neste trabalho. Para as duas condições, quando a dose acumulada alcança 100 Gy observa-se modificação pouco expressiva da capacitância C_{gs} . Tal conclusão também foi encontrada para o MOSFET FQP20N06 analisado anteriormente.

4.2.3.2 Capacitância C_{gs} – FQD20N06 e FQD17P06

As curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQD20N06 estão apresentadas na Figura 77. Avaliando os conjuntos de curvas, nota-se que a polarização durante as irradiações modificou o comportamento do parâmetro C_{gs} à medida que a dose acumulada aumenta. Para as duas condições de polarização dos transistores analisadas, ocorre redução da capacitância C_{gs} .



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

A Tabela 32 apresenta uma comparação entre os valores da capacitância C_{gs} relacionados as amostras de transistores irradiadas em triplicata na ausência de polarização para $V_{DS} = 10$ V. Enquanto a Tabela 33 faz o mesmo comparativo para os transistores sob polarização durante as irradiações. Os valores percentuais presentes nessas tabelas representam a diminuição no valor de C_{gs} , em relação a condição não irradiada (0 Gy), à medida que a dose acumulada aumenta.

Tabela 32 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 não polarizado

Dose	TN1	$\% \Delta C_{gsTN1}$	TN2	$\% \Delta C_{gsTN2}$	TN3	$\% \Delta C_{gsTN3}$
0 Gy	$379,60 \pm 0,81$	-	$379,62 \pm 0,90$	-	$379,30 \pm 0,92$	-
20 Gy	$369,4 \pm 1,0$	-2,7%	$368,15 \pm 0,69$	-3,0%	$368,14 \pm 0,74$	-2,9%
40 Gy	$366,06 \pm 0,85$	-3,6%	$364,9 \pm 1,0$	-3,9%	$365,19 \pm 0,62$	-3,7%
60 Gy	$346,72 \pm 0,58$	-8,7%	$347,09 \pm 0,82$	-8,6%	$348,64 \pm 0,97$	-8,1%
80 Gy	$354,85 \pm 0,90$	-6,5%	$352,57 \pm 0,83$	-7,1%	$352,20 \pm 0,67$	-7,2%
100 Gy	$352,7 \pm 1,1$	-7,1%	$350,90 \pm 0,86$	-7,6%	$350,93 \pm 0,69$	-7,5%

Fonte: O Autor (2020).

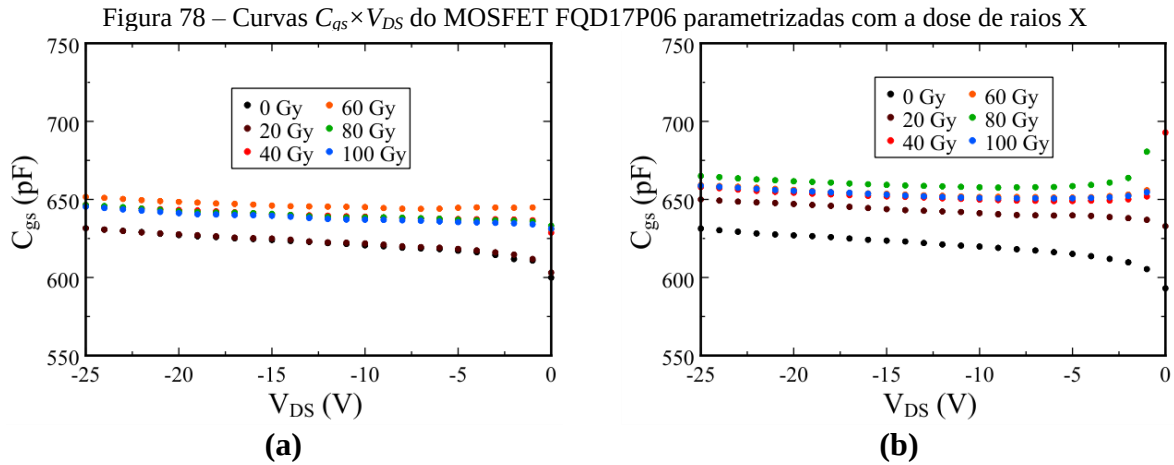
Tabela 33 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = 10$ V – MOSFET FQD20N06 polarizado

Dose	TN1p	$\% \Delta C_{gsTN1p}$	TN2p	$\% \Delta C_{gsTN2p}$	TN3p	$\% \Delta C_{gsTN3p}$
0 Gy	$379,40 \pm 0,79$	-	$378,66 \pm 0,50$	-	$379,93 \pm 0,89$	-
20 Gy	$362,80 \pm 0,51$	-4,4%	$362,41 \pm 0,74$	-4,3%	$362,23 \pm 0,94$	-4,7%
40 Gy	$356,19 \pm 0,60$	-6,1%	$355,14 \pm 0,89$	-6,2%	$354,98 \pm 0,90$	-6,6%
60 Gy	$353,79 \pm 0,89$	-6,8%	$352,62 \pm 0,83$	-6,7%	$353,23 \pm 0,82$	-7,0%
80 Gy	$348,7 \pm 1,3$	-8,1%	$347,70 \pm 0,68$	-8,2%	$348,36 \pm 0,71$	-8,3%
100 Gy	$349,38 \pm 0,62$	-7,9%	$349,37 \pm 0,32$	-7,7%	$348,58 \pm 0,92$	-8,3%

Fonte: O Autor (2020).

Fundamentado nos resultados da Tabela 32 e da Tabela 33, constata-se que para o transistor FQD20N06, o parâmetro C_{gs} demonstra baixa sensibilidade à incidência da radiação ionizante. Diferentemente da capacitância C_{gd} , a polarização dos transistores durante as irradiações não aumentou a sensibilidade da capacitância C_{gs} à incidência da radiação ionizante. Resultado semelhante foi obtido para o transistor FQP20N06, sugerindo que a mudança do encapsulamento TO-220 para DPAK não se mostrou como sendo um fator diferencial na sensibilidade da capacitância C_{gs} .

Reportando-se ao MOSFET FQD17P06 têm-se as curvas $C_{gs} \times V_{DS}$ apresentadas na Figura 78, exibindo o comportamento da capacitância C_{gs} à medida que a dose acumulada aumenta. Nota-se a influência da polarização durante as irradiações alterando a reação da capacitância C_{gs} à incidência da radiação ionizante na faixa de dose examinada. Resultados comparativos entre as amostras irradiadas em triplicata para $V_{DS} = -10$ V são exibidos na Tabela 34 (transistores não polarizado) e na Tabela 35 (transistores sob polarização).



Fonte: O Autor (2020).

Tabela 34 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 não polarizado

Dose	TP1	$\% \Delta C_{gsTP1}$	TP2	$\% \Delta C_{gsTP2}$	TP3	$\% \Delta C_{gsTP3}$
0 Gy	$620,1 \pm 1,2$	-	$624,90 \pm 0,56$	-	$620,60 \pm 0,87$	-
20 Gy	$616,6 \pm 1,0$	-0,6%	$628,00 \pm 0,88$	0,5%	$621,8 \pm 1,1$	0,2%
40 Gy	$633,3 \pm 1,0$	2,1%	$645,65 \pm 0,83$	3,3%	$638,93 \pm 0,71$	3,0%
60 Gy	$644,6 \pm 1,0$	3,4%	$654,9 \pm 1,2$	4,8%	$645,08 \pm 0,90$	4,0%
80 Gy	$632,7 \pm 1,2$	2,0%	$644,93 \pm 0,95$	3,2%	$638,49 \pm 0,58$	2,9%
100 Gy	$631,78 \pm 0,95$	1,9%	$643,84 \pm 0,83$	3,0%	$637,04 \pm 0,73$	2,7%

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 35 – Capacitância C_{gs} (pF) em função da dose de raios X para $V_{DS} = -10$ V – MOSFET FQD17P06 polarizado

Dose	TP1 _p	$\% \Delta C_{gsTP1p}$	TP2 _p	$\% \Delta C_{gsTP2p}$	TP3 _p	$\% \Delta C_{gsTP3p}$
0 Gy	$613,48 \pm 0,98$	-	$618,49 \pm 0,93$	-	$619,84 \pm 0,56$	-
20 Gy	$636,0 \pm 1,3$	3,7%	$640,8 \pm 1,3$	3,6%	$641,2 \pm 1,1$	3,5%
40 Gy	$645,61 \pm 0,94$	5,2%	$649,28 \pm 1,2$	5,0%	$649,94 \pm 0,94$	4,9%
60 Gy	$645,94 \pm 0,70$	5,3%	$650,29 \pm 0,76$	5,1%	$651,55 \pm 0,78$	5,1%
80 Gy	$652,31 \pm 0,39$	6,3%	$657,07 \pm 0,71$	6,2%	$657,8 \pm 1,2$	6,1%
100 Gy	$645,61 \pm 0,90$	5,2%	$650,17 \pm 0,82$	5,1%	$651,0 \pm 1,2$	5,0%

Fonte: O Autor (2020).

