

CENTRO UNIVERSITÁRIO FEI
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ALUNO: ALEXIS CRISTIANO VILAS BÔAS

ORIENTADORA: MARCILEI GUAZZELLI

COORDENADOR: RENATO GIACOMINI

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO:

**ESTUDO DOS EFEITOS DA DOSE TOTAL IONIZANTE (TID) EM UM
TRANSISTOR COMERCIAL DE ALTA MOBILIDADE DE ELÉTRONS (HEMT),
BASEADO NA HETEROESTRURA AlGaIn/GaN**

SÃO BERNARDO DO CAMPO

2020

ALEXIS CRISTIANO VILAS BÔAS

**ESTUDO DOS EFEITOS DA DOSE TOTAL IONIZANTE (TID) EM UM
TRANSISTOR COMERCIAL DE ALTA MOBILIDADE DE ELÉTRONS (HEMT),
BASEADO NA HETEROESTRUTURA ALGaN/GaN**

Dissertação de Mestrado apresentada ao
Centro Universitário FEI para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientado pela Prof^a. Dra. Marcilei
Guazzelli.

São Bernardo do Campo

2020

Vilas Bôas, Alexis Cristiano.

Estudo dos efeitos da dose total ionizante (TID) em um transistor comercial de alta mobilidade de elétrons (HEMT), baseado na heteroestrutura AlGaIn/GaN / Alexis Cristiano Vilas Bôas. São Bernardo do Campo, 2020.

124 f. : il.

Dissertação - Centro Universitário FEI.

Orientadora: Prof.^a Dra. Marcilei Guazzelli.

Coorientador: Prof. Dr. Renato Giacomini.

1. GaN HEMTs. 2. Efeitos da radiação. 3. COTs. 4. TID. I. Guazzelli, Marcilei , orient. II. Título.

Aluno: Alexis Cristiano Vilas Bôas

Matrícula: 118301-1

Título do Trabalho: Estudo dos efeitos da dose total ionizante(TID)em um transistor comercial de alta mobilidade de elétrons (HEMT), baseado na heteroestrutura AlGaIn/GaN.

Área de Concentração: Nanoeletrônica e Circuitos Integrados

Orientador: Profª Drª Marcilei Aparecida Guazzelli

Data da realização da defesa: 30/09/2020

ORIGINAL ASSINADA

Avaliação da Banca Examinadora:

São Bernardo do Campo, / / .

MEMBROS DA BANCA EXAMINADORA

Profª Drª Marcilei Aparecida Guazzelli

Ass.: _____

Prof. Dr. Rudolf Theoderich Buhler

Ass.: _____

Prof. Dr. Vitor Ângelo Paulino de Aguiar

Ass.: _____

A Banca Julgadora acima-assinada atribuiu ao aluno o seguinte resultado:

APROVADO

REPROVADO

VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO

**APROVO A VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO EM QUE
FORAM INCLUÍDAS AS RECOMENDAÇÕES DA BANCA
EXAMINADORA**

Aprovação do Coordenador do Programa de Pós-graduação

Prof. Dr. Carlos Eduardo Thomaz

Dedico este trabalho a meus pais, minha irmã, meus parentes, meus amigos, meus professores, minha orientadora e a todos que de alguma forma me ajudaram.

AGRADECIMENTOS

À minha orientadora, Prof^a. Dra. Marcilei Guazzelli, por ter me guiado durante todo o caminho, pelo total apoio, por todos os ensinamentos e pelo suporte inestimável em minha formação.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. Renato Giacomini, pelas diversas reuniões enriquecedoras, pelas grandes discussões, pelo total apoio e por todos os ensinamentos.

Ao meu professor, Marco Antônio Assis de Melo, pelas horas de ensinamentos práticos, pelo total apoio, pelas conversas sinceras, pelas ideias geniais e pelo suporte incalculável nesse trabalho.

A todos os professores, por todos os ensinamentos. Em especial, Prof. Baginski, Prof. Seixas, Prof. Medina, Prof. Saulo Finco, Prof. Rogelio Palomo.

A todos os meus amigos e amigas, pelo total apoio, pelas opiniões, pelas revisões e todos os momentos de descontração. Em especial, Lucas Rauschkolb, André Shibutani (Bad), Juan Caires, Gustavo Justo e Eduardo Henrique.

A todos os meus familiares, por simplesmente tudo que tenho e que sou. Em especial, Papai Fernando, Mamãe Ana Maria e Irmã Fernanda.

A todos que, de alguma forma, contribuíram com a minha “vaquinha”, por terem sido essenciais para minha formação acadêmica. Portanto, a todos meus parentes, amigos, professores, conhecidos, desconhecidos, ao INCT e à galerinha do MTG.

Ao Centro Universitário FEI, por toda infraestrutura e disponibilidade de recursos essenciais no desenvolvimento deste trabalho.

A todos os colaboradores do Projeto CITAR e do CTI, pela disponibilidade de recursos essenciais no desenvolvimento deste trabalho e por acreditarem no meu trabalho.

Ao INCT, ao CNPq e à FAPESP, pelos apoios financeiros durante toda minha trajetória acadêmica, pelos simpósios e congressos e por acreditarem no meu trabalho.

Aos professores e colegas do IF-USP, pela motivação e as diversas discussões enriquecedoras.

A todos do Centro Nacional de Aceleradores (CNA), da Universidade de Sevilha, por terem me recebido muito bem, pelos ensinamentos e pelas conversas.

“Se o conhecimento pode criar problemas,
não é pela ignorância que podemos
resolvê-los.”

Isaac Asimov

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sistemático de um transistor comercial de alta mobilidade de elétrons, baseado na heteroestrutura AlGaIn/GaN (GaN HEMT), quanto a sua robustez aos efeitos da dose total ionizante (TID) provenientes de uma fonte de raios X com energia efetiva de 10 keV. Foram utilizadas diferentes doses de radiação, variando entre 0 rad (Si) e 350 krad (Si).

Portanto, com esse intuito, foram feitos três testes no transistor comercial, GS61008T. Primeiramente, a aquisição dos parâmetros: tensão de limiar (V_{TH}), transcondutância (g_m), corrente desligado (I_{off}), inclinação de sublimiar (S) antes, durante e após a exposição as doses de radiação. O segundo teste foi de chaveamento, onde adquiriram-se os tempos de subida (t_r) e de descida (t_f) pré e pós irradiação, em duas faixas de frequência, 100 Hz e 100 kHz. Suplementarmente, foi realizado um terceiro teste de temperatura, onde variou-se a temperatura das amostras de 223 K (-50 °C) à 348 K (75 °C) para avaliar a robustez do transistor em relação à variação de temperatura após ter acumulado 350 krad (Si).

Em adição, para um melhor entendimento dos efeitos da TID neste transistor, todos os testes foram feitos em dois modos de polarização diferentes, no modo “on” ($V_{GS}=3$ V e $V_{DS}=0$ V), e no modo “off” ($V_{GS}=V_{DS}=0$ V).

Os parâmetros elétricos, característicos do transistor, foram extraídos através das curvas características $I_{DX}V_D$, $I_{DX}V_G$ e I_{Dxt} . Curvas, estas que foram obtidas usando o equipamento PXI da *National Instruments*, contando com fontes programáveis e um difratômetro de raio X.

Os resultados demonstraram que para os dispositivos analisados, os efeitos decorrentes da radiação ionizante (TID), com doses de até 350 krad (Si), são mínimos, e apresentaram, também, uma rápida e eficaz recuperação de suas características elétricas após *annealing* em temperatura ambiente, principalmente, quando irradiado no modo “on”. Os resultados obtidos neste estudo indicam que os transistores analisados são bons candidatos para uso em ambientes severos a radiação, como é o caso de ambientes aeroespaciais, aceleradores de partículas e reatores nucleares.

Palavras-chave: Dose Ionizante Total. Efeitos da radiação. GaN HEMTs. Ambientes radiativos. Dispositivos Comerciais.

ABSTRACT

This work presents a systematic study on a commercial high electron mobility transistor based on the AlGaN / GaN heterostructure (GaN HEMT). The study evaluates its robustness to different radiation doses, more specifically, its robustness to the effects of the total ionizing dose (TID) irradiated from an X-ray source with an effective energy of 10 keV. The accumulated dose varies from up to 350 krad (Si).

Therefore, for this purpose, three tests were performed on the commercial transistor, GS61008T. First, the acquisition of parameters: threshold voltage (V_{TH}), Transconductance (g_m), off current (I_{off}) and sub-threshold slope (S) before, during and after exposure to radiation. Then, the switching test, where the rise (t_r) and fall (t_f) times were acquired, pre and post irradiation, in two different frequency, 100 Hz and 100 kHz. Moreover, the temperature test, where the sample varied from 223 K (-50 °C) to 348 K (75 °C) to evaluate its robustness for the temperature variation after having accumulated 350 krad (Si).

In addition, for a better understanding of the effects of TID on the sample, all tests were performed in two different polarization modes. The on mode ($V_{GS} = 3$ V and $V_{DS} = 0$ V), and the off mode ($V_{GS} = V_{DS} = 0$ V).

The characteristic electrical parameters of the transistor were extracted using the characteristic curves $I_D \times V_D$, $I_D \times V_G$ and $I_D \times t$. Curves, that were obtained using National Instrument's PXI, with programmable sources and an X-ray diffractometer.

The results showed that for the devices analyzed, for this GaN COTS the effects resulting from ionizing radiation (TID), with doses up to 350 krad (Si), are minimal, and also showed a quick and effective recovery of their electrical characteristics after annealing at room temperature, especially when irradiated polarized at on mode. Therefore, indicating that they are good candidates for use in harsh environments, as is the case of aerospace environments, particle accelerators environments and nuclear reactors.

Keywords: Total Ionizing Dose. Effects of radiation. GaN HEMTs. Harsh environments. COTS.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Curva do Z do absorvente pela Energia do fóton.....	27
Figura 2 - Resumo dos efeitos da radiação com a matéria.	27
Figura 3 - Cinemática do efeito Compton.....	28
Figura 4 - Cinemática do efeito fotoelétrico.....	30
Figura 5 - Produção de pares.....	31
Figura 6 - Traços da radiação na matéria.	33
Figura 7 - Ilustração dos cinturões de radiação de Van Allen, regiões em forma de cinturões de partículas de alta energia, principalmente prótons e elétrons, mantidas no lugar pelo campo magnético da Terra.....	37
Figura 8 - Bandas de Valencia e de condução.....	42
Figura 9 - Estrutura básica de um transistor GaN.	44
Figura 10 - Estrutura esquemática em 3D de um GaN FET.....	45
Figura 11 - Exemplo de curvas características do transistor MOSFET. Na esquerda a curva $I_D \times V_G$ e na direita a curva $I_D \times V_D$	47
Figura 12 - Método da segunda derivada para obter V_{TH} graficamente, onde a curva marcada por bolas verdes é a curva $I_D \times V_G$ e a curva continua em azul e a segunda derivada da curva anterior.....	48
Figura 13 - Curva g_m por V_G evidenciando $g_{m_{max}}$	49
Figura 14 - Mobilidade máxima e efetiva.....	50
Figura 15 - Gráfico da Inclinação de sublimar.	52
Figura 16 - Energia de banda proibida (<i>bandgap</i>) em semicondutores III-V.....	53
Figura 17 - A: Diagrama de banda de energia dos dois semicondutores tomados separadamente; B: Diagrama da faixa de energia dos materiais conectados (heterojunção).	55
Figura 18 - Estrutura do Cristal de GaN.	56
Figura 19 - Bandas de energia do AlGaIn tipo N e do GaN tipo P.....	59
Figura 20 - Diagrama de banda de uma heteroestrutura AlGaIn / GaN.....	59
Figura 21 - Modulação da concentração de elétrons no 2DEG.....	60
Figura 22 - Comparação entre tecnologias.	61
Figura 23 - Esquemático sobre o comportamento das cargas armadilhadas.....	63
Figura 24 - Recuperação do V_{TH} em função do tempo, com “annealing” em temperatura ambiente.	64

Figura 25 - Curvas de $g_m \times V_{GS}$, NMOS, para diversas doses acumuladas no dispositivo.....	65
Figura 26 - Variação da inclinação de sublimar de transistores submetidos à radiação.....	65
Figura 27 - Concentração de carga ionizada versus temperatura.....	66
Figura 28 - Curva tensão de limiar por Temperatura (V_{TH} vs T).....	67
Figura 29 - Curva de I_D por V_G variando T.	68
Figura 30 - Curva g_m por V_G variando T.	68
Figura 31 - Foto do GS61008T (transistor GaN), encapsulamento e símbolo.	71
Figura 32 - Aparato experimental utilizado na exposição de dispositivos eletrônicos a raios X.	72
Figura 33 - Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante – LERI, Centro Universitário FEI.....	73
Figura 34 - Chassi PXI National Instruments.....	75
Figura 35 - Fluxograma da programação utilizada na caracterização $I_D \times V_G$	76
Figura 36 - Fluxograma da programação utilizada na caracterização $I_D \times V_D$	77
Figura 37 - Circuito do teste de chaveamento com $f=100$ Hz. A leitura do de V_R é feita pelo osciloscópio e as fontes de tensão são dos módulos do PXI.	78
Figura 38 - Circuito esquemático do teste de chaveamento com $f=100$ kHz. A leitura do de V_R é feita pelo osciloscópio, “GD” refere-se a gate driver que é o acionador de porta.	79
Figura 39 - Disposição da amostra (DUT) dentro da câmara do difratômetro preparado para os processos de irradiação.	80
Figura 40 - Esquema dos processos de irradiação.	82
Figura 41 - Modos de irradiação.....	83
Figura 42 - Esquemático da metodologia do teste de temperatura.	84
Figura 43 - Equipamentos do criostato de ciclo fechado para teste de temperatura, (a) O dedo frio, (b) equipamento para resfriamento.	85
Figura 44 - (a) Curva pré-rad $I_D \times V_G$ da amostra 1 (DUT 1), que foi preparada para ser irradiada no modo “off”; (b) Curva pré-rad $I_D \times V_D$ da amostra 1 (DUT 1), que foi preparada para ser irradiada no modo “off”.....	87
Figura 45 - (a) Curva pré-rad $I_D \times V_G$ da amostra 2 (DUT 2), que foi preparada para ser irradiada no modo “on”; (b) Curva pré-rad $I_D \times V_D$ da amostra 2 (DUT 2), que foi preparada para ser irradiada no modo “on”.....	88

Figura 46 - Tensão de limiar média (V_{TH}^M) e transcondutância máxima média (g_{mMAX}^M) em função da tensão aplicada no dreno (V_D).....	89
Figura 47 - Curva $I_D \times V_G$, modo “on”, para a primeira etapa de irradiação com dose total acumulada de 114 krad.	91
Figura 48 - Curva $I_D \times V_G$, modo “off”, para a primeira etapa de irradiação com dose total acumulada de 114 krad.	92
Figura 49 - Curva $I_D \times V_G$, modo “on”, para a segunda etapa de irradiação com dose total acumulada de 350 krad.	94
Figura 50 - Curva $I_D \times V_G$, modo “off”, para a segunda etapa de irradiação com dose total acumulada de 350 krad.	95
Figura 51 - Curva $I_D \times V_G$, no modo “on”, evidenciando as curvas pós annealing em temperatura ambiente (R.T.A.).....	98
Figura 52 - Curva $I_D \times V_G$, no modo “off”, evidenciando as curvas pós annealing em temperatura ambiente (R.T.A.).....	99
Figura 53 - Curva $I_D \times V_D$ logo após irradiação do modo “on” e do modo “off”.	100
Figura 54 - Valores de ΔV_{TH} para a primeira e a segunda etapas de irradiação no modo “on” (pontos pretos) e modo “off” (pontos vermelhos).	102
Figura 55 - Valores de Δg_{mmax} para a primeira e a segunda etapas de irradiação no modo “on” e modo “off”.....	104
Figura 56 - Valores de ΔS para a primeira e a segunda etapas de irradiação em ambos os modos.	105
Figura 57 - Comportamento do pulso quadrado usado no teste de chaveamento antes e após cada etapa da irradiação para frequência $f=100$ Hz.	107
Figura 58 - Transformada de Fourier do sinal de onda quadrada usado no teste de comutação, antes e depois dos efeitos do TID.....	108
Figura 59 - Comportamento do pulso quadrado utilizado no teste de chaveamento de alta frequência ($f=100$ kHz) antes da radiação e após o “annealing” à temperatura ambiente.....	109
Figura 60 - Variações de V_{TH} e g_{mmax} para temperaturas entre -50 °C e 75 °C.....	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais partículas que geram dano em dispositivos.....	34
Tabela 2 - Principais elementos para tecnologia de semicondutores.....	40
Tabela 3 - Comparação de tecnologias.....	62
Tabela 4 - Taxa de dose promovido pelo feixe de raio X.	81

LISTA DE EQUAÇÕES

Equação (1). Dose Total	23
Equação (2). Taxa de Dose.....	23
Equação (3). Energia da radiação eletromagnética	24
Equação (4). 1ª equação simultânea do efeito Compton.	29
Equação (5). 2ª equação simultânea do efeito Compton.	29
Equação (6). 3ª equação simultânea do efeito Compton.	29
Equação (7). Energia cinética no efeito fotoelétrico	30
Equação (8). Conservação de energia na produção de pares	31
Equação (9). Média angular na produção de pares	31
Equação (10). Corrente do canal de um FET em tríodo.....	46
Equação (11). Corrente de saturação do canal em um FET	46
Equação (12). Tensão de limiar FET.....	48
Equação (13). Transcondutância em tríodo.....	49
Equação (14). Transcondutância em saturação.....	49
Equação (15). Mobilidade máxima.	50
Equação (16). Mobilidade efetiva	51
Equação (17). Inclinação de sublimiar	51
Equação (18). Tensão relaciona às armadilhas de interface.....	53
Equação (19). Corrente de deriva 2DEG de elétrons.....	58

LISTA DE ABREVIATURAS

2DEG	2D Electron Gas
COTS	Commercial off-the-shelf
DD	Displacement Damage
DUT	Device Under Test
E_F	Fermi Energy
E_g	Bandgap Energy
FEI	Fundação Educacional Inaciana "Padre Sabóia de Medeiros"
FET	Field Effect Transistor
FFT	Fast Fourier Transform
GD	Gate Driver
gm	Transcondutância
$g_{m_{max}}$	Transcondutância máxima
HEMT	High-electron-mobility Transistor
I_D	Drain Current
I_R	Shunt Current
I_{SAT}	Saturation Current
I_{off}	Off Current
LERI	Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante
PXI	Peripheral Component Interconnect
R.T.A.	Room Temperature Annealing
R.F.	Radio Frequency
R&S	Rohde & Schwarz
SEE	Single Event Effect
S	Inclinação de Sublimar
t_f	Fall Time
t_r	Rise Time
TID	Total Ionizing Dose
V_D	Drain Voltage
V_G	Gate Voltage
V_S	Substract Voltage
V_{TH}	Threshold Voltage

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS	22
2.1 RADIAÇÃO IONIZANTE.....	22
2.1.1 Grandezas Físicas	22
2.1.1.1 <i>Deposição total de energia</i>	22
2.1.1.2 <i>Taxa de deposição de energia</i>	23
2.1.2 Tipos e fontes de radiação ionizante.....	23
2.1.2.1 <i>Raios-γ</i>	24
2.1.2.2 <i>Raios X</i>	24
2.1.2.3 <i>Elétrons Rápidos ou partículas β</i>	24
2.1.2.4 <i>Partículas carregadas pesadas</i>	25
2.1.2.5 <i>Nêutrons</i>	25
2.2 INTERAÇÃO DA RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA COM A MATÉRIA.....	26
2.2.1 Efeito Compton.....	28
2.2.2 Efeito fotoelétrico	29
2.2.3 Produção de par	30
2.2.4 Dispersão de Rayleigh	31
2.2.5 Interações Fotonucleares	32
2.3 INTERAÇÃO DE PARTÍCULAS CARREGADAS COM A MATÉRIA	32
2.3.1 Poder de freamento (<i>Stopping power</i>)	32
2.4 AMBIENTES RADIOATIVOS	33
2.4.1 Tipos de partículas	34
2.4.1.1 <i>Radiação eletromagnética</i>	35
2.4.1.2 <i>Partículas produzindo efeitos transientes</i>	35
2.4.1.3 <i>Ambientes radioativos perto da Terra</i>	35

2.4.1.4 <i>Radiação Terrestre</i>	36
2.5 EFEITO DA RADIAÇÃO IONIZANTE EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS.....	37
2.5.1 Dose Ionizante Total (<i>Total Ionization Dose - TID</i>)	38
2.5.2 Efeitos de Eventos Únicos (<i>Single Event Effects - SEE</i>)	38
2.5.3 Danos por Deslocamento (<i>Displacement Damage - DD</i>)	39
2.6 ELETRÔNICA	39
2.6.1 Materiais Semicondutores	39
2.6.1.1 <i>Bandas de Energia</i>	40
2.6.1.2 <i>Banda de Valência, de condução e banda proibida</i>	41
2.6.2 Transistores FET	43
2.6.2.1 <i>Tensão de limiar (V_{TH})</i>	47
2.6.2.2 <i>Transcondutância (g_m)</i>	49
2.6.2.3 <i>Mobilidade máxima (μ_0) e efetiva (μ_{eff})</i>	50
2.6.2.4 <i>Inclinação de sublimiar (S)</i>	51
2.6.2.5 <i>Armadilhadas de Interface</i>	52
2.6.3 Conceito de Heterojunções	53
2.6.3.1 <i>Diagrama de banda de energia para heterojunções</i>	54
2.6.4 O nitreto de Gálio (GaN).....	56
2.6.5 Transistor de Heterojunção baseado em GaN/AlGaN	57
2.6.6 Transistor de alta mobilidade eletrônica (HEMT)	57
2.6.7 Gás bidimensional de elétrons (2DEG)	58
2.6.8 Aplicabilidades do GaN HEMT	60
2.7 Efeitos da TID em transistores	62
2.7.1 Efeitos da TID na tensão de limiar	64
2.7.2 Efeitos da TID na transcondutância máxima	64
2.7.3 Efeitos da TID no Sublimiar	65
2.8 EFEITO DA TEMPERATURA EM TRANSISTORES	66

2.9 EFEITO DA TEMPERATURA NA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TH}).....	67
2.10 EFEITO DA TEMPERATURA NA CORRENTE DE DRENO (I_D) E NO SUBLIMIAR (S).....	67
2.11 EFEITO DA TEMPERATURA NA TRANSCONDUTÂNCIA (GM)	68
3 PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL	70
3.1 DISPOSITIVO EM TESTE (<i>DEVICE UNDER TEST</i> - DUT).....	70
3.1.1 Laboratório de efeitos da radiação ionizante (LERI)	71
3.2 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA ESTÁTICA PARA IRRADIAÇÃO	74
3.3 CARACTERIZAÇÃO PARA IRRADIAÇÃO EM CHAVEAMENTO	77
3.3.1 Instrumentação para testes com $f = 100$ Hz	77
3.3.2 Instrumentação para testes com $f = 100$ kHz	78
3.4 METODOLOGIA DE IRRADIAÇÃO	79
3.4.1 Configurações do Difrátômetro de Raio X	80
3.4.2 Processos de Irradiação	81
3.4.3 Modos de Polarização para a Irradiação	83
3.5 TESTE DE TEMPERATURA.....	83
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	86
4.1 CARACTERIZAÇÃO PRÉ-IRRADIAÇÃO (PRÉ-RAD)	86
4.2 PRIMEIRA ETAPA DE IRRADIAÇÃO	90
4.3 SEGUNDA ETAPA DE IRRADIAÇÃO	93
4.4 RECURAÇÃO PÓS-ANNEALING (R.T.A.).....	96
4.5 CURVA $I_D \times V_D$ PÓS-IRRADIAÇÃO	100
4.6 EFEITO NA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TH}).....	101
4.7 EFEITO NA TRANSCONDUTÂNCIA MÁXIMA (GM_{MAX}).....	103
4.8 EFEITO NA INCLINAÇÃO DE SUBLIMIAR (S).....	105
4.9 TESTE DE CHAVEAMENTO 100 Hz.....	106
4.10 TESTE DE CHAVEAMENTO 100 kHz	108

4.11 TESTE DE TEMPERATURA.....	110
4.12 ANÁLISE DOS RESULTADOS	112
5 CONCLUSÃO	114
REFERÊNCIAS.....	117

1. INTRODUÇÃO

No século XIX, pouco se sabia a respeito dos semicondutores e muito menos de dispositivos feitos com esses materiais. Houve, no entanto, alguns trabalhos empíricos, como foi o caso da invenção do retificador a estado sólido, apresentado por F. Braun, em 1874. Esse retificador foi feito com cristal de PbS, soldado com um fio metálico (diodo de ponta de contato). Este diodo apresentava características muito instáveis e foi abandonado temporariamente, até uma época em que os diodos a válvula não atendiam mais a demanda de uso em frequências mais altas, portanto voltou-se a estudar semicondutores. O início do século XX por sua vez foi fundamental para o desenvolvimento da microeletrônica, com o desenvolvimento da mecânica quântica [1]. O desenvolvimento da indústria mundial de dispositivos eletrônicos é baseado na tecnologia do silício desde a década de 50, e obteve um grande avanço a partir da década de 70, quando foi desenvolvido o processo de oxidação do silício para originar transistores que funcionassem por efeito de campo, *Field-Effect Transistor* (FET) [1- 4].

A partir desta data, houve a necessidade do domínio do conhecimento em mecanismos que estão presentes em óxidos e interfaces entre silício e óxidos de silício, assim como outros compostos semicondutores, devido às diferenças críticas apresentadas entre as propriedades do silício, que já eram bastante conhecidas, e dos compostos semicondutores [2, 3]. Diante deste panorama, com a mesma velocidade do avanço tecnológico em microeletrônica, desenvolveram-se estudos de confiabilidade e efeitos da radiação em dispositivos eletrônicos. Ademais, os efeitos da radiação que afetam parâmetros em componentes eletrônicos, causando degradação ou falha de funcionalidade, têm exigido atenção especial por parte dos engenheiros de projeto e de processos de fabricação. Os problemas de confiabilidade e dos efeitos da radiação ionizante em dispositivos eletrônicos são mais críticos em ambientes em que os dispositivos estão expostos a essa radiação, como é o caso de ambientes espaciais, satélites, aviação, incluindo voos militares de alta altitude e voos comerciais e em aceleradores de partículas, para uso em aplicações médicas, industriais e de pesquisa. Todavia, também são bem relevantes em solo, com o advento de carros autônomos, trens autônomos e no desenvolvimento da telecomunicação [2- 6].

Portanto, circuitos e dispositivos que sejam tolerantes à radiação ionizante são de grande interesse para a pesquisa e para o país. O desenvolvimento de um circuito eletrônico que é capaz de tolerar a exposição à radiação ionizante deve passar por um processo rigoroso de testes e qualificação dos componentes. Países que têm forte investimento no desenvolvimento militar e espacial possuem normas e padrões de testes específicos para dispositivos eletrônicos expostos a tais ambientes, por exemplo as normas MIL-STD-883H e MIL-STD-750, do Departamento de Defesa Americano (DoD) dos Estados Unidos da América, e a ESA/ECC 20100 e 22900, da Agência Espacial Europeia (ESA) [7]. Mesmo com essas normas, há muitas indefinições nas metodologias que podem ser empregadas durante os ensaios definidos por um plano de testes que leva em conta o tipo do dispositivo e a sua aplicação [2, 5, 7].

Diante do exposto, este trabalho se propõe a fazer o estudo dos efeitos causados pela radiação ionizante e a qualificação de uma nova tecnologia de transistores de alta mobilidade de elétrons, *High Electron Mobility Transistor* (HEMT), baseado em nitreto de gálio (GaN), uma tecnologia que utiliza de semicondutores da família III-V. Partindo dessas premissas, esses transistores são construídos através de uma heterojunção entre o GaN/AlGaN e prometem apresentar menos defeitos estruturais, sendo mais robustos aos efeitos da radiação ionizante.

Na seção 2 serão introduzidos diversos conceitos para que seja possível analisar os efeitos da Dose total ionizante, Total Ionizing Dose (TID), em um transistor de alta mobilidade de elétrons baseado em nitreto de gálio (GaN HEMT). Com esse intuito, inicialmente serão apresentados conceitos básicos da física das radiações como: radiação ionizante, deposição total e taxa de deposição de energia, tipos de fontes de radiação ionizante, partículas carregadas pesadas, radiação eletromagnética e nêutrons. Seguimos com a interação da radiação eletromagnética com a matéria (efeito Compton, efeito Fotoelétrico e produção de par) para então mostrar os diversos ambientes radioativos onde o GaN HEMT pode encontrar aplicações, como o espaço, as zonas de satélites e a radiação terrestre.

Sabendo sobre os ambientes radiativos e sobre os conceitos da física da radiação, seguimos com a física dos semicondutores e as definições da eletrônica básica, dando ênfase no transistor de efeito de campo para então, apresentar os efeitos da radiação ionizante em materiais semicondutores: *Total Ionizing Dose*

(TID), *Single Event Effect* (SEE) e *Displacement damage* (DD). Sendo a TID a ênfase do trabalho.

Por fim, serão apresentados os conceitos de heterojunções e semicondutores III-V, para finalmente apresentar o Transistor de alta mobilidade de elétrons baseado em nitreto de gálio (GaN HEMT) e suas aplicabilidades, vantagens e desvantagens.

Na seção 3 serão apresentados o procedimento experimental deste trabalho, assim como, o dispositivo a ser testado, o GS61008T, que é um transistor de potência GaN em substrato de silício, modo de enriquecimento (*enhancement mode*) e suas principais propriedades.

Na seção 4 serão apresentados os resultados experimentais, onde foi possível avaliar as alterações nos parâmetros característicos do dispositivo que governam sua funcionalidade, por efeito da dose total ionizante (TID). Parâmetros, como os valores da tensão limiar (V_{TH}), a transcondutância (gm), corrente I_{off} , a inclinação de sublimiar (S) e os tempos de chaveamento de subida (t_r) e descida (t_f). As irradiações foram feitas em condições de polarização diferentes, no modo “on” e no modo “off”. Concomitantemente, as amostras foram analisadas com o intuito de compreender a influência da temperatura (T) no dispositivo, após ambas as etapas de irradiação.

2. CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Inicialmente serão apresentados conceitos básicos da física nuclear e física das radiações para que possamos prosseguir com as interações e efeitos da radiação em materiais semicondutores.

2.1 RADIAÇÃO IONIZANTE

A radiação ionizante é geralmente caracterizada por sua capacidade de excitar e ionizar átomos da matéria com a qual eles interagem. Como a energia necessária para fazer um elétron de valência escapar de um átomo é da ordem de 4 eV a 25 eV, as radiações devem transportar energias em excesso dessa magnitude para ser chamada de "ionizante". Este critério considera a radiação eletromagnética com comprimentos de onda de até cerca de 400 nm, o que inclui a maior parte da faixa de radiação ultravioleta (UV), compondo a faixa do espectro eletromagnético entre 10nm e 400 nm [8, 9].

A radiação pode ser categorizada em quatro tipos gerais: partículas beta, partículas pesadas carregadas, radiação eletromagnética e nêutrons. As partículas beta incluem elétrons ou pósitrons rápidos emitidos por decaimento nuclear. Partículas carregadas pesadas englobam todo íon energético com massa maior ou igual a uma unidade de massa atômica, incluindo a partícula alfa. A radiação eletromagnética inclui raios X emitidos pelo rearranjo dos elétrons em uma estrutura atômica, e raios gama que é originado de transições nucleares. Nêutrons são gerados em processos nucleares [5, 7, 8, 9].

2.1.1 Grandezas Físicas

Nos itens a seguir serão apresentadas as grandezas físicas mais relevantes a serem consideradas neste estudo.

2.1.1.1 *Deposição total de energia*

A dose absorvida é relevante para todos os tipos de campos radioativos e é definida pela Equação 1 [8]:

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

onde ε é o valor esperado da energia transmitida em um volume finito "V" durante algum intervalo de tempo, "d ε " é a energia transmitida para um volume infinitesimal "dV", e "dm" é a massa em "dV". Assim, a dose absorvida "D" é o valor esperado da energia transmitida à matéria por unidade de massa [8].

O rad e gray (Gy) são unidades universais de deposição de energia. A quantidade de 1 rad é absorvida pela amostra de interesse quando 100 ergs/g for depositado. Por outro lado, 1 gray é absorvido quando 1 joule por quilograma é depositado no material. Portanto, um rad corresponde a 10^{-2} gray ou 1 centigray (cGy) [8, 9, 10].

2.1.1.2 Taxa de deposição de energia

A taxa de deposição de energia, \dot{D} , contabiliza a "velocidade" com que a energia está sendo depositada, o que reflete na unidade krad/h ou mGy/s. A taxa de dose é tão importante quanto a dose total nos efeitos que a radiação pode causar em um determinado material. Esta taxa é definida pela Equação 2 [8]:

$$\dot{D} = \frac{dD}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{d\varepsilon}{dm} \right) \quad (2)$$

2.1.2 Tipos e fontes de radiação ionizante

Os tipos importantes de radiações ionizantes a serem apresentadas neste estudo são os raios- γ , raios X e ionização proveniente da interação de partículas com o material. Não obstante, apenas o raio X será utilizado nos testes deste trabalho, uma vez que a intenção é estudar os efeitos da dose total ionizante (TID).

2.1.2.1 Raios- γ

O raios- γ compõe a radiação eletromagnética emitida por um núcleo ou em uma reação de aniquilação entre a matéria e a antimatéria [8, 9]. A energia de qualquer fóton é dada pela Equação 3:

$$E_f = h\nu = \frac{hc}{\lambda} = \frac{12,398 \text{ keV} \cdot \text{\AA}}{\lambda} = \frac{1,2398 \text{ keV} \cdot \text{nm}}{\lambda} \quad (3)$$

onde \AA (Angstrom) = 10^{-10} m

h (constante de Planck) = $6,626 \times 10^{-34}$ J s = $4,136 \times 10^{-18}$ keV s

c (velocidade da luz) = $2,998 \times 10^8$ m/s

λ (comprimento de onda da radiação)

Evidentemente, pela Equação 3, a energia de um fóton de comprimento de onda de 0,01 nm é 12,4 keV.

2.1.2.2 Raios X

Raios X são provenientes de radiação eletromagnética emitida por desexcitação atômica (provocada geralmente por transições de elétrons), ou alterando os níveis de energia atômica (chamados raios X característicos ou de fluorescência) ou através do desaceleramento de elétrons em um campo de Coulomb (raios X contínuos ou *bremsstrahlung*) [8, 9, 10].

Um fóton raio X ou um raio- γ de determinada energia têm propriedades idênticas, diferindo apenas em como foi gerada [8].

2.1.2.3 Elétrons Rápidos ou partículas β

A fonte mais comum de partículas β é de radioisótopos que decaem por emissão β . A maioria dos radionuclídeos produzidos por bombardeamento de nêutrons de materiais estáveis são β ativos. Desse modo, espécies com diferentes

tempos de meia-vida podem ser obtidos, variando de milhares de anos a curtos períodos, o que assegura a sua aplicabilidade [7, 9].

Feixes contínuos intensos de elétrons de até 12 MeV estão disponíveis nos geradores do tipo Van de Graff, enquanto feixes de elétrons pulsados de energias muito mais altas estão disponíveis nos aceleradores lineares (linacs), betatrons e microtrons [8].

2.1.2.4 Partículas carregadas pesadas

Por possuírem carga elétrica, as partículas interagem muito facilmente nos meios materiais, seja com o campo elétrico nuclear, seja com o campo elétrico atômico (mais provável) [9].

As partículas carregadas perdem energia de maneira quase contínua ao longo do meio material, interagindo com praticamente cada átomo no caminho, transferindo pequenas porções de energia [7, 9].