Constata-se nos resultados da Tabela 34 e da Tabela 35 que a capacitância C_{gs} não é estritamente crescente ou decrescente conforme a dose acumulada aumenta, além de demonstrar baixa sensibilidade à radiação ionizante nas condições adotadas neste trabalho. A

polarização dos transistores eleva de forma moderada a sensibilidade da capacitância C_{gs} à radiação ionizante.

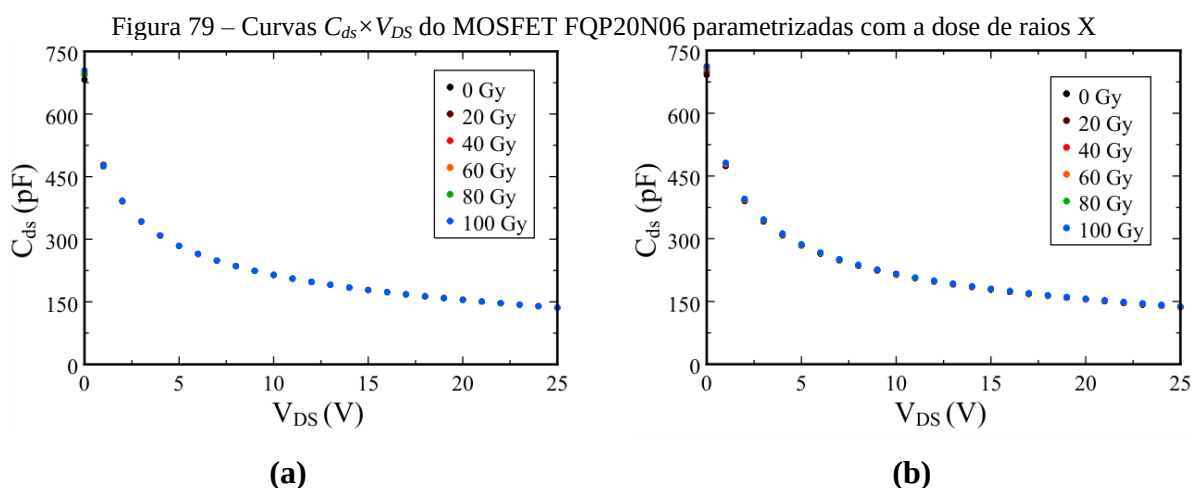
4.2.4 Análise de resultados para a capacitância C_{ds}

A análise dos resultados obtidos para a capacitância C_{ds} , referentes aos MOSFETs utilizados nos experimentos, é apresentada nesta subseção.

4.2.4.1 Capacitância C_{ds} – FQP20N06 e FQP17P10

As curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQP20N06 e para o MOSFET FQP17P10 estão apresentadas na Figura 79 e na Figura 80, respectivamente. Observando-se as curvas fica evidente que a polarização durante as irradiações não modificou o comportamento do parâmetro C_{ds} à medida que a dose acumulada aumenta. Para os dois casos, não ocorre alteração perceptível da capacitância C_{ds} para a dose acumulada de até 100 Gy nas condições adotadas neste trabalho.

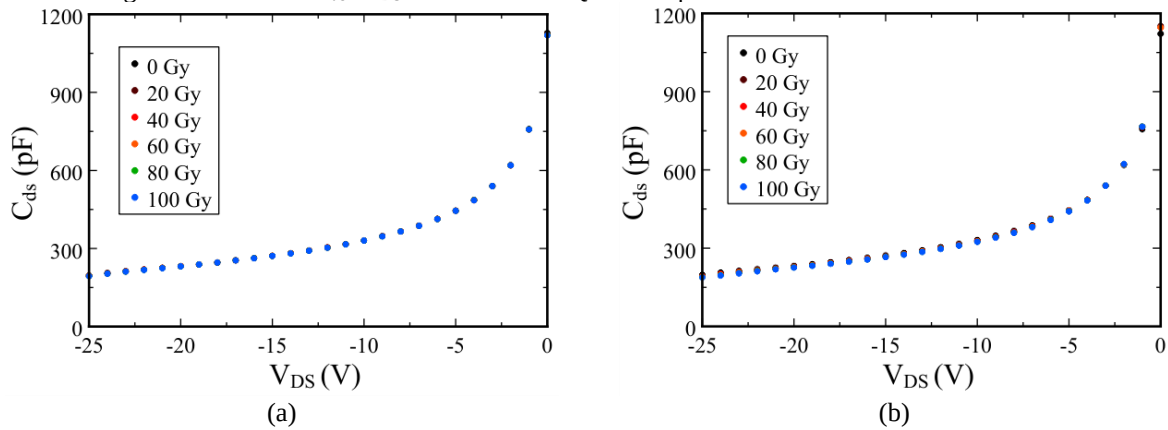
A baixa sensibilidade à radiação ionizante verificada para a capacitância C_{ds} pode estar ligada ao fato de que tal capacitância não é influenciada pelas regiões de óxido, sendo completamente interna ao corpo do MOSFET. Portanto, o dano da radiação causado no óxido não é capaz de modificar a capacitância C_{ds} .



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 80 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X

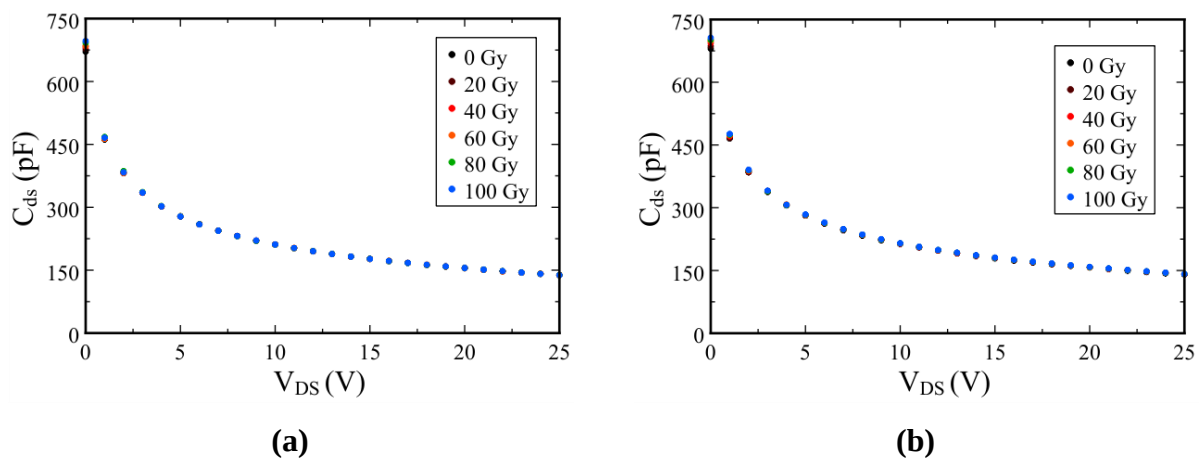


Fonte: O Autor (2020).

4.2.4.2 Capacitância C_{ds} – FQD20N06 e FQD17P06

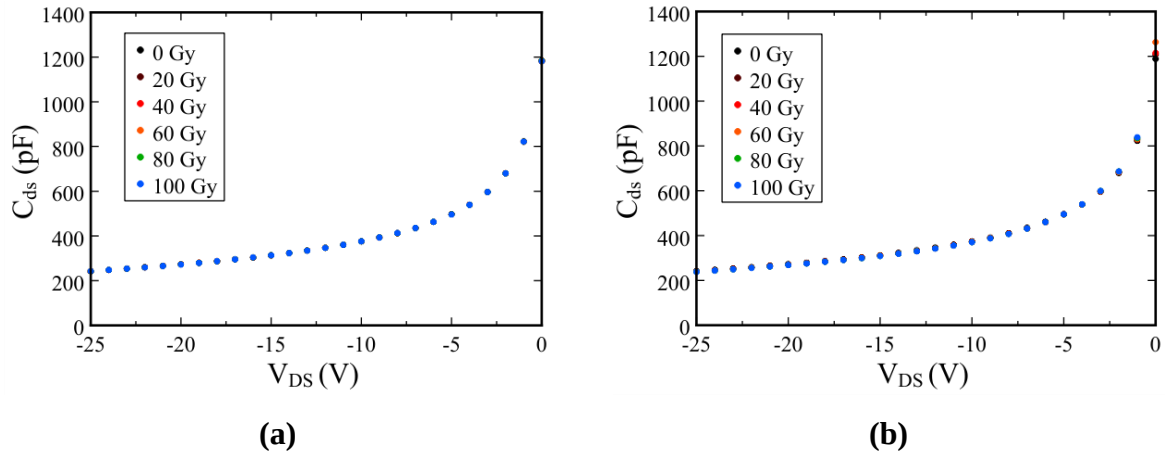
As curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ obtidas para o MOSFET FQD20N06 e para o MOSFET FQD17P06 estão apresentadas na Figura 81 e na Figura 82, respectivamente. Para todos os casos considerados a capacitância C_{ds} não sofre alteração significativa para a faixa de dose acumulada adotada neste trabalho. Tal resultado é semelhante ao encontrado na subseção 4.2.4.1 para os MOSFETs FQP20N06 e FQP17P10.