Geralmente, as partículas pesadas são obtidas a partir da aceleração por meio de um campo de força de Coulomb em um Van de Graaff, ciclotron ou um acelerador linear de partículas pesadas [8].

2.1.2.5 Nêutrons

Nêutrons são partículas neutras obtidas a partir da reação nuclear (por exemplo, fissão nuclear), uma vez que elas mesmas não podem ser aceleradas eletrostaticamente [8, 9]. Portanto, os nêutrons são partículas indiretamente ionizantes, uma vez que, por não possuírem carga elétrica, não interagem eletrostaticamente com os elétrons. Para gerar ionização, um nêutron deve interagir com o núcleo de um átomo do meio e, por espalhamento (elástico ou inelástico) podem produzir um átomo de recuo que provocará ionizações, ou induzir reações nucleares, e neste caso as partículas carregadas oriundas da reação irão produzir as ionizações no meio [9].

Visto os diferentes tipos de radiação ionizante e partículas de interesse para este estudo, no prosseguimento desta seção será abordado sobre como as radiações e partículas interagem com a matéria.

2.2 INTERAÇÃO DA RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA COM A MATÉRIA

Há cinco tipos de interações da radiação eletromagnética com a matéria [8]:

- a) Efeito Compton
- b) Efeito Fotoelétrico
- c) Produção de par
- d) Dispersão de Rayleigh
- e) Interação Fotonuclear

Das cinco interações apresentadas, as três primeiras são as mais importantes, pois resultam na transferência de energia para elétrons, que então transmitem essa energia à matéria em diversas (geralmente pequenas) interações de força de Coulomb ao longo de suas trilhas [8, 9].

A dispersão de Rayleigh é elástica, o fóton é apenas redirecionado através de um pequeno ângulo com perda de energia. As interações fotonucleares são significativas apenas para energias de fótons acima de alguns MeV, onde podem criar problemas nas proteções contra radiação através da produção de nêutrons e conseqüentemente radioatividade [8- 13].

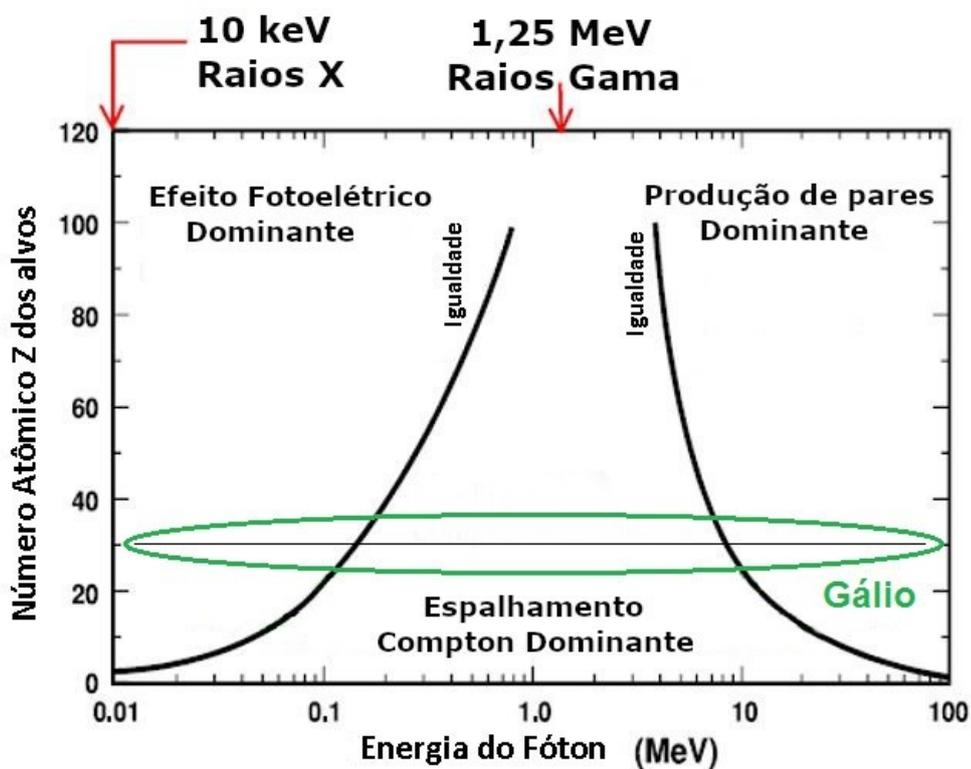
A importância relativa do efeito Compton, efeito fotoelétrico e produção de pares depende da energia do fóton ($E = h\nu$) e do número atômico "Z" do meio absorvente. A Figura 1 indica as regiões de "Z" e "E" nas quais predomina cada interação [8- 13].

O efeito fotoelétrico é predominante em energias mais baixas do espectro eletromagnético (na ordem de 10 keV). Concomitantemente, o efeito Compton predomina nas energias médias (na ordem de 1 MeV) e a produção de pares nas energias mais altas (na ordem de 100 MeV).

Para meios de baixo Z (por exemplo, carbono, ar, água, tecido humano) a região de Compton é muito ampla, estendendo-se de 20 keV a 30 MeV. Esta faixa de energia se estreita com o aumento de Z [8- 13].

Na Figura 1 é possível observar a faixa de energia efetiva de 10 keV (fonte de raio X utilizada neste trabalho) e a faixa "Z" do Gálio. O que demonstra que praticamente todos os efeitos observados neste estudo são devido ao efeito fotoelétrico [8- 13].

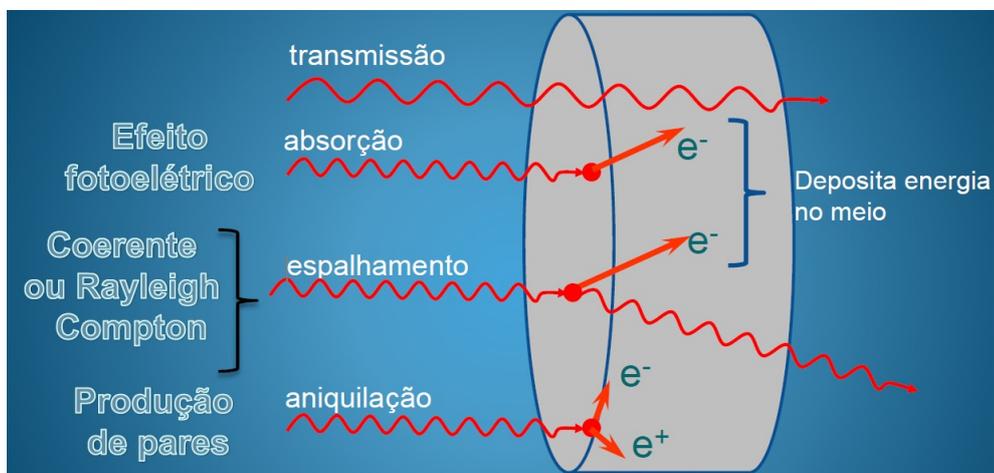
Figura 1 - Curva do Z do absorvente pela Energia do fóton



Fonte: Autor "adaptado de" [12, 13]

A Figura 2 resume as interações da radiação eletromagnética com a matéria e exemplifica o conceito de transmissão, absorção, espalhamento e aniquilação que será explicado nos itens a seguir [8, 14].

Figura 2 - Resumo dos efeitos da radiação com a matéria



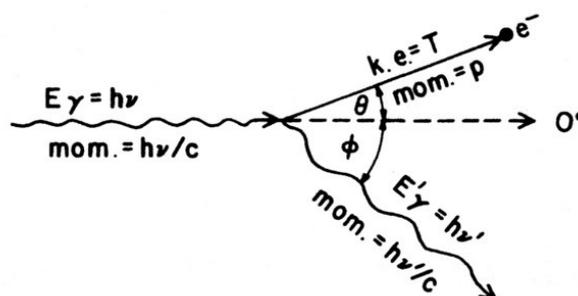
Fonte: Autor: "adaptado de" [8, 14]

2.2.1 Efeito Compton

No efeito ou espalhamento Compton, não ocorre a absorção completa da energia de um fóton incidente. Nesse caso, a energia do fóton é muito maior que a energia de atração dos elétrons do átomo. Complementarmente, o fóton incidente fornece uma parte da energia para espalhar um elétron atômico, enquanto o fóton espalhado, já com uma energia menor, continua a atravessar o material [2, 8- 13].

Na Figura 3 um fóton de energia " $h\nu$ " incidente da esquerda atinge um elétron estacionário espalhando-o no ângulo θ em relação à direção do fóton incidente, com energia cinética T . O fóton espalhado " $h\nu'$ " parte no ângulo ϕ no lado oposto da direção original, no mesmo plano de espalhamento.

Figura 3 - Cinemática do efeito Compton



Fonte: Reproduzido de [8]

A Figura 3 mostra esquematicamente um fóton de energia " $h\nu$ " colidindo com um elétron. O *momentum* do fóton incidente é " $h\nu/c$ ", onde " c " é a velocidade da luz no vácuo. O alvo, o elétron considerado estacionário, parte em um ângulo θ , com energia cinética " T " e *momentum* " p ". O fóton é espalhado em um ângulo ϕ com uma nova energia, e necessariamente mais baixa que " $h\nu$ ", a energia " $h\nu'$ " e com *momentum* " $h\nu'/c$ ". Portanto, a solução para a cinética de colisão é baseada na conservação de energia e *momentum* [8].

As Equações 4, 5 e 6 são simultâneas e podem ser usadas para encontrar qualquer solução para a cinemática das interações de Compton [8].

$$h\nu' = \frac{h\nu}{1 + \left(\frac{h\nu}{m_0c^2}\right)(1 - \cos\varphi)} \quad (4)$$

$$T = h\nu - h\nu' \quad (5)$$

$$\cot\theta = \left(1 + \frac{h\nu}{m_0c^2}\right) \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (6)$$

onde " m_0c^2 " (a energia de repouso do elétron) é 0,511 MeV, e " $h\nu$ ", " $h\nu'$ " e " T " são expressos em MeV.

Observando as Equações relacionadas é possível afirmar que no caso do efeito Compton, o fóton não pode perder toda a sua energia colidindo com um elétron livre.

2.2.2 Efeito fotoelétrico

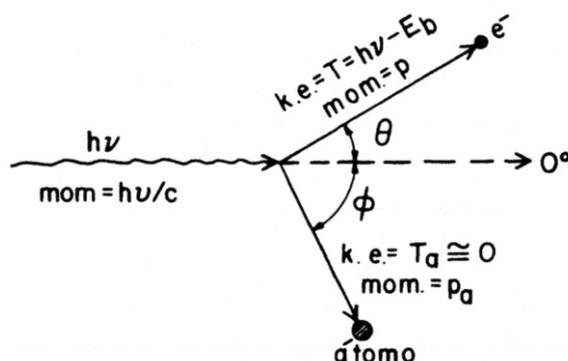
O efeito fotoelétrico é a interação mais importante do fóton de baixa energia com a matéria, como indicado na Figura 1 no item 2.2. Enquanto a seção de choque de interação do efeito Compton se aproxima de um valor constante, a sua seção de choque de transferência de energia diminui à medida que " $h\nu$ " diminui abaixo de 0,5 MeV. Ademais, as seções de choque correspondentes para o efeito fotoelétrico predominam totalmente sobre o efeito de Compton em baixas energias, particularmente no que diz respeito à energia transferida para elétrons secundários [2, 8- 13].

A Figura 4 demonstra esquematicamente o efeito fotoelétrico. Um fóton incidente de energia " $h\nu$ " é mostrado interagindo com o elétron de uma camada interna atômica ligado pela energia potencial " E_b ". O efeito fotoelétrico não pode ocorrer, a menos que $h\nu > E_b$ para esse elétron. Quanto menor " $h\nu$ ", maior a probabilidade de ocorrência do efeito fotoelétrico. O fóton é totalmente absorvido na interação e deixa de existir [8- 13].

O fóton desaparece, fornecendo uma energia cinética de $T = h\nu - E_b$ ao elétron, que parte na posição θ em relação à direção do fóton incidente. Para

conservar o momentum, o restante do átomo parte em um ângulo ϕ . Considerando, a energia cinética do átomo “ T_0 ” é praticamente zero.

Figura 4 - Cinemática do efeito fotoelétrico



Fonte: Reproduzido de [8]

A energia cinética dada ao elétron, independentemente do seu ângulo de espalhamento θ , é representada na Equação 7 [8].

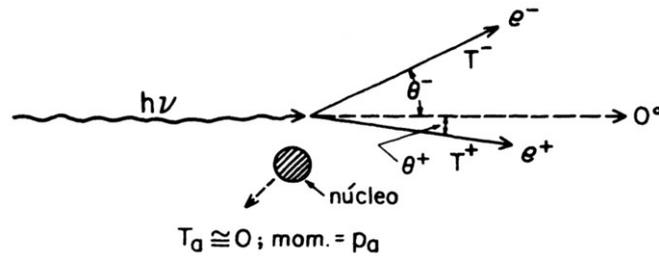
$$T = h\nu - E_b \quad (7)$$

2.2.3 Produção de par

A produção de pares é um processo de absorção no qual um fóton desaparece e dá origem a um elétron e um pósitron (matéria e antimatéria). Só pode ocorrer em um campo de força de Coulomb, geralmente próximo a de um núcleo atômico. No entanto, também pode ocorrer, com menor probabilidade, no campo de um elétron atômico. Esse último processo é geralmente chamado de "processo tripleto", porque o elétron hospedeiro que fornece o campo de coulomb também requer energia cinética significativa na conservação do momento. A Figura 5 demonstra esquematicamente a produção de pares [2, 8- 13].

Um fóton incidente de energia “ $h\nu$ ” desaparece, dando origem a um par de pósitron-elétron. O átomo participa da conservação do *momentum*, mas recebe energia cinética desprezível.

Figura 5 - Produção de pares em um campo de força de Coulomb de um núcleo atômico



Fonte: Reproduzido de [8]

As Equações 8 e 9 mostram as relações da energia incidida com as energias cinéticas dos pares, assim como o ângulo de recuo, respectivamente [8].

$$h\nu = 2m_0c^2 + T^- + T^+ \quad (8)$$

onde, T^- é a energia cinética do elétron, T^+ do pósitron e m_0 a massa de repouso do elétron e "c" a velocidade da luz [8].

$$\bar{\theta} \cong \frac{m_0c^2}{\bar{T}} \quad (9)$$

sendo θ é a média angular de saída dos pares, e é relativa ao ângulo de incidência do fóton original.

2.2.4 Dispersão de Rayleigh

A dispersão de Rayleigh é chamada de "coerente", pois o fóton é espalhado pela ação combinada de todo o átomo. O evento é elástico no sentido de que o fóton perde essencialmente nenhuma energia. O átomo se move apenas o suficiente para conservar o *momentum*. Em adição, o fóton é geralmente redirecionado através de apenas um pequeno ângulo. Portanto, a dispersão de Rayleigh não contribui em nada para a dose total de radiação, uma vez que não é dada energia a nenhuma partícula carregada, nem ionização ou excitação é produzida [8- 13].

2.2.5 Interações Fotonucleares

Em uma interação fotonuclear, um fóton energético (excedendo alguns MeV) entra e sai de um núcleo, criando excitações. No qual emite um próton ou nêutron, mas é geralmente negligenciado em considerações de dosimetria, uma vez que a quantidade relativa é inferior a 5% [8- 13].

2.3 INTERAÇÃO DE PARTÍCULAS CARREGADAS COM A MATÉRIA

A interação de partículas carregadas com a matéria é de grande importância para a área dos efeitos da radiação em dispositivos eletrônicos, pois, um dos principais efeitos que ocorrem em materiais é denominado efeitos de evento único, *Single Event Effect* (SEE), e é causado principalmente pela interação com partículas carregadas [8, 15]

As partículas carregadas perdem sua energia de uma maneira distinta das outras radiações (raios x ou γ e nêutrons). Um fóton individual ou um nêutron incidente sobre uma amostra de matéria pode passar por ela sem interações e, conseqüentemente, sem perda de energia. Ou pode interagir e, assim, perder energia em um ou alguns eventos [8, 15, 16].

Por outro lado, uma partícula carregada, cercada por seu campo elétrico Coulombiano, interage com um ou mais elétrons ou com o núcleo de praticamente todos os átomos pelos quais passa. A maioria dessas interações transfere individualmente apenas frações mínimas da energia cinética da partícula incidente, e é conveniente pensar na partícula perdendo sua energia cinética gradualmente em um processo semelhante ao atrito. Uma partícula carregada de 1 MeV normalmente sofre interações na ordem de 10^5 antes de perder toda a sua energia cinética [8, 15, 16].

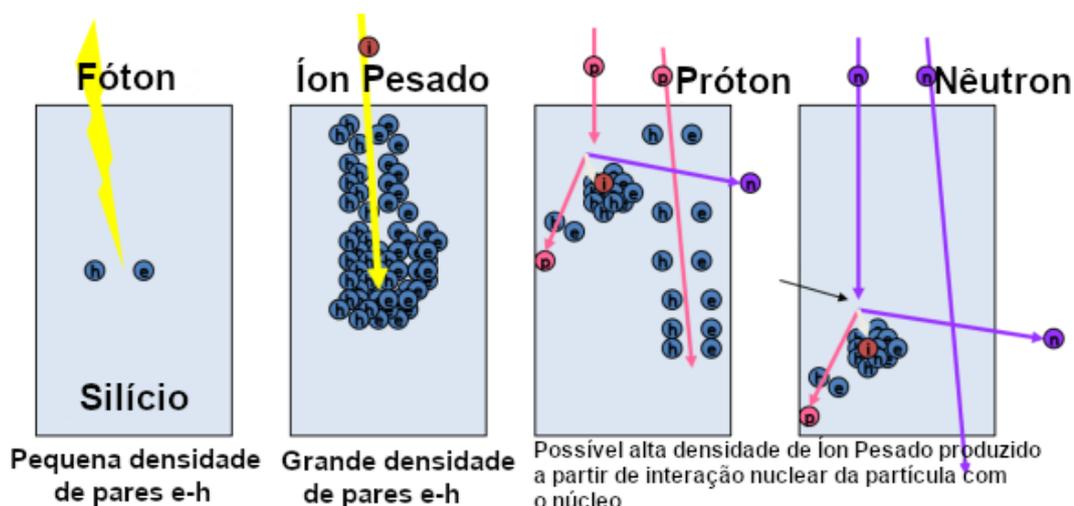
2.3.1 Poder de freamento (*Stopping power*)

O valor esperado da taxa de perda de energia por unidade de percurso “x”, por uma partícula carregada do tipo “Y” e energia cinética “T”, em um meio do número atômico Z, é chamado de poder de freamento $(dT/dx)_{Y, T, Z}$. O poder de freamento é normalmente fornecido em unidades de MeV/cm ou J/m. A divisão do

poder de freamento pela densidade “ ρ ” do meio absorvente resulta em uma quantidade denominada poder de freamento mássico ($d(T/\rho)/dx$), normalmente em $\text{MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{g}$ ou $\text{J}\cdot\text{m}^2/\text{kg}$ [7, 8, 15, 16].

A trajetória da radiação na matéria depende do poder de freamento e do material alvo. A Figura 6 demonstra através de um esquema as trajetórias referentes a radiação eletromagnética, partícula pesada, prótons e nêutrons no meio material [7, 8, 15, 16]. A radiação eletromagnética (fóton) não ioniza o material em todo o seu traço (vide Figura 6), garantindo uma menor densidade de criação de pares elétrons lacunas e uma ionização mais homogênea em todo o material, ocasionando em um tempo de recombinação maior [7, 8, 17].

Figura 6 - Trajetória da radiação na matéria



Fonte: Autor “adaptado de” [17]

2.4 AMBIENTES RADIOATIVOS

Radiações presentes em ambientes espaciais e terrestres podem causar danos permanentes e efeitos transitórios em dispositivos eletrônicos e optoeletrônicos. Na maioria dos casos, os danos ao dispositivo são causados pelo efeito integrado de muitas partículas à medida que passam pela estrutura do dispositivo. No entanto, efeitos da interação de apenas uma única partícula também podem ser importantes, particularmente para partículas de raios cósmicos de alta energia. Portanto, é necessário distinguir cuidadosamente entre ambientes integrados e de partículas únicas [2].

Dispositivos eletrônicos em órbita terrestre são fortemente afetados pela radiação presente nos cinturões de Van Allen vinculados à Terra, bem como, são afetados por raios cósmicos e erupções solares. Não obstante, dispositivos em missões interplanetárias (*DeepSpace*), onde não há partículas presas em órbita, são afetados apenas pelas radiações provenientes dos raios cósmicos galácticos e erupções solares [2].

2.4.1 Tipos de partículas

As faixas de energia de algumas partículas, que geram danos em dispositivos eletrônicos, estão listadas na tabela 1, sendo que as duas primeiras, prótons e elétrons, estão presentes em grande número nos cinturões de radiação presos na Terra. Portanto, são de grande importância para área espacial. Os prótons também estão presentes nas erupções solares, que afetam a maioria das naves espaciais, exceto as naves que estão nas órbitas com inclinações muito baixas ($< 30^\circ$ em relação ao plano equatorial) [2, 9, 18].

O efeito integrado de muitas interações de prótons e elétrons produz uma quantidade uniforme de dano em um dispositivo semicondutor, em contraste com os efeitos de partículas isoladas, onde os efeitos, são altamente localizados. Os tipos de efeitos originados das interações dessas partículas com os materiais de dispositivos serão abordados nos itens 2.5.1, 2.5.2 e 2.5.3 [2, 18].

Tabela 1 - Principais partículas que geram dano em dispositivos

Partícula	Energia (MeV)	Fonte
Prótons	0,1 até 500	Cinturões de radiação da Terra e erupções solares
Elétrons	Até 7	Cinturões de radiação da Terra
Raios cósmicos	Até 20000	Fundo constante no <i>DeepSpace</i>
Nêutrons	0,001 até 1000	Terrestre (das interações dos raios cósmicos na atmosfera superior da Terra)
Partícula Alfa	Até 9	Decaimento de impurezas radioativas em materiais utilizados em dispositivos

Fonte: Autor "adaptado de" [2]

2.4.1.1 Radiação eletromagnética

As radiações eletromagnéticas são de menor importância em ambientes espaciais, mas podem ser produzidos durante interações de outras partículas com a blindagem (isto é, radiação *Bremsstrahlung*) ou de fontes de energia nuclear a bordo. As radiações eletromagnéticas são extremamente importantes para testes dos efeitos da dose total ionizante. Muitos testes de radiação são feitos em laboratórios com fontes de raios gama ou raios X, por serem baratos, mais seguros e convenientes, como é o caso deste trabalho em particular. O decaimento radioativo do isótopo de cobalto (^{60}Co) e também as fontes de raios X podem produzir radiação eletromagnética para testes. As particularidades dos efeitos dos raios X serão explicadas mais adiante [2, 18]. Um fato importante que deve ser considerado é que os efeitos da radiação eletromagnética ionizante em materiais são determinísticos, ou seja, em maior ou menor proporção ocorrem sempre.

2.4.1.2 Partículas produzindo efeitos transientes

Os raios cósmicos galácticos, nêutrons terrestres e partículas alfa de impurezas radioativas não estão presentes em número suficiente para causar o tipo uniforme de ionização resultante do efeito integrado de prótons e elétrons [2, 18]. A principal preocupação com relação aos raios cósmicos galácticos e partículas terrestres são os efeitos transitórios de carga espúrias, produzidos pela interação de partículas individuais com um semicondutor. Esses transitórios podem atrapalhar a operação normal ou até causar destruição para algumas tecnologias [2, 18- 22].

2.4.1.3 Ambientes radioativos perto da Terra

O dipolo magnético da Terra pode capturar partículas carregadas de alta energia. As partículas espiralam ao longo das linhas do campo magnético e são refletidas quando atingem a região próxima aos polos. A Figura 7 mostra uma representação esquemática da localização dos cinturões de radiação da Terra, também chamado de Cinturões de Van Allen [2].

Existem três cinturões de radiação: um cinturão interno de elétrons, um cinturão de prótons e um cinturão externo de elétrons [2].

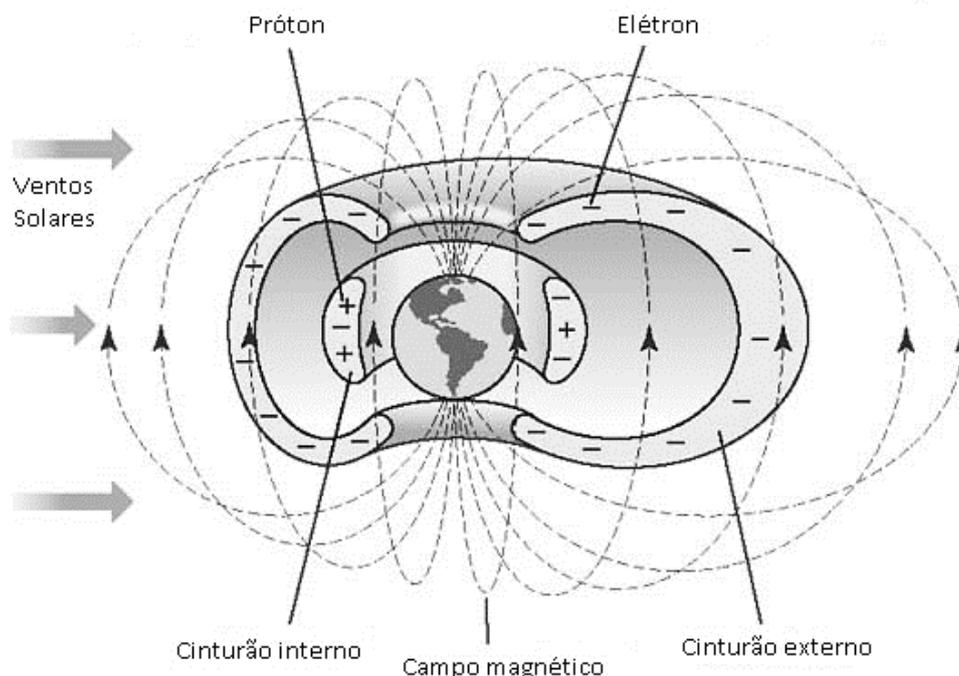
Os contornos do cinturão de prótons e elétrons não são constantes com a altitude, o que significa que as naves espaciais que orbitam em altitude fixa passam por cinturões de prótons e elétrons, a menos que estejam em órbita de baixa inclinação. Portanto, devemos nos preocupar com ambos os prótons e elétrons [2, 23, 24].

O cinturão interno de elétrons se estende da atmosfera superior a cerca de 7 km (no equador). Os elétrons dentro da faixa interna têm menos energia do que os elétrons da faixa externa. Por sua vez, a faixa de prótons se estende aproximadamente de 6400 a 24000 km no equador. Como a dose total aumenta rapidamente quando aumenta a altitude, a maioria das naves espaciais orbita abaixo de 1500 km [2, 23].

2.4.1.4 Radiação Terrestre

Níveis de radiação relativamente baixos ocorrem em ambientes terrestres. Os níveis são baixos o suficiente para eliminar essencialmente a preocupação com os efeitos dos danos a longo prazo. No entanto, efeitos transitórios podem ser importantes, principalmente para dispositivos de alta velocidade que requerem quantidades muito pequenas de carga para o chaveamento, como é o caso de tecnologias presentes em carros autônomos, trens autônomos e na própria telecomunicação. Além das altas frequências, os efeitos, também, estão cada vez mais incertos devido a miniaturização dos dispositivos. [2, 23, 24, 25].

Figura 7 - Ilustração dos cinturões de radiação de Van Allen, regiões em forma de cinturões de partículas de alta energia, principalmente prótons e elétrons, mantidas no lugar pelo campo magnético da Terra



Fonte: Autor "adaptado de" [25]

2.5 EFEITO DA RADIAÇÃO IONIZANTE EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS

Os erros nos circuitos eletrônicos podem ser divididos em duas classes: falhas de hardware (*hard fails*), os quais comprometem definitivamente o componente, e os erros associados a uma alteração na informação armazenada no circuito (*soft errors*), sendo esses de caráter temporário que, muitas vezes, podem ser revertidos simplesmente reiniciando o sistema [14, 28]. Esses erros ocorrem devido aos efeitos que a radiação ionizante causa em componentes eletrônicos, os quais são denominados: SEE (*Single Event Effects*), TID (*Total Ionizing Dose*) e DD (*Displacement Damage*). Efeitos causados pela Dose Total Ionizante (TID) são uma classe importante de efeitos observados em dispositivos eletrônicos. Os efeitos causados por TID ocorrem em todos os dispositivos e em qualquer ambiente radioativo [28].

2.5.1 Dose Ionizante Total (*Total Ionization Dose - TID*)

A dose ionizante total (TID) é um efeito que se refere à quantidade de energia (dose) absorvida pelo material. As radiações eletromagnéticas tendem a contribuir mais para este efeito. Os efeitos TID podem ser gerados quando um fóton interage com o meio principalmente por efeito fotoelétrico, efeito Compton ou produção de pares, sendo que nos três casos são criados pares elétron-buraco no semicondutor, modificando momentaneamente sua condutividade. Uma vez que a mobilidade dos buracos é menor do que a dos elétrons pode ocorrer uma concentração de cargas em certas regiões [5, 7, 14, 31], como, por exemplo, em interfaces e regiões isolantes, podendo alterar as características básicas de funcionamento do dispositivo eletrônico [32]. Alguns dos efeitos típicos do TID em transistores, memórias ou FPGAs (dispositivos baseados em transistores), são: deslocamento e inclinação da curva de tensão de porta em função da corrente entre fonte e dreno; indução de corrente de fuga e aumento da corrente do estado desligado, uma vez que estes circuitos interpretam pacotes de carga como bits e a mudança nos parâmetros elétricos influi diretamente na informação armazenada [5, 7, 14, 31, 32].

2.5.2 Efeitos de Eventos Únicos (*Single Event Effects - SEE*)

Os efeitos de eventos únicos (SEE) são causados por partículas com alta capacidade de transferência de energia em pequenos volumes de material, por exemplo, íons pesados. Esta interação leva à criação de uma alta densidade de portadores de carga naquela região. Como apenas um íon pesado é capaz de produzir uma quantidade de carga superior à de vários prótons, fótons ou elétrons, convencionou-se chamar o efeito de "evento único". Ao penetrar no meio material, os íons pesados podem interagir de diversas formas, como por meio de reações nucleares (gerando emissão de radiação e produtos de reação) e ionização dos átomos do meio. Os SEE podem ser divididos em duas classes: não destrutivos e destrutivos [24, 28, 32].

2.5.3 Danos por Deslocamento (*Displacement Damage - DD*)

Neste caso ocorre o deslocamento dos átomos do retículo cristalino do material de suas posições de equilíbrio. Este deslocamento, que pode ser causado tanto por íons pesados quanto por nêutrons, causa uma discordância no material que funciona como concentradora de portadores de carga, diminuindo sua mobilidade e aumentando a resistência elétrica, de modo que suas propriedades elétricas são modificadas. Um procedimento de recozimento em altas temperaturas (*annealing*) pode reverter o efeito [5, 7, 14, 31, 32].

2.6 ELETRÔNICA

Seguindo uma breve descrição teórica sobre a radiação ionizante, os principais ambientes radiativos onde os sistemas eletrônicos podem operar e as formas que essas radiações interagem com a matéria, nesse tópico será apresentada uma breve teoria sobre dispositivos semicondutores e como a radiação ionizante pode afetar o comportamento elétrico destes dispositivos semicondutores.

2.6.1 Materiais Semicondutores

Os semicondutores são materiais que possuem características elétricas intermediárias entre o isolante elétrico e o condutor elétrico. Eles permitem a construção de dispositivos eletrônicos que controlam a direção e a intensidade da corrente elétrica. Ao lado de semicondutores elementares (ver tabela 2), como silício e germânio, os semicondutores compostos podem ser sintetizados combinando elementos da coluna IV da tabela periódica (SiC e SiGe) ou combinando elementos das colunas III e V (GaAs, GaN, InP, AlGaAs, AlSb, GaP e AlAs). Às vezes, elementos de outras colunas também podem ser usados (HgCdTe, CdS, etc...). O diamante exibe propriedades semicondutoras em alta temperatura e o estanho (logo abaixo do germânio na coluna IV da tabela periódica) se torna um semicondutor a baixas temperaturas [26, 33].

Tabela 2 - Principais elementos para tecnologia de semicondutores

III	IV	V
B	C	N
Al	Si	P
Ga	Ge	As
In		Sb

Fonte: Autor "adaptada de" [26]

Aproximadamente 98% de todos os dispositivos semicondutores são fabricados a partir de silício monocristalino, como circuitos integrados, microprocessadores e chips de memória. Os 2% restantes fazem uso de compostos III-V, como diodos emissores de luz, diodos laser, componentes de frequência de micro-ondas, e atualmente transistores de alta mobilidade de elétrons [26, 33].

2.6.1.1 Bandas de Energia

No estado sólido, as moléculas ou átomos não podem ser considerados como elementos isolados. A separação entre as moléculas é comparável ao tamanho molecular e a intensidade das forças que as mantêm juntas é da mesma ordem de grandeza das forças que ligam os átomos numa molécula. As propriedades de uma molécula serão, portanto, alteradas pela presença de outras moléculas vizinhas [27].

Um elétron em um átomo pode assumir níveis discretos de energia, "saltando" de um nível para outro de forma não contínua. Ou seja, o elétron comporta-se como uma onda. Mas, quando átomos são aproximados, esses elétrons interferem entre si. Ou seja, as funções de onda que descrevem os elétrons individuais se superpõem, resultando no desdobramento de mais níveis de energia possíveis. Consequentemente, um dado nível de energia do sistema é desdobrado em dois níveis de energia distintos. A separação entre os níveis aumenta à medida que diminui a distância entre os átomos [27].

Portanto, se considerarmos um sistema de "N" átomos, cada nível de um desses átomos dá origem a um nível do sistema, quando os átomos estão bem separados. Quando a separação diminui, cada um destes níveis se desdobra num

conjunto de "N" níveis. Quanto maior for o número de átomos acrescentado ao sistema, maior será o número de subníveis contido no mesmo conjunto desdobrado, cobrindo aproximadamente o mesmo intervalo de energia. O alargamento em energia é da ordem de alguns elétrons-volt (eV). Considerando que um sólido contém algo como 10^{23} átomos/mol, vê-se que os níveis de cada conjunto num sólido estão de tal forma próximos que na verdade constituem praticamente uma **banda contínua de energia** [27].

2.6.1.2 Banda de Valência, de condução e banda proibida

As ligações entre os átomos de um cristal, bem como os fenômenos de transporte elétrico, são devidas aos elétrons da camada mais externa. Em termos de faixas de energia, os elétrons responsáveis pela formação de ligações entre os átomos são encontrados na última faixa ocupada. A última banda de estado fundamental que contém elétrons é chamada de **banda de valência**, porque contém os elétrons que formam as outras ligações covalentes entre átomos [26].

A banda de energia permitida diretamente acima da banda de valência é chamada de banda de condução. Em um semicondutor, à baixa temperatura, essa banda está vazia de elétrons a baixa temperatura ($T = 0$ K). Em temperaturas mais altas, alguns elétrons têm energia térmica suficiente para abandonar sua função de formar uma ligação entre átomos e circular no cristal. Esses elétrons "pulam" da banda de valência para a banda de condução, onde estão livres para se mover. A diferença de energia entre a parte inferior da banda de condução e a parte superior da banda de valência é chamada de "banda proibida" ou "intervalo de banda" e é notada " E_g " [26].