Figura 81 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

Figura 82 – Curvas $C_{ds} \times V_{DS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X



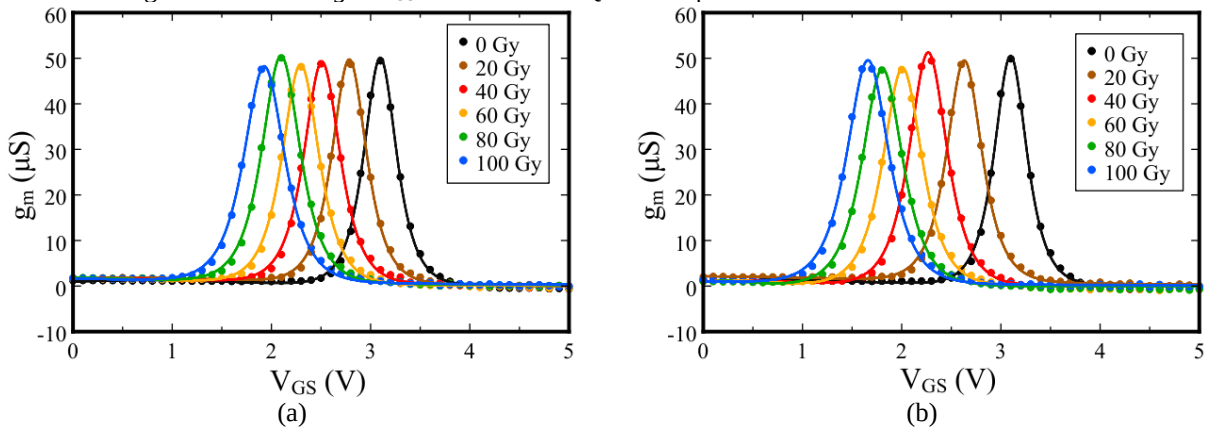
Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

4.2.5 Análise de resultados obtidos para a transcondutância g_m

Os resultados obtidos para transcondutância g_m originaram as curvas $g_m \times V_{GS}$, parametrizadas em função da dose acumulada, como mostrado na Figura 83 e na Figura 84 para os MOSFETs FQP20N06 e FQP17P10, enquanto a Figura 85 e a Figura 86 mostram as curvas para os MOSFETs FQD20N06 e FQD17P06, respectivamente. Em todos os casos ocorre o deslocamento da curva de transcondutância para a esquerda à medida que a dose acumulada aumenta. Esses resultados evidenciam que a transcondutância é um parâmetro sensível a incidência da radiação ionizante nas condições adotadas neste trabalho. Os picos característicos das curvas de transcondutância estão condizentes com explicações contidas na subseção 2.2.6.5.

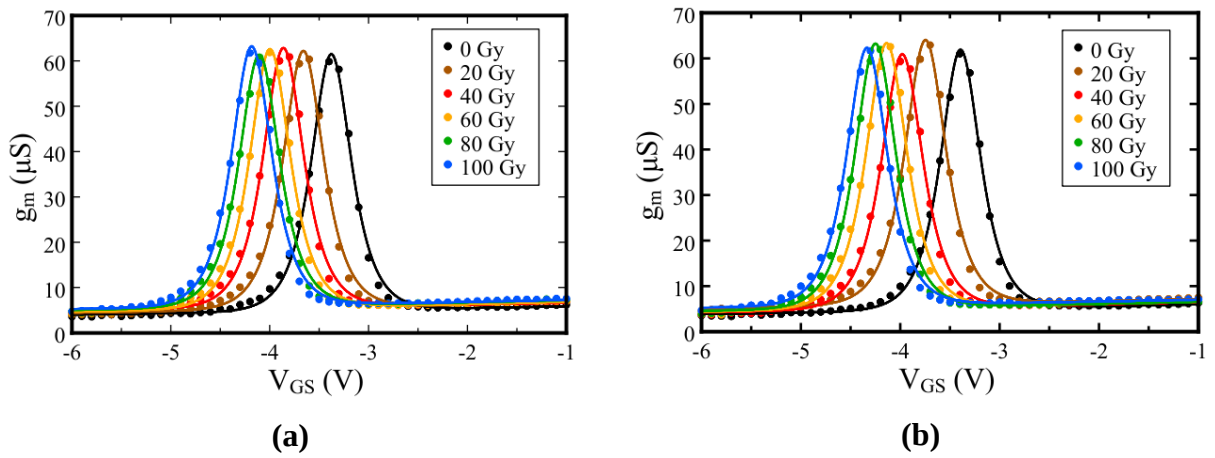
Figura 83 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQP20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

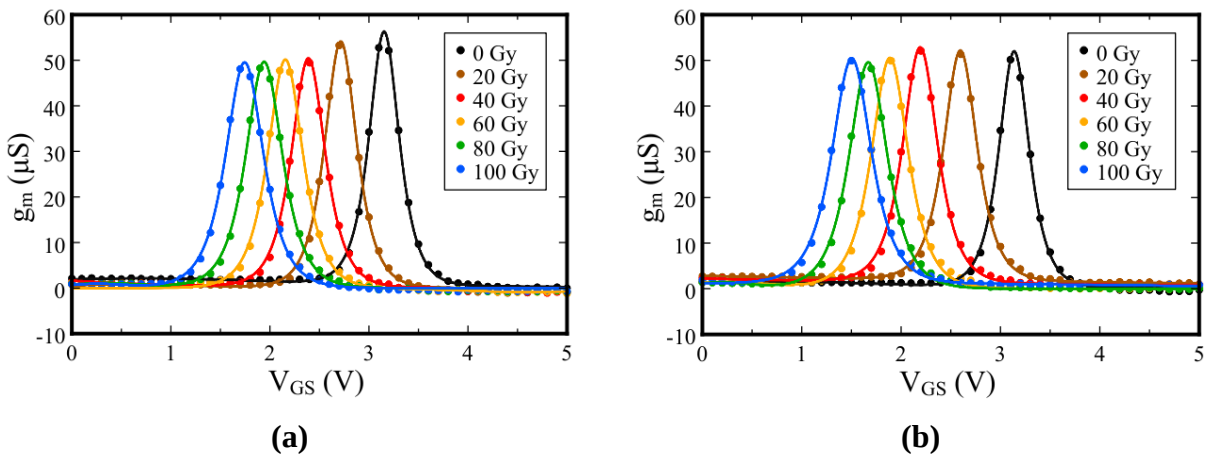
Figura 84 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQP17P10 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

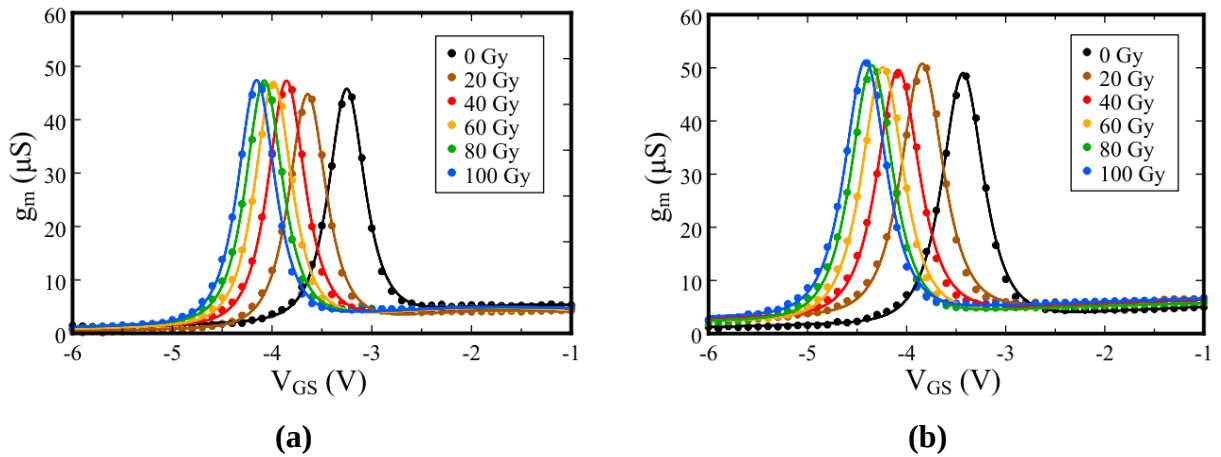
Figura 85 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQD20N06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Figura 86 – Curvas $g_m \times V_{GS}$ do MOSFET FQD17P06 parametrizadas com a dose de raios X



Fonte: O Autor (2020).

(a) Não polarizado e (b) Polarizado

Nos gráficos da transcondutância não é difícil notar que nos MOSFETs canal n há uma ligeira diminuição nos picos da transcondutância, ao passo que nos MOSFETs canal p ocorre uma ligeira tendência de aumento nos picos de transcondutância, ou seja, para esses tipos de transistores tal efeito está associado ao tipo de material semiconductor.

Para cada conjunto de pontos referentes à medição da transcondutância, em cada dose avaliada, foram traçadas curvas de ajuste não linear como descrito na subseção 3.6.2. A partir dos resultados obtidos para os parâmetros da equação (51) fez-se a análise da transcondutância em função da dose acumulada, empregando-se para isso, a tensão V_{GS} referente ao valor máximo de g_m associado ao pico de maior amplitude, parametrizada em função da dose acumulada $V_{GS(g_m-máx.)}$. A localização dos picos de transcondutância em relação ao eixo das abscissas (V_{GS}) é descrita pelo parâmetro μ_i da equação (51), enquanto a amplitude de cada pico ($g_m-máx.$) pode ser calculada fazendo-se $f(x = \mu_i)$.

4.2.5.1 Transcondutância g_m – FQP20N06 e FQP17P10

As curvas $g_m \times V_{GS}$ obtidas para cada amostra irradiada do MOSFET FQP20N06 produziram resultados da Tabela 36 e da Tabela 37. Cada tabela apresenta os valores para a tensão $V_{GS(g_m-máx.)}$ relacionados à cada amostra irradiada (TNn), bem como o valor médio $\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$ referente as amostras irradiadas em triplicata.

Tabela 36 – $V_{GS(g_m-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP20N06 não polarizado

Dose (Gy)	TN1	TN2	TN3	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$
0	3,097	3,089	3,097	$3,09 \pm 0,01$
20	2,785	2,711	2,725	$2,74 \pm 0,04$
40	2,510	2,386	2,420	$2,44 \pm 0,06$
60	2,295	2,111	2,174	$2,19 \pm 0,09$
80	2,097	1,893	1,941	$1,98 \pm 0,11$
100	1,928	1,717	1,800	$1,82 \pm 0,11$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 37 – $V_{GS(g_m-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP20N06 polarizado

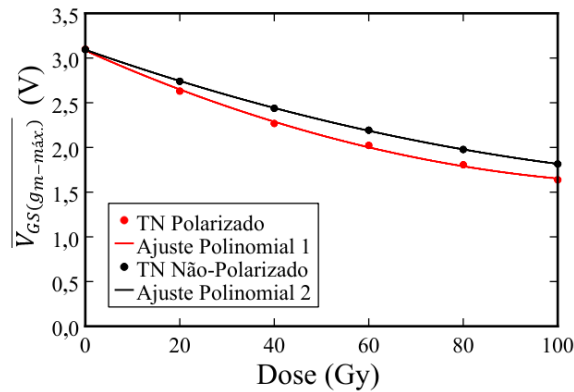
Dose (Gy)	TN1 _p	TN2 _p	TN3 _p	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$
0	3,098	3,094	3,107	$3,10 \pm 0,01$
20	2,631	2,623	2,636	$2,63 \pm 0,01$
40	2,267	2,258	2,279	$2,27 \pm 0,01$
60	2,009	2,040	2,020	$2,02 \pm 0,01$
80	1,806	1,799	1,813	$1,81 \pm 0,01$
100	1,647	1,615	1,651	$1,64 \pm 0,02$

Fonte: O Autor (2020).

Comparando-se os resultados exibidos na Tabela 36 e na Tabela 37 para o MOSFET FQP20N06, observa-se que os transistores que foram irradiados sob polarização apresentam maiores deslocamentos dos picos de transcondutância. Do ponto de vista de $\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$ tem-se uma variação de aproximadamente 1,27 V na ausência de polarização e 1,46 V estando o transistor sob polarização, no intervalo de 0 a 100 Gy. Atente-se para o fato de que, para a mesma dose acumulada, os valores de $V_{GS(g_m-máx.)}$ são sempre menores quando o transistor foi polarizado durante as irradiações. Como mencionado anteriormente, o deslocamento do pico de transcondutância é sempre no sentido negativo do eixo das abcissas. Portanto, quanto menor o valor de $V_{GS(g_m-máx.)}$, maior o deslocamento.

Escolhendo-se os valores de $\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$ para as duas condições de polarização adotadas, tem-se a tendência de comportamento do deslocamento da curva $g_m \times V_{GS}$ em função da dose como mostrado no gráfico da Figura 87. A Tabela 38 apresenta as equações referentes as curvas de ajuste polinomial correlacionando $\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$ com a dose acumulada.

Figura 87 – $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} \times \text{Dose}$ – Comparativo entre os MOSFETs FQP20N06



Fonte: O Autor (2020).

Tabela 38 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 87

Ajuste Polinomial	Equação	R^2
1	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} = 9,3214 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0236 \cdot D + 3,0844$	0,99872
2	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} = 5,8304 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0186 \cdot D + 3,0919$	0,99993

Fonte: O Autor (2020).

O conjunto de dados obtidos para o MOSFET FQP17P10 são apresentados na Tabela 39 e na Tabela 40, na ausência de polarização e polarizado, respectivamente. Cada tabela apresenta os valores para a tensão $V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}$ para cada amostra irradiada (TPn), bem como o valor médio.

Tabela 39 – $V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP17P10 não polarizado

Dose (Gy)	TP1	TP2	TP3	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$
0	-3,374	-3,371	-3,377	-3,37 $\pm$ 0,01
20	-3,656	-3,685	-3,686	-3,68 $\pm$ 0,01
40	-3,857	-3,898	-3,889	-3,88 $\pm$ 0,02
60	-3,992	-4,038	-4,015	-4,02 $\pm$ 0,02
80	-4,100	-4,134	-4,112	-4,12 $\pm$ 0,02
100	-4,177	-4,214	-4,189	-4,19 $\pm$ 0,02

Fonte: O Autor (2020).

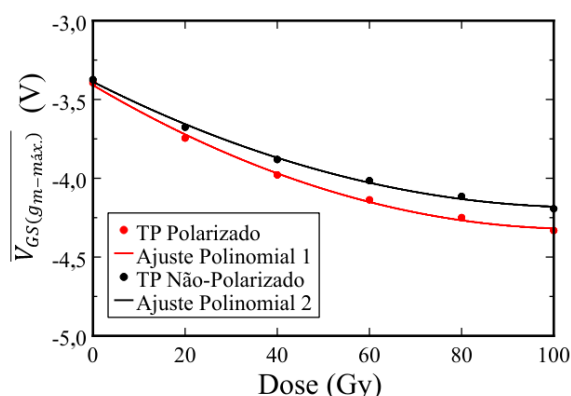
Tabela 40 – $V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQP17P10 polarizado

Dose (Gy)	TP1 _p	TP2 _p	TP3 _p	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$
0	-3,391	-3,393	-3,397	$-3,39 \pm 0,01$
20	-3,742	-3,746	-3,747	$-3,71 \pm 0,01$
40	-3,975	-3,979	-3,983	$-3,98 \pm 0,01$
60	-4,133	-4,138	-4,140	$-4,14 \pm 0,01$
80	-4,244	-4,253	-4,251	$-4,25 \pm 0,01$
100	-4,328	-4,334	-4,333	$-4,33 \pm 0,01$

Fonte: O Autor (2020).

Com base nos resultados referentes ao MOSFET FQP17P10 percebe-se que os transistores polarizados durante as irradiações apresentam maior variação de $V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}$ no intervalo de dose de 0 a 100 Gy. Do ponto de vista de $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$ tem-se uma variação de aproximadamente -0,82 V na ausência de polarização e -0,94 V estando o transistor sob polarização. Tais variações, em termos de valores absolutos, são menores do que as encontradas para o FQP20N06. Isto pode estar relacionado ao maior nível de degradação demonstrado pelos MOSFETs canal *n*.

Assim como os MOSFETs FQP20N06, em termos de $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$, tem-se a tendência de comportamento do deslocamento da curva $g_m \times V_{GS}$ em função da dose acumulada como mostrado no gráfico da Figura 88. A Tabela 41 apresenta as equações referentes as curvas de ajuste polinomial correlacionando $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$ com a dose acumulada.

Figura 88 – $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQP17P10

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 41 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 88

Ajuste Polinomial	Equação	R^2
1	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}} = 8,1670 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0173 \cdot D - 3,4093$	0,99746
2	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}} = 6,8772 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0148 \cdot D - 3,3878$	0,99717

Fonte: O Autor (2020).