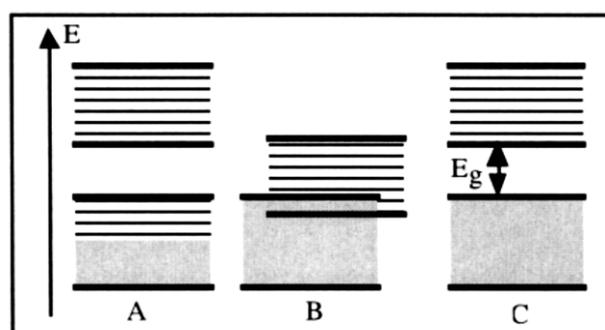
Em um sentido mais geral, as seguintes situações podem ocorrer dependendo da localização do átomo na tabela periódica (Figura 8):

A: A última faixa de energia (valência) é apenas parcialmente preenchida com elétrons, mesmo em $T = 0$ K.

B: A última faixa de energia (valência) é completamente preenchida com elétrons em $T = 0$ K, mas a próxima faixa de energia (vazia) se sobrepõe a essa, ou seja, a faixa de energia vazia compartilha uma faixa de valores comuns de energia;

C: A última banda de energia (valência) é completamente preenchida com elétrons e nenhuma banda vazia se sobrepõe a ela;

Figura 8 - Bandas de Valência e de condução



Fonte: Autor "adaptado de" [26]

Nos casos A e B, os elétrons com as energias mais altas podem facilmente adquirir uma quantidade infinitesimal de energia e pular para um nível de energia permitido ligeiramente mais alto e se mover através do cristal. Em outras palavras, os elétrons podem deixar o átomo e se mover no cristal sem receber energia. Um material com essa propriedade é um metal. No caso C, uma quantidade significativa de energia (igual ou superior) deve ser transferida para um elétron para que ele "salte" da banda de valência para um nível de energia permitido da banda de condução. Isso significa que um elétron deve receber uma quantidade significativa de energia antes de deixar um átomo e se mover "livremente" no cristal. Um material com essas propriedades é um isolante ou um semiconductor " [26].

A distinção entre um isolante e um semiconductor é puramente quantitativa e baseia-se no valor da diferença de energia. Em um semiconductor, " E_g " é tipicamente menor que 2 eV e a energia térmica à temperatura ambiente ou a excitação dos fótons de luz visível podem fornecer aos elétrons energia suficiente para "saltar" da valência para a banda de condução. A diferença de energia dos semicondutores mais comuns são: 1,12 eV (silício), 0,67 eV (germânio) e 1,42 eV (arseneto de gálio). Os isolantes têm intervalos de banda de energia significativamente mais

amplos: 9,0 eV (SiO_2), 5,47 eV (diamante) e 5,0 eV (Si_3N_4). Nesses materiais, a energia térmica da temperatura ambiente não é grande o suficiente para colocar elétrons na banda de condução [26, 33].

2.6.2 Transistores FET

O transistor de efeito de campo, *Field effect transistor* (FET), mais comum é o MOS, também chamado de MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), e é baseado em silício. Todavia, atualmente, cada vez mais utilizam-se de FETs da família III-V (GaN FET, SiC FET, GaAs FET) em aplicações com alta potência e alta frequência de chaveamento. O FET é a tecnologia para dispositivos semicondutores mais utilizada na eletrônica e está no “coração” de todos os circuitos digitais. Sem os FETs não haveria indústria de computadores, celulares, sistemas de telecomunicações digitais, videogames, calculadoras de bolso e relógios de pulso digitais. [1, 4, 26, 33].

Existem dois tipos básicos de transistores na tecnologia FET: o FET de canal n, no qual o fluxo de corrente é devido ao transporte de elétrons e o FET de canal p em que os buracos são responsáveis pelo fluxo de corrente. Atualmente, a tecnologia mais usada nos MOSFET (tecnologia em silício) é o CMOS (*Complementary MOS*), no qual os transistores com o canal n e o canal p são fabricados de forma complementar. Aqui limitaremos nossa análise à dispositivos de canal n, devido ao fato de o GaN FET possuir apenas a tecnologia de canal n [1, 4, 26, 29, 33].

A tecnologia para transistor de efeito de campo baseada em GaN, *GaN Field Effect Transistor* (GaN FET), é relativamente nova em comparação com outras tecnologias, como o GaAs FET e os FET baseados em Si. Como em qualquer dispositivo FET, o GaN FET possui duas estruturas: a estrutura vertical e a estrutura horizontal do dispositivo, aqui descrevemos a estrutura vertical, como demonstrado na Figura 9 [42].

Figura 9 - Estrutura básica de um transistor GaN



Fonte: Autor "adaptado de" [42]

A estrutura semicondutora vertical de um GaN FET consiste em:

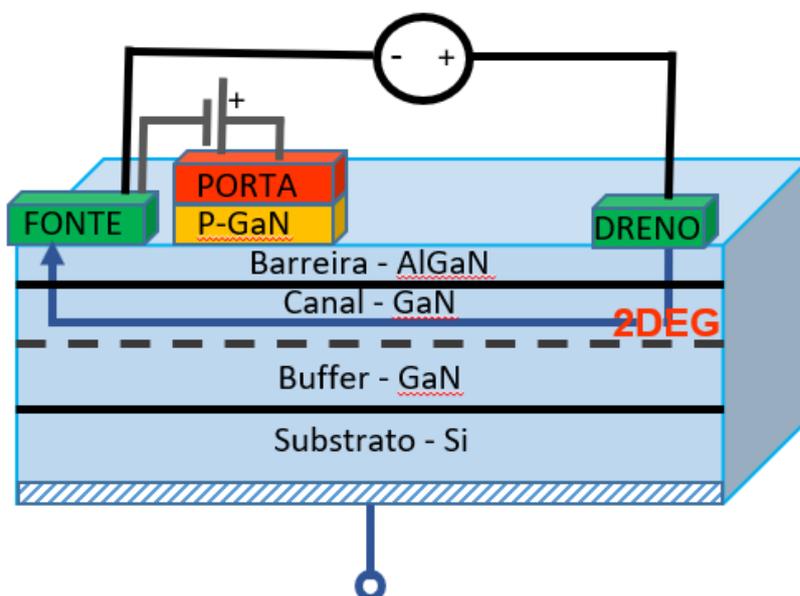
- a) **Porta** (*Gate*): camada de metal cuja tensão controla as características elétricas do canal de elétrons [42].
- b) **Barreira** (*Barrier*): camada de semicondutor que isola a porta e o canal, de modo que uma corrente muito baixa flua entre o canal e a porta. Nos GaN FET, a barreira é tipicamente feita de nitreto de gálio e alumínio (AlGaN), com a concentração de alumínio variando de 15% a 28%. Quanto maior a concentração de alumínio, maior a barreira e, portanto, maior a capacidade de carga do canal (a carga além da qual os elétrons começam a fluir para a porta). A alta capacidade de carga do canal é uma boa característica porque aumenta a corrente que pode fluir entre o dreno e a fonte. Aumentar a concentração de alumínio também aumenta a tensão intrínseca no dispositivo, reduzindo sua confiabilidade [42].
- c) **Canal** (*Channel*): é a região onde os elétrons fluem do dreno para a fonte. O canal é tipicamente feito de GaN de alta qualidade, com uma grande mobilidade e uma alta velocidade de saturação, estes são dois parâmetros que descrevem a rapidez com que os elétrons se movem no sólido e quanto maior a velocidade de saturação e mobilidade, maior a corrente que pode circular entre o dreno e a fonte [42].
- d) **Buffer**: tem a função de restringir o movimento dos elétrons dentro do canal. Em outras palavras, o buffer atua como uma barreira que

impede que os elétrons vaguem pelo substrato. Em um GaN FET, o buffer é tipicamente feito de GaN dopado com carbono (C) ou ferro (Fe) [42].

- e) **Substrato** (*Substrat*): O substrato é a última e mais espessa camada da estrutura vertical. O substrato fornece suporte mecânico, dissipação de calor e confinamento eletromagnético. Os GaN FET usam um substrato de material diferente (ou seja, Si ou carboneto de silício [SiC], mas não GaN). Dessa maneira, o canal possui uma estrutura cristalina diferente do buffer, podendo criar incompatibilidades estruturais nas interfaces dos materiais [42].

A estrutura 3D do esquemático anteriormente apresentado (Figura 9), é disposto na Figura 10 e é possível observar as estruturas “fonte” e “dreno”. Estruturas de acesso para o fluxo da corrente.

Figura 10 - Estrutura esquemática em 3D de um GaN FET



Fonte: Autor

Para explicar a operação básica de um FET de canal n, primeiramente consideraremos o caso em que a tensão da porta é igual a zero, enquanto o substrato e a fonte estão aterrados ($V_{\text{sub}}=V_{\text{S}}=0$). O dreno está conectado a uma fonte de tensão positiva ($V_{\text{D}}=5\text{ V}$, por exemplo). Como a fonte e o substrato estão no mesmo potencial, não há fluxo de corrente na junção fonte-substrato. A junção

dreno-substrato é polarizada inversamente e, exceto por uma pequena corrente de fuga reversa, nenhuma corrente flui nessa junção. Sob essas condições, não há formação de canal e, portanto, não há fluxo de corrente da fonte para o dreno [1, 4, 26].

No segundo caso, uma polarização positiva constante é aplicada à porta. Idealmente não há corrente de porta, uma vez que o eletrodo de metal é isolado do GaN através da barreira. Por ter uma polarização positiva, o eletrodo da porta atrai elétrons do semicondutor, e uma camada fina e rica em elétrons se forma sob o isolante da porta. O efeito da tensão da porta que controla a concentração de elétrons no semicondutor através da barreira da porta é chamado de "efeito de campo". Dessa forma, a tensão na porta do dispositivo cria um campo elétrico que pode induzir ou inibir a formação de uma região rica em elétrons na superfície do semicondutor. Ou seja, os elétrons se originam na fonte, fluem através do canal e são finalmente coletados pelo dreno, sendo todo o processo controlado pela tensão na porta [1, 4, 26]. A Equação 10 rege a corrente no canal do FET.

$$I_t = \mu_n C_{ba} \frac{W}{L} \left((V_G - V_{TH}) V_D - \frac{V_D^2}{2} \right) \quad (10)$$

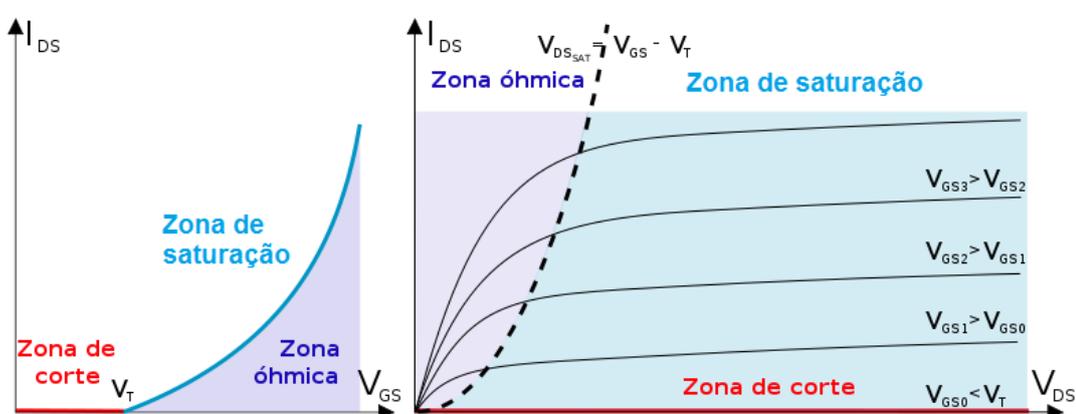
onde, μ_n é a mobilidade dos elétrons, C_{ba} é a capacitância da barreira, W é a largura do canal, L é o comprimento de canal, V_G a tensão aplicada na porta do dispositivo, V_{TH} a tensão de limiar característica do dispositivo e V_D a tensão aplicada no dreno do dispositivo.

Se o potencial local entre a fonte e o dreno, $V(y)$ for igual ou maior que $(V_G - V_{TH})$, não será mais possível formar um canal perto do dreno, e o canal existirá apenas entre $y = 0$ e um local y onde $V(y) = V_G - V_{TH}$. Na prática, esse local é muito próximo de " L " e a corrente é obtida substituindo " V_D " por " $V_G - V_{TH}$ " na Equação 10. A corrente é então chamada de "corrente de saturação", I_{sat} e a saturação é observada quando $V_D \geq V_G - V_{TH}$. [1, 4, 35]. Obtemos a Equação 11:

$$I_{sat} = \mu_n C_{ba} \frac{W}{L} \frac{(V_G - V_{TH})^2}{2} \quad (11)$$

A Figura 11 demonstra as duas curvas características de um transistor FET, a curva $I_D \times V_G$ e a $I_D \times V_D$, e também evidencia os três modos de operação básicos do dispositivos: modo de corte, onde não há corrente no canal (I_D), Modo Ôhmico ou Trípodo, a zona que ocorre a tensão de limiar (V_{TH}), e modo saturação, onde a corrente do canal (I_{SAT}) satura em um valor calculável pela Equação 11 do item 2.6.2.

Figura 11 - Exemplo de curvas características do transistor MOSFET. Na esquerda a curva $I_D \times V_G$ e na direita a curva $I_D \times V_D$



Fonte: Autor "traduzido de" [35]

2.6.2.1 Tensão de limiar (V_{TH})

A tensão de limiar (V_{TH}) de um FET é a tensão mínima que deve ser aplicada na porta para formar um gás bidimensional de elétrons, e depende de vários parâmetros do dispositivo que serão descritos a seguir [4, 26, 35]. A tensão de limiar pode ser positiva ou negativa, dependendo da concentração de dopagem, "Na", do material usado para formar o eletrodo de porta. Se a tensão de limiar for negativa, o FET de canal n será um dispositivo no modo de depleção; se for positivo, o dispositivo é um FET no modo enriquecimento. Os dispositivos no modo de depleção terão um gás de elétrons quando a tensão de porta for igual a zero. Esses dispositivos são chamados de "normalmente ligado". Os dispositivos no modo de enriquecimento requerem uma tensão de porta positiva aplicada para criar o gás de elétrons. Eles são chamados de "normalmente desligados". O valor da tensão de limiar pode ser ajustado através da introdução de uma quantidade controlada de

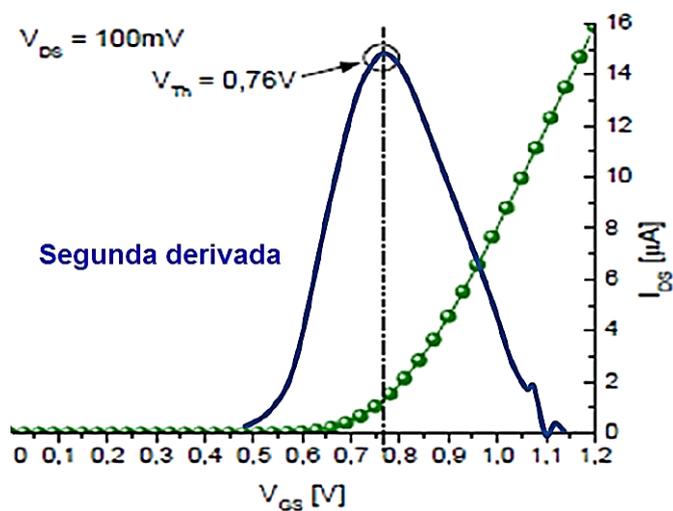
impurezas dopantes na região do canal durante a fabricação do dispositivo. A Equação 12, expressa a tensão de limiar no dispositivo FET [4, 26, 35].

$$V_{TH} = \Phi_{ms} - \frac{Q_{ba}}{C_{ba}} + \frac{2qN_{it}\Phi_F}{C_{ba}} + 2\Phi_F + \frac{\sqrt{4q\epsilon_s Na\Phi_F}}{C_{ba}} \quad (12)$$

onde, Φ_{MS} é a diferença entre as funções trabalho do metal e do semiconductor, C_{ba} é a capacitância da barreira, Q_{ba} é a carga da barreira, “q” é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C), ϵ_s é a permissividade do semiconductor, W é a largura do canal, L é o comprimento de canal, N_{it} é a concentração de cargas armadilhadas, Φ_s é a função trabalho do semiconductor, N_a é a concentração de dopantes e Φ_F é o potencial de Fermi.

Há diversas formas de extrair a tensão de limiar V_{TH} graficamente, dependendo do método usado, os valores obtidos podem ser ligeiramente diferentes. Por exemplo, um método muito utilizado é o chamado método da segunda derivada [5, 26, 36]. Neste método, a curva característica $I_D \times V_G$ é derivada numericamente duas vezes e o valor de V_{TH} é identificado com o valor do ponto de máximo da curva, como ilustrado na Figura 12.

Figura 12 - Método da segunda derivada para obter V_{TH} graficamente, onde a curva marcada por bolas verdes é a curva $I_D \times V_G$ e a curva contínua em azul e a segunda derivada da curva anterior



Fonte: Autor “adaptado de” [5, 26, 36]

2.6.2.2 Transcondutância (g_m)

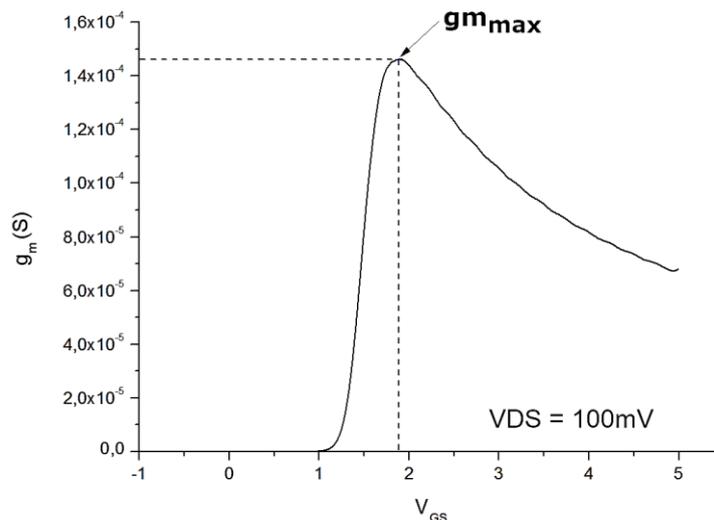
A transcondutância (g_m) em um transistor FET mede a efetividade da tensão de porta (V_G) ao controlar a corrente de dreno (I_D) [26], e a unidade é Siemens (S). A transcondutância é determinada ao derivar a corrente de dreno em função da tensão de porta aplicada, e tem diferentes valores dependendo do modo de operação do dispositivo, triodo ou saturação, como descrito na Equação 13 e Equação 14, respectivamente [26, 36].

$$g_{m_{triado}} \equiv \frac{dI_D}{dV_G} = \mu_n C_{ba} \frac{W}{L} V_{DS} \quad (13)$$

$$g_{m_{sat}} \equiv \frac{dI_D}{dV_G} = \mu_n C_{ba} \frac{W}{L} \frac{(V_G - V_{TH})}{n} \quad (14)$$

onde, μ_n é a mobilidade dos elétrons, C_{ba} é a capacitância da barreira, W é a largura do canal, L é o comprimento de canal, V_G a tensão aplicada na porta do dispositivo, V_{TH} a tensão de limiar característica do dispositivo, V_D é a tensão aplicada no dreno do dispositivo e n é o acoplamento capacitivo.

Figura 13 - Curva g_m por V_G evidenciando $g_{m_{max}}$



Fonte: Autor "adaptado de" [5, 26, 36]

A Figura 13 apresenta um exemplo de curva de transcondutância em função da tensão de porta (V_G). Através da análise desta curva $gm \times V_G$ é possível obter o valor da transcondutância máxima (gm_{max}).

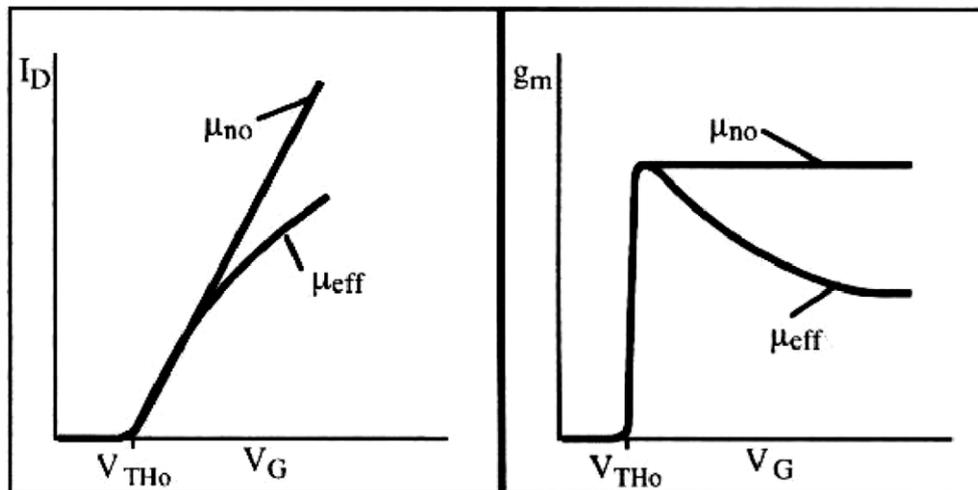
2.6.2.3 Mobilidade máxima (μ_0) e efetiva (μ_{eff})

A mobilidade dos portadores é proporcional à variação de I_{DS} em relação a V_G [26]. Deste modo, a mobilidade máxima ou mobilidade de baixo campo (μ_0) pode ser calculada pela Equação 15:

$$\mu_0 = \frac{L}{WC_{ba}V_{DS}} gm_{max} \quad (15)$$

onde, C_{ox} é a capacitância da barreira, W é a largura do canal, L é o comprimento de canal, V_D é a tensão aplicada no dreno do dispositivo e gm_{max} é a transcondutância máxima.

Figura 14 - Mobilidade máxima e efetiva



Fonte: Autor "adaptado de" [26]

Porém, ao se aumentar V_G , deve ser considerado um fator de degradação da mobilidade θ (Figura 14), a fim de se calcular a mobilidade efetiva (μ_{eff}) [26], como demonstra a Equação 16:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_{TH})} \quad (16)$$

onde, μ_0 é a mobilidade máxima, θ é a degradação da mobilidade, V_G é a tensão aplicada na porta e V_{TH} é a tensão característica do dispositivo.

2.6.2.4 Inclinação de sublimiar (S)

A inclinação de sublimiar (*subthreshold slope* ou *subthreshold swing*) é a variação de tensão entre porta e fonte necessária para alterar a corrente entre dreno e fonte por uma década, isto é, por uma ordem de magnitude e é definida pela Equação 17 com unidade igual a mV/dec [26, 36].

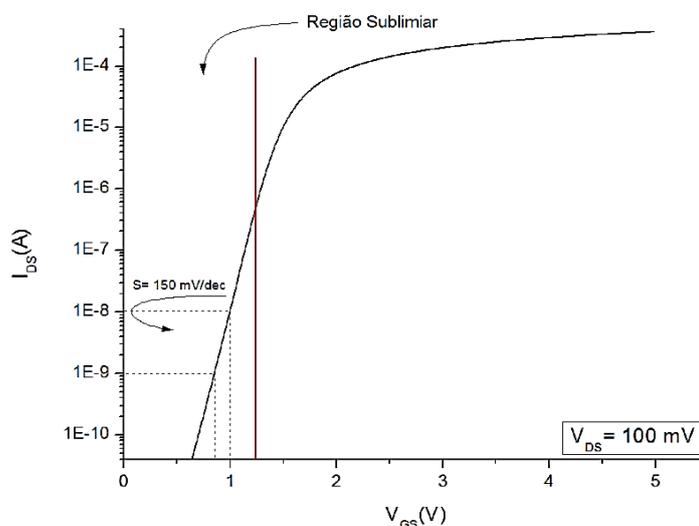
$$S = \left(\frac{d \log(I_D)}{dV_G} \right)^{-1} = \frac{kT}{q} \left(1 + \frac{C_s + C_{it}}{C_{ba}} \right) \ln 10 \quad (17)$$

para a região de sublimiar, em que $V_{GS} < V_{TH}$. Nesta expressão, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura, C_s e C_{it} são as capacitâncias da lâmina do semiconductor e das armadilhas eletrônicas existentes na interface entre a barreira e o canal [26, 36].

A inclinação de sublimiar pode ser interpretada como uma medida da velocidade com que um transistor consegue chavear entre seus dois estados lógicos, desligado e ligado. Na região de sublimiar, a difusão dos portadores de carga livres é a principal componente da corrente de dreno, que é, portanto, essencialmente independente da tensão V_{DS} aplicada entre dreno e fonte desde que seja pequena, mas suficientemente maior do que kT/q . Utilizar os CIs (Circuitos Integrados) na região de sublimiar tende a reduzir o consumo de energia, porém os tornam mais sensíveis a ruídos [5, 26].

É possível adquirir a inclinação de sublimiar (S) graficamente, deve-se obter a variação de tensão no canal por década da corrente no canal (I_D), como mostra a Figura 15.

Figura 15 - Gráfico da Inclinação de sublimiar.



Fonte: Autor "adaptado de" [5, 26]

2.6.2.5 Armadilhas de Interface

A presença da interface AlGaIn/GaN introduz uma perturbação na estrutura periódica do cristal do semicondutor e faz com que algumas ligações não sejam preenchidas, resultando na existência de estados de energia no intervalo de banda na superfície do semicondutor. Esses estados são chamados de "estados da interface" ou "armadilhas de interface". Eles podem ser carregados positiva ou negativamente, dependendo de sua natureza e energia em relação ao nível de Fermi e, portanto, afetam o potencial da superfície [13, 26, 34, 37].

Se uma densidade de armadilhas de interface, N_{it} (unidade: $\text{cm}^{-2} \text{V}^{-1}$), for observada, uma carga " $qN_{it}(\Phi_S)$ " estará presente na superfície do semicondutor. A carga geralmente é negativa nos transistores de canal n e é devida aos elétrons presos nos estados intermediários das interfaces (o aprisionamento é geralmente causado por temperatura ou radiação). Se o potencial de superfície aumentar de " Φ_S " para " $\Phi_S - \Delta\Phi_S$ ", a carga retida aumenta em uma quantidade igual a " $-qN_{it}(\Delta\Phi_S)$ ". [13, 26, 34, 37]. Para compensar essas mudanças, uma tensão diferente deve ser aplicada à porta, cujo valor pode ser calculado pela Equação 18:

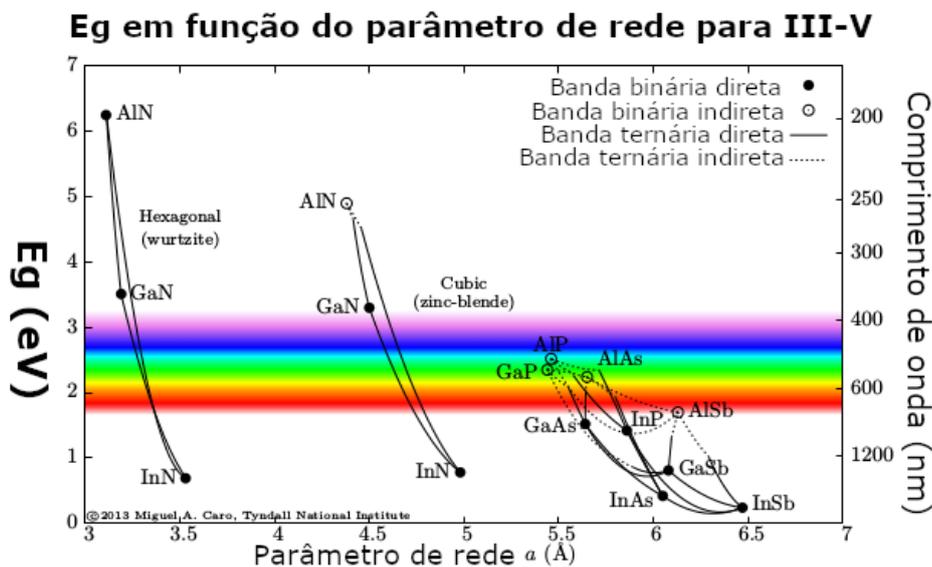
$$V_{it} = \frac{2qN_{it}\Phi_F}{C_{ba}} \quad (18)$$

onde, q é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C), N_{it} a concentração de cargas armadilhadas, C_{ba} é a capacitância da barreira e Φ_F é o potencial de Fermi.

2.6.3 Conceito de Heterojunções

Além dos elementos da quarta coluna da tabela periódica e seus compostos (Si, Ge, C, SiC e SiGe), toda uma gama de semicondutores pode ser sintetizada usando elementos das colunas III e V, como GaN, GaAs, InP, $Ga_xAl_{1-x}As$, etc. Além disso, também é possível fabricar semicondutores usando elementos de outras colunas da tabela periódica, como CdS e HgCdTe [26, 38- 41].

Figura 16 - Energia de banda proibida (*bandgap*) em semicondutores III-V



Fonte: Autor "adaptado de" [39- 41]

A Figura 16 mostra o intervalo de energia entre as bandas valência e condução (*bandgap* - E_g) das tecnologias III-V de semicondutores em função do parâmetro da rede, em destaque o GaN que apresenta *bandgap* $E_g = 3,4$ eV, parâmetro de rede $a = 3,25$ Å (angstrom) e uma banda direta binária. Além disso, o gráfico mostra o comprimento de onda correspondente ao material.

O principal parâmetro que caracteriza as propriedades elétricas desses materiais é a largura da banda proibida (*bandgap*). A Figura 16 mostra, também, a energia de *bandgap* de diferentes compostos III-V. Os valores arbitrários da energia de *bandgap* podem ser obtidos usando compostos ternários ou quaternários, tais como $Ga_xAl_{1-x}As$ e $Ga_xIn_{1-x}As_yP_{1-y}$. A energia de *bandgap* desejada pode ser alcançada ajustando os coeficientes x e y durante a fabricação do material [26, 38].

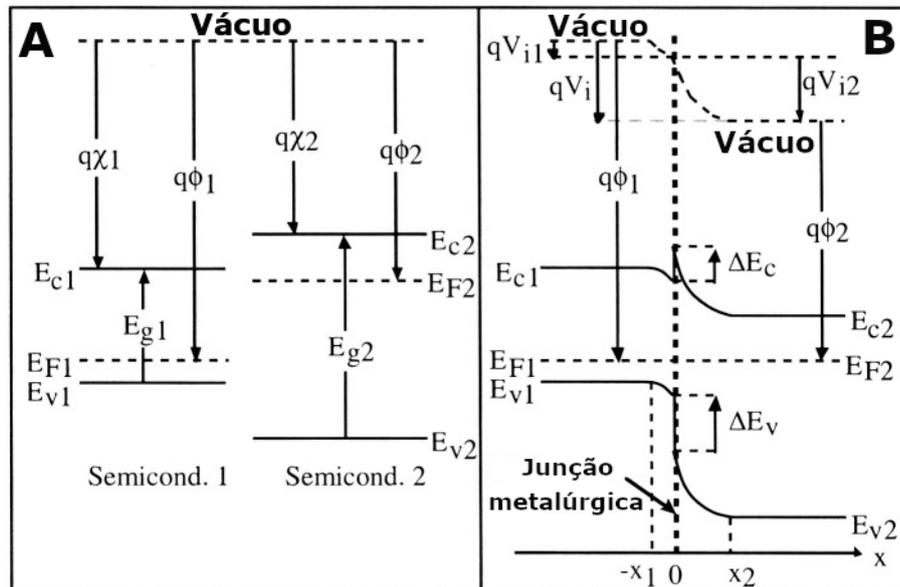
Uma junção PN que engloba dois semicondutores diferentes é chamada de heterojunção. A característica mais distintiva de tais junções é que as regiões P e N têm diferentes *bandgaps*. Uma junção contendo apenas um semiconductor, como uma junção PN clássica de silício, é chamada de homojunção [26, 38].

2.6.3.1 Diagrama de banda de energia para heterojunções

A presença de dois materiais com diferentes *bandgaps* introduz um nível adicional de dificuldade no diagrama de faixa de energia das heterojunções, quando comparado às homojunções [26, 38].

Considerando o exemplo da Figura 17, que ilustra como o diagrama da faixa de energia de uma heterojunção pode ser desenhado. Dois materiais semicondutores diferentes são combinados. Considerando o semiconductor nº 1 do tipo P e tenha uma certa *bandgap*, uma função de trabalho e uma afinidade eletrônica igual a E_{g1} , $q\phi_1$ e $q\chi_1$, respectivamente. A função de trabalho é a diferença de energia entre o nível de vácuo e o nível de Fermi, que representa a energia necessária para remover um elétron de energia E_F do semiconductor. A afinidade eletrônica é a energia necessária para remover um elétron da banda de condução até o nível de vácuo. Da mesma forma, supondo que o semiconductor nº 2 é do tipo N, e seu intervalo de banda de energia, função de trabalho e afinidade eletrônica são E_{g2} , $q\phi_2$, e $q\chi_2$, respectivamente [26, 38].

Figura 17 - A: Diagrama de banda de energia dos dois semicondutores tomados separadamente; B: Diagrama da faixa de energia dos materiais conectados (heterojunção)



Fonte: Autor "adaptado de" [26]

O procedimento para obter-se o diagrama da faixa de energia é:

a- Em condições de equilíbrio, o nível de Fermi nos dois semicondutores é igual e constante. Longe da junção, os materiais semicondutores são neutros e seu diagrama de bandas de energia é o mesmo de quando os dois materiais são tomados separadamente [26]

b- As funções de trabalho $q\Phi_1$ e $q\Phi_2$ permanecem inalteradas nas zonas neutras. Isso nos permite traçar os níveis de vácuo, longe da junção [26].

c- Os níveis de vácuo dos dois semicondutores são conectados por uma curva suave e contínua. Essa curva, no entanto, terá uma forma semelhante à curvatura da banda na região de transição de uma homojunção. O nível de vácuo "curva" apenas dentro da região de transição, portanto entre $-x_1$ e x_2 [26].

d- Durante a formação da junção, os elétrons se difundem do semicondutor do tipo n para o material do tipo p, uma vez que, $q\Phi_1 > q\Phi_2$, e os buracos se difundem na direção oposta do tipo n para o semicondutor do tipo p. A distribuição de carga resultante gera uma região de depleção, um potencial de junção interna e, portanto, uma curvatura das faixas de energia. Por sua vez, essa curvatura é paralela à do nível de vácuo. Saber que as afinidades eletrônicas, $q\chi_1$ e $q\chi_2$

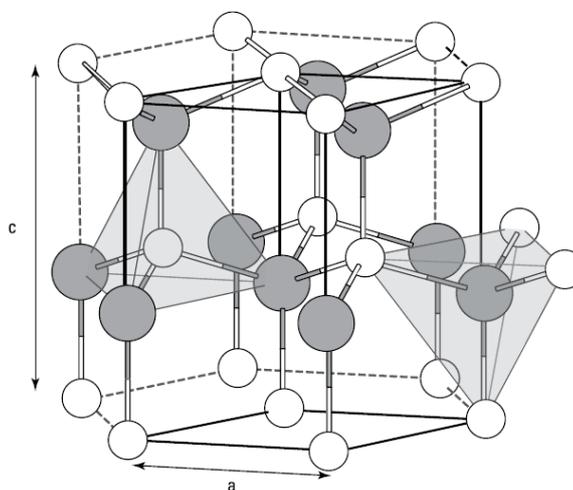
permanecem constantes na região de transição, o que nos permite adquirir Ev_1 , Ev_2 , Ec_1 e Ec_2 na região de transição [26].

e- Finalmente, a valência (Ev_1 e Ev_2) e os níveis de condução (Ec_1 e Ec_2) são conectados usando segmentos de linha vertical, na junção metalúrgica ($x = 0$). Esse recurso constitui o que é chamado de "descontinuidade de banda" [26].

2.6.4 O nitreto de Gálio (GaN)

O gálio (Ga) é um elemento químico de número atômico 31, e não existe livremente na natureza. Essa variedade isotrópica desse elemento, é um subproduto na produção de zinco e alumínio. O composto GaN é formado por átomos de gálio e nitrogênio dispostos, mais comumente, em uma estrutura de cristal de wurtzita. A estrutura de cristal de wurtzita (mostrada na Figura 18) é hexagonal e é caracterizada por duas constantes de rede cristalina (marcadas a e c na Figura 18) [42- 45].