4.2.5.2 Transcondutância g_m – FQD20N06 e FQD17P06

As curvas $g_m \times V_{GS}$ obtidas para cada amostra irradiada do MOSFET FQD20N06 produziram resultados que foram sintetizados na Tabela 42 e na Tabela 43. Cada tabela apresenta os valores para a tensão $V_{GS(g_m-máx.)}$ relacionados à cada amostra irradiada (TNn), bem como o valor médio $\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$ referente as três amostras irradiadas.

Tabela 42 – $V_{GS(g_m-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD20N06 não polarizado

Dose (Gy)	TN1	TN2	TN3	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$
0	3,153	3,145	3,159	$3,15 \pm 0,01$
20	2,716	2,651	2,660	$2,68 \pm 0,04$
40	2,388	2,268	2,269	$2,31 \pm 0,07$
60	2,156	2,005	2,003	$2,05 \pm 0,01$
80	1,942	1,781	1,753	$1,83 \pm 0,10$
100	1,745	1,571	1,550	$1,62 \pm 0,11$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 43 – $V_{GS(g_m-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD20N06 polarizado

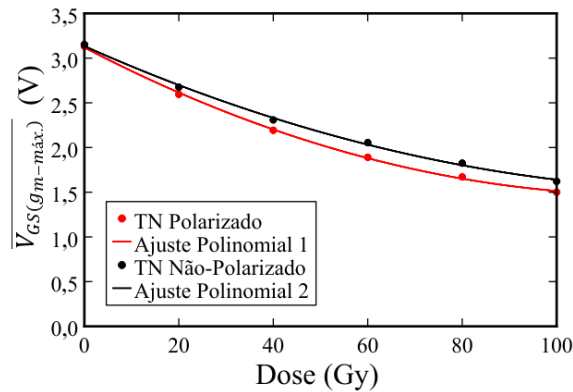
Dose (Gy)	TN1p	TN2p	TN3p	$\overline{V_{GS(g_m-máx.)}}$
0	3,138	3,118	3,142	$3,13 \pm 0,01$
20	2,597	2,585	2,603	$2,59 \pm 0,01$
40	2,192	2,188	2,197	$2,19 \pm 0,01$
60	1,887	1,889	1,896	$1,89 \pm 0,01$
80	1,670	1,666	1,678	$1,67 \pm 0,01$
100	1,504	1,491	1,506	$1,50 \pm 0,01$

Fonte: O Autor (2020).

Observando-se os resultados exibidos na Tabela 42 e na Tabela 43 verifica-se que, tal qual o MOSFET FQD20N06, os transistores polarizados durante as irradiações evidenciam

maiores deslocamentos da curva $g_m \times V_{GS}$. Com base nos valores de $\overline{V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}}$ observa-se que o deslocamento foi de aproximadamente 1,53 V na ausência de polarização e 1,63 V estando o transistor sob polarização, no intervalo de 0 a 100 Gy. A tendência de comportamento dos deslocamentos em função da dose acumulada está mostrada no gráfico da Figura 89. A Tabela 41 apresenta as equações referentes as curvas de ajuste polinomial correlacionando $\overline{V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}}$ com a dose acumulada.

Figura 89 – $\overline{V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}} \times$ Dose – Comparativo entre os MOSFETs FQD20N06



Fonte: O Autor (2020).

Tabela 44 – Equações e coeficientes de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 89

Ajuste Polinomial	Equação	R^2
1	$\overline{V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}} = 1,1448 \cdot 10^{-4} \cdot D^2 - 0,0275 \cdot D + 3,1187$	0,99929
2	$\overline{V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}} = 8,5527 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0235 \cdot D + 3,1340$	0,99830

Fonte: O Autor (2020).

O conjunto de dados obtidos para o MOSFET FQD17P06 estão apresentados na Tabela 45 e na Tabela 46, na ausência de polarização e polarizado, respectivamente. Cada tabela apresenta os valores para $V_{GS(g_m-m\acute{a}x.)}$ em função da dose para cada amostra irradiada (TPn), bem como o valor médio.

Tabela 45 – $V_{GS(gm-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD17P06 não polarizado

Dose (Gy)	TP1	TP2	TP3	$\overline{V_{GS(gm-máx.)}}$
0	-3,269	-3,248	-3,251	$-3,26 \pm 0,01$
20	-3,630	-3,598	-3,644	$-3,62 \pm 0,02$
40	-3,833	-3,805	-3,856	$-3,83 \pm 0,03$
60	-3,971	-3,945	-3,988	$-3,97 \pm 0,01$
80	-4,058	-4,034	-4,079	$-4,06 \pm 0,01$
100	-4,140	-4,113	-4,156	$-4,14 \pm 0,01$

Fonte: O Autor (2020).

Tabela 46 – $V_{GS(gm-máx.)}$ (V) em função da dose de raios X - MOSFET FQD17P06 polarizado

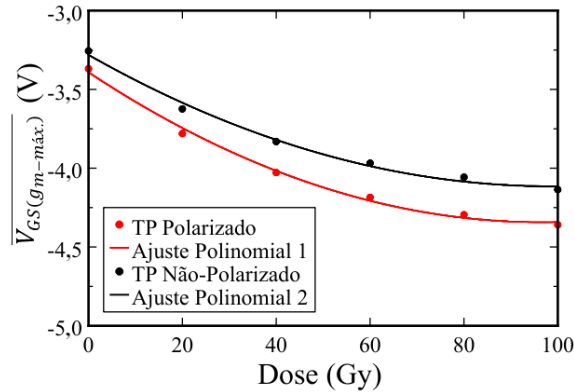
Dose (Gy)	TP1 _P	TP2 _P	TP3 _P	$\overline{V_{GS(gm-máx.)}}$
0	-3,279	-3,396	-3,432	$-3,37 \pm 0,08$
20	-3,689	-3,807	-3,844	$-3,78 \pm 0,08$
40	-3,943	-4,056	-4,086	$-4,03 \pm 0,08$
60	-4,100	-4,212	-4,243	$-4,19 \pm 0,08$
80	-4,211	-4,322	-4,352	$-4,30 \pm 0,08$
100	-4,276	-4,386	-4,416	$-4,36 \pm 0,07$

Fonte: O Autor (2020).

Os resultados apresentados na Tabela 45 e na Tabela 46 mostram que, tal qual os MOSFETs FQD20N06, os MOSFETs FQD17P06 polarizados durante as irradiações apresentam maiores deslocamentos da curva $g_m \times V_{GS}$. Com base nos valores de $\overline{V_{GS(gm-máx.)}}$ nota-se que o deslocamento foi de aproximadamente -0,88 V na ausência de polarização e -0,99 V estando o transistor sob polarização, no intervalo de 0 a 100 Gy. Tais deslocamentos, em termos de valores absolutos, são menores do que as encontradas para o FQD20N06.

A tendência de comportamento dos deslocamentos da curva $g_m \times V_{GS}$ em função da dose acumulada é como mostrada no gráfico da Figura 90. A Tabela 47 apresenta as equações referentes as curvas de ajuste polinomial correlacionando $\overline{V_{GS(gm-máx.)}}$ com a dose acumulada.

Figura 90 – $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} \times \text{Dose}$ – Comparativo entre os MOSFETs FQD17P06



Fonte: O Autor (2020).

Tabela 47 – Equação e coeficiente de determinação (R^2) das curvas de ajuste polinomial contidas na Figura 90

Ajuste Polinomial	Equação	R^2
1	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} = 1,0210 \cdot 10^{-4} \cdot D^2 - 0,0197 \cdot D - 3,3914$	0,99565
2	$\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}} = 8,5580 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 0,0169 \cdot D - 3,2810$	0,99275

Fonte: O Autor (2020).

Os MOSFETs FQP20N06 e FQD20N06 são transistores que, de acordo com os manuais, possuem características elétricas semelhantes e encapsulamentos diferentes. De fato, o encapsulamento TO-220 possui maior capacidade de dissipação de calor e, portanto, dimensões mecânicas maiores quando comparado ao encapsulamento DPAK. O anexo A apresenta de forma detalhada as dimensões mecânicas dos encapsulamentos TO-220 e DPAK.

Nos dois tipos de encapsulamentos, a pastilha (*chip*) está internamente localizada sobre o substrato metálico (corresponde a face oposta a irradiada nos transistores utilizados nos experimentos deste trabalho). Sabendo-se que a espessura da pastilha de silício é de aproximadamente 0,3 mm, tem-se que a distância entre a face do transistor que foi irradiada e a pastilha é de, aproximadamente, 1,5 mm para o encapsulamento DPAK e 2,8 mm para o encapsulamento TO-220.