Figura 18 - Estrutura do Cristal de GaN



Fonte: Autor "adaptado de" [42]

O GaN é geralmente fabricado em alta temperatura (aproximadamente 1100 °C) por técnicas de deposição química por vapor organometálico (*Metalorganic Chemical Vapor Deposition* - MOCVD) ou por deposição epitaxial por feixe molecular (*Molecular beam epitaxy* - MBE) em um determinado substrato de SiC ou Si,

dependendo de onde será utilizado. Caso seja para aplicações de RF, o substrato geralmente é de SiC, enquanto para a eletrônica de potência é utilizado Si [42- 45].

2.6.5 Transistor de Heterojunção baseado em GaN/AlGaN

Os transistores de nitreto de gálio (GaN) surgiram pela primeira vez nos anos 90 e começaram a se tornar comercialmente disponíveis nos últimos anos. A popularidade do GaN está enraizada em seus recursos para alta corrente e alta tensão, o que o torna altamente valioso para aplicações de micro-ondas e em chaveamento de transistores, “*switching power*”. A tecnologia GaN supera outras tecnologias de RF porque pode oferecer simultaneamente a mais alta combinação de potência, ganho e eficiência em uma determinada frequência e, também, porque opera com uma tensão operacional alta para reduzir a corrente do sistema [42- 45].

O GaN é um cristal semicondutor binário de bandas diretas III-V comumente usados em dispositivos fotoelétricos (luzes de LED), players de Blu-ray, amplificadores de radiofrequência (R.F.) e em eletrônica de potência.

O GaN tem um intervalo de banda de 3,4 eV, o que é considerado um valor alto. Por isso, o GaN é chamado de semicondutor de banda larga (*wide bandgap*). Em comparação, o arseneto de gálio (GaAs) tem um intervalo de banda de 1,4 eV e o silício (Si) possui um intervalo de banda de apenas 1,1 eV [42- 45].

2.6.6 Transistor de alta mobilidade eletrônica (HEMT)

O acrônimo HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), em português significa "Transistor de alta mobilidade eletrônica". Às vezes, esse dispositivo também é chamado de "transistor de efeito de campo dopado com modulação" (*Modulation doped field effect transistor - MODFET*). Os HEMTs geralmente são observados em semicondutores III-V, como GaN, GaAs e InP. Por exemplo, a mobilidade do GaN HEMT é 2000 cm²/Vs à 300 K. Ao comparar à mobilidade da superfície dos elétrons no canal de um MOSFET de silício, da ordem de 650 cm²/Vs (300 K), esses números são bastante impressionantes. No entanto, se a concentração de dopagem da impureza for aumentada nos semicondutores III-V, a mobilidade dos elétrons será significativamente degradada devido ao espalhamento da impureza [26, 38, 42- 45]. A corrente de deriva de elétrons em um semicondutor é dada pela Equação 19:

$$J_n = q\mu_n n \varepsilon \quad (19)$$

onde, q é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C), μ_n é a mobilidade dos elétrons, “ n ” é a concentração de portadores livres no semiconductor e ε é a permissividade do semiconductor.

Assim, para um determinado campo elétrico, a corrente é proporcional à concentração de elétrons e a mobilidade dos elétrons. A operação do HEMT é bastante semelhante à de um MOSFET. Nas duas tecnologias, a corrente flui através de um canal entre a fonte e o dreno, e o número de portadores no canal é modulado pela tensão da porta. A corrente em um MOSFET pode ser incrementada aumentando a concentração de dopantes no canal. Todavia, qualquer aumento da concentração de portadores de carga resulta em uma diminuição da mobilidade. Dessa forma a alta mobilidade e alta concentração de portadores não podem ser alcançadas ao mesmo tempo. Portanto, o uso de uma estrutura de heterojunção permite contornar esse problema, obtendo altas concentrações de elétrons em um material levemente dopado, o que garante alta mobilidade [26, 38, 42- 45].

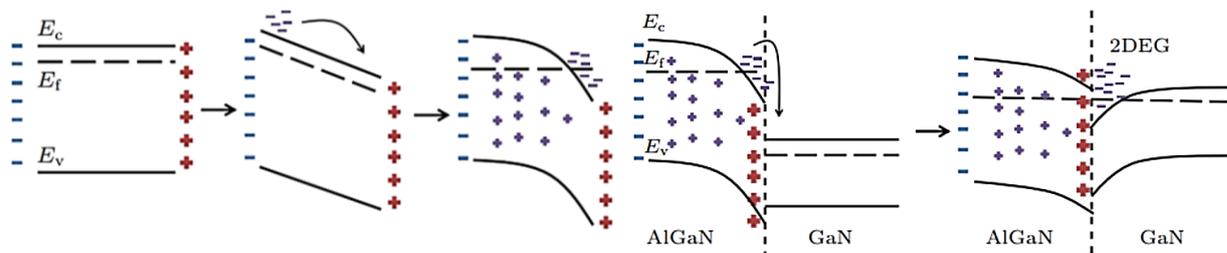
2.6.7 Gás bidimensional de elétrons (2DEG)

A grande densidade de carga de interface neste sistema está correlacionada à polarização espontânea e piezoelétrica. Resultando em um alto campo elétrico na camada de barreira AlGaIn, todavia, a fonte da grande quantidade de elétrons é controversa. Entre diferentes modelos teóricos para explicar este problema, o mais amplamente aceito é que o gás bidimensional de elétrons (2DEG) origina de estados doadores na superfície AlGaIn [29].

Portanto, quando uma camada AlGaIn é depositada sobre uma camada GaN, esta induz cargas positivas na interface AlGaIn/GaN e cargas negativas no topo da camada AlGaIn, devido a polarização intrínseca da heterojunção. Assim, um campo elétrico é formado dentro da camada de AlGaIn [29]. Uma vez em contato com GaN, os elétrons da camada AlGaIn fluirão para o GaN e formarão o 2DEG, visto que, o nível de Fermi de GaN é menor do que o de AlGaIn, conforme mostrado na parte esquerda da Figura 19. Este processo continuará até que os níveis de Fermi de AlGaIn e GaN igualem-se [29].

Elétrons movem-se sob o campo elétrico induzido por polarização, de um lado para o outro, “dobrando” a banda de energia e deixando cargas positivas fixas na camada AlGaN. Criando o 2DEG.

Figura 19 - Bandas de energia do AlGaN tipo N e do GaN tipo P



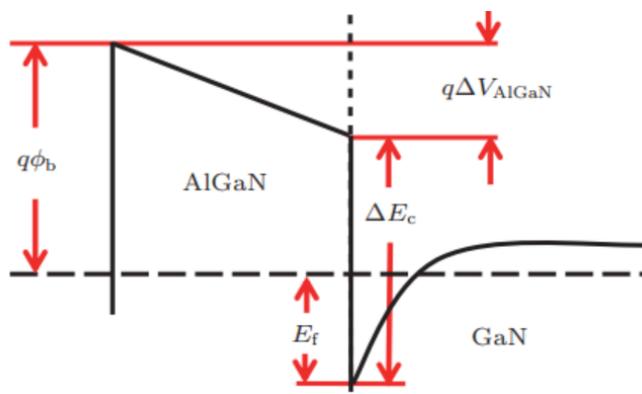
Fonte: Reproduzido de [29]

Além da região contar com uma concentração muito alta de elétrons, é muito fina (5 à 10 nm), o que a confere características bidimensionais. Por isso, o termo, gás bidimensional [26, 38, 42- 45].

O diagrama de bandas de energia do gás de elétrons bidimensionais (2DEG) é apresentado na Figura 20, e foi obtido a partir das considerações anteriores.

Sendo ΔV_{AlGaN} a queda de potencial entre a superfície AlGaN e a interface AlGaN/GaN, “q” a carga do elétron, ϕ_b a função trabalho da barreira AlGaN, E_f é a posição do nível de Fermi em relação à borda da banda de condução e ΔE_c é a descontinuidade da banda de condução entre GaN e AlGaN [29].

Figura 20 - Diagrama de banda de uma heteroestrutura AlGaN / GaN



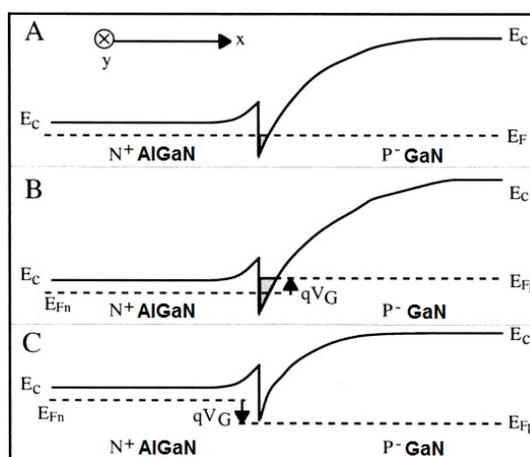
Fonte: Reproduzido de [29]

A concentração de elétrons no 2DEG pode ser modulada aplicando uma tensão à heterojunção. Se uma polarização positiva, V_G , é aplicada ao material N +

AlGaAs, a junção é polarizada reversamente e E_c é reduzido ainda mais abaixo da E_f na região 2DEG, o que aumenta a concentração de elétrons. Por outro lado, se uma polarização negativa é aplicada ao material N + AlGaAs, E_c é “elevada” na região 2DEG, resultando em uma diminuição da concentração de elétrons [26, 38, 42- 45]. Se a tensão for suficientemente negativa, o 2DEG eventualmente desaparecerá como mostrado na Figura 21.

Na Figura 21 os eixos na parte superior indicam x em uma direção positiva de N^+ AlGaAs para P^- GaAs enquanto y é apontado para fora da página (da fonte ao dreno) **A**: $V_G = 0$; **B**: $V_G > 0$; **C**: $V_G < 0$.

Figura 21 - Modulação da concentração de elétrons no 2DEG



Fonte: Reproduzido de [26, 29]

2.6.8 Aplicabilidades do GaN HEMT

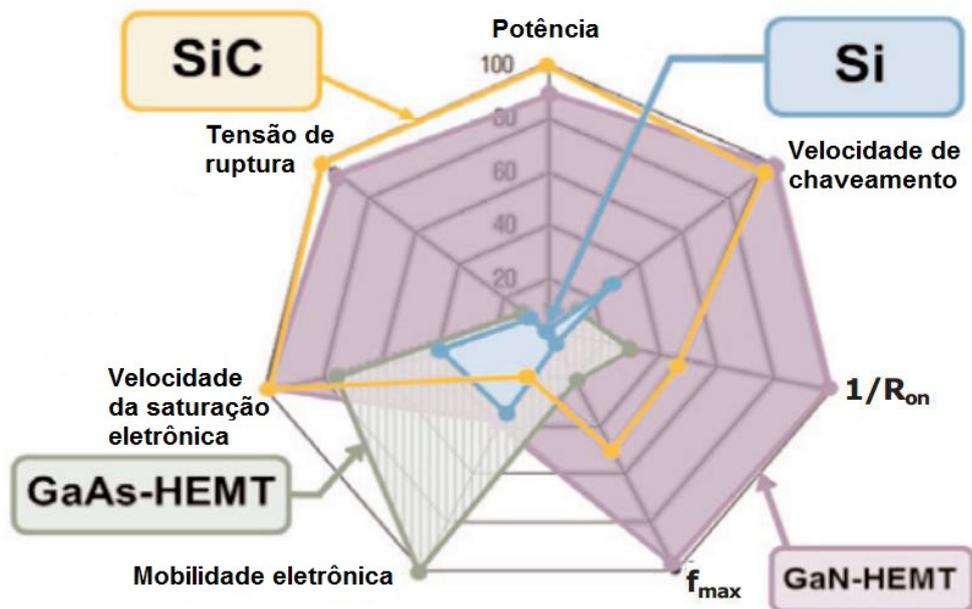
Uma das principais vantagens dos transistores GaN é sua capacidade de operar em tensões e correntes mais altas, muito superiores que os transistores fabricados em outras tecnologias de semicondutores. Mas essas vantagens também trazem desafios únicos de confiabilidade. A tecnologia GaN supera outras tecnologias de RF porque pode oferecer simultaneamente a mais alta combinação de potência, ganho e eficiência em uma determinada frequência e, também, porque opera com uma tensão operacional alta para reduzir a corrente do sistema [26, 38, 39- 45]

Um dos maiores desafios, na fabricação do dispositivo, surge por causa do nitreto de alumínio e gálio (AlGaAs), normalmente usados na barreira entre a porta e

o canal de elétrons. O nitreto de alumínio (AlN) e o Nitreto de Gálio (GaN) têm diferentes constantes de rede cristalina, portanto diferentes parâmetros de rede [46]. Quando uma estrutura de AlN é adicionada a uma de GaN, sua estrutura cristalina é forçada a se ajustar de acordo com a do GaN, criando tensões na rede cristalina. Quanto maior a concentração de alumínio na barreira AlGaN, maior a incompatibilidade entre as constantes da rede e, portanto, maior a tensão na rede cristalina [39- 46]. Essa certa incompatibilidade pode causar problemas de reprodutibilidade entre amostras.

A seguir temos uma comparação, meramente ilustrativa, entre os dispositivos semicondutores comerciais III-V mais usados e os dispositivos comerciais de Silício (Si). Comparou-se, na Figura 22, tensão de ruptura, velocidade de saturação eletrônica, mobilidade eletrônica, frequência máxima de operação, resistência do canal, velocidade de chaveamento e potência máxima de operação, entre as mais conhecidas tecnologias atuais usadas na fabricação de componentes eletrônicos.

Figura 22 - Comparação entre tecnologias



Fonte: Autor "adaptado de" [47]

Como apresentado na Figura 22, as tecnologias GaN e SiC apresentam características muito promissoras para as aplicações de potência, e a tecnologia GaAs demonstra ter uma mobilidade eletrônica consideravelmente maior que as outras tecnologias. Desta forma, esta tecnologia é a mais recomendada para a

fotônica. Em adição, é possível evidenciar que a tecnologia GaN é ótima para as aplicações de RF (Rádio Frequência), já que possuem velocidade de chaveamento, f_{max} e $1/R_{on}$ expressivos, ou seja, maiores que das outras tecnologias.

Na tabela 3 comparou-se, energia de *bandgap* (E_g), Concentração intrínseca (n_i), permissividade relativa do meio (ϵ_r), mobilidade eletrônica (μ_n), velocidade de saturação eletrônica (V_{sat}), energia de ruptura (E_{Br} , que está associada a tensão de ruptura do transistor), dissipação da potência (Θ), relação entre Ruptura e saturação do transistor ($JM=[E_{br}.V_{sat}]/2\pi$). Através da comparação, é possível observar a importância do estudo e desenvolvimento dos dispositivos GaN HEMT para aplicações de alta frequência, alta potência e altas temperaturas.

Tabela 3 - Comparação de tecnologias

	Si	GaAs	SiC	GaN
E_g (eV)	1,1	1,42	3,26	3,39
N_i (cm ⁻³)	$1,5 \times 10^{10}$	$1,5 \times 10^6$	$8,2 \times 10^{-9}$	$1,9 \times 10^{-10}$
ϵ_r	11,8	13,1	10	9,0
μ_n (cm ² /Vs)	1350	8500	700	2000
V_{sat} (10 ⁷ cm/s)	1,0	1,0	2,0	2,5
E_{br} (MV/cm)	0,3	0,4	3,0	3,3
Θ (W/cmK)	1,5	0,43	3,3 – 4,5	1,3
JM (10 ¹³ V/s)	1	2,7	20	27,5

Fonte: Autor “adaptado de” [47]

2.7 EFEITOS DA TID EM TRANSISTORES

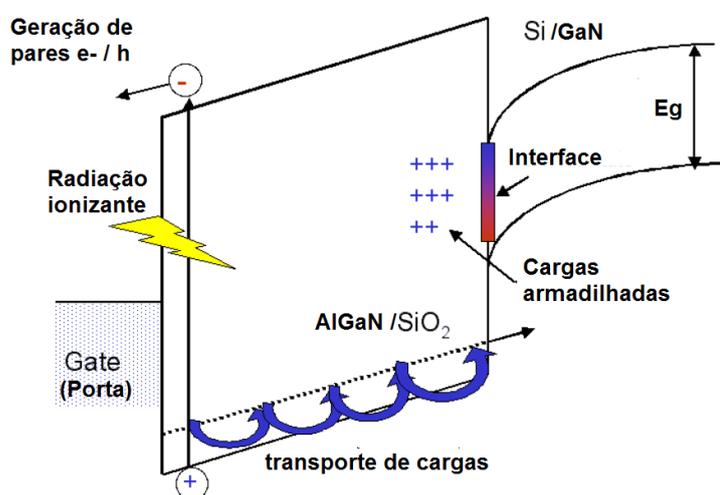
Os efeitos devido à dose de radiação ionizante, TID, acumulada no dispositivo são causados pela geração de pares elétron-lacuna na interface e/ou na barreira. A maior parte dos pares gerados pela radiação ionizante é rapidamente recombinada e não afeta o dispositivo. No caso específico das tecnologias baseadas em Si e SiO₂ com estrutura MOSFET, os elétrons não recombinados acabam eventualmente escapando do óxido, por terem mobilidade maior do que a das lacunas no SiO₂. Já as lacunas, terminam presas em armadilhas no óxido ou em estados de interface entre o óxido e a lâmina de silício. As lacunas aprisionadas, tanto no óxido quanto na interface, afetam a operação de um transistor, modificando a tensão de limiar, a

transcondutância, a inclinação de sublimiar ou outros parâmetros característicos de um MOSFET [5, 9- 14, 34, 37].

Pode-se observar um comportamento semelhante em tecnologias de heterojunções, como GaN HEMT. Todavia, no material GaN, por exemplo, que possui uma banda proibida bastante larga (3,4 eV), apresenta ligações atômicas mais forte do que as apresentadas no silício (1,1 eV), em consequência, os transistores da família III-V são intrinsicamente mais resistentes à radiação ionizante [42- 45]. No entanto, as cargas ficam armadilhadas nas interfaces da barreira (AlGaIn/GaN), já que a estrutura não apresenta óxido, e na própria barreira (AlGaIn).

Como os efeitos dependem também do material alvo a ser exposto, por questão de padronização, é costumeiro indicar a dose total absorvida referindo-se ou ao silício ou ao óxido de silício, mesmo que o alvo não os sejam. No caso do GaN, na faixa de energia de 10 keV, o coeficiente mássico de absorção é similar ao do Si e ao SiO₂ [30]. O processo de aprisionamento de cargas no óxido, na barreira e na interface pode ser observado na Figura 23, na qual é possível constatar o aprisionamento de cargas na barreira e/ou na interface [5, 9- 14].

Figura 23 - Esquemático sobre o comportamento das cargas armadilhadas



Fonte: Autor "adaptado de" [13]

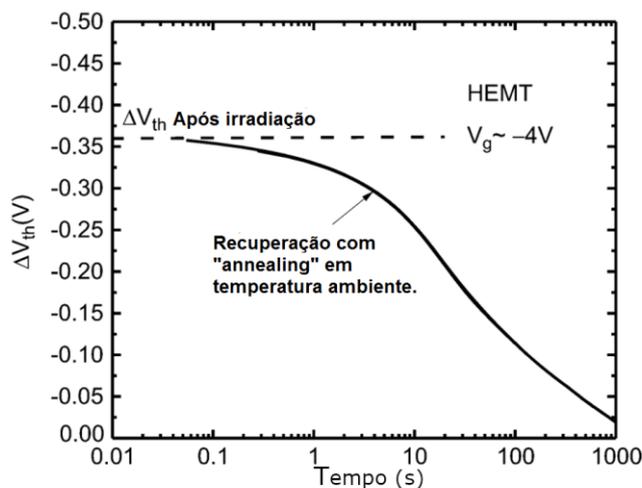
O aprisionamento de cargas modifica o campo elétrico, alterando o funcionamento do dispositivo, como observado na Figura 23. Quando as interfaces, óxidos e barreiras estão carregadas, é possível haver a criação de um canal de condução entre dreno e fonte, mesmo sem a aplicação da tensão V_{GS} entre porta e

fonte. Neste caso, as cargas positivas aprisionadas na barreira tendem a aumentar a corrente de dreno, por conta do aumentando do número de portadores de carga livres no canal de condução [5, 9- 14].

2.7.1 Efeitos da TID na tensão de limiar

As cargas positivas aprisionadas na barreira e nas interfaces da barreira (AlGaIn), farão com que a tensão de limiar V_{TH} seja reduzida, ou seja, o dispositivo começa a conduzir antes do esperado. No caso dos HEMT GaN é esperado que haja uma rápida recuperação da tensão de limiar V_{TH} , já que as cargas armadilhadas estão nas interfaces da barreira [48], o que torna mais provável a recuperação do dessa tensão, como demonstrado na Figura 24.

Figura 24 - Recuperação do V_{TH} em função do tempo, com “annealing” em temperatura ambiente

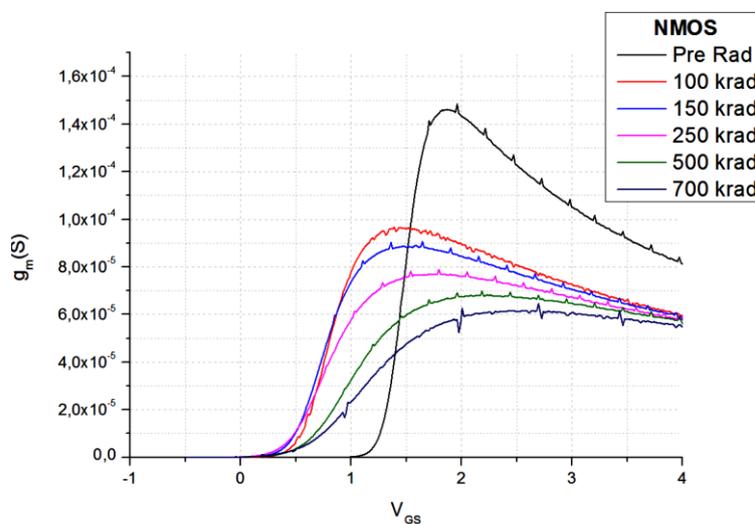


Fonte: Autor “adaptado de” [48]

2.7.2 Efeitos da TID na transcondutância máxima

Como demonstrado na Figura 25 a transcondutância máxima tende a diminuir conforme a dose de radiação acumulada aumenta, o que sugere que a mobilidade dos elétrons é reduzida pela dose de radiação acumulada. A redução da transcondutância máxima implica uma redução da sensibilidade da corrente de dreno (I_D) por meio da tensão V_{GS} aplicada entre porta e fonte [5, 9].

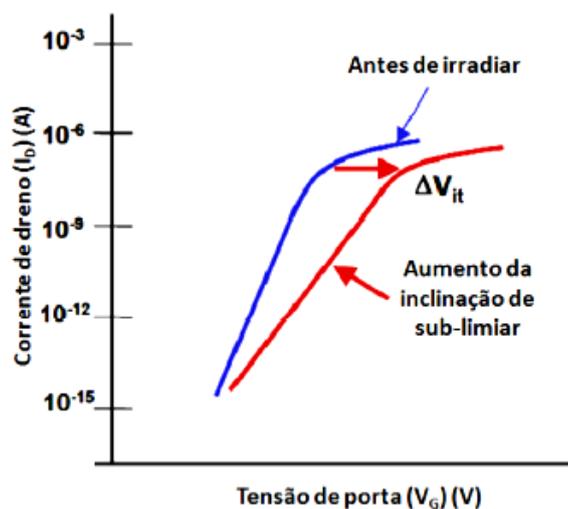
Figura 25 - Curvas de $g_m \times V_{GS}$, NMOS, para diversas doses acumuladas no dispositivo



Fonte: Autor "adaptado de" [5, 9]

2.7.3 Efeitos da TID no Sublimiar

Figura 26 - Variação da inclinação de sublimiar de transistores submetidos à radiação



Fonte: Autor "adaptado de" [5, 49]

As cargas armadilhadas são as principais responsáveis por promover uma mudança na inclinação de sublimiar (S) e o aumento da corrente de fuga quando o transistor está desligado [5, 26]. Tal fato dificulta o funcionamento do transistor, quando este está funcionando na região de sublimiar, devido ao aumento da

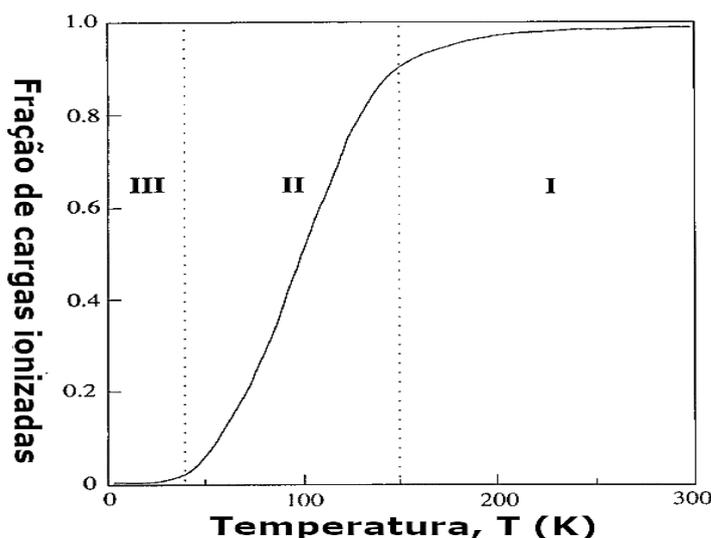
influência das correntes parasitas [5, 49]. Portanto a mudança da inclinação da curva de sublimiar (*slope*) é diretamente proporcional a tensão de cargas armadilhas (V_{it}), como mostrado na Figura 26.

Em resumo, com os efeitos da dose total ionizante (TID), a inclinação de sublimiar (S) deve aumentar, acarretando uma piora no funcionamento do dispositivo (chaveamento mais lento).

2.8 EFEITO DA TEMPERATURA EM TRANSISTORES

Quando um dispositivo semicondutor é operado sob condições de temperatura variáveis, a concentração do transportadores livres "n" também varia, podendo variar sua funcionalidade. A relação da concentração dos portadores livres versus a temperatura (n vs T) evidencia três regiões (Figura 27) [50]. A região I corresponde à parte em que a concentração de transportadores livres é praticamente igual a capacidade total de transportadores do material. A região II corresponde a faixa de transição, portanto é a região com maior dependência à temperatura. A região III corresponde ao regime de semicondutores totalmente neutralizados, isto é, um regime como isolador [50].

Figura 27 - Concentração de carga ionizada versus temperatura

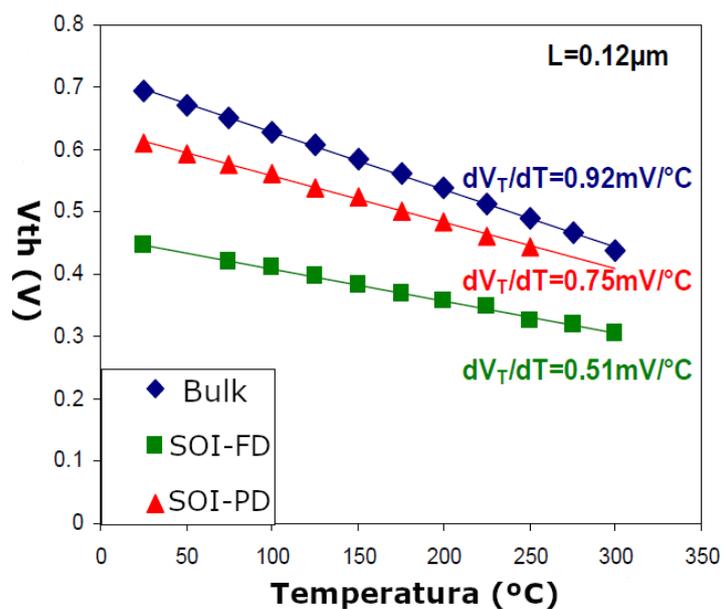


Fonte: Autor "adaptado de" [50]

2.9 EFEITO DA TEMPERATURA NA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TH})

Para exemplificar o comportamento dos transistores de efeito de campo (FET) segundo a variação de temperatura, A Figura 28 será mostra um gráfico de tensão de limiar versus temperatura (V_{TH} vs T) na Figura 28.

Figura 28 - Curva tensão de limiar por Temperatura (V_{TH} vs T)

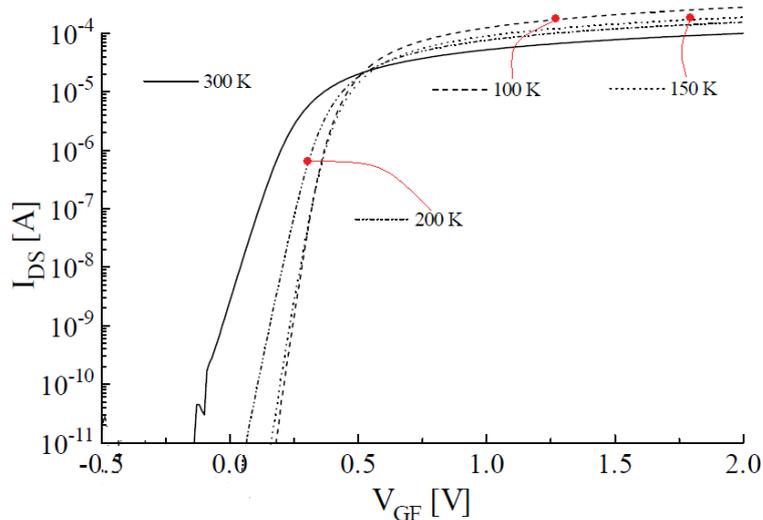


Fonte: Autor "adaptado de" [51]

Como observado, a tensão de limiar é inversamente proporcional a temperatura [51].

2.10 EFEITO DA TEMPERATURA NA CORRENTE DE DRENO (I_D) E NO SUBLIMIAR (S)

Para uma melhor visualização, a Figura 29 apresenta um gráfico de corrente do canal em escala monolog da corrente de dreno (I_D) em função da tensão de porta (V_G), variando a temperatura (T).

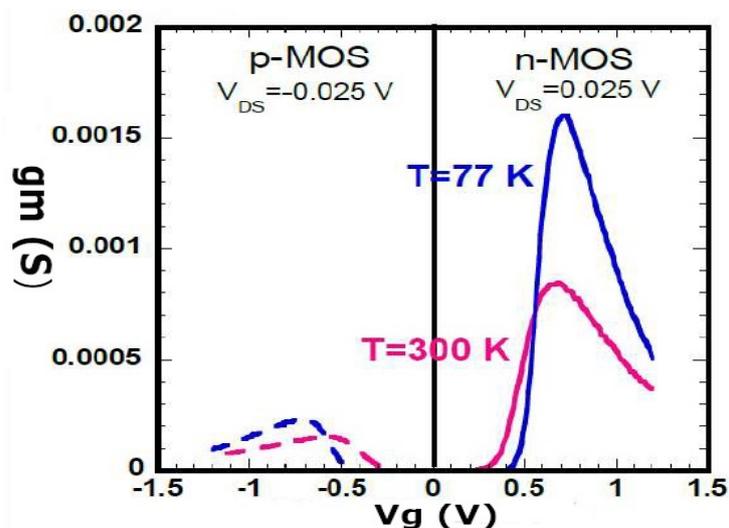
Figura 29 - Curva de I_D por V_G variando T

Fonte: Autor "Adaptado de" [50, 51]

É possível observar que com o aumento da temperatura aumenta-se também a corrente que passa pelo canal (I_D), todavia aumenta-se a inclinação de sublimiar (S), piorando a velocidade de chaveamento. Quanto menor a temperatura mais rápida será o chaveamento e menor será a corrente [51].

2.11 EFEITO DA TEMPERATURA NA TRANSCONDUTÂNCIA (GM)

Figura 30 - Curva gm por VG variando T



Fonte: Autor "adaptado de" [51]

Na Figura 30 é mostrado um gráfico de transcondutância (g_m) pela tensão de porta (V_G) variando a temperatura (T). Neste caso é possível observar que com o aumento da temperatura diminui-se a transcondutância (g_m), conseqüentemente também diminuiu a transcondutância máxima ($g_{m_{max}}$) [51].

3. PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL

Os parâmetros elétricos característicos de um semiconductor sob radiação dependem não apenas das propriedades intrínsecas do material, mas também da interação com a radiação, da dose acumulada e da energia transferida, bem como da densidade dos transportadores, impurezas e estados de defeitos [14, 52, 53]. Este trabalho, realizado no Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante (LERI) na FEI, mostra um estudo sistemático de um transistor GaN HEMT comercial, sobre os efeitos da radiação total ionizante (TID) provenientes de uma fonte de raios X com energia efetiva de 10 keV [54].

As curvas características do transistor foram adquiridas antes, durante e depois da irradiação, enquanto as análises da influência do estado de polarização ocorreram durante a irradiação. Neste trabalho, também foi desenvolvido um estudo sobre os efeitos da radiação do dispositivo em operação de chaveamento. Por fim, foi investigado o efeito da temperatura após o dispositivo ser irradiado.

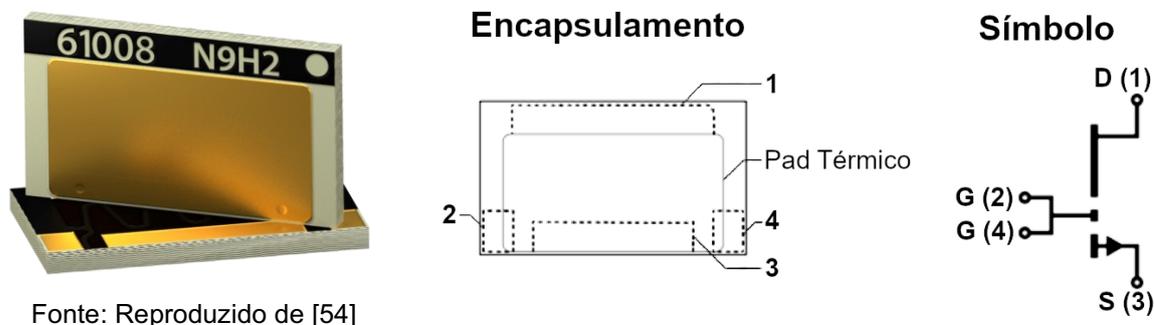
3.1 DISPOSITIVO EM TESTE (*DEVICE UNDER TEST* - DUT)

O dispositivo a ser testado é o GS61008T, que é um transistor de potência GaN em silício, modo de enriquecimento (*enhancement mode*) [54]. As propriedades do GaN permitem altas correntes, altas tensões de ruptura e altas frequências de comutação. A GaN Systems (fabricante) implementa o layout de célula patenteado *Island Technology*® para obter desempenho e rendimento de alta corrente. O encapsulamento GaNPX® permite baixa indutância e baixa resistência térmica (vide Figura 31). O GS61008T é um transistor com dissipador de calor no lado superior, que oferece resistência térmica de junção muito baixa, sendo ótimo para aplicações exigentes de alta potência. Esses recursos combinam-se para fornecer comutação de energia de alta eficiência [54].

Vale ressaltar a importância tanto da pesquisa de dispositivos COTS (*Commercial off-the-shelf*) quanto à testes de tolerância aos efeitos da radiação ionizante, como já descrito na introdução deste trabalho. Diante do fato de que no mercado internacional a aquisição de dispositivos qualificados como *RAD-HARD* é economicamente inviável e também de difícil acesso, o uso de COTS em aplicações em ambientes hostis é muito importante para a tecnologia nacional em áreas

estratégicas, como é o caso da aeroespacial, da medicina nuclear, de ambientes de aceleradores de partículas, dentre outros [54].