Com base nos resultados obtidos para o valor médio de $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$ referentes aos MOSFETs FQP20N06 e FQD20N06 é possível analisar a influência do encapsulamento relacionado ao parâmetro g_m . A Tabela 48 apresenta um comparativo entre esses transistores, no qual se observa que o FQD20N06 demonstra maior sensibilidade à incidência a radiação ionizante para as duas condições analisadas. Na faixa de dose de 0 a 100 Gy, o FQD20N06 demonstra maior variação de $\overline{V_{GS(g_{m-m\acute{a}x.})}}$, aproximadamente 1,53 V na condição não

polarizada e 1,63 V na condição polarizada. Essa variação para o FQP20N06 foi de aproximadamente 1,27 V na condição não polarizada e 1,46 V na condição polarizada. Tais resultados demonstram que a atenuação da radiação ionizante ocasionada pelas diferentes espessuras dos encapsulamentos, mostrou-se como fator diferencial em relação ao parâmetro g_m .

Tabela 48 – $\overline{V_{GS}(g_{m-máx})}$ (V) em função da dose de raios X - Comparativo entre os MOSFETs FQP20N06 e FQD20N06

Dose (Gy)	FQP20N06	FQP20N06 _{POLARIZADO}	FQD20N06	FQD20N06 _{POLARIZADO}
0	3,09 ± 0,01	3,10 ± 0,01	3,15 ± 0,01	3,13 ± 0,01
20	2,74 ± 0,04	2,63 ± 0,01	2,68 ± 0,04	2,59 ± 0,01
40	2,44 ± 0,06	2,27 ± 0,01	2,31 ± 0,07	2,19 ± 0,01
60	2,19 ± 0,09	2,02 ± 0,01	2,05 ± 0,01	1,89 ± 0,01
80	1,98 ± 0,11	1,81 ± 0,01	1,83 ± 0,10	1,67 ± 0,01
100	1,82 ± 0,11	1,64 ± 0,02	1,62 ± 0,11	1,50 ± 0,01

Fonte: O Autor (2020).

5 CONCLUSÕES

A metodologia desenvolvida para medição dos parâmetros π -híbridos dos transistores mostrou-se eficiente e confiável. As medições realizadas para o MOSFET e para o TBJ mostraram que alguns de seus parâmetros π -híbridos possuem sensibilidade à radiação ionizante, dentro das condições avaliadas neste trabalho, possibilitando sua utilização como variáveis dosimétricas. Do ponto de vista do problema inverso, os resultados apresentados neste trabalho demonstraram a viabilidade de estimar-se a dose em feixes de raios X aplicados ao radiodiagnóstico, por meio da variação de alguns parâmetros π -híbridos associados aos transistores analisados.

De acordo com os resultados deste trabalho, ficou evidenciado que: (1) para o MOSFET, a transcondutância g_m e a capacitância C_{gd} podem ser usadas para correlacionar com a dose de radiação ionizante recebida pelo dispositivo; (2) ainda sobre o MOSFET, a capacitância C_{gs} apresentou pouca sensibilidade à radiação ionizante, enquanto a capacitância C_{ds} não demonstrou variação perceptível mediante incidência dos raios X; (3) para o TBJ, dentre os parâmetros analisados, apenas a resistência de saída r_o pode ser utilizada como uma variável dosimétrica, principalmente em tensões V_{CE} mais elevadas. Ademais, a polarização dos transistores adotada durante as irradiações mostrou-se como fator diferencial, melhorando a sensibilidade de alguns parâmetros à incidência da radiação ionizante. No caso da capacitância C_{gd} do MOSFET, percebeu-se que a influência da polarização dos transistores é mais evidente para tensões V_{DS} na faixa de 0 a 10 V.

Embora o método de medição dos parâmetros π -híbridos não seja muito simples, é uma técnica inovadora possibilitando o desenvolvimento de novos métodos de medição utilizando sistemas eletrônicos altamente integrados. Em um futuro próximo, tais métodos poderão ser aplicados para dosimetria de feixes de radiação ionizante.

A faixa de energia do feixe de radiação adotada neste trabalho enquadra-se na faixa utilizada no radiodiagnóstico, porém o método proposto também pode ser aplicado aos dispositivos sob feixes de radiação de maior energia, como em radioterapia. Além disso, devido ao efeito que ocorre na interface $\text{SiO}_2\text{-Si}$, estudos para analisar a influência da temperatura podem ser feitos para observar o quanto isso influencia o processo de medição da dose usando parâmetros π -híbridos. Tais considerações poderão ser aprofundadas em trabalhos futuros.

Outras sugestões para trabalhos futuros podem ser as seguintes: (1) avaliação de outros tipos de transistores, como os MOSFETs de SiC; (2) utilizar um analisador de

parâmetros (*e.g.* Keithley[®] 4200A-SCS) para uma análise comparativa com os resultados do medidor LCR; (3) utilizar um medidor LCR com faixa de frequências mais ampla visando analisar os parâmetros em frequências da ordem de MHz e (4) avaliar outros tipos de polarização dos transistores durante as irradiações e sua influência sobre a sensibilidade dos parâmetros π -híbridos.

REFERÊNCIAS

- AGILENT. **4263B LCR Meter operation manual**. 6. ed. Santa Clara, CA: Agilent Technologies, 2003.
- AGILENT. **Agilent 4263B LCR Meter, 100 Hz to 100 kHz – Configuration Guide**. Agilent Technologies, 2009.
- AGILENT. **16065C External bias adapter operation and service manual**. 2. ed. Santa Clara, CA: Agilent Technologies, 2000.
- AGILENT. **Agilent B2900 series precision source/measure unit – User's Guide**. 2. ed. Santa Clara, CA: Agilent Technologies, 2011.
- AHMED, S. N. **Physics and engineering of radiation detection**. Great Britain: Elsevier, 2007.
- ASENSIO, L. J.; CARVAJAL, M. A.; LÓPEZ-VILLANUEVA, J. A.; VILCHES, M.; LALLENA, A. M.; PALMA, A. J. Evaluation of a low-cost commercial MOSFET as radiation dosimeter. **Sensors and Actuators A: Physical**, [S.L.], v. 125, n. 2, p. 288-295, jan. 2006. Elsevier BV.
- ATKINS, P.; JONES, L. **Princípios de química: questionando a vida moderna e o meio ambiente**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.
- ATTIX, F. H. **Introduction to radiological physics and radiation dosimetry**. Germany: Wiley-vch Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004.
- BALIGA, B. J. **Fundamentals of power semiconductor devices**. 2. ed. New Delhi: Springer, 2019.
- BERKHOUT, M. **Integrated audio amplifiers in BCD technology**. Dordrecht: Springer Science, 1997.
- BERTLING, K.; RAKIC, A. D.; YEOW, Y. T.; BRAWLEY, A.; DOMYO, H.; ROTELLA, F. M. Comparison of SOS MOSFET's Equivalent Circuit Parameters Extracted from LCR Meter and VNA Measurement. **IEEE Transactions on Electron Devices**, [s.l.], v. 59, n. 1, p. 20-25, jan. 2012.
- BHATTACHARYA, D. K.; SHARMA, R. **Solid state electronic devices**. 2. ed. New Delhi: Oxford University Press, 2013.
- BROWN, J.; MOXEY, G. **Power MOSFET basics: understanding MOSFET characteristics associated with the figure of merit – application note AN605**. Vishay Siliconix, 2008.
- CALLEGARO, L. **Electrical impedance: principles, measurement and applications**. Boca Raton: Crc Press, 2013. 308 p. (Series in Sensors).

CALLISTER, W. D. **Materials science and engineering: an introduction**. 7. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2007. 832 p.

CEMBER, H.; JOHNSON, T. E. **Introduction to health physics**. 4. ed. New York: McGraw-Hill, Medical Division, 2009. 864 p.

CLAEYS, C.; SIMOEN, E. **Radiation effects in advanced semiconductor materials and devices**. New York: Springer, 2002. 404 p.

FLEETWOOD, D. M. Evolution of Total Ionizing Dose Effects in MOS Devices with Moore's Law Scaling. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [s.l.], v. 65, n. 8, p. 1465-1481, ago. 2018.

GIACOLETTO, L. J. Study of PNP Alloy Junction Transistors from DC through Medium Frequencies. **RCA Review**, v. 15, p. 506-562, 1954.

GONÇALVES FILHO, L. C.; MONTE, D. S.; BARROS, F. R.; SANTOS, L. A. P. Radiation dose response of n-channel MOSFET submitted to filtered x-ray photon beam. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [s.l.], v. 65, n. 9, p.2607-2610, set. 2018.

GRAY, P. R.; HURST, P. J.; LEWIS, S. H.; MEYER, R. G. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. 5ed. New York: John Wiley & Sons, 2009. 897 p.

GREBENE, A. B. **Bipolar and MOS analog integrated circuit design**. New York: John Wiley & Sons, 1984.

HARRISON, Percy. **The Cassel dictionary of physics**. London: Cassel, 1998.

HAVANUR, S. **Power MOSFET basics: understanding the turn-on process – application note AN850**. Vishay Siliconix, 2015.