Figura 31 - Foto do GS61008T (transistor GaN), encapsulamento e símbolo



Fonte: Reproduzido de [54]

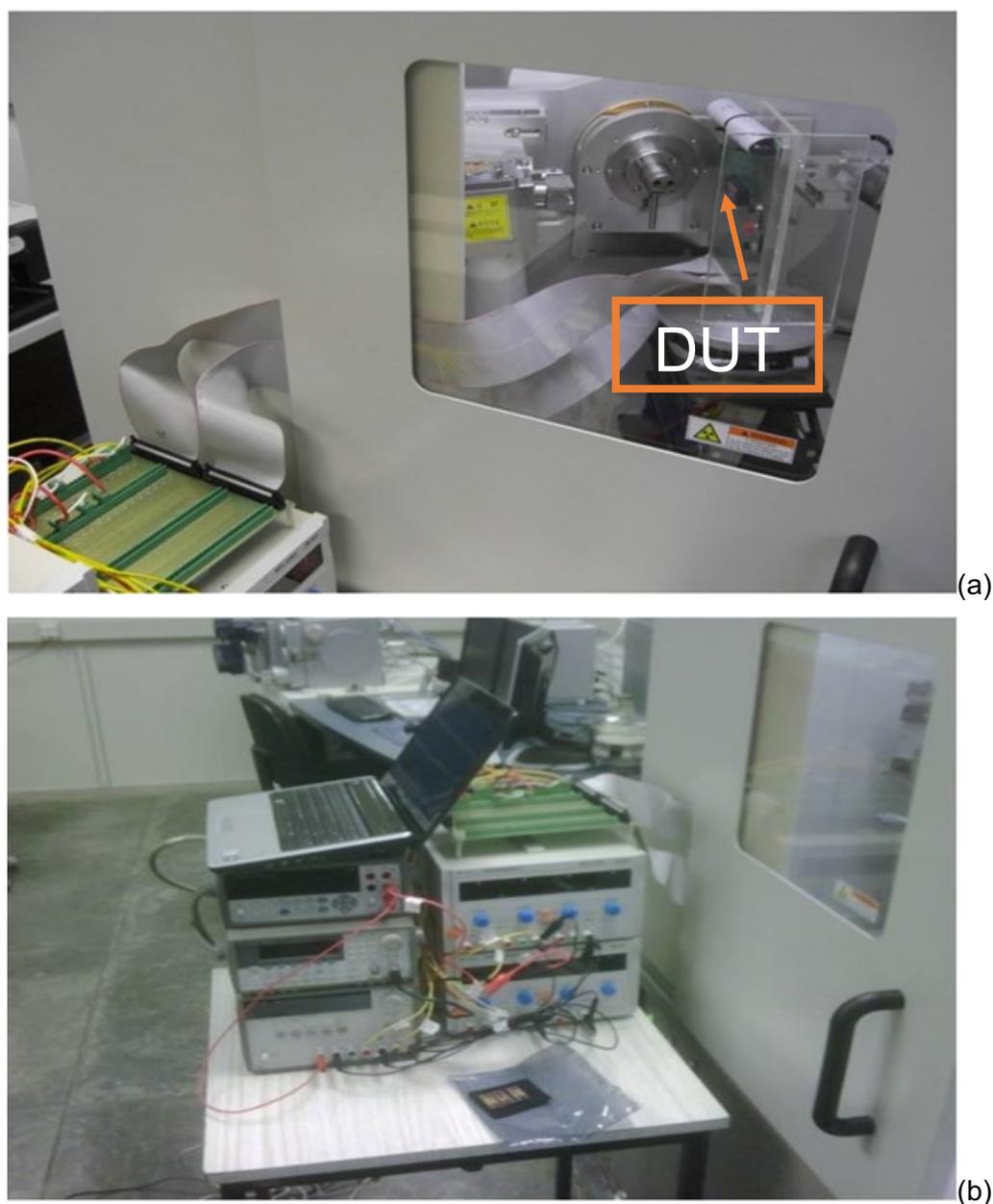
Algumas aplicações deste componente são sistemas de armazenamento de energia, conversores CA-CC (lado secundário), fontes de alimentação ininterruptas, acionamentos motorizados industriais, carregamento rápido de baterias, amplificadores de áudio classe D e acionamento de tração [54]. O *datasheet* pode ser encontrado no anexo A, no final do documento.

3.1.1 Laboratório de efeitos da radiação ionizante (LERI)

O Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante (LERI), localizado no Centro Universitário FEI, conforme ilustrado nas Figuras 32a e 32b, possui um equipamento *X-Ray Diffractometer XRD-6100 Shimadzu*, com tubo de cobre, no qual possibilita variar a corrente de feixe entre 2 mA e 50 mA e a tensão de 20 kV a 60 kV. A possibilidade de variar os parâmetros de funcionamento do equipamento facilita trabalhar com diferentes taxas de dose de radiação e, portanto, com diversas doses TID. O uso desta técnica também facilita que as medidas dos parâmetros de circuitos eletrônicos, assim como o monitoramento de falhas em memórias, possam ser realizadas em tempo real, durante o ensaio de irradiação. Esta flexibilidade viabiliza o estudo dos mecanismos físicos, uma das metas neste projeto. Geralmente é utilizado feixe de raios X com energia efetiva de 10 keV, pois é uma fonte conveniente de radiação, devido ao seu alto desempenho na produção de cargas quando comparado a prótons, alfa e íons pesados [55].

Na Figura 32 é possível observar o posicionamento do dispositivo perpendicular ao feixe (a) e o equipamento utilizado para monitorar as características dos dispositivos durante o acúmulo de dose de radiação (b).

Figura 32 - Aparato experimental utilizado na exposição de dispositivos eletrônicos a raios X



Fonte: Autor

A alta densidade de carga produzida nas camadas sensíveis do dispositivo ocorre pelo fato da interação de fótons com a matéria ser mais fraca do que a interação de íons com a matéria. Desta forma, quando íons atravessam a camada

de óxido de um dispositivo, geram, ao longo de sua trajetória, uma densa coluna de pares elétron-buraco que inicialmente têm uma alta probabilidade de recombinação. Por outro lado, quando fótons interagem com a matéria, os pares elétron-buraco são gerados de forma dispersa, de maneira que a distância média percorrida por difusão térmica pelos pares é menor do que a distância média entre os pares em sua formação. Conseqüentemente, eles apresentam uma menor probabilidade de recombinação [2, 49, 55, 56].

Figura 33 - Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante – LERI, Centro Universitário FEI



Fonte: Autor

O equipamento de raios X já foi devidamente estudado e adequado aos experimentos de exposição de dispositivos eletrônicos à radiação ionizante. Para a determinação da energia média efetiva do feixe de raios X, obteve-se o valor da camada semi-redutora através da curva de atenuação para folhas de alumínio 99,9% e a intensidade da radiação foi medida através de um detector de NaI (TI). Para uma tensão de 20 kV aplicada ao tubo de cobre, estimou-se uma energia efetiva de aproximadamente 10 keV. Na estimativa de taxa de exposição à radiação foi utilizado um monitor 9015 Radcal conectado a uma câmara de ionização de 6,0 cm³, localizada a 1,0 m do tubo de raios X e alinhada com o eixo central do feixe.

Nesta posição é garantido que o perfil do feixe cubra completa e uniformemente o volume total da câmara de ionização. Os valores de dose total absorvida em dispositivos eletrônicos são estimados utilizando coeficientes de atenuação mássica apropriados aos materiais irradiados [56]. Para energia efetiva de 10 keV, podemos submeter um dispositivo a taxas de dose que podem variar de acordo com a variação da corrente do feixe, de 2 mA a 30 mA, e tensão aceleradora, de 10 kV a 60 kV. Trabalhos publicados utilizando este equipamento em testes de dispositivos tolerantes a radiação ionizante, e os estudos dos mecanismos físicos que ocorrem devido aos efeitos da radiação, estão nas referências [5, 14, 52, 57].

Todos os equipamentos necessários para os testes de tolerância à radiação de dispositivos eletrônicos se encontram no Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante no Centro Universitário FEI (vide Figura 33).

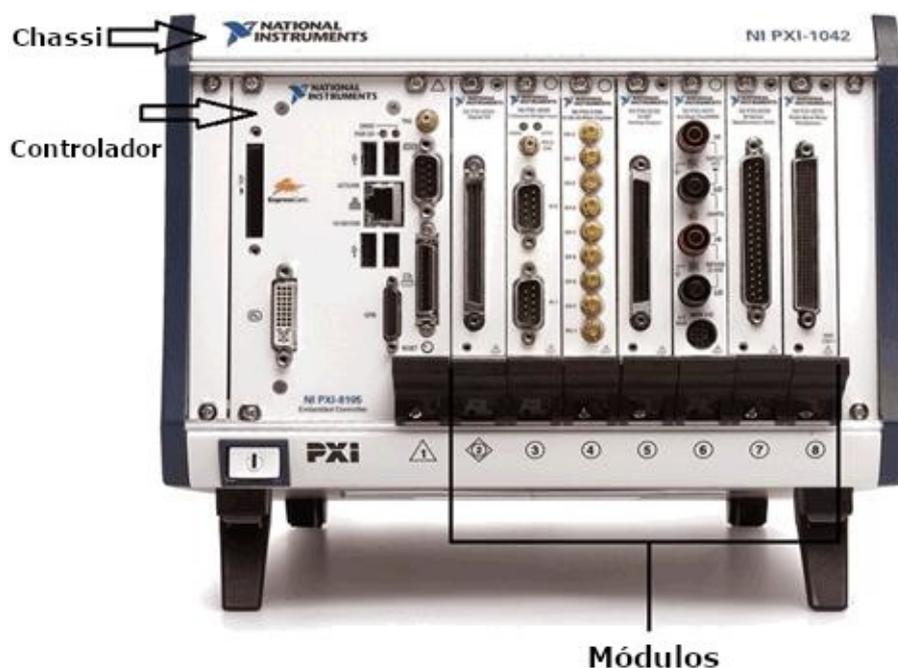
3.2 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA ESTÁTICA PARA IRRADIAÇÃO

As caracterizações elétricas estáticas para a irradiação são as curvas de corrente no dreno pela tensão no dreno, $I_D \times V_G$ (com V_G variando de 0 a 3 V enquanto $V_D=0,1$ V), que nos fornecem a tensão de limiar (V_{TH}), a transcondutância (gm), e a inclinação de sublimiar (S), e nas curvas de corrente no dreno pela tensão no dreno, $I_D \times V_D$ (com V_D variando de 0 a 0,15 V, enquanto V_G varia de 0 a 3V com incremento de 1 V), que nos fornecem a resistência de canal, e a variação da corrente no dreno (I_D). As medidas elétricas foram realizadas no Centro Universitário FEI, com o PXI – *National Instruments*, um equipamento que torna possível a obtenção das curvas características dos dispositivos antes, durante e após irradiação. O fato de o analisador ser portátil facilita executar medições no ambiente de irradiação.

O PXI combina o barramento elétrico *Peripheral Component Interconnect* (PCI) com os robustos barramentos de sincronização, como os módulos mecânicos do empacotamento *Eurocard* com o *CompactPCI* e ainda acrescenta especializados recursos de software. O PXI também adiciona recursos mecânicos, elétricos e ferramentas de software que complementam sistemas de teste e medição, aquisição de dados e aplicações de produção. Estes sistemas são aplicados em testes de fabricação militar e aeroespacial, monitoramento de máquinas, automotivo e testes

industriais. Os sistemas PXI são compostos por três componentes básicos: Chassi, Controlador e Módulos Periféricos (vide Figura 34) [58].

Figura 34 - Chassi PXI *National Instruments*



Fonte: Autor "adaptado de" [58]

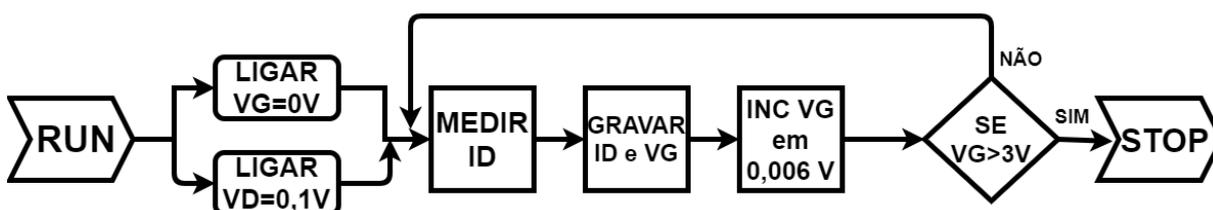
O laboratório LERI conta com duas unidades de alimentação e medição (SMU) PXI SMU4031 (± 20 V, 40 W) [58], onde uma delas está ligada a uma fonte externa extra de corrente ($I_{\max} = 2$ A). A SMU possui um canal com isolação que oferece uma saída em quatro quadrantes, que incorpora detecção remota (4 fios). Com essas cinco faixas de corrente, o PXI-4130 é ideal para a caracterização de transistor que requer o fornecimento de tensão ou corrente constantes com exatidão enquanto consome outra corrente. O PXI-4130 inclui também um canal utilitário que pode fornecer corrente ou tensão. Essa SMU PXI pode operar como fonte de tensão constante ou fonte de corrente constante, com um limite ajustável de conformidade para cada um dos modos. Além disso, você pode fazer a detecção remota no canal da SMU para maximizar a exatidão da medição e da saída de tensão em seu dispositivo testado (DUT) para obter aplicações de alta precisão [58].

O PXI e seus módulos se comunicam através de uma linguagem de programação chamada de *LabView*, que é uma linguagem aberta e desenvolvida pela própria *National Instruments* [58].

Para adquirir as curvas de corrente de dreno pela tensão na porta, $I_D \times V_G$, foram utilizados o PXI e os dois módulos SMU4130, todos programados em *LabView*. A Figura 35 demonstra o fluxograma utilizado para a programação dos testes $I_D \times V_G$.

Ao rodar o programa em linguagem *LabView* (*Virtual Instrument - V.I.*) [59] as duas fontes de tensão (SMU4130) são ligadas, a primeira está conectada à porta (V_{GS}) do transistor e liga com $V_G=0$ V, a segunda, conectada à fonte externa de corrente ($I_{max} = 2,0$ A), ao dreno do transistor (V_{DS}) e liga com $V_D = 0,1$ V (mantendo até o final do processo). A SMU conectada ao dreno mede e grava os valores I_D e V_G em um arquivo texto, e em seguida a SMU conectada a porta incrementa o valor de V_G em $0,006$ V, para que tenhamos 500 pontos na curva $I_D \times V_G$ até $V_G= 3,0$ V, e então repete-se esse processo até gravar os 500 pontos, ou seja até $V_G=3,0$ V.

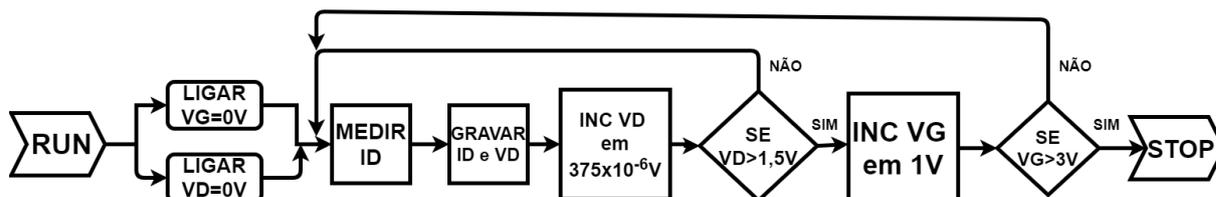
Figura 35 - Fluxograma da programação utilizada na caracterização $I_D \times V_G$



Fonte: Autor

Para adquirir as curvas da corrente de dreno pela tensão do dreno, variando a tensão na porta (V_G), $I_D \times V_D$, foram utilizados o PXI adjunto à dois módulos SMU4130, portanto programado em *LabView*. A Figura 36 demonstra o fluxograma utilizado para a programação dos testes $I_D \times V_D$.

Ao rodar o programa em linguagem *LabView* (V.I.) [59] liga-se as duas fontes de tensão (SMU4130), a primeira está conectada à porta (V_{GS}) do transistor e liga com $V_G=0$ V, a segunda, que está utilizando a fonte externa de corrente ($I_{max} = 2,0$ A), está conectada no dreno do transistor (V_{DS}) e liga também com $V_D = 0$ V. A SMU ligada no dreno mede e grava os valores I_D e V_D em um arquivo texto, e em seguida, incrementa o valor de V_D em $0,000375$ V, para que tenhamos 400 pontos na curva $I_D \times V_G$, com $V_G= 0$ V, Repete-se o procedimento até $V_D= 0,15$ V, no qual o valor de V_G é incrementado em 1 V, repetindo todo procedimento até que $V_D=0,15$ V e $V_G= 3$ V. Portanto teremos 4 curvas $I_D \times V_D$, com 400 pontos cada, no mesmo arquivo texto.

Figura 36 - Fluxograma da programação utilizada na caracterização I_{DxV_D} 

Fonte: Autor

3.3 CARACTERIZAÇÃO PARA IRRADIAÇÃO EM CHAVEAMENTO

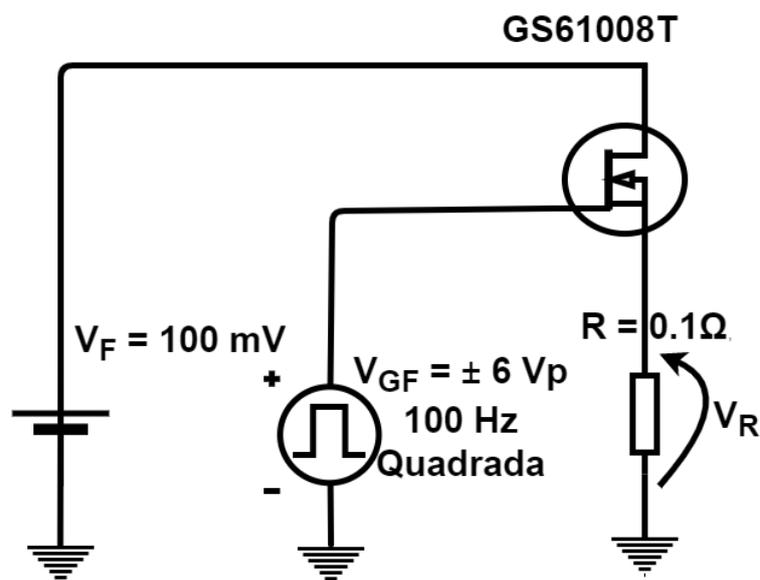
Os testes foram realizados em duas faixas de frequência: 100 Hz e 100 kHz, necessitando diferentes arranjos instrumentais. Em comum, a medição foi realizada por um osciloscópio R&S de 1 GHz, 10 GSa/s e impedância $Z = 1 \text{ M}\Omega$, utilizando uma sonda RT-ZP10, 10: 1, 500 MHz, 10 M Ω , 9,5 pF.

O osciloscópio foi utilizado para adquirir as curvas de chaveamento (V_{Rxt}) que providenciaria um dos principais parâmetros que podem afetar o desempenho do dispositivo durante a comutação, o intervalo de tempo que ele gasta para a mudança do estado ligado para o estado desligado, caracterizando o tempo de descida (t_f) e o tempo de desligado para o ligado, o tempo de subida (t_r).

3.3.1 Instrumentação para testes com $f = 100 \text{ Hz}$

O experimento consistiu em excitar a porta do transistor GaN com uma forma de onda quadrada de frequência $f = 100 \text{ Hz}$ e observar os tempos de subida e descida. O circuito usado para realizar este teste é mostrado na Figura 37. A medição foi realizada por um osciloscópio de 1 GHz, 10 GSa/s e impedância $Z = 1 \text{ M}\Omega$. O gerador de forma de onda quadrada usado na porta foi o NI PXI-SMU5406 ($V_{GF} \pm 6 \text{ V}$) juntamente com a fonte de tensão DC, proveniente da fonte de tensão para o dreno NI PXI-SMU4130 ($V_F = 100 \text{ mV}$). Através de um shunt ($R = 0,1 \text{ }\Omega$) conectado à fonte, pelo qual a tensão é lida em seus terminais, possibilitando determinar a corrente.

Figura 37 - Circuito do teste de chaveamento com $f=100$ Hz. A leitura do de V_R é feita pelo osciloscópio e as fontes de tensão são dos módulos do PXI



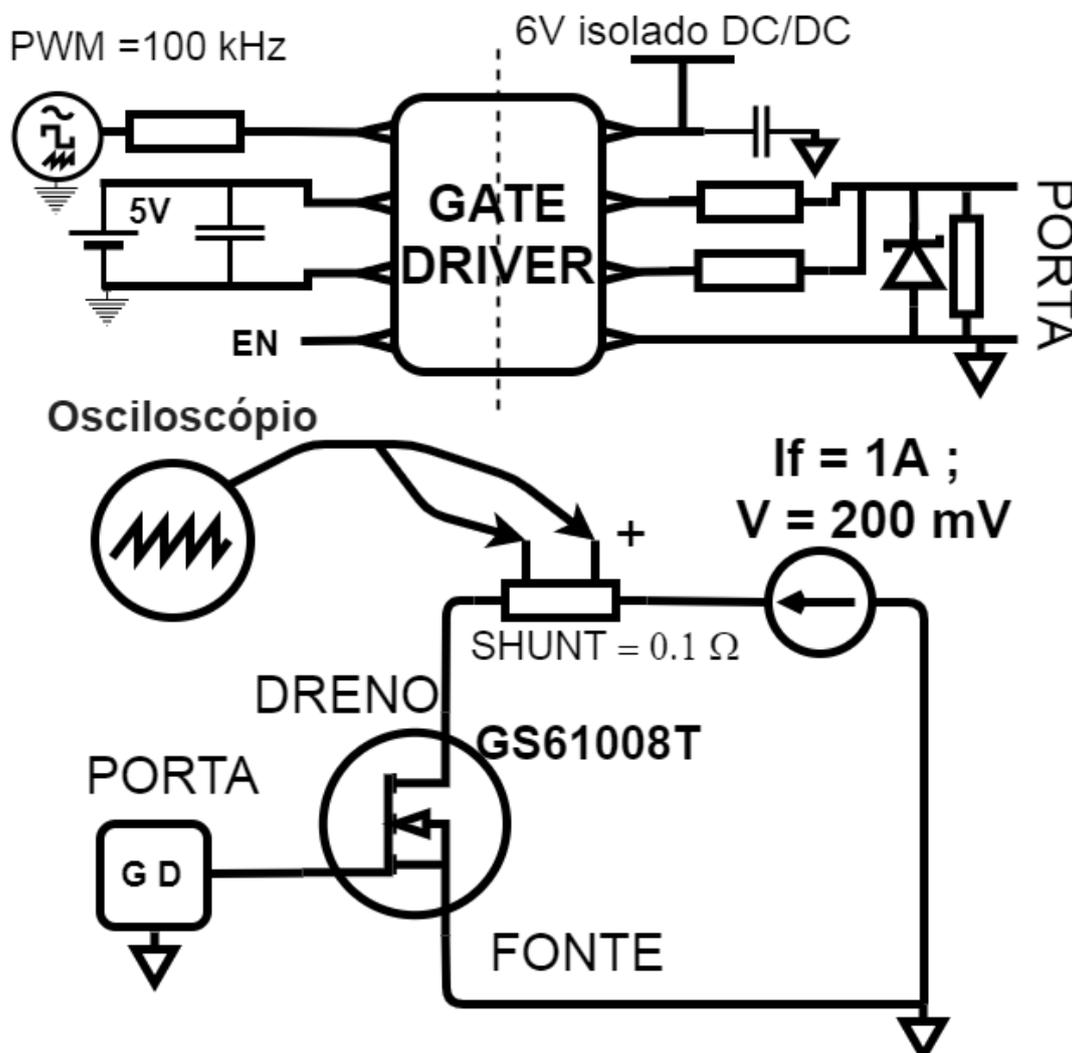
Fonte: Autor

Através da curva V_{Rxt} , adquirida pelo osciloscópio, e a resistência do shunt ($R = 0,1 \Omega$), calculamos a curva I_{Rxt} utilizando da 1ª lei de Ohm: $V_R = R \cdot I_D$.

3.3.2 Instrumentação para testes com $f = 100 \text{ kHz}$

O experimento consistiu em excitar a porta do transistor GaN com uma onda quadrada de frequência $f = 100 \text{ kHz}$ e observar os tempos de subida (t_r) e descida (t_f). Para conseguir acionar a porta do dispositivo, ou seja, garantir a corrente necessária para o chaveamento funcionar nessa frequência mais alta, foi usado um acionador de porta (*gate driver*) GaN, fornecido pela GaN Systems, modelo GS61008P-EVBHF, *Datasheet* pode ser encontrado no anexo B, no final do documento [60]. Um acionador de porta é um amplificador de potência que aceita uma entrada de baixa potência de um controlador e produz uma saída de alta corrente para a porta de um transistor de alta potência, como um IGBT ou MOSFET de potência. O circuito usado para realizar este teste é mostrado na Figura 38. Um gerador de forma de onda quadrada, NI PXI-SMU5406, foi usado na porta ($V_{GF} = 0$ a 6 V) junto com a fonte de corrente CC, MINIPA, para o dreno ($I = 1 \text{ A}$; $V_F = 200 \text{ mV}$). Novamente, através de um *shunt* ($R = 0,1 \Omega$) conectada ao dreno, a corrente do dreno foi medida.

Figura 38 - Circuito esquemático do teste de chaveamento com $f=100$ kHz. A leitura do de V_R é feita pelo osciloscópio, “GD” refere-se a *gate driver* que é o acionador de porta



Fonte: Autor

Mais uma vez, obtendo a curva V_{Rxt} , adquirida pelo osciloscópio, e a resistência do shunt ($R= 0,1 \Omega$), calculou-se a curva I_{Rxt} utilizando da 1ª lei de Ohm:

$$V_R = R \cdot I_D .$$

3.4 METODOLOGIA DE IRRADIAÇÃO

Para medir a sensibilidade do transistor GS61008T, GaN sobre silício, devido ao TID, foi utilizada uma configuração para a difração de raios X, utilizando XRD-6100 (Shimadzu). Os dispositivos em teste (DUTs) do mesmo lote foram expostos a

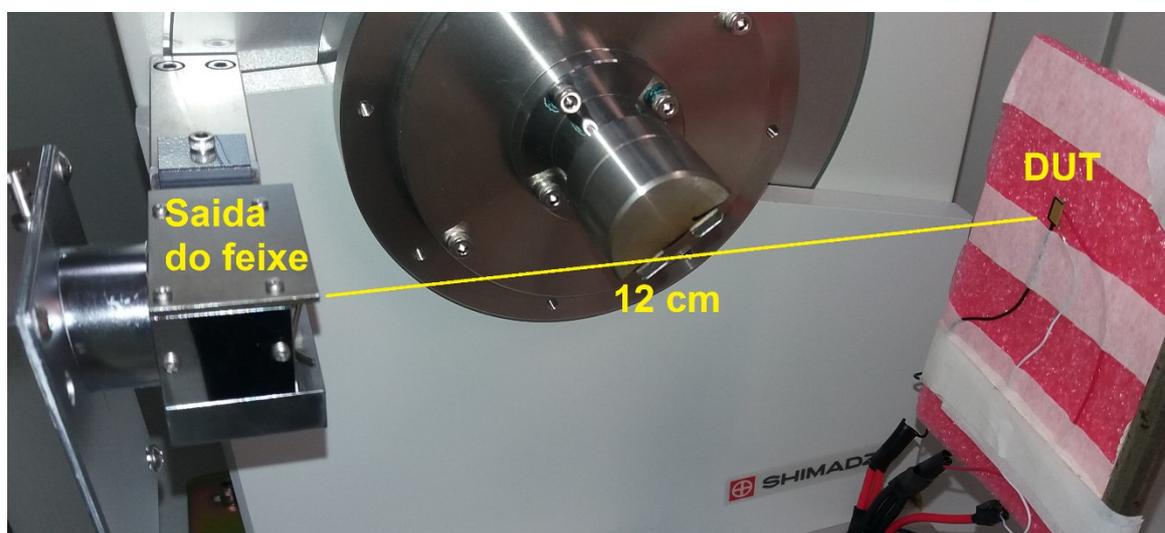
uma fonte de raios X de 10 keV, mantendo os procedimentos e etapas de irradiação e medições elétricas para todas as amostras [52, 56, 57]. O dispositivo foi analisado nas condições de polarização modo “on” e modo “off”. Para que as caracterizações fossem realizadas antes, durante e após a irradiação, foi utilizada uma plataforma portátil da *National Instruments PXI* [58].

Todas as medidas foram realizadas em temperatura controlada de 21 °C (temperatura ambiente - RT). Os dispositivos foram caracterizados antes, durante e após a exposição ao TID de raios X a uma taxa de dose de cerca de 114 krad (Si) /h e irradiados em duas abordagens diferentes: Primeiramente, os transistores foram expostos a raios X por uma hora; após esta etapa, houve uma etapa intermediária durante a qual os dispositivos foram mantidos por uma semana em temperatura ambiente (R.T.A.) para estabilização de cargas. Na 2ª etapa, os dispositivos foram irradiados por aproximadamente duas horas, atingindo a TID em torno de 350 krad (Si).

3.4.1 Configurações do Difratorômetro de Raio X

A Figura 39 mostra uma foto do interior do equipamento (difratômetro) utilizado para irradiação das amostras utilizadas neste trabalho, onde na esquerda vê-se a saída do feixe de raio X, na direita o DUT perpendicular com o feixe.

Figura 39 - Disposição da amostra (DUT) dentro da câmara do difratômetro preparado para os processos de irradiação



Fonte: Autor

Todas as irradiações tiveram as mesmas condições e configurações experimentais. A temperatura ambiente foi mantida em 21° C, a corrente do difratômetro foi de $I_{dif} = 30$ mA, a tensão geradora do campo elétrico de desaceleração no difratômetro foi de $V_{dif} = 20$ kV, a energia efetiva foi de $E_{ef} = 10$ keV [52, 61].

Dessa forma, a taxa de dose promovida pelo feixe de raio X à amostra (DUT) localizada a 12 cm da saída do feixe, foi de $(114 \pm 11,5)$ krad(Si)/h. Importante ressaltar que o equipamento foi calibrado utilizando uma câmara de ionização, calibração documentada na tabela 4.

Tabela 4 - Taxa de dose promovido pelo feixe de raio X

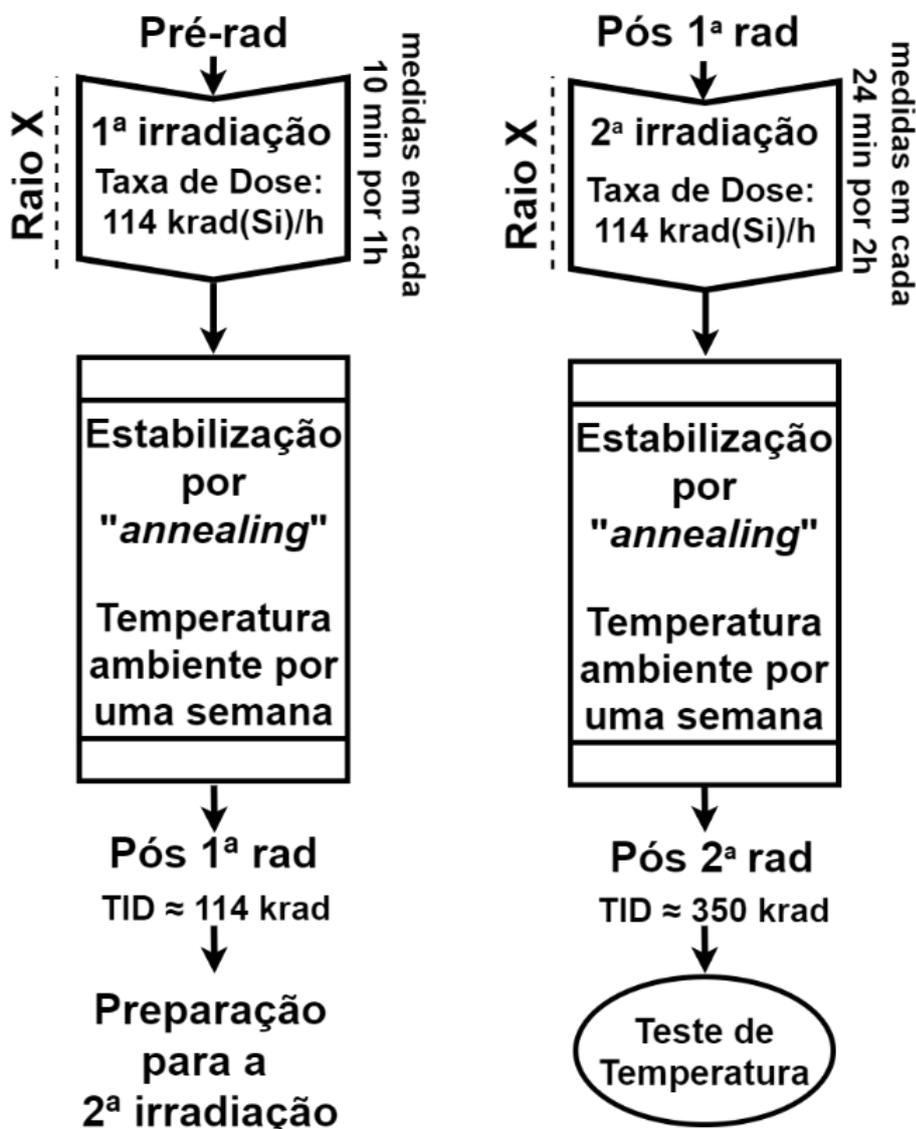
I (mA)	Taxa (rad/min)	Taxa (rad/h)	Taxa (krad[Si]/h)
2	$(15,25 \pm 1,5)$	(915 ± 91)	$(6,4 \pm 0,6)$
10	$(88,35 \pm 9,0)$	(5301 ± 500)	$(37,1 \pm 3,0)$
15	$(133,85 \pm 14,0)$	(8031 ± 800)	$(56,2 \pm 5,0)$
20	$(179,65 \pm 18,0)$	(10779 ± 1000)	$(75,4 \pm 7,5)$
30	$(270,45 \pm 28,0)$	(16227 ± 1600)	$(114 \pm 11,5)$
40	$(361,85 \pm 36,0)$	(21711 ± 2100)	$(151,9 \pm 15,0)$

Fonte: Autor

3.4.2 Processos de Irradiação

Os dispositivos em teste (DUTs) foram posicionados perpendicularmente ao feixe de raios X, para garantir a homogeneidade da área de radiação de campo. A taxa de dose foi calibrada medindo a exposição usando uma câmara de ionização, e a taxa de dose de raios X em silício foi estimada usando os coeficientes de atenuação da massa de ar e silício [52, 62, 63]. Os dispositivos foram caracterizados antes, durante e após a exposição a raios X com uma taxa de dose de cerca de 114 krad(Si)/h e irradiados em dois regimes, modo “*on*” (polarizado) e modo “*off*” (não polarizado). A Figura 40 esquematiza o procedimento de irradiação para cada processo descrito.

Figura 40 - Esquema dos processos de irradiação

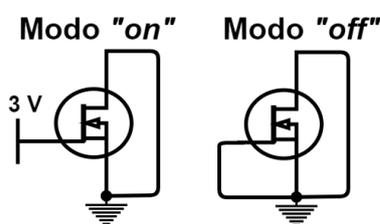


A irradiação consistiu em duas etapas. Na primeira etapa, o transistor foi exposto à irradiação de raios X por uma hora a uma taxa de dose de 114 krad (Si)/h, totalizando 114 krad (Si). Após esta etapa, houve um período no qual os dispositivos foram mantidos por uma semana à temperatura ambiente (*Room Temperature Annealing* – R.T.A.) para estabilização da carga. Na segunda etapa, os dispositivos foram expostos por aproximadamente mais duas horas na taxa de dose de 114 krad (Si)/h, atingindo uma dose total de cerca de 350 krad (Si) nas duas etapas combinadas.

3.4.3 Modos de Polarização para a Irradiação

Os dispositivos foram preparados para permitir o acesso aos terminais da porta, fonte e dreno garantindo fluxo de corrente e controle da tensão aplicado durante todo o processo de irradiação. Durante a irradiação, os dispositivos foram mantidos no modo “*off*” (não polarizado) ou no modo “*on*” (polarizado). No modo “*off*”, todos os terminais foram aterrados, enquanto no modo “*on*”, o terminal da porta foi polarizado com $V_G=3,0$ V enquanto os terminais de fonte e dreno foram aterrados, como demonstrado na Figura 41 [52, 62, 63].

Figura 41 - Modos de irradiação



Fonte: Autor

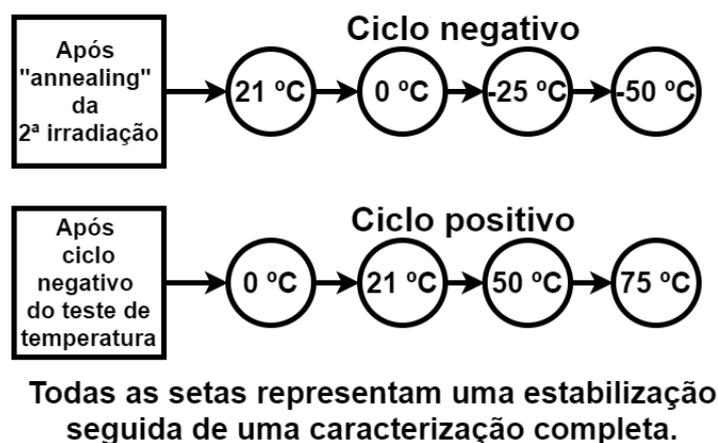
No modo “*on*” de irradiação será possível observar os efeitos que o TID causa quando o canal de gás de elétrons bidimensional (2DEG) está formado, ou seja, praticamente todas as cargas disponíveis para condução estarão na camada de condução, enquanto no modo “*off*” o canal 2DEG não estará formado.

3.5 TESTE DE TEMPERATURA

O teste teve o objetivo de avaliar a robustez do transistor para a variação de temperatura com TID acumulada de 350 krad (Si) no modo “*on*” (polarizado) e “*off*” (não polarizado). As amostras já haviam atingido um estado de estabilização de cargas, por “*annealing*” em temperatura ambiente (*Room Temperature Annealing* – R.T.A.), para que então fosse possível iniciar os testes de temperatura.

Assim como demonstra a Figura 42 as amostras foram caracterizadas em cinco temperaturas diferentes: 223 K (-50 °C), 248 K (-25 °C), 273 K (0 °C), 294 K (21 °C), 323 K (50 °C) e 348 K (75 °C).

Figura 42 - Esquemático da metodologia do teste de temperatura



Fonte: Autor

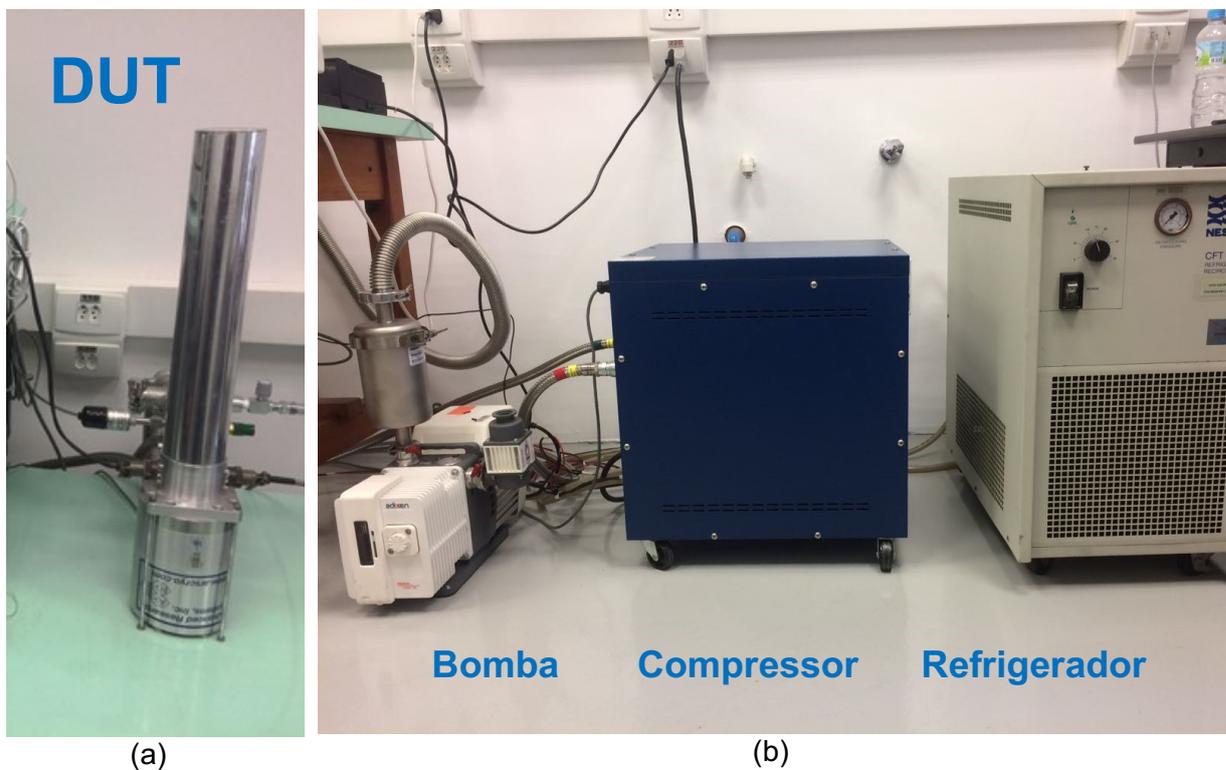
Adquiriu-se as curvas $I_{Dx}V_D$ e $I_{Dx}V_G$ em cada uma das temperaturas citadas para cada uma das amostras. A mudança da temperatura foi controlada por software, onde esperava-se pela estabilização de cada uma das temperaturas. Devido aos equipamentos mostrados na Figura 43 foi possível que as amostras nunca saíssem da câmara de vácuo, o que permitiu que essas não sofressem de efeitos parasitas das possíveis variações da temperatura entre caracterizações.

O controle de temperatura seguiu a sequência mostrada na Figura 42. Primeiramente efetuou-se o ciclo negativo de temperaturas, finalizando em -50 °C , para então iniciar o ciclo positivo de temperaturas em 0 °C [64].

As temperaturas foram mantidas por um criostato de ciclo fechado (uma cabeça fria ARS DE-202 com um compressor ARS 2HW e um controlador de temperatura *Lakeshore*). Para a aquisição dos parâmetros característicos utilizou-se dos mesmos V.I.s (softwares) em *LabView* e as mesmas fontes utilizadas nos testes estáticos anteriores (item 3.2), permitindo futuras comparações de parâmetros.

A Figura 43a demonstra o dedo frio, equipamento onde as amostras ficaram durante as caracterizações e ciclos térmicos. Na Figura 43b é mostrado os aparelhos de resfriamento (compressor de hélio e o refrigerador) e a bomba mecânica.

Figura 43 - Equipamentos do criostato de ciclo fechado para teste de temperatura, (a) O dedo frio, (b) equipamento para resfriamento



Fonte: Autor

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesse trabalho, avaliamos os parâmetros alterados pelos efeitos do TID e que governam a funcionalidade dos DUTs. Logo, avaliamos os valores da tensão de limiar (V_{TH}), a transcondutância (g_m), a corrente I_{off} , a inclinação de sublimiar (S) e os tempos de subida (t_r) e descida (t_f), referentes aos testes de chaveamento. Importante lembrar que as irradiações foram feitas em condições de polarização diferentes, no modo “on” e no modo “off”. E, foram analisadas a influência da temperatura (T) nas amostras, após ambos os processos de irradiação. Os resultados serão apresentados nos itens a seguir.

4.1 CARACTERIZAÇÃO PRÉ-IRRADIAÇÃO (PRÉ-RAD)

Foram realizadas caracterizações elétricas pré-rad (antes de ambas as etapas de irradiação) de seis amostras, sendo duas amostras preparadas para serem irradiadas no modo “off” (DUT 1 e DUT 4), duas preparadas para a irradiação no modo “on” (DUT 2 e DUT 3), e as outras duas preparadas para o teste de chaveamento. Para fins de exemplificação, apenas as curvas $I_{Dx}V_G$ e $I_{Dx}V_D$ da DUT 1 (Modo “off”) e DUT 2 (Modo “on”) serão mostradas nas Figuras 44 e 45, respectivamente. No entanto, é importante ressaltar que as amostras DUT 3 (modo “on”) e DUT 4 (modo “off”) apresentaram exatamente o mesmo comportamento dos seus respectivos pares.

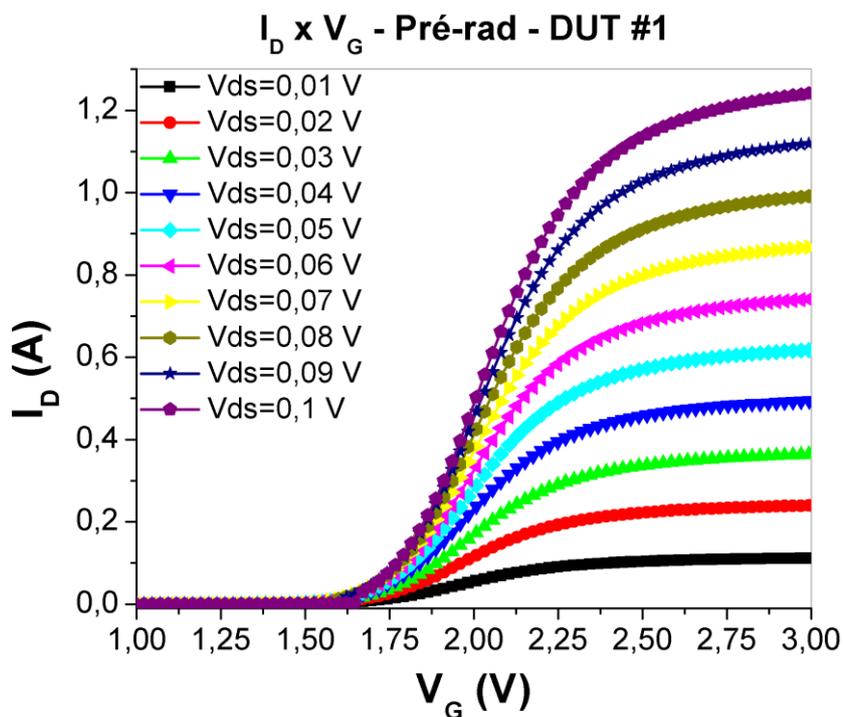
As curvas $I_{Dx}V_G$ (vide Figuras 44a e 45a) apresentam dez curvas, cada uma com uma tensão diferente aplicada no dreno (V_D), que devem se comportar segundo a Equação 10 do item 2.6.2.

As curvas $I_{Dx}V_D$ (vide Figuras 44b e 45b) apresentam seis curvas, cada uma com uma tensão diferente aplicada na porta (V_G), e também, devem se comportar segundo a Equação 10 do item 2.6.2.

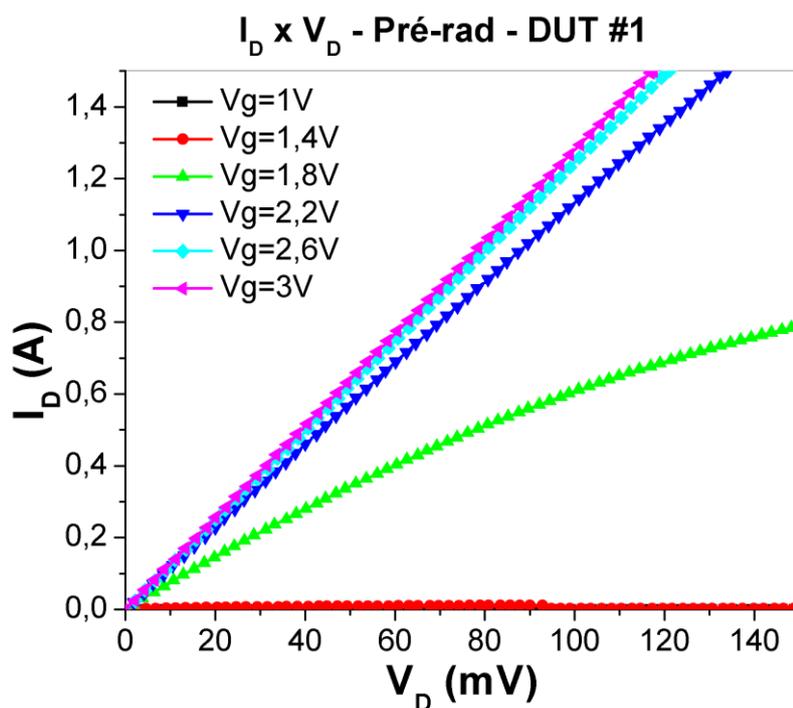
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left((V_G - V_{TH})V_D - \frac{V_D^2}{2} \right)$$

Ou seja, a corrente de canal (I_D) aumenta diretamente com o aumento da tensão de porta e quadraticamente com o aumento da tensão do dreno até atingir a saturação.

Figura 44 - (a) Curva pré-rad $I_D \times V_G$ da amostra 1 (DUT 1), que foi preparada para ser irradiada no modo “off”; (b) Curva pré-rad $I_D \times V_D$ da amostra 1 (DUT 1), que foi preparada para ser irradiada no modo “off”

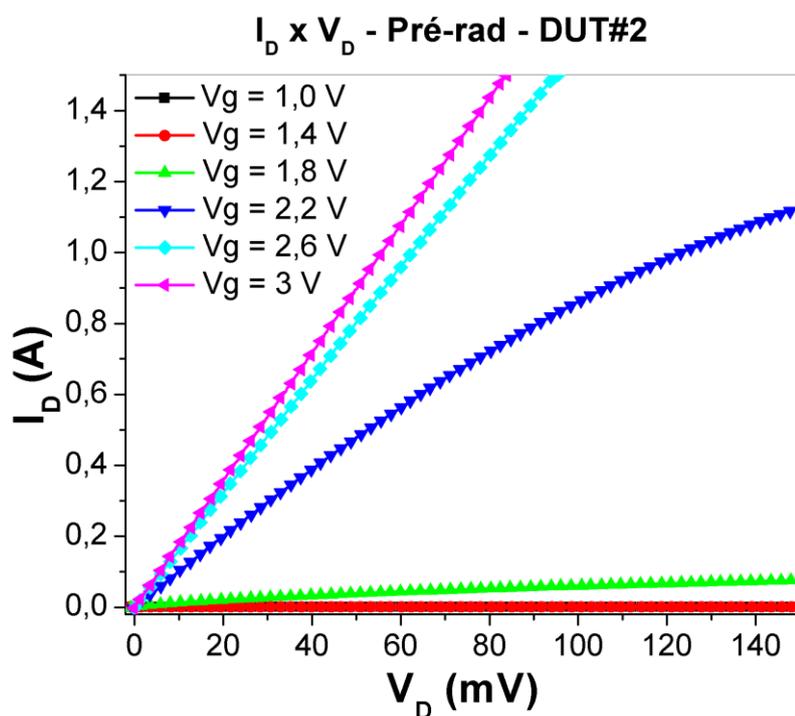
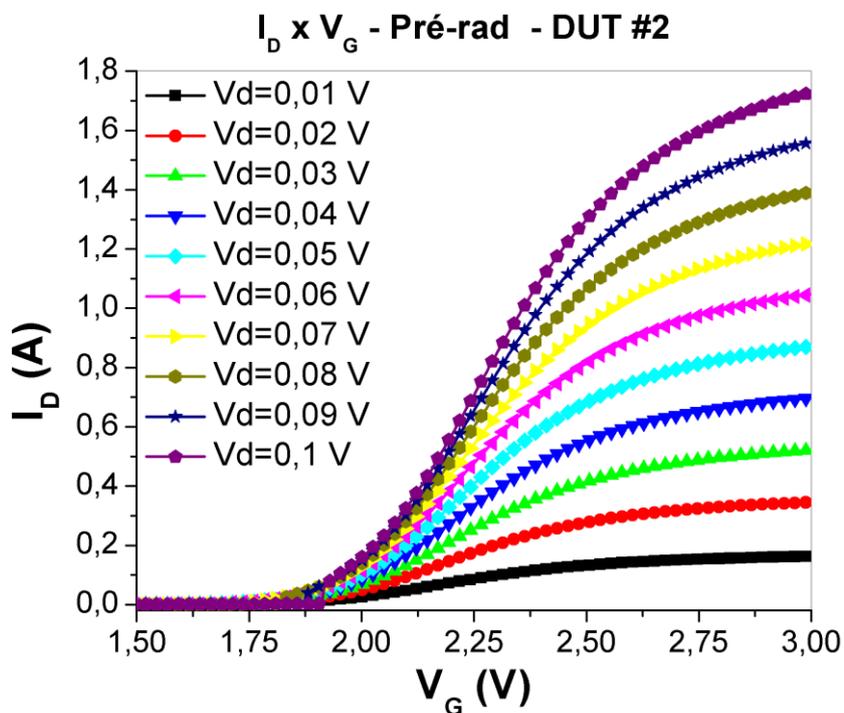


(a)



(b)

Figura 45 - (a) Curva pré-rad $I_D \times V_G$ da amostra 2 (DUT 2), que foi preparada para ser irradiada no modo “on”; (b) Curva pré-rad $I_D \times V_D$ da amostra 2 (DUT 2), que foi preparada para ser irradiada no modo “on”

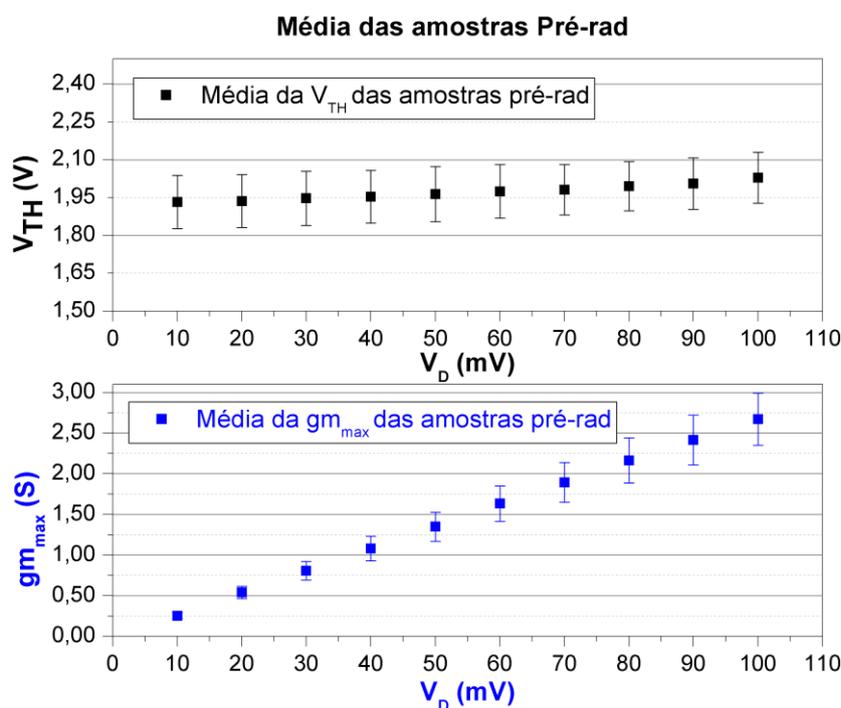


A Figura 46 apresenta dois gráficos, um mostra a média aritmética, com suas incertezas padrões da amostra, dos valores de tensão limiar (V_{TH} extraído pelo método da segunda derivada) em função da tensão de dreno (V_D), enquanto o gráfico de baixo apresenta a média aritmética, com suas incertezas padrões das amostras, dos valores da transcondutância máxima ($g_{m_{max}}$) em função da tensão de dreno (V_D). A média para ambos leva em conta as seis amostras, mencionadas, que foram sujeitas as caracterizações elétricas e as irradiações.

O gráfico referente ao V_{TH} mostra certa constância de valores, com uma incerteza máxima de 0,3 V. No entanto, o gráfico referente à transcondutância máxima mostra um crescimento linear, conforme esperado pela Equação 13 do item 2.6.2, em que a transcondutância (g_m) depende diretamente da tensão aplicada no dreno (V_D).

$$g_{m_{triado}} \equiv \frac{dI_D}{dV_G} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$$

Figura 46 - Tensão de limiar média (V_{TH}^M) e transcondutância máxima média ($g_{m_{MAX}}^M$) em função da tensão aplicada no dreno (V_D)



Fonte: Autor

Como mostrado na Figura 46, $g_{m_{max}}$ apresenta uma variação menor entre as amostras quando $V_D = 10$ mV, portanto, essa foi a tensão de V_D escolhida para as caracterizações das curvas $I_D \times V_G$ durante e após os processos de irradiação.

4.2 PRIMEIRA ETAPA DE IRRADIAÇÃO

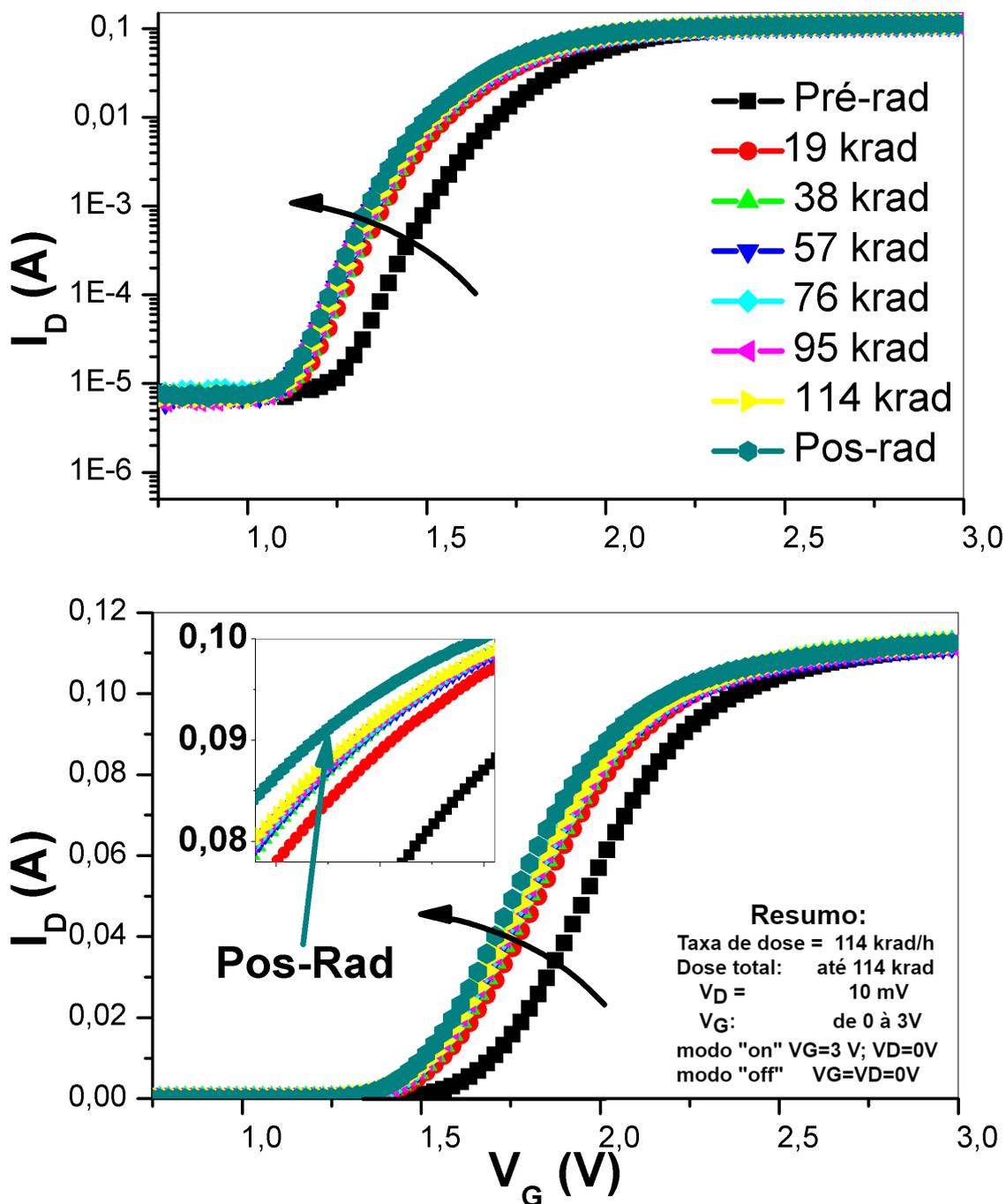
A Figura 47 mostra a curva característica $I_D \times V_G$ no modo “on” durante a primeira etapa da irradiação. Deve-se notar que a curva característica nomeada de 114 krad (amarela) na Figura 47 foi obtida logo após o término do processo de irradiação, enquanto a curva característica nomeada Pós-rad (verde escuro) foi obtida depois de um minuto do término da irradiação. A exposição à radiação causou um desvio negativo da curva durante a irradiação demonstrando uma certa saturação do desvio, já que no início da irradiação há a variação mais abrupta do ensaio. No entanto, o desvio máximo apresentado na primeira etapa de irradiação foi de $\Delta D = (250 \pm 20)$ mV, a corrente I_{off} permaneceu praticamente inalterada, sendo $I_{off} = (9,0 \pm 1,5) \cdot 10^{-6}$ A.

A Figura 48 mostra a curva característica $I_D \times V_G$ no modo “off” durante a primeira etapa da irradiação. Deve-se notar que, assim como no modo “on”, a curva característica nomeada de 114 krad (amarela) na Figura 48 foi obtida logo após o término do processo de irradiação, enquanto a curva característica nomeada Pós-rad (verde escuro) foi obtida depois de um minuto do término da irradiação. A exposição à radiação, também causou um desvio negativo da curva durante a irradiação. Todavia o desvio no modo “off” foi mais abrupto que o apresentado no modo “on” e também demonstrou a mesma saturação característica do desvio negativo. Importante evidenciar que a curva Pós-rad referente à primeira etapa, no modo “off” demonstrou um desvio positivo, diferente do modo “on”.

O desvio máximo apresentado na primeira etapa de irradiação, modo “off”, foi de $\Delta D = (500 \pm 40)$ mV, a corrente I_{off} apresentou uma ligeira queda, nos valores após acúmulo de TID, de $\Delta I_{off} = - (4,0 \pm 1,0) \cdot 10^{-6}$ A.

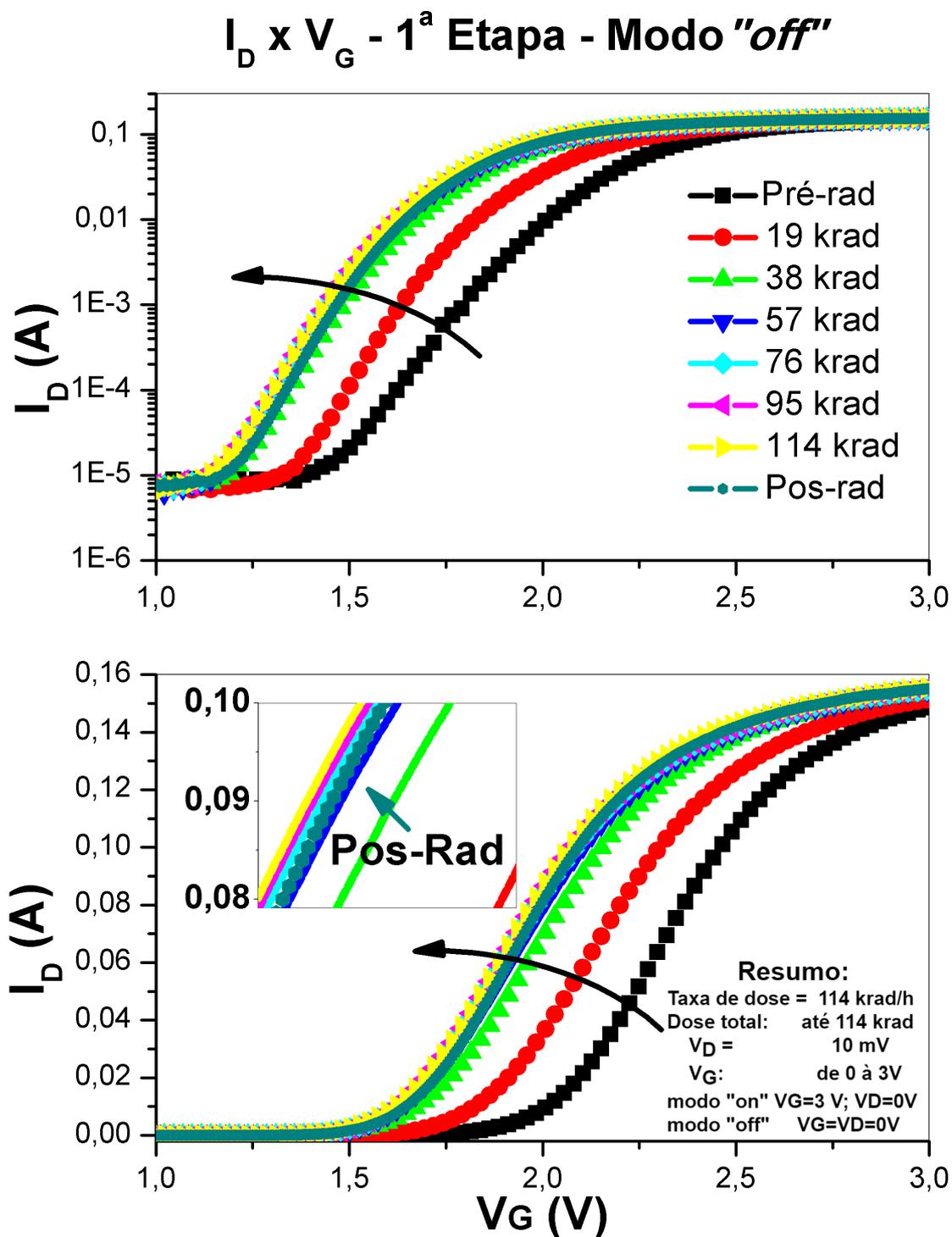
Figura 47 - Curva $I_D \times V_G$, modo "on", para a primeira etapa de irradiação com dose total acumulada de 114 krad

$I_D \times V_G$ - 1ª Etapa - Modo "on"



Fonte: Autor

Figura 48 - Curva $I_D \times V_G$, modo "off", para a primeira etapa de irradiação com dose total acumulada de 114 krad



Fonte: Autor

Em resumo, tanto para o modo “on” como para o modo “off”, o comportamento dos dispositivos em exposição a irradiação foram semelhantes, comportando como esperado pela literatura [37, 48], houve o desvio negativo da curva devido às cargas positivas aprisionadas no AlGaIn e na interface AlGaIn/GaN, todavia para o modo “off” é visível que o desvio negativo neste caso é maior. O maior desvio negativo no modo “off” foi observado em ambas as amostras DUT 1 e DUT 4, portanto o mesmo comportamento foi observado nas quatro amostras. Depois do primeiro processo de irradiação houve um *annealing* em temperatura ambiente (R.T.A.) por sete dias, e a curva mostrou boa recuperação.

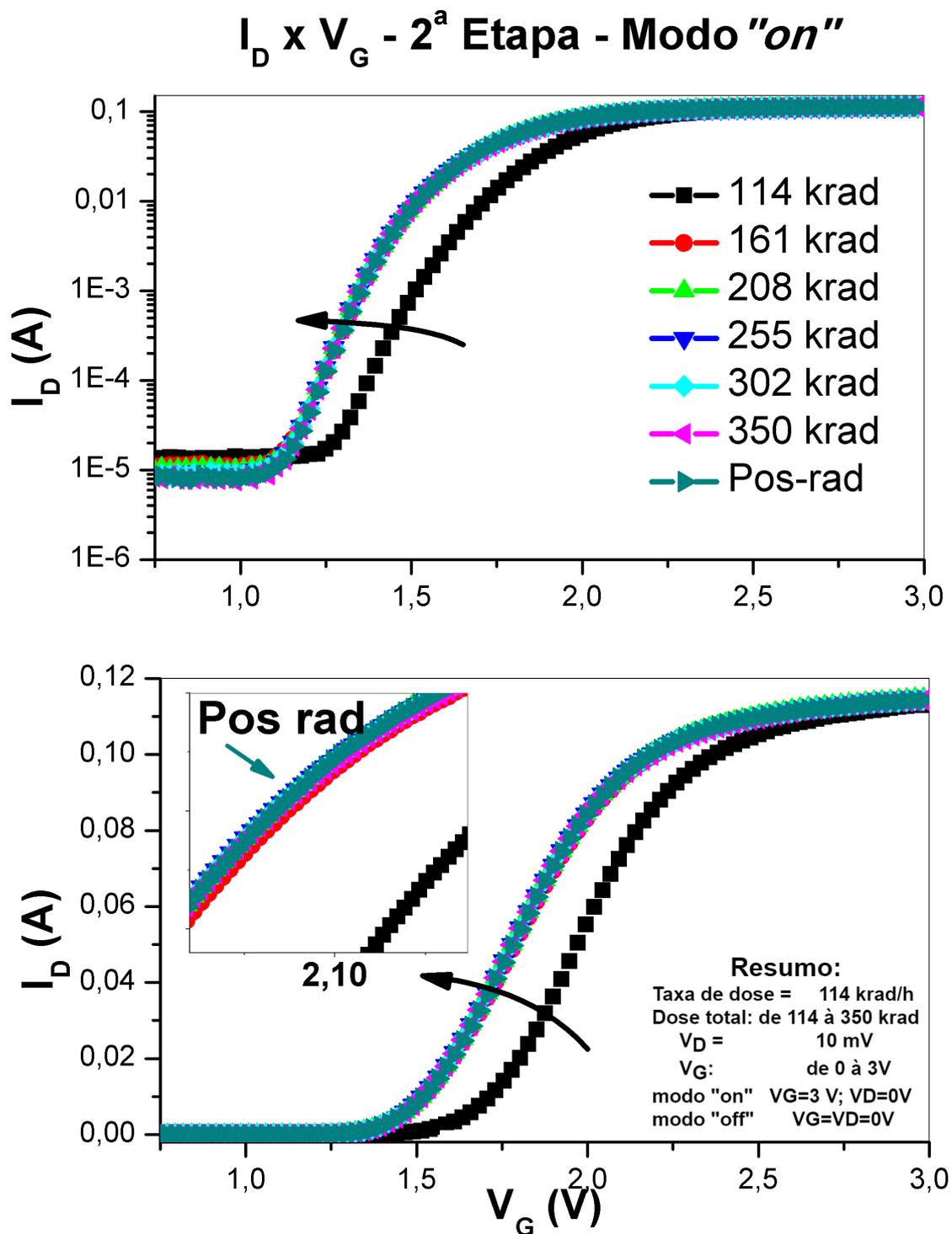
4.3 SEGUNDA ETAPA DE IRRADIAÇÃO

Durante o segundo passo de irradiação, foi observado novamente um deslocamento negativo. Vale ressaltar que, em ambas as etapas de irradiação, o desvio negativo parece saturar após a adição de algumas dezenas de “krads” ao estado inicial de cada etapa.

A Figura 49 mostra a curva característica I_{DxV_G} no modo “on” durante a segunda etapa da irradiação, ou seja, após os sete dias de R.T.A. referente à primeira etapa. Nota-se que, a curva característica nomeada de 114 krad (preto) foi obtida antes do início do segundo processo de irradiação. Já a curva característica nomeada 350 krad (magenta) foi obtida logo após o término do processo de irradiação, enquanto, assim como na primeira etapa a curva nomeada Pós-rad (verde escuro), foi obtida depois de um minuto do término da irradiação.