JOHNS, H. E.; CUNNINGHAM, J. R. **Physics of radiology**. 4. ed. Springfield: Charles C Thomas, 1983.

JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JONHSON, J. R. **Fundamentos de análise de circuitos elétricos**. 4 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000.

JOHNSTON, A. H.; PLAAG, R. E. Models for total dose degradation of linear integrated circuits. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [S.L.], v. 34, n. 6, p.1474-1480, 1987.

JOHNSTON, A. H.; SWIFT, G. M.; RAX, B. G. Total Dose Effects in Conventional Bipolar Transistors and Linear Integrated Circuits. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [S.L.], v. 41, n. 6, p. 2427-2436, 1994.

KAKITANI, H.; TAKEDA, R. **Precise evaluation of input, output, and reverse transfer capacitances of power devices – white paper**. Keysight Technologies International Japan G.K., 2014.

KEITHLEY. **Model 2400 Series SourceMeter® – User's manual**. Ohio: Keithley Instruments, Inc., 2002.

KEYSIGHT. **16047E test fixture** - Operation and service manual. 5. ed. Malaysia: Keysight Technologies, 2018.

KEYSIGHT. **Accessories catalog for impedance measurements**. Keysight Technologies, 2017.

KEYSIGHT. **B2901A Unidade de alimentação e medição de precisão**. 2020. Disponível em: <https://www.keysight.com/en/pd-1983568-pn-B2901A/precision-source-measure-unit-1-ch-100-fa-210-v-3-a-dc-105-a-pulse?cc=BR&lc=por> Acessado em 29 de julho 2020.

KEYSIGHT. **Direct power MOSFET capacitance measurement at 3000 V** – application note B1505-4. Keysight Technologies, 2017.

KEYSIGHT. **Impedance measurement handbook: a guide to measurement technology and techniques** – application note. 6. ed. Keysight Technologies, 2016.

KITTEL, C. **Introdução à física do estado sólido**. 8.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2006. 578 p.

KRAVCHUK, O. Y. Rank test of location optimal for hyperbolic secant distribution. **Communications in Statistics - Theory and Methods**, [S.L.], v. 34, n. 7, p. 1617-1630, jul. 2005.

LALOND, D. E.; ROSS, J. **Princípios de dispositivos e circuitos eletrônicos**. São Paulo: Makron Books, 1999.

LECHNER, A. Particle interactions with matter. **CERN Yellow Reports: school proceedings 5.0**, Geneva, v. 5, p. 47-68, dez. 2018. Disponível em: <https://e-publishing.cern.ch/index.php/CYRSP/article/view/714>. Acesso em: 16 ago. 2020.

LEROY, C.; RANCOITA, P-G. Particle interaction and displacement damage in silicon devices operated in radiation environments. **Reports on Progress in Physics**, [s.l.], v. 70, n. 4, p. 493-625, 8 mar. 2007.

LIMA, E. F.; FOSCHINI, M.; MAGINI, M. O Efeito termoiônico: uma nova proposta experimental. **Rev. Bras. Ensino Fís.**, São Paulo, v. 23, n. 4, p. 391-394, dez. 2001. Disponível em: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1806-11172001000400005&lng=en&nrm=iso. Acesso em: 5 ago. 2020.

LUTZ, G. **Semiconductor radiation detectors: device physics**. 1. ed. New York: Springer, 1999.

MAGALHÃES, C. M. S.; SILVA, J. O.; SANTOS, L. A. P.; ANTONIO FILHO, J. Utilização de fototransistores SMT para dosimetria em tomografia computadorizada. **Scientia Plena**, v. 3, p. 260-264, 2007.

MARTÍNEZ-GARCÍA, M. S.; SIMANCAS, F.; PALMA, A. J.; LALLENA, A. M.; BANQUERI, J.; CARVAJAL, M. A. General purpose MOSFETs for the dosimetry of electron beams used in intra-operative radiotherapy. **Sensors and Actuators A: Physical**, [S.L.], v. 210, p. 175-181, 2014. Elsevier BV.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics**: converters, applications and design. 3. ed. Danvers: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

MONTE, D. S.; SANTOS, L. A. P. A method for measuring ionizing radiation dose by analyzing hybrid- π parameters of transistors. **2020 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)**, Dubrovnik, 25-28 maio 2020.

NATIONAL INSTRUMENTS. **Interface GPIB-USB-HS**. 2020. Disponível em: <https://www.ni.com/pt-br/support/model.gpib-usb-hs.html> Acessado em 29 de julho 2020.

NEAMEN, D. A. **Microelectronics**: circuit analysis and design. 4. ed. New York: Mcgraw-Hill, 2010.

NEAMEN, D. A. **Semiconductor physics and devices**: basic principles. 4. ed. New York: Mcgraw-Hill, 2012.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Circuitos elétricos**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2003. 656p.

NOWLIN, R. N.; ENLOW, E. W.; SCHRIMPF, R. D.; COMBS, W. E. Trends in the total-dose response of modern bipolar transistor. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 39, n. 6, p.2026-2035, 1992.

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

OKUNO, E.; YOSHIMURA, E. M. **Física das radiações**. São Paulo: Oficina de Textos, 2010. 296 p.

PANTAK. **Reference guide for Pantak series 2 industrial x-ray system**. Pantak Inc. USA, 2006.

PATTERSON, J. D.; BAILEY, B. C. **Solid-state physics**: introduction to the theory. 3. ed. Berlin: Springer, 2018.

PEJOVIC, M. M. Application of p-channel power VDMOSFET as a high radiation doses sensor. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [S.L.], v. 62, n. 4, p. 1905-1910, 2015.

RASHID, M. H. **Power electronic handbook**: devices, circuits, and applications. 3. ed. Burlington: Elsevier, 2011.

REISCH, M. **High-frequency bipolar transistors**: physics, modeling, applications. New York: Springer, 2003. (Springer Series in Advanced Microelectronics).

REZENDE, S. M. **Materiais e dispositivos eletrônicos**. 2. ed. São Paulo: Livraria da Física, 2004.

RITCHIE, G. J. **Transistor circuit techniques**: discrete and integrated. 3. ed. London: Chapman & Hall/CRC, 1993. (Tutorial Guides in Electronic Engineering).

SAH, C.-T. **Fundamentals of solid-state electronics**. Singapore: World Scientific, 2006. 1040 p.

SANTOS, L. A. P.; CAVALCANTI, F. A.; NOBREGA, G. S.; MONTE, D. S.; ARAUJO, G. G.; ALVES, A. N.; SILVA, J. O.; SANTOS, M. A. P. Techniques for Measuring Some Characteristics of ionizing radiation beams using bipolar junction transistor as a detector. **Advancements in Nuclear Instrumentation Measurement Methods and their Applications (ANIMMA)**, Marseille, n. 3, 23-27 Junho 2013.

SANTOS, L. A. P.; MAGALHAES, C.; SILVA, J.; FILHO, J.; SILVA JR, E.; SANTOS, W. A feasibility study of a phototransistor for the dosimetry of computerized tomography and stereotactic radiosurgery beams. **Radiation Measurements**, v. 43, p. 904-907, 2008.

SANTOS, L. A. P.; SILVA JUNIOR, E. F.; ANTONIO FILHO, J.; BARROS, F. R. Precise dose evaluation using a commercial phototransistor as a radiation detector. **Radiation Protection Dosimetry**, v. 120, p. 60-63, 2006.

SANTOS, L. A. P.; ARAÚJO, G. G.; OLIVEIRA, F. L.; SILVA JR, E. F.; SANTOS, M. A. P. An alternative method for using bipolar junction transistors as a radiation dosimetry detector in breast cancer treatment. **Radiation Measurements**, [S.L.], v. 71, p.407-411, 2014. Elsevier BV.

SCHWANK, J. R.; SHANEYFELT, M. R.; FLEETWOOD, D. M.; FELIX, J. A.; DODD, P. E.; PAILLET, P.; FERLET-CAVROIS, V. Radiation effects in MOS oxides. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [S.L.], v. 55, n. 4, p. 1833-1853, ago. 2008.

SCIENTS. **Eletrômetro EFF1705**. 2020. Disponível em: <http://www.scients.com.br/produto/> Acessado em: 15 de junho 2020.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic circuits**. 7. ed. New York: Oxford University Press, 2015.

SHOCKLEY, W. The theory of *p-n* junctions in semiconductors and *p-n* junction transistor. **The Bell System Technical Journal**, v. 28, n. 3, p. 435-489, 1949.

SILVA, J. O.; MAGALHAES, C. M. S.; SANTOS, L. A. P.; ANTONIO FILHO, J.; SANTOS, W. M. Avaliação da resposta de fototransistores bipolares SMT como detectores em feixes de fótons de megavoltagem gerados por um acelerador linear. **Scientia Plena**, v. 3, p. 297-300, 2007.