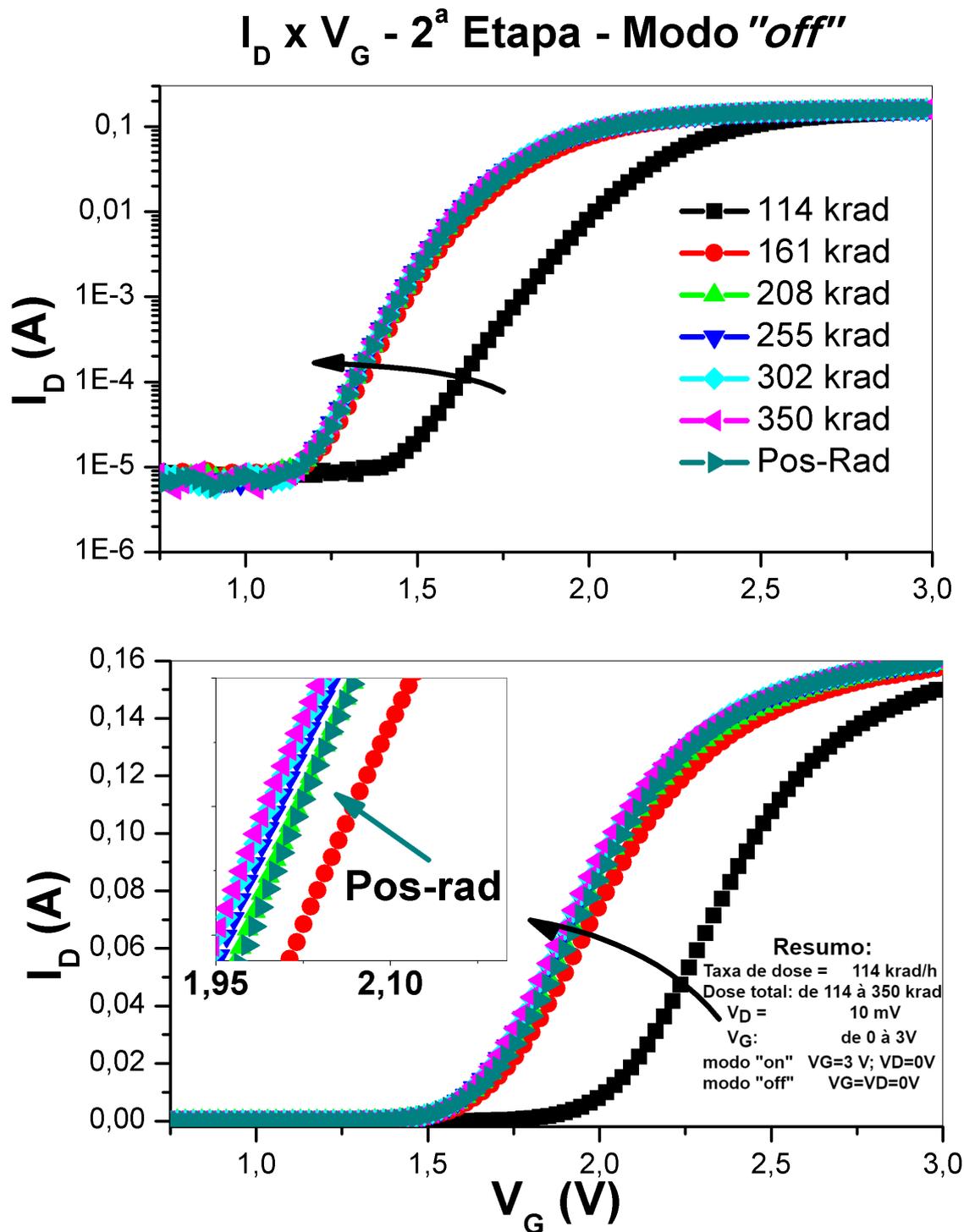
O desvio máximo apresentado na segunda etapa de irradiação, no modo “on”, foi a mesma da primeira etapa $\Delta D = (250 \pm 20)$ mV. Contudo, desta vez a corrente I_{off} apresentou um decréscimo de $\Delta I_{off} = (5,0 \pm 1,2) \cdot 10^{-6}$ A.

Figura 49 - Curva $I_D \times V_G$, modo "on", para a segunda etapa de irradiação com dose total acumulada de 350 krad



Fonte: Autor

Figura 50 - Curva $I_D \times V_G$, modo "off", para a segunda etapa de irradiação com dose total acumulada de 350 krad.



Fonte: Autor

A figura 50 mostra a curva característica $I_D \times V_G$ no modo “off” durante a segunda etapa da irradiação, ou seja, depois de sete dias de R.T.A. Como padronizado, a curva característica nomeada de 114 krad (preto) foi obtida antes do início do segundo processo de irradiação. Já a curva característica nomeada 350 krad (magenta) foi obtida logo após o término do processo de irradiação, enquanto, a curva nomeada Pós-rad (verde escuro), foi obtida depois de um minuto do término da irradiação.

O desvio máximo apresentado na segunda etapa de irradiação, no modo “off”, foi de $\Delta D = (550 \pm 50)$ mV, a corrente I_{off} permaneceu praticamente inalterada, no valor de $I_{off} = (9,0 \pm 1,5) \cdot 10^{-6}$ A.

Assim como na primeira etapa houve o desvio negativo da curva devido as cargas positivas aprisionadas no AlGaN e na interface AlGaN/GaN, mas a predominância parece ser no AlGaN. O modo “off” continuou tendo um desvio negativo maior, não obstante saturando praticamente no mesmo ponto anterior. O mesmo comportamento foi observado nas quatro amostras. Todavia na segunda etapa de irradiação a saturação aconteceu de maneira mais abrupta. Depois da segunda etapa de irradiação houve, novamente, um *annealing* em temperatura ambiente (R.T.A.) por sete dias. E as curvas demonstrando uma boa recuperação, a recuperação será apresentada a seguir no item 4.4.

4.4 RECUPERAÇÃO PÓS-ANNEALING (R.T.A.)

As Figuras 52 e 53 mostram curvas $I_D \times V_G$ pré e pós *annealing* para transistores irradiados no modo “on” (Figura 52) e no modo “off” (Figura 53). Nos dois casos, as curvas características dos transistores recuperaram quase completamente aos seus valores pré irradiação após os sete dias de *annealing* à temperatura ambiente (R.T.A.). Após todo o processo de irradiação, em duas etapas, a corrente do estado desligado do transistor (*off-state current* - I_{off}) aumentou ligeiramente no modo “on” de irradiação, sinalizando um aumento no consumo de energia, enquanto a corrente de saturação, I_{on} , apresentou uma aparente diminuição nos dois casos, porém no modo “off” a degradação foi mais evidente (vide figura 52).

As curvas características nomeadas de Pós-rad foram obtidas logo após o fim dos processos de irradiação. Já a curva característica nomeada Pós-R.T.A. foram obtidas depois do processo de sete dias em *annealing* em temperatura ambiente.

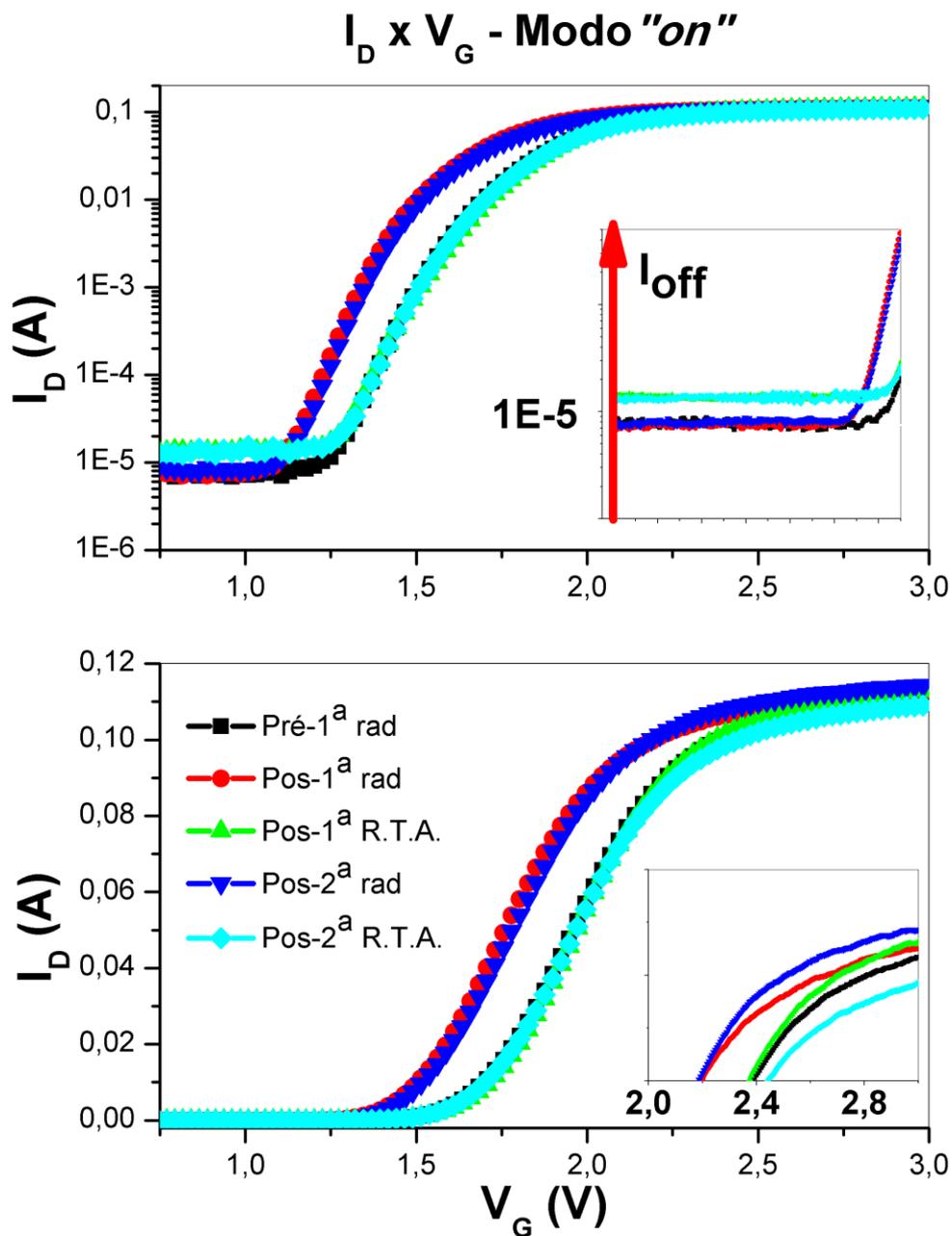
No modo “*on*” é possível observar um aumento da corrente I_{off} , com um acréscimo de $\Delta I_{off} = (3,0 \pm 1,1) \cdot 10^{-6}$ A, e uma diminuição da corrente I_{on} (em $V_G=3V$), com um decréscimo de $\Delta I_{on} = (2,5 \pm 1,0)$ mA.

No modo “*off*” a corrente I_{off} , permanece inalterada $I_{off} = (9,0 \pm 1,5) \cdot 10^{-6}$ A, todavia, há uma diminuição da corrente I_{on} (em $V_G=3V$), $\Delta I_{on} = (15,0 \pm 1,0)$ mA.

A degradação do I_{on} pode significar um aumento no consumo final de energia do dispositivo, e também, uma mudança nos tempos de chaveamento do dispositivo.

A maior degradação do I_{on} acontece no modo “*off*”, portanto é provável que para a maioria das aplicações deste dispositivo, nenhuma consequência seria significativa o suficiente para comprometer seu funcionamento, já que o componente estará majoritariamente trabalhando ligado. No item 4.5, a seguir, é descrito o teste de chaveamento, mostrando a provável mudança ocasionada pela radiação nos tempos de chaveamento.

Figura 51 - Curva $I_D \times V_G$, no modo "on", evidenciando as curvas pós annealing em temperatura ambiente (R.T.A.)



Fonte: Autor

1ª Etapa

Resumo:

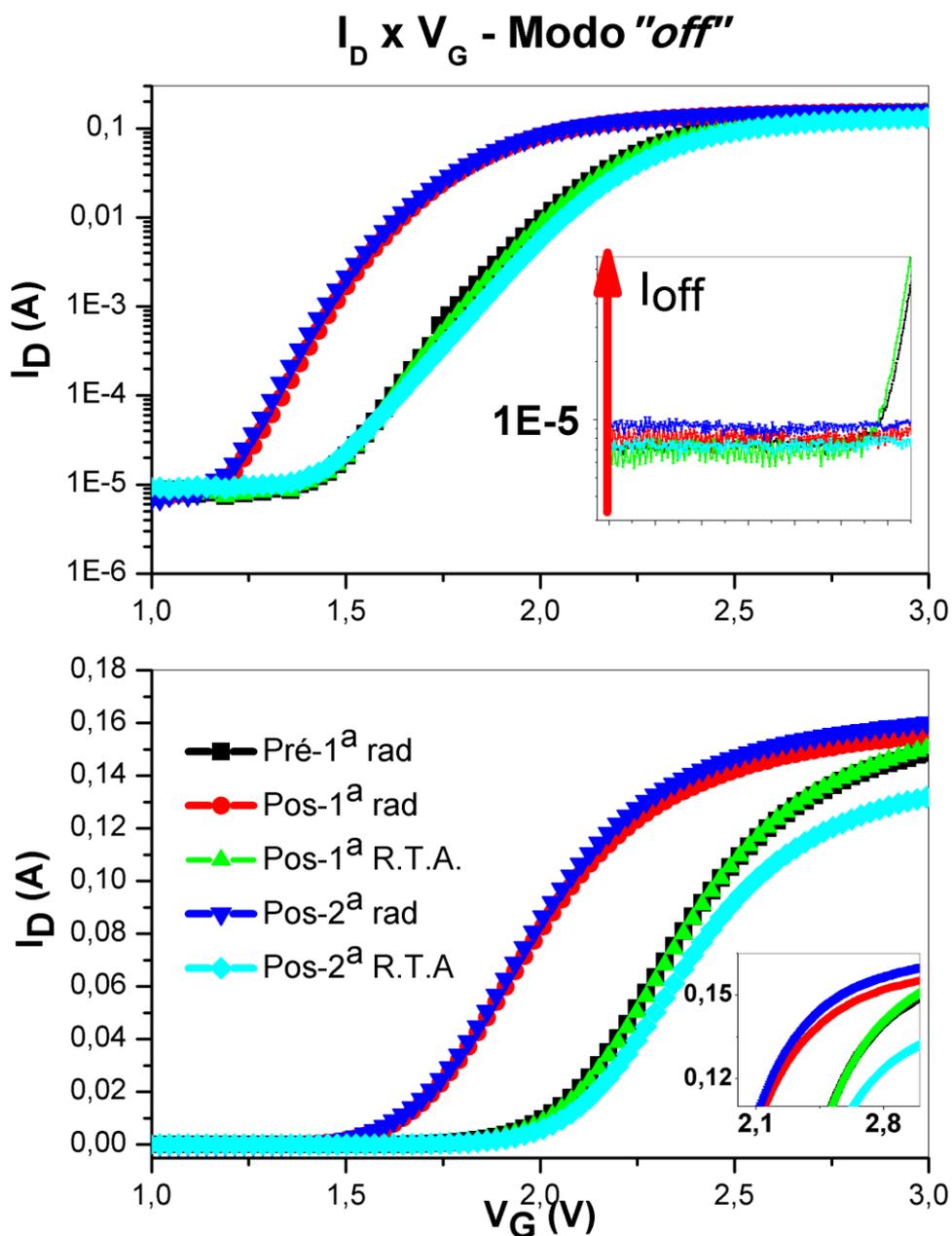
Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: até 114 krad
 V_D = 10 mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

2ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: de 114 à 350 krad
 V_D = 10 mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

Figura 52 - Curva $I_D \times V_G$, no modo "off", evidenciando as curvas pós annealing em temperatura ambiente (R.T.A.)



Fonte: Autor

1^a Etapa

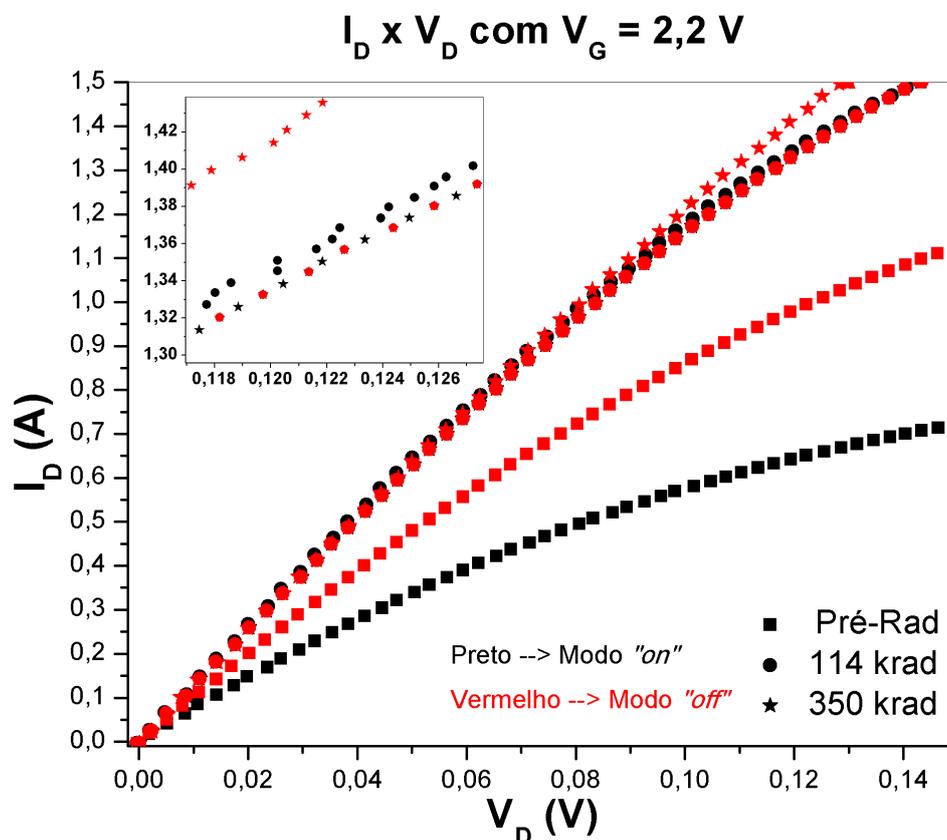
Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: até 114 krad
 V_D = 10 mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

2^a Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: de 114 à 350 krad
 V_D = 10 mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

4.5 CURVA I_D X V_D PÓS-IRRADIAÇÃOFigura 53 - Curva I_D x V_D logo após irradiação do modo "on" e do modo "off"

Fonte: Autor

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: 114 e 350 krad
 V_D = 0 até 15mV
 V_G = 2,2 V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

A Figura 53 mostra as curvas características I_D x V_D para os transistores irradiados no modo "on" e no modo "off" imediatamente após cada etapa de irradiação. Pode-se observar que, após a primeira etapa de irradiação (acúmulo de 114 krad), há um aumento de 125% na corrente de dreno (I_D), quando no modo "on", e um aumento de 33% no modo "off". Já, na segunda etapa de irradiação (acúmulo de 350 krad), o aumento dá-se em 98% no modo "on" e 44% no modo "off".

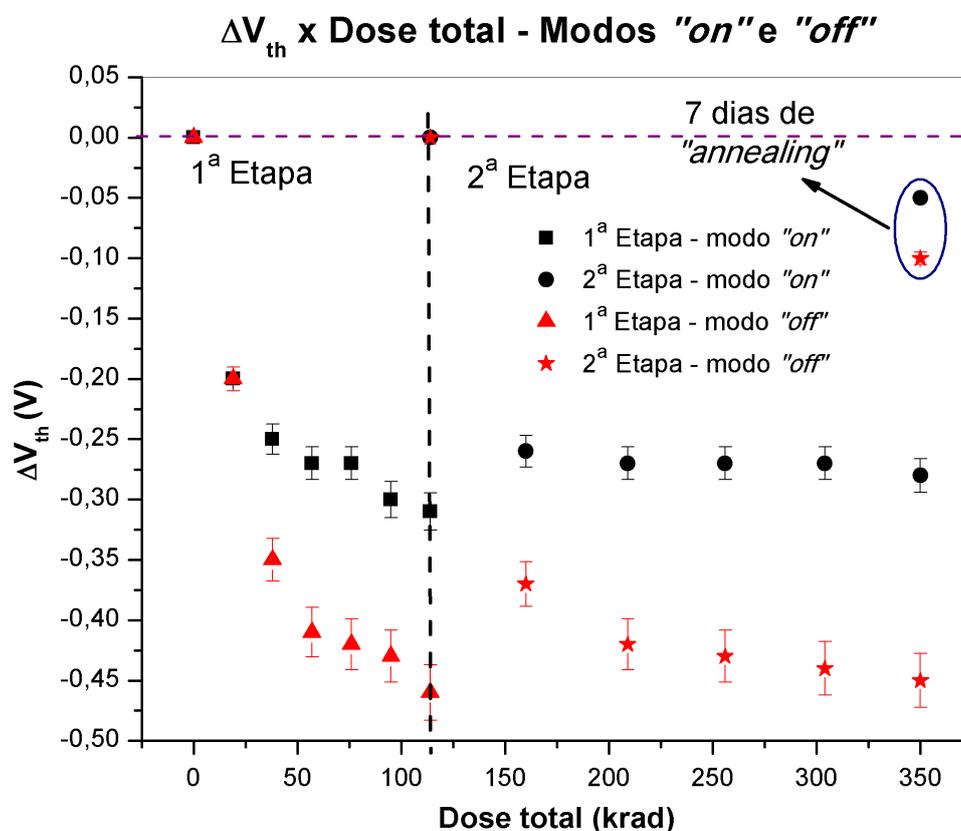
Não obstante, a recuperação foi total. Já que após uma semana de *annealing* em temperatura ambiente (R.T.A.), as curvas $I_D \times V_D$ retornaram efetivamente às suas formas pré-irradiação.

O aumento repentino da corrente de canal (I_D), seguido de sua rápida e de certa forma imediata recuperação, provavelmente deve-se a cargas negativas liberadas pelo efeito da irradiação eletromagnética na matéria, neste caso efeito fotoelétrico, cargas estas que são rapidamente coletadas pelo dreno (devido ao campo elétrico proveniente de V_D , causando um aumento na corrente, que por sua vez, só é visível durante a irradiação. Não houve efeito permanente na curva $I_D \times V_D$. As quatro amostras demonstraram o mesmo comportamento.

4.6 EFEITO NA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TH})

A Figura 54 mostra os modos “*on*” (pontos pretos) e “*off*” (pontos vermelhos) para os valores de ΔV_{TH} adquiridos pelo método da segunda derivada das curvas características de I_D em função de V_G obtidos antes, durante e após irradiação. A linha tracejada indica que o “*annealing*” ocorreu em temperatura ambiente durante 7 dias, entre as duas etapas dos processos de irradiação. Após acumular TID de 350 krad, os dispositivos estabilizaram por uma semana nos valores circulados no gráfico. É importante observar que os piores efeitos devido à radiação ocorrem durante a irradiação, pela acumulação de dose energética, tendo o comportamento das amostras alteradas pelas cargas presas no dispositivo. Após 7 dias no R.T.A., os dispositivos estabilizam em valores próximos aos de referência. No entanto, é perceptível que o DUT no estado “*off*” apresentou maiores variações de ΔV_{TH} do que no modo “*on*”.

Figura 54 - Valores de ΔV_{TH} para a primeira e a segunda etapas de irradiação no modo "on" (pontos pretos) e modo "off" (pontos vermelhos)



Fonte: Autor

1ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: até 114 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

2ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: de 114 à 350 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

A maior variação de V_{TH} apresentada ocorre no início do processo de irradiação $\Delta V_{THmax} = -(460 \pm 23)$ mV, ou seja, independentemente do modo de irradiação, os efeitos da TID demonstram saturar o V_{TH} rapidamente. Isso é uma indicação de que essa tecnologia possui poucos estados de defeito para capturar cargas positivas. Após o R.T.A., com TID acumulado de 114 krad, o dispositivo mostra recuperação do V_{TH} , que pode ser causada pela liberação de buracos presos na camada AlGaN e/ou sua neutralização por elétrons do canal. A segunda etapa da

irradiação é semelhante à primeira etapa. Após o R.T.A., todavia, tendo acumulado 350 krad, a recuperação de V_{TH} não é total, estabilizando na tensão $\Delta V_{THRTA} = -(50 \pm 3)$ mV, demonstrando que algumas cargas foram retidas nas armadilhas de material, sem energia suficiente para escapar.

Para saber se a mobilidade eletrônica foi modificada olhemos para a curva de transcondutância no item 4.7, a seguir.

4.7 EFEITO NA TRANCONDUTÂNCIA MÁXIMA (GM_{MAX})

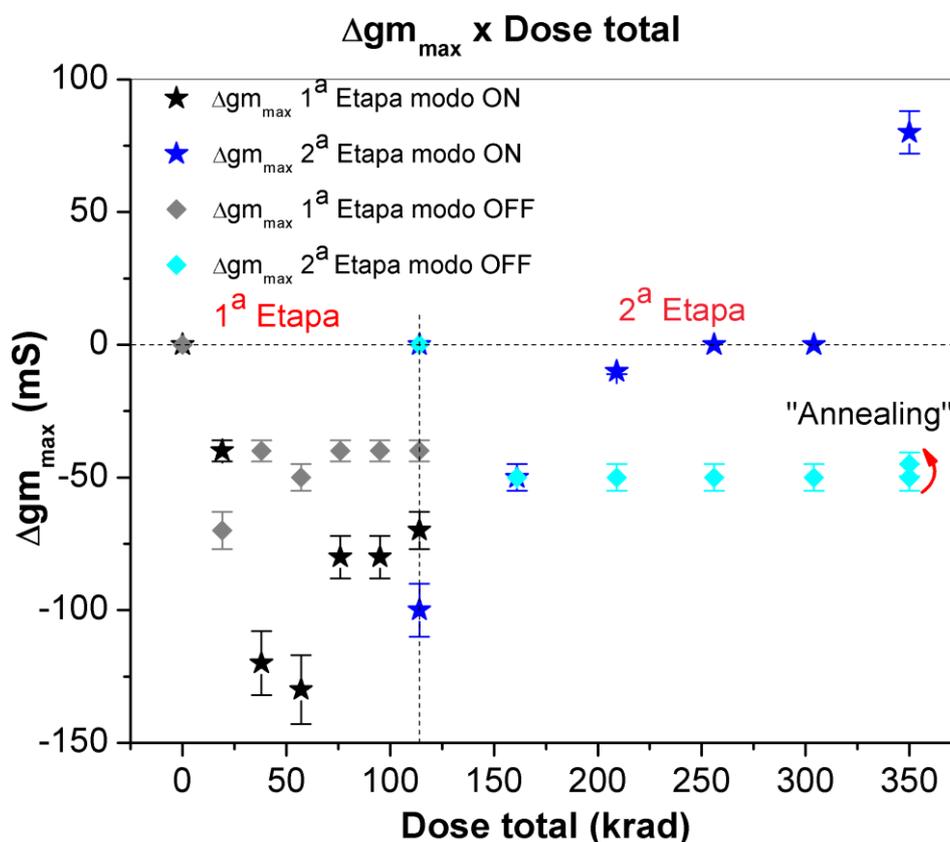
A Figura 55 mostra os modos “on” e modo “off” para os valores de Δgm_{max} adquirido pela primeira derivada das curvas características de I_D em função de V_G obtidos antes, durante e após a irradiação. A linha tracejada indica o *annealing*.

Confirmando o comportamento do V_{TH} , há uma diminuição no gm_{max} , principalmente durante o processo de irradiação, compatível com o aumento de corrente (vide $I_D \times V_D$) e da mobilidade de gás elétron do canal. Quanto menor o valor da transcondutância, menos eficaz é a tensão de porta ao controlar a corrente de dreno (I_D). Ou seja, as cargas positivas retidas no AlGaN modificam o campo elétrico, aumentando a densidade de elétrons na região de condução, diminuindo a mobilidade. A maior variação da transcondutância máxima (gm_{max}) ocorre no início do processo de irradiação, assim como no V_{TH} , e tem o igual a $\Delta gm_{max}^{max} = -(130 \pm 6)$ mS.

Adquirindo estabilidade devido ao R.T.A. após o primeiro passo (114 krad TID), ocorre uma regeneração da mobilidade, confirmando uma recuperação considerável das características elétricas.

Após a segunda etapa de irradiação, embora o valor de gm_{max} com TID de 350 krad, após 7 dias de R.T.A., para o modo “off”, tenha apresentado um valor acima do valor de referência inicial, todos os outros valores encontrados indicam uma pequena diminuição de gm_{max} , mostrando melhor recuperação desse parâmetro, após irradiado, no estado “off”. O dispositivo irradiado no modo “on” estabilizou com o valor ligeiramente menor, igual a $\Delta gm_{max}^{RTA} = -(45 \pm 3)$ mS.

Figura 55 - Valores de $\Delta g_{m_{max}}$ para a primeira e a segunda etapas de irradiação no modo "on" e modo "off"



Fonte: Autor

1ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: até 114 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

2ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: de 114 à 350 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

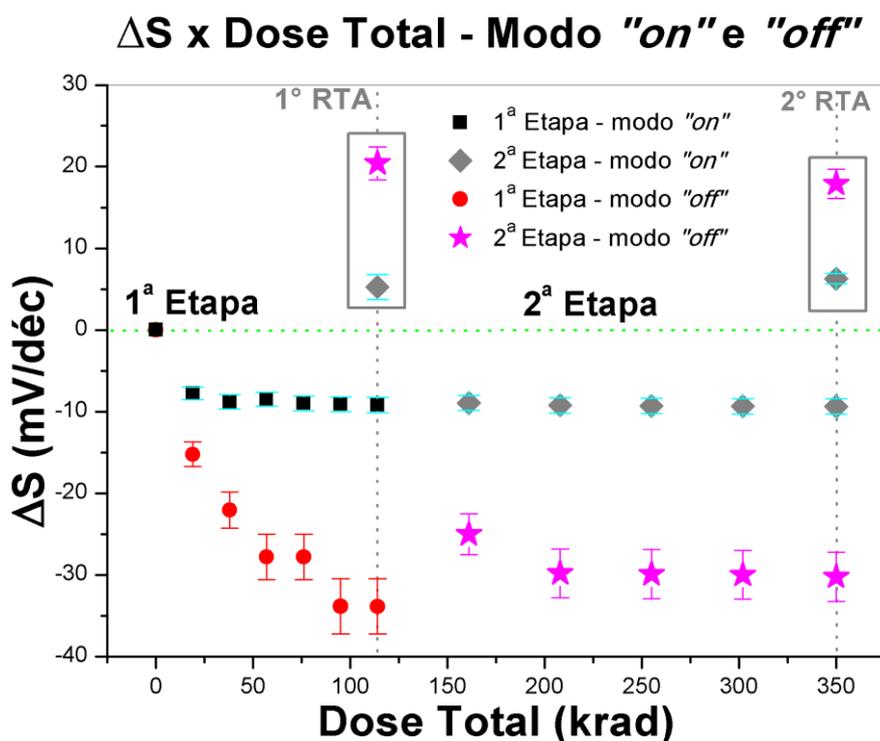
Com a mudança da transcondutância (g_m) e da tensão de limiar (V_{TH}) espera-se que a inclinação de sublimiar (S) também mude, com a inclinação de sublimiar (S) definida, pode-se ter alguma ideia de como o dispositivo performará nos testes de chaveamento, já que S indica a "velocidade" que o dispositivo sai do estado desligado para o estado ligado.

4.8 EFEITO NA INCLINAÇÃO DE SUBLIMIAR (S)

A Figura 56 mostra os modos "on" e modo "off" de irradiação, para os valores de ΔS (variação de S referente ao valor pré-rad) adquiridos graficamente, obtendo a variação de tensão na porta (V_G) por década da corrente no canal (I_D). As linhas tracejadas verticais indicam o final da primeira e da segunda etapa de irradiação, enquanto a linha tracejada horizontal representa o valor "zero" de referência pré-rad.

Os retângulos nomeados "R.T.A.", demonstram o "annealing" que ocorreu em temperatura ambiente durante 7 dias, e portando mostram a sua "recuperação" em relação à referência. O valor de referente utilizado no gráfico foi de $S_{ref} = (120 \pm 25)$ mV/déc.

Figura 56 - Valores de ΔS para a primeira e a segunda etapas de irradiação em ambos os modos



Fonte: Autor

1ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: até 114 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

2ª Etapa

Resumo:

Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: de 114 à 350 krad
 $V_D = 10$ mV
 V_G : de 0 à 3V
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

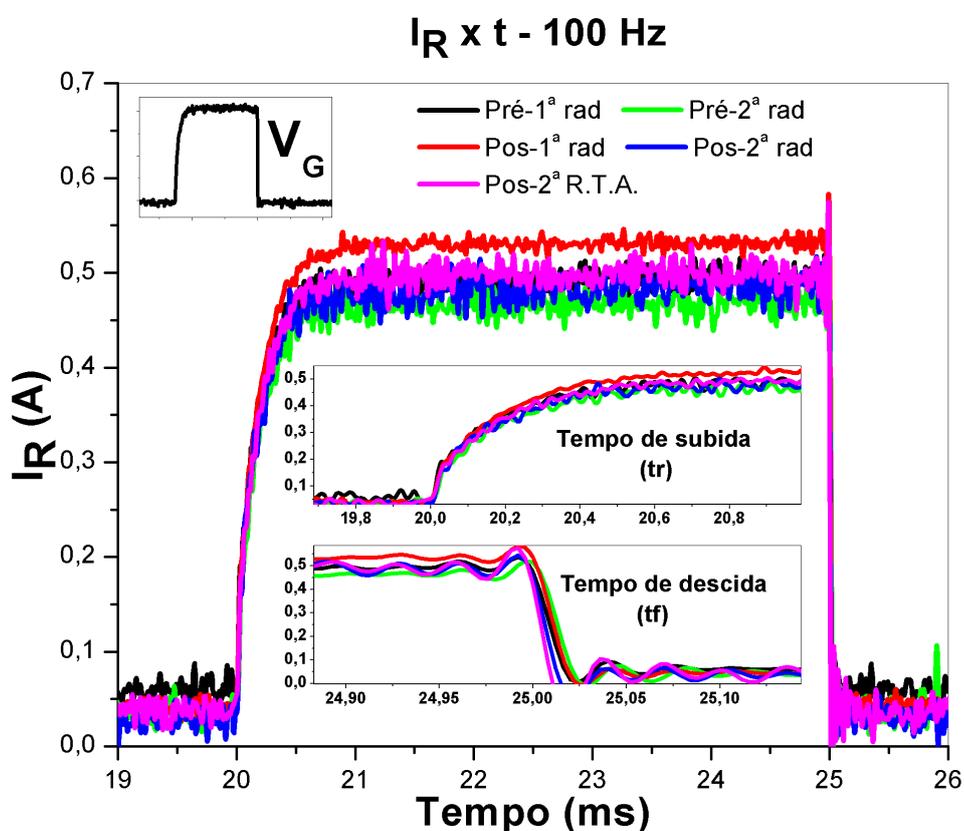
Durante as etapas de irradiação, ambos os modos, demonstram uma diminuição na inclinação de sublimar (S), que se traduz em um aumento repentino da “velocidade” de chaveamento do dispositivo, sendo o modo “off”, mais uma vez, mais abrupto. O menor valor aconteceu, também, no início da irradiação e foi igual a $\Delta S_{\text{menor}} = - (35 \pm 3) \text{ mV/déc}$. Todavia, as amostras apresentaram um aumento na inclinação de sublimar (S) após “R.T.A.”, estabilizando em valores positivos iguais a $\Delta S_{\text{final}}^{\text{ON}} = (7 \pm 1) \text{ mV/déc}$ e $\Delta S_{\text{final}}^{\text{Off}} = (18 \pm 2) \text{ mV/déc}$ para os modos “on” e “off”, respectivamente.