SMEDES T. **Compact modelling of the dynamic behaviour of MOSFETs**. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 1991.

SPARKES, J. J. **Semiconductor devices**. 2. ed. London: Chapman & Hall, 1994. (Tutorial Guides in Electronic Engineering).

SPIELER, H. **Semiconductor Detector System**. New York: Oxford University Press, 2005. (Series on Semiconductor Science and Technology).

SROUR, J. R.; MARSHALL, C. J.; MARSHALL, P. W. Review of displacement damage effects in silicon devices. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 50, n. 3, p.653-670, 2003.

SU, J.; WONG, S.-C.; CHANG, C.-Y.; HUANG, T.-Y. The extraction of MOSFET gate capacitance from S-parameter measurements. **Solid-state Electronics**, [s.l.], v. 46, n. 8, p.1163-1167, 2002. Elsevier BV.

SZE, S. M. **Semiconductor devices: physics and technology**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.

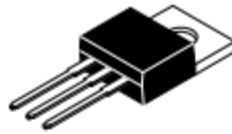
TIETZE, U.; SCHENK, C.; GAMM, E. **Electronic circuits: handbook for design and application**. 2. ed. Heidelberg: Springer, 2008.

TSIVIDIS, Y.; MCANDREW, C. **Operation and modeling of the MOS transistor**. 3. ed. New York: Oxford University Press, 2011.

ANEXO A – ENCAPSULAMENTOS TO-220 E DPAK

MECHANICAL CASE OUTLINE
PACKAGE DIMENSIONS

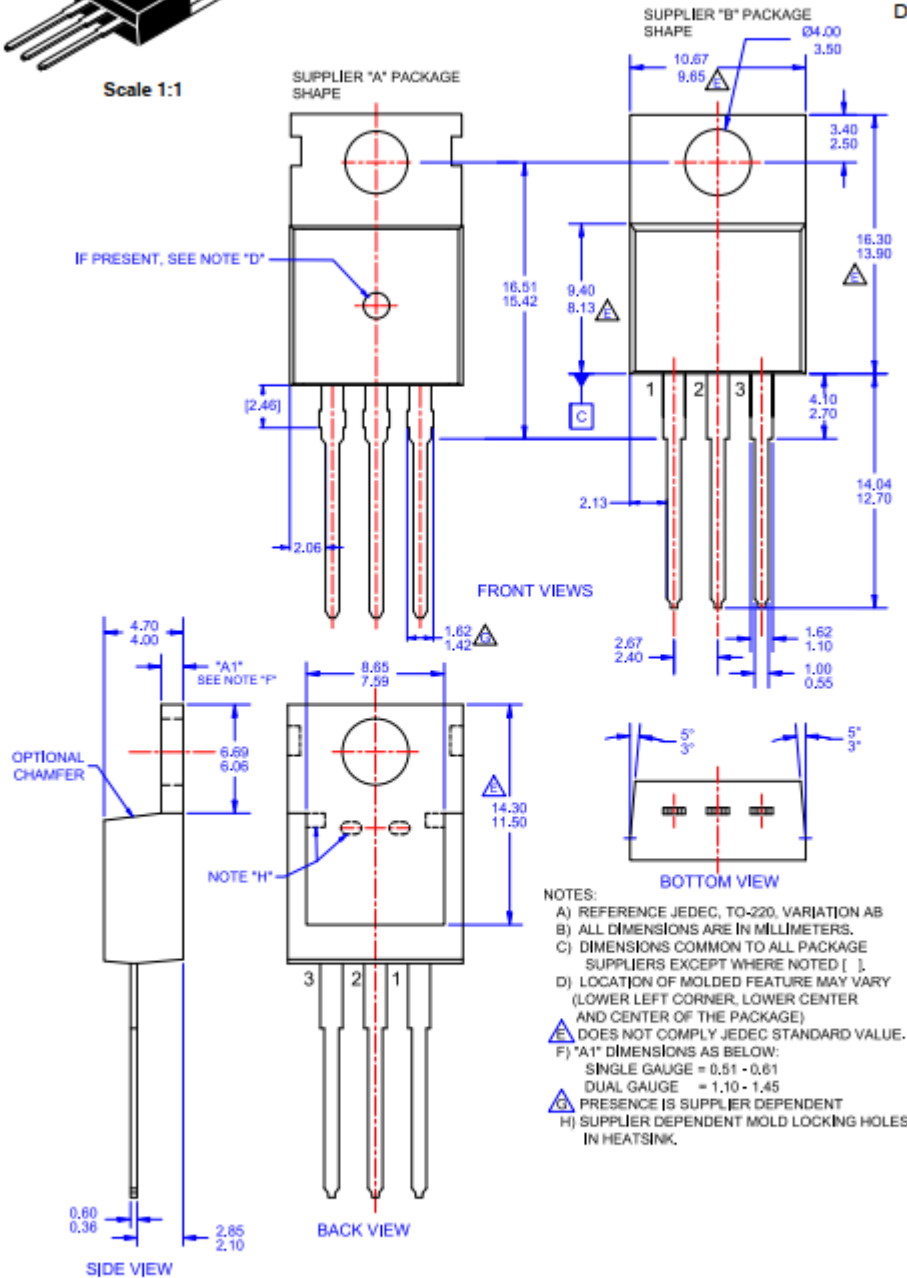
ON Semiconductor®



Scale 1:1

TO-220-3LD
CASE 340AT
ISSUE A

DATE 03 OCT 2017



DOCUMENT NUMBER:	98AON13818G	Electronic versions are uncontrolled except when accessed directly from the Document Repository. Printed versions are uncontrolled except when stamped "CONTROLLED COPY" in red.
DESCRIPTION:	TO-220-3LD	PAGE 1 OF 1

ON Semiconductor and are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others.

MECHANICAL CASE OUTLINE

PACKAGE DIMENSIONS

ON Semiconductor®

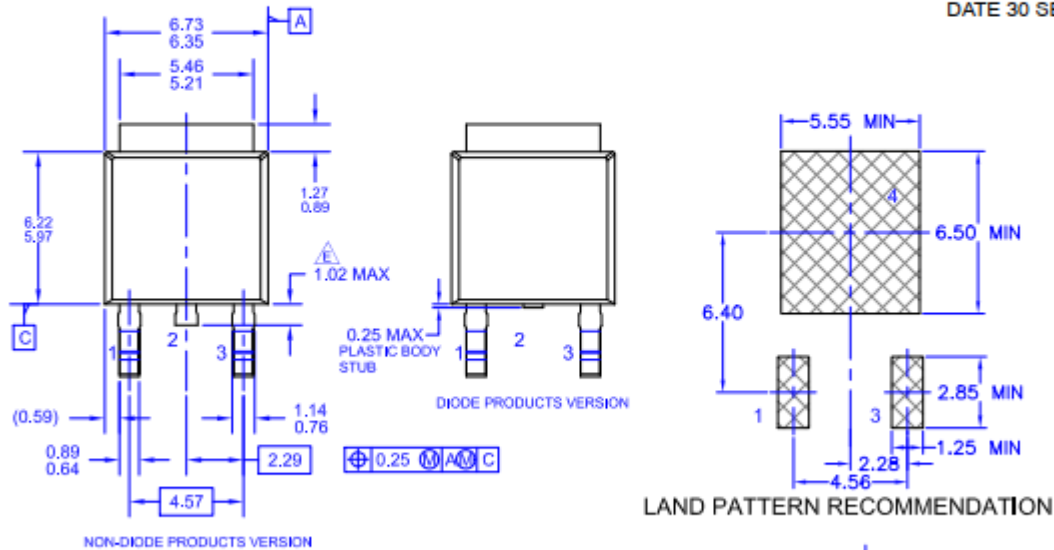


DPAK3 (TO-252 3 LD)

CASE 369AS

ISSUE O

DATE 30 SEP 2016



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

A) THIS PACKAGE CONFORMS TO JEDEC, TO-252, ISSUE C, VARIATION AA.

B) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.

C) DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-2009.

D) SUPPLIER DEPENDENT MOLD LOCKING HOLES OR CHAMFERED CORNERS OR EDGE PROTRUSION.

E) TRIMMED CENTER LEAD IS PRESENT ONLY FOR DIODE PRODUCTS

F) DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH AND TIE BAR EXTRUSIONS.

G) LAND PATTERN RECOMMENDATION IS BASED ON IPC7351A STD

TO228P991X239-3N.

DETAIL A

(ROTATED 90°)

SCALE: 12X

DOCUMENT NUMBER:	98AON13810G	Electronic versions are uncontrolled except when accessed directly from the Document Repository. Printed versions are uncontrolled except when stamped "CONTROLLED COPY" in red.
DESCRIPTION:	DPAK3 (TO-252 3 LD)	PAGE 1 OF 1

ON Semiconductor and are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others.