O aumento de S evidencia que após o *annealing* o dispositivo passa a ter uma “velocidade” de chaveamento menor. Observou-se, mais uma vez, uma maior variação no modo “off” do que modo “on”. Portanto, espera-se que nos testes de chaveamento os tempos de chaveamento aumentem, e que aumentem mais no modo “off” do que no modo “on”.

4.9 TESTE DE CHAVEAMENTO 100 HZ

Na Figura 57 mostra-se o comportamento do pulso quadrado usado no teste de chaveamento de frequência de 100 Hz antes e após cada etapa de irradiação. Os dados experimentais apresentam um ligeiro aumento na altura do pulso e pequenas mudanças em sua forma, alterando sutilmente o tempo de subida (t_r) e descida (t_f), que definem a eficiência de comutação. Graficamente, esses tempos foram extraídos analisando o intervalo entre 10% e 90% da corrente monitorada durante a resposta de comutação, resultando em um tempo de subida igual a $t_r = (330 \pm 7) \mu\text{s}$ em todas as etapas da irradiação, exceto no pós 1º rad (pulso vermelho) onde o tempo foi de $t_r = (400 \pm 8) \mu\text{s}$. Por outro lado, nenhuma mudança significativa foi observada no tempo de queda (t_f) ($t_f = (20,0 \pm 0,5) \mu\text{s}$). Importante ressaltar que t_f é muito rápido que t_r .

Figura 57 - Comportamento do pulso quadrado usado no teste de chaveamento antes e após cada etapa da irradiação para frequência $f=100$ Hz



Fonte: Autor

Resumo:

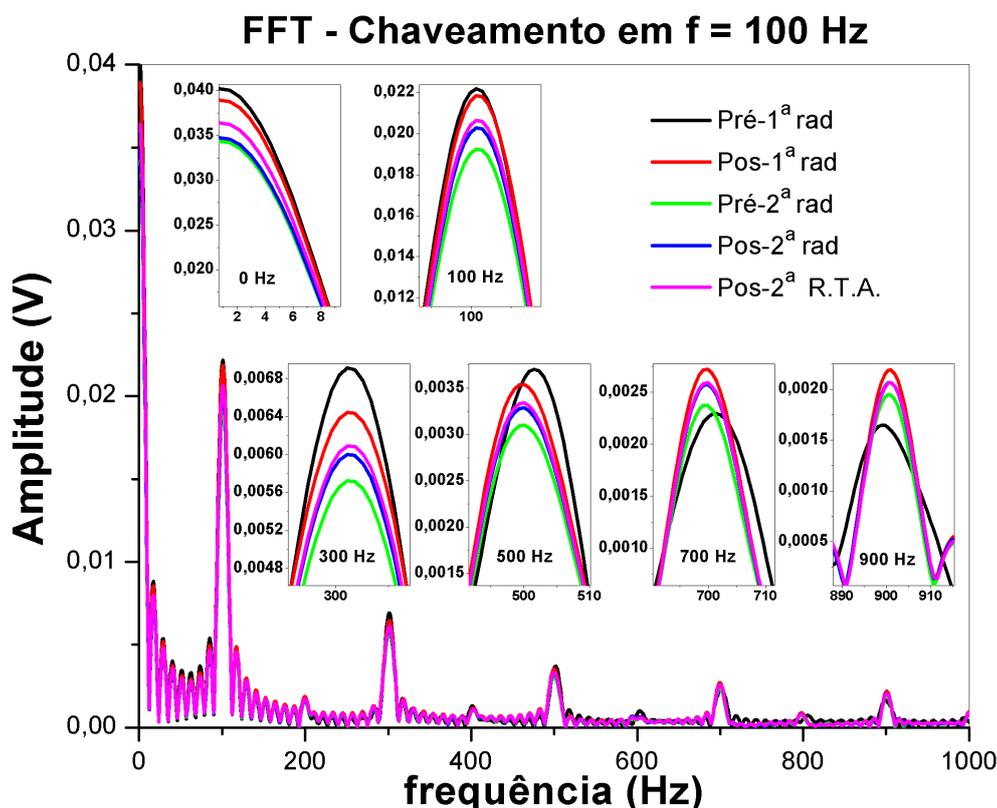
Taxa de dose = 114 krad/h
Dose total: 114 e 350 krad
 V_D = 100 mV
 V_G = 6 Vp @ 100 Hz

Na Figura 58, foi possível adquirir a Transformada de Fourier retangular (FFT) desses pulsos, resultado que aponta as mudanças mais sutis sofridas devido aos efeitos do TID. O ligeiro aumento de amplitude nos picos harmônicos em frequências mais altas e o estreitamento da largura da harmônicas, indica que a forma de onda quadrada foi distorcida, mas ainda assim, manteve-se muito próxima à forma pré-rad. Embora essas alterações na FFT sejam observadas, suas amplitudes não parecem implicar distorções significativas durante a funcionalidade desses COTS baseado em GaN como uma chave de potência.

Vale ressaltar que a análise está sendo realizada em baixas correntes, pois nesta situação é mais fácil identificar mudanças, devido aos efeitos da irradiação, no

comportamento das curvas e do dispositivo, conseqüentemente, já que o ruído é menor em baixas correntes e as cargas criadas terão maior impacto nas curvas. Em adição, os resultados em baixa corrente podem dar indicações de seu desempenho em altas correntes.

Figura 58 - Transformada de Fourier do sinal de onda quadrada usado no teste de comutação, antes e depois dos efeitos do TID



Fonte: Autor

Resumo:

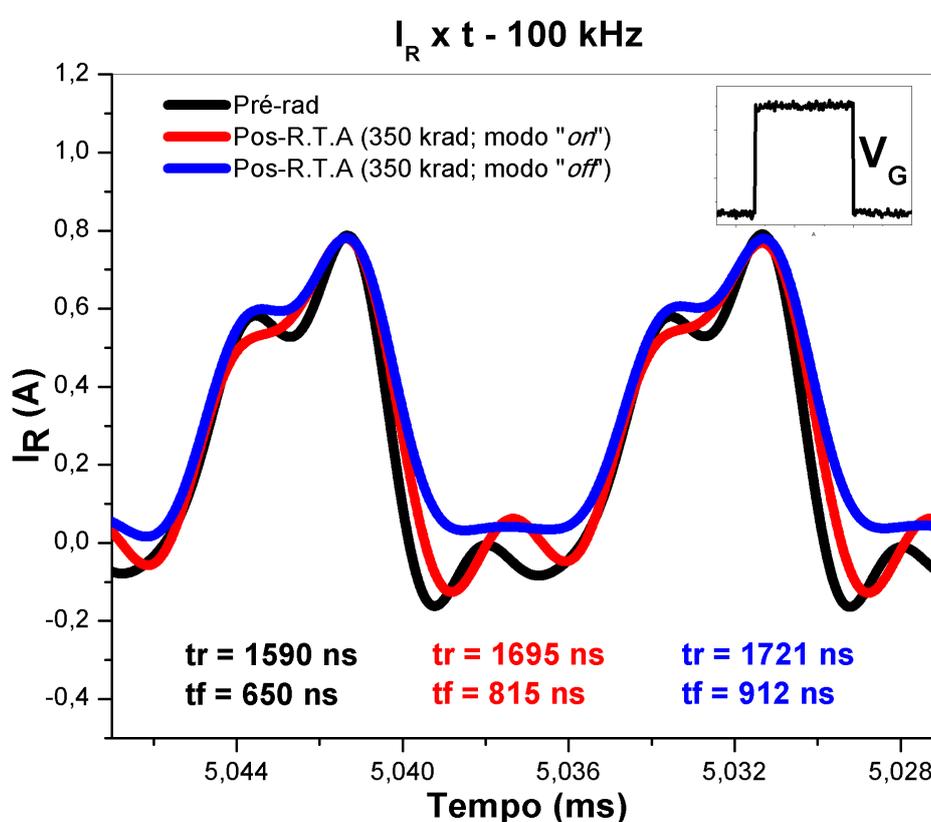
Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: 114 e 350 krad
 $V_D = 100$ mV
 $V_G = 6$ Vp @ 100 Hz

4.10 TESTE DE CHAVEAMENTO 100 KHZ

Na Figura 59, é mostrado o comportamento de um pulso quadrado utilizado no teste de chaveamento de alta frequência ($f=100$ kHz) antes da radiação e após o

annealing à temperatura ambiente (R.T.A.). Nos dados experimentais, além do ruído, observa-se claramente que a duração do tempo de subida (t_r) e descida (t_f) é maior nos dispositivos irradiados, como esperado, devido ao carregamento e descarregamento dinâmico de armadilhas causadas por radiação no 2DEG, que define a degradação na potência de comutação.

Figura 59 - Comportamento do pulso quadrado utilizado no teste de chaveamento de alta frequência ($f=100$ kHz) antes da radiação e após o “annealing” à temperatura ambiente



Fonte: Autor

Resumo:

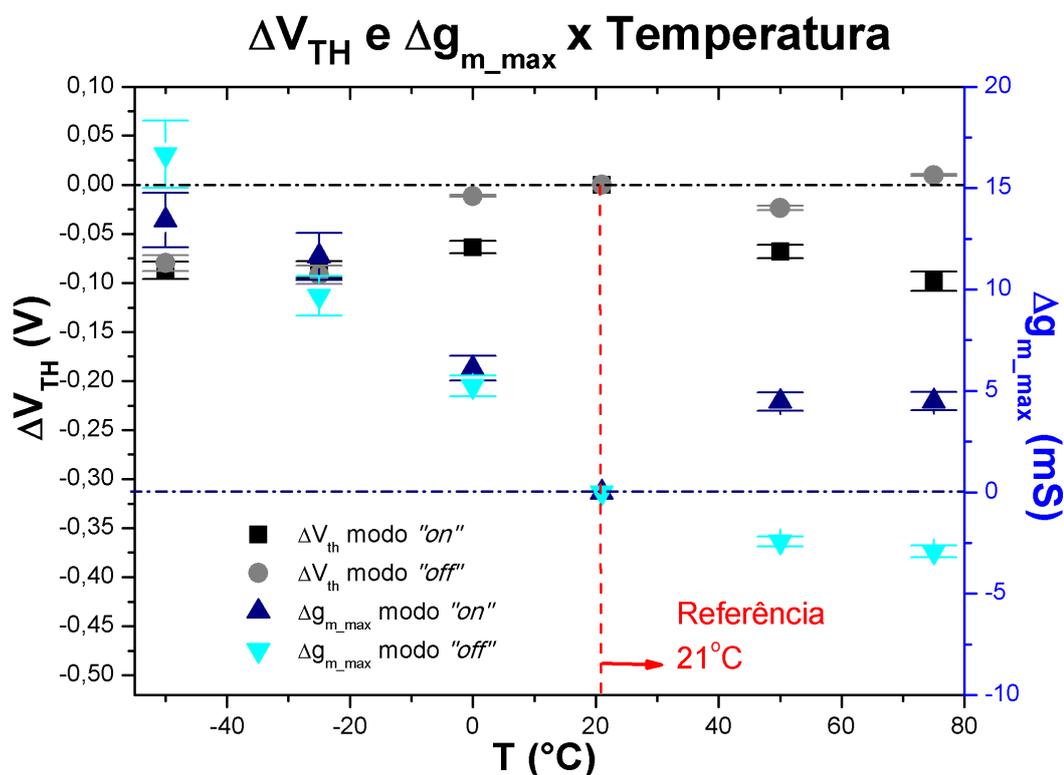
Taxa de dose = 114 krad/h
 Dose total: 114 e 350 krad
 $V_D = 200$ mV
 $V_G = 6$ Vp @ 100 kHz
 modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
 modo "off" $V_G=V_D=0$ V

Graficamente, esses tempos foram extraídos analisando o intervalo entre 10% e 90% da corrente monitorada durante a resposta de comutação. Os tempos de subida e de descida pré-radiação foram respectivamente $t_r = (1,59 \pm 0,24) \mu\text{s}$, $t_f = (0,650 \pm 0,097) \mu\text{s}$. Os efeitos da radiação mais uma vez apresentaram-se mais pronunciados no modo “off”, onde o tempo de subida foi de $t_r = (1,72 \pm 0,26) \mu\text{s}$ e o tempo de descida de $t_f = (0,91 \pm 0,14)$, em contrapartida, no modo “on”, o tempo de subida foi de $t_r = (1,70 \pm 0,25)$ e o tempo de descida de $t_f = (0,82 \pm 0,11) \mu\text{s}$. Por outro lado, a curva azul no modo “off” não mostrou a recuperação completa do estado zero, evidenciando um aumento de perdas de potência. Neste caso não foi possível adquirir a FFT, devido ao ruído.

4.11 TESTE DE TEMPERATURA

Os dispositivos foram submetidos a várias temperaturas controladas para avaliar a estabilidade do dispositivo após certo aprisionamento de cargas por TID de 350 krad. Na Figura 60 são mostradas as variações observadas dos parâmetros V_{TH} e $g_{m_{max}}$ em função da temperatura (T).

Na Figura 60, as variações foram medidas em relação à temperatura ambiente ($T_R = 21 \text{ }^\circ\text{C}$) estabelecida como referência.

Figura 60 - Variações de V_{TH} e $g_{m_{max}}$ para temperaturas entre -50 °C e 75 °C

Fonte: Autor

Resumo:

$V_D =$ 10 mV
 $V_G:$ de 0 à 3V
modo "on" $V_G=3$ V; $V_D=0$ V
modo "off" $V_G=V_D=0$ V

Após capturar cargas, principalmente, nos estados de energia do AlGaIn devido a TID de 350 krad, os DUTs mostraram pouca sensibilidade aos efeitos da temperatura. Os valores de V_{TH} foram deslocados para valores menores da referência, apresentando uma variação máxima de cerca de 9% no modo "on" à 50 °C e a -25 °C para o modo "off". Somente no modo "off", a 75 °C, a variação observada foi levemente positiva, tendo o valor de $\Delta V_{TH} = (12 \pm 2)$ mV.

A variação máxima da transcondutância, $\Delta g_{m_{max}}$, para ambas as condições de modo era de uma variação positiva e diminuiu no intervalo de -50 °C até a temperatura ambiente (R.T.) de 21 °C, demonstrando uma diminuição na mobilidade dos portadores que compõem o gás elétron à medida que a temperatura aumenta. Para temperaturas acima da R.T., houve um aumento na mobilidade de elétrons no

modo “*on*”, enquanto uma diminuição foi observada na mobilidade de elétrons no modo “*off*”. Em todos os casos, no entanto, as flutuações em $g_{m_{max}}$ induzidas pela temperatura não excederam 2%, como é esperado para dispositivos GaN HEMT [42-45, 48, 65- 67].

4.12 ANÁLISE DOS RESULTADOS

As duas principais maneiras pelas quais os efeitos da radiação ionizante afetam a funcionalidade do transistor baseado em 2DEG ocorre pela alteração da densidade eletrônica e/ou pela modificação a mobilidade eletrônica. A concentração de portadores em um 2DEG é alterada pelo aprisionamento na carga, causando alterações no campo elétrico. Se considerarmos cargas positivas acumuladas da camada da barreira AlGa_N, o campo elétrico da interface aumentará, permitindo uma maior densidade eletrônica. Se ocorrer um aprisionamento de carga negativa, o campo elétrico e a densidade de portadores resultante diminuirão. Por outro lado, se as cargas positivas e negativas estiverem presas na camada GaN, os efeitos na operação do dispositivo serão alterados de maneira oposta. As armadilhas podem gerar o aumento ou a diminuição dos elétrons de condução, conseqüentemente o aumento ou a diminuição na concentração do 2DEG. Todavia, é importante ressaltar que este aumento e diminuição relatado, geralmente ocorre simultaneamente, com prováveis variações dependendo da tecnologia [65, 66, 67].

O comportamento robusto desses transistores de efeito de campo de heteroestrutura (HFETs), diante dos efeitos de TID e de temperatura, deve-se principalmente ao fato de ser um dispositivo de largura de banda larga (WBG) que conduzem portadores via 2DEG. Devido à sua estrutura de banda, os efeitos de tunelamento de elétrons através da interface AlGa_N/GaN são considerados inerentes ao modelo de transistor. Os elétrons que atravessam a barreira de Schottky até a banda de condução AlGa_N têm energia suficiente para passar da camada AlGa_N para a camada GaN por simples emissão termiônica [68, 69].

O fato de o comportamento desses dispositivos oferecer melhor desempenho operando no modo “*on*” do que no modo “*off*” é porque no modo despolarizado o campo elétrico é alterado apenas verticalmente devido à tensão aplicada à porta para caracterizar o dispositivo durante a exposição a raios X. O campo elétrico vertical que governa as alterações na concentração de portador 2DEG, mobilidade e

tensão de limiar. No modo on, o dispositivo é inicialmente polarizado, logo, influenciado por componentes de campo elétrico vertical e horizontal. Nesse caso, o campo elétrico entre a fonte e o dreno deve ser considerado, minimizando os efeitos da radiação na dinâmica das cargas retidas.

5. CONCLUSÃO

O transistor de alta mobilidade de elétrons baseado em nitreto de Gálio (GaN-HEMT), GS61008T (da empresa GaN Systems), foi analisado nos modos off e on de irradiação, mostrando uma excelente recuperação na maior parte dos testes de funcionalidade, após uma TID de 350 krad. Evidenciando, todavia, que o dispositivo é menos afetado pela radiação ionizante, mais especificamente, pela dose total ionizante (TID), quando o dispositivo está sendo irradiado no modo “on”, ou seja, quando está ligado (polarizado $V_G=3V$).

Já que, as maiores variações da tensão de limiar (V_{TH}) e transcondutância ($g_{m_{max}}$) foram obtidas no modo off (despolarizado) e foram ambos no processo durante a irradiação, apresentando $\Delta V_{TH_{max}} = -0,46 V$ e $\Delta g_{m_{max}^{max}} = -130 mS$, respectivamente. Além disso, a melhor recuperação da funcionalidade do dispositivo após os 7 dias de *annealing* em temperatura ambiente (RTA) ocorreu no modo on com a recuperação estabilizando em $\Delta V_{TH_{RTA}} = -0,05 V$ e $\Delta g_{m_{max}^{RTA}} = -45 mS$, respectivamente.

Em adição, durante a irradiação ambos os modos demonstram uma diminuição na inclinação de sublimiar (S), e o menor valor aconteceu, também, no início da irradiação, $\Delta S = -35 mV/déc$. Todavia, as amostras em ambos os processos e modos apresentam um aumento na inclinação de sublimiar (S) após “RTA” de sete dias, com, $\Delta S_{final}^{ON} = (7\pm 1) mV/déc$, $\Delta S_{final}^{Off} = (18\pm 2) mV/déc$.

Em paralelo, os testes de chaveamento sob efeito de radiação em baixa frequência (100 Hz) e os testes em alta frequência (100 kHz), permitiram uma abordagem comparativa dos tempos de subida e descida nas condições operacionais utilizadas, tendo uma maior variação, mais uma vez no modo off. Os efeitos de radiação para as amostras em baixa frequência mostraram pequenas alterações, no entanto, os efeitos em alta frequência evidenciaram alterações consideráveis. A maior variação do tempo de subida em alta frequência foi de 8,2%, enquanto a maior variação do tempo de descida foi de 40%, ambos no modo “off” de irradiação.

No final do experimento, o teste de temperatura, realizado após os dois processos de irradiação, apresentou uma diminuição na mobilidade de elétrons em todos os casos, no entanto, as flutuações em $g_{m_{max}}$ induzidas pela temperatura não

excederam 2%, e o V_{TH} é praticamente constante, mostrando que o dispositivo é extremamente robusto a temperatura.

Os resultados confirmam que, embora, os dispositivos baseados nessa nova tecnologia GaN apresentem degradações nos parâmetros durante a irradiação, são bastante robustos aos efeitos TID e são bons candidatos para serem usados em ambientes hostis, pois apresentam uma recuperação bastante rápida e praticamente total dos principais parâmetros que interferem no seu funcionamento, principalmente quando estão no modo “*on*” (ligado).

ETAPAS FUTURAS

Eu, Alexis Cristiano Vilas Bôas, pretendo seguir na área de pesquisa, através de um doutorado na mesma área deste trabalho de mestrado. Ou seja, no estudo dos efeitos da radiação ionizante em dispositivos eletrônicos.

O projeto de pesquisa pensado para ser efetuado no doutorado é sobre o estudo de transistores comerciais HEMT de potência baseados em GaN (Nitreto de Gálio) e SiC (Carbeto de Silício), mais especificamente uma comparação da robustez à radiação dentre as duas tecnologias. Os efeitos observados serão a TID e também o SEE, pensando nas aplicações aeroespacial e aceleradores de partículas.

A caracterização dos dispositivos será, idealmente, realizada no Laboratório de Efeitos da Radiação Ionizante (LERI) no Centro Universitário FEI, quanto a tolerância de efeitos acumulativos de radiação ionizante (TID). No entanto, para os efeitos de evento único (SEE) os experimentos serão realizados utilizando uma fonte de partículas alfa, aceleradores de partículas do IFUSP (Pelletron e acelerador do LAMFI – Laboratório de Análise de Materiais por Feixe Iônico) e o reator nuclear do IPEN (Nêutrons).

Portanto, no doutorado pretendo conseguir novas publicações e novas participações em eventos científicos, para então, obter experiência e especialização na área, entrando em contato com pesquisadores renomados, e aprimorando o conhecimento para a continuidade desta área de pesquisa no Centro Universitário FEI.

REFERÊNCIAS

- [1] SWART, J. **Semicondutores**: Fundamentos, técnicas e aplicações. Campinas: Editora da Unicamp, 2009.
- [2] JOHNSTON, Allan. **Reliability and radiation Effects in Compound Semiconductors**. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., California Institute of Technology, USA, 2010.
- [3] S. R. Rezende. **Materiais e Dispositivos Eletrônicos**. São Paulo: Editora Livraria da Física; Edição: 3^a, 2014.
- [4] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2000.
- [5] CIRNE, K.H. **Estudo e fabricação de MOSFET's robustos à radiação para aplicações espaciais de circuitos integrados** (Dissertação de Mestrado), Centro Universitário da FEI, São Bernardo do Campo, 2011.
- [6] NAVARENHO DE SOUZA FINO, L. et al., **Boosting the total ionizing dose tolerance of digital switches by using OCTO SOI MOSFET**, Semiconductor Science and Technology, vol. 30, IOP Publishing Ltd, 2015.
- [7] Leite, F. G. H. **Metodologia de testes para qualificação de sistemas eletrônicos expostos à radiação** (Dissertação mestrado), Centro Universitário da FEI, São Bernardo do campo, 2018.
- [8] Attix, F.H. **Introduction to Radiological Physics and Radiation Dosimetry**. 1ed. Weinheim: Germany: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004.
- [9] KNOLL, G.F. **Radiation detection and measurement**. [S.l.]. Nova Jersey, EUA: Editora Wiley, 1989.
- [10] HOLMES-SIEDLE, A. **Handbook of Radiation Effects**. [S.l.: s.n.]. Oxford, UK. Oxford University Press, 2007.

[11] SCHWANK, J. R.; SHANEYFELT, M. R.; DODD, P. E. Radiation Hardness Assurance Testing of Microelectronic Devices and Integrated Circuits: Radiation Environments, Physical Mechanisms, and Foundations for Hardness Assurance. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 60, n. 3, pág. 2074–2100, jun. 2013.

[12] MCLEAN, F. B.; OLDHAM, T. R. **Basic mechanisms of radiation effects on electronic materials and devices**. Harry Diamond Lab. Tech. Rep., HDL-TR, n. 3, pág. 2129, 1989.

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

[14] SILVEIRA, M.A.G. et al. Performance of electronic devices submitted to X-rays and high energy proton beams, **Nucl. Instr. and Methods in Physics Research**, 2011.

[15] OKUNO, E.; YOSHIMURA, E.M. **Física das radiações**. [S.l.]. São Paulo: Oficina de Textos, 2010.

[16] KAPLAN, I. **Nuclear Physics**. [S.l.]: Addison-Wesley Publishing Company, A-W series in nuclear science and engineering, 1955.

[17] Federico Faccio, CERN/ESE group, **R2E School/Workshop**, Junho 2009.

[18] J. R. Srour e J.M. McGarrity. **Radiation Effects on Microelectronics in Space**. Proc. IEEE, 76(11), pág 1443-1469, 1988.

[19] P. Morrison, S. Olbert e B. Rossi. **The Origin of Cosmic Rays**. Phys. Ver., 94(2), pág. 440-453, 1954.

[20] J.W. Cronin. **Cosmic Rays: The Most Energetic particles in the Universe**. Ver. Mod. Phys., 71(2), pág.165-175, 1999.

- [21] D.L. Chenette e W. F. Dietrich. The Solar Flare Heavy Ion Environment for Single-Event Upsets: A Summary of Observations Over the Last Solar Cycle, 1973-1983. **IEEE Trans. Nucl. Sci.**, 31(6), pág. 1217-1222, 1984.
- [22] R.C. Baumann. Radiation-Induced Soft Errors in Advanced Semiconductor Technologies. **IEEE Trans. On device and Materials reliability**, 2005.
- [23] E. G. Stassinopoulos e J. P. Raymond. The Space Radiation Environment for electronics. **Proc. IEEE**, 1988.
- [24] J. F. Ziegler e W. A. Landford. **Effect of Cosmic Rays on Computer Memories**. Science, 1979.
- [25] DICTIONARY, **The American Heritage®**. Science Dictionary. Nov. 2017. Disponível em: <http://www.dictionary.com/browse/van-allen-belt>. Acesso em: 9 nov. 2017.
- [26] COLINGE, J. P.; COLINGE, C. A. **Physics of Semiconductor Devices**. [S.l.]: Springer US, 2007.
- [27] EISBERG, Robert; RESNICK, Robert. **Física Quântica**, 9. reimpressão. Rio de Janeiro: Editora Campus, pág. 563 a 599, 1994.
- [28] J.F. Ziegler et al. **IBM Journal**. Res. Develop. 40 (1), pág. 3-18 ,1996.
- [29] H. Xiao-Guang, Z. De-Gang and J. De-Sheng, "Formation of two-dimensional electron gas at AlGaIn/GaN heterostructure and the derivation of its sheet density expression", **Chin. Phys. B**, vol. 24, no. 6, 2015.
- [30] Table of Contents. **X-Ray Mass Attenuation Coefficients**. Disponível em: <https://physics.nist.gov/PhysRefData/XrayMassCoef/tab4.html>. Acesso em: 10/09/2020.

- [31] J.A. de Lima et al. X-Ray Radiation Effects in Overlapping Circular-Gate MOSFETs. **Proceedings of the 12th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems**, pág. 88-91, 2011.
- [32] J.R. Ahlbin et al., 2011, **IEEE Trans. Dev. Mater. Rel.** 11 (3), pág. 401- 406, 2011.
- [33] BRINKMAN, W. F.; HAGGAN, D. E.; TROUTMAN, W. W. A history of the invention of the transistor and where it will lead us. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 32, n. 12, pág. 1858- 1864, 1997.
- [34] PHANSE, A. et al. Carrier mobility degradation in metal-oxide-semiconductor field-effect transistors due to oxide charge. **Journal of Applied Physics**, v. 74, n. 1, pág. 757- 759, 1993.
- [35] Phirosiberia. **Dispositivos eletrônicos II: Transistores unipolares**. ISBN848138630, 2009.
- [36] J.A. Martino, M.A. Pavanello, P.B. Verdonck. **Caracterização Elétrica de Tecnologia e Dispositivos MOS**. Thomson. São Paulo. 2003.
- [37] BARNABY, H. J. Total-Ionizing-Dose Effects in Modern CMOS Technologies. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 53, n. 6, pág. 3103- 3121, dez. 2006.
- [38] S. M. Sze e Kwok K. Ng. **Physics of Semiconductor Devices** 3ed, Editora Wiley-interscience, 2006.
- [39] Vurgaftman, J. R. Meyer, and L. R. Ram-Mohan. Band parameters for III-V compound semiconductors and their alloys. **J. Appl. Phys.** 2001.
- [40] Vurgaftman and J. R. Meyer. Band parameters for nitrogen-containing semiconductors. **J. Appl. Phys**, 2003.

- [41] J. Wu. When group-III nitrides go infrared: New properties and perspectives. **J. Appl. Phys.** 2009.
- [42] Moore, A. e Jimenez, J. **GaN RF Technology For Dummies**. TriQuint Special Edition. Published by John Wiley & Sons, Inc, 2014.
- [43] Hamady, Saleem et al. P-doped region below the AlGaN/GaN interface for normally-off HEMT. **IEEE, 6th European Conference on Power Electronics and Applications**, 2014.
- [44] Hamady, Saleem et al. Un interrupteur GaN HEMT normally-off grâce à des ions fluor implantés sous l'interface AlGaN/GaN. France, 2014.
- [45] Saleem Hamady. New concepts for normally-off power Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistor (HEMT). **Micro and nanotechnologies / Microelectronics**. Universite Toulouse III Paul Sabatier, 2014.
- [46] Neil W. Ashcroft, N. David Mermin. **Solid State Physics**, ed. 33., Publicado Holt, Rinehart and Winston, 1976.
- [47] CHEN, Jason. Modeling of GaN HEMT for RF Applications. **Keysight Technologies**, 2018.
- [48] Xiao Sun, Fleetwood, D. M., et al. Total-Ionizing-Dose Radiation Effects in AlGaN/GaN HEMTs and MOS-HEMTs. **IEEE Trans. On Nuclear Science**, 2013
- [49] FACCIO, F., et al. Total Ionizing dose effects in shallow trench isolation oxides. **Microelectronics Reliability**, vol. 48, no.7, pág. 1000- 1007, Jul. 2008.
- [50] Gutiérrez-D, E. A., Deen, M. J. e Claeys, C. **Low Temperature Electronics: Physics, Devices, Circuits, and Applications**. Publicado por Academic Press, 2001.

[51] DE SOUZA, Michelly ; FLANDRE, Denis ; PAVANELLO, Marcelo A. Analysis of Source Follower Buffers Implemented with Graded-Channel SOI nMOSFETs Operating at Cryogenic Temperatures. **Cryogenics (Guildford)**, v. 49, pág. 599-604, 2009.

[52] M.A.G., Silveira et al. **Radiation Effect Mechanisms in Electronic Devices**. In: **10th Latin American Symposium on Nuclear Physics and Applications**, Montevideo. SISSA, 2014.

[53] Jeffrey T. Moran, John W. McClory, James C. Petrosky and Gary C. Farlow. The Effects of Temperature and Electron Radiation on the Electrical Properties of AlGaIn/GaN HFETs. **IEEE Trans. Nucl. Sci.**, vol. 56, no. 6, pág. 3223, Dec. 2009.

[54] **GS61008T** Top-side cooled 100 V E-mode GaN transistor Preliminary Datasheet. **GaN Systems**, 2018. Disponível: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS61008T-DS-Rev-180420>. Visualizado: 15/09/20

[55] MAVIS, D. and D. ALEXANDER. Employing Radiation Hardness with Commercial Integrated Circuit Processes, **Proc. of AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference**, pp. 2.1-15, 2.1-22, 1997.

[56] JOHNS, H. E. and CUNNINGHAM, J. R. **Physics of Radiology**, 4 ed., Charles Thomas Publisher, 1983.

[57] K.H. Cirne et al. Comparative study of the proton beam effects between the conventional and circular gate MOSFETs. **Nucl. Inst. and Methods in Physics Research B**, 2011.

[58] **National Instruments**. Disponível em: <https://www.ni.com/pt-br.html>. Acesso em 20 maio 2020.

[59] L. E. Seixas et al. Study of proton radiation effects among diamond and rectangular gate MOSFET layouts. **Materials Research Express**, vol.4, 2017.

- [60] 100V GaN E-HEMT Half Bridge Evaluation Kit, **GaN Systems**. Disponível em: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/03/GS61008P-EVBHF-User-Guide-180227.pdf>. Acesso em 20 de maio de 2020
- [61] A. C. V. Bôas, GUAZZELLI, M. A., GIACOMINI, R. C., MEDINA, N H. Ionizing radiation effects in a rectifier circuit. **JOURNAL OF PHYSICS. CONFERENCE SERIES**, v. 1291, pág. 012019, 2019.
- [62] A. C. V. Bôas et al. Assessment of Ionizing Radiation Hardness of a GaN Field-Effect Transistor. 2019. **34th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)**, Sao Paulo, Brazil, 2019
- [63] A. C. V. Bôas et al. Radiation Hardness of GaN HEMTs to TID Effects: COTS for harsh environments, Montpellier. **Proceedings Radiation and its Effects on Components and Systems (RADECS)**, 2019.
- [64] M. R. Shaneyfelt et al. Total Ionizing Dose and Single Event Effects Hardness Assurance Qualification Issues for Microelectronics. **IEEE Trans. on Nuclear Science**, 2008.
- [65] Muhammad Navid A. A. et al. High Electron Mobility Transistors: Performance Analysis, Research Trend and Applications. **INTECH open Science**, 2017
- [66] Edward A. Jones et al. Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges. **IEEE Journal of Emerg. and Selec. Top. In Power Elect.**, vol. 4, no. 3, pág. 707- 719, Set 2016.
- [67] S. J. Pearton et al. Review-Ionizing Radiation Damage Effects on GaN Devices. **ECS Jour. of Solid State Science and Tech**, 2016.
- [68] M.P. Khanal et al. Impact of 100 keV proton irradiation on electronic and optical properties of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors (HEMTs). **J. Appl. Phys.** vol. 124 no. 21, article 215702, 2018.

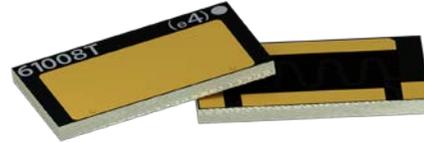
[69] B.D. Weaver et al. On the Radiation Tolerance of AlGaIn/GaN HEMTs. **ECS J. Sol. State Sci. Technol.** vol. 5, no. 7, 2016.

Asimov, Isaac, 1920- 1992. **Fundação**; tradução: Fábio Fernandes. – São Paulo: Aleph, 2009.

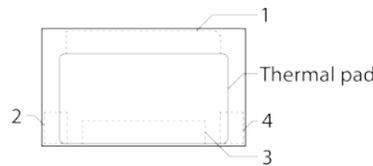
ANEXO A

Features

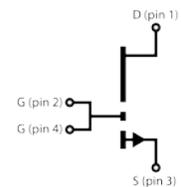
- 100 V enhancement mode power switch
- Top-side cooled configuration
- $R_{DS(on)} = 7 \text{ m}\Omega$
- $I_{DS(max)} = 90 \text{ A}$
- Ultra-low FOM Island Technology® die
- Low inductance GaN_{PX}® package
- Easy gate drive requirements (0 V to 6 V)
- Transient tolerant gate drive (-20 / +10 V)
- Very high switching frequency (> 100 MHz)
- Fast and controllable fall and rise times
- Reverse current capability
- Zero reverse recovery loss
- Small 7.1 x 4.1 mm² PCB footprint
- Dual gate pads for optimal board layout
- RoHS 6 compliant



Package Outline



Circuit Symbol



The top-side thermal pad is internally connected to Source (S- pin 3) and substrate

Applications

- High efficiency power conversion
- High density power conversion
- Energy Storage Systems
- AC-DC Converters (secondary side)
- ZVS Phase Shifted Full Bridge
- Half Bridge topologies
- Synchronous Buck or Boost
- Uninterruptable Power Supplies
- Industrial Motor Drives
- Fast Battery Charging
- Class D Audio amplifiers
- Traction Drive

Description

The GS61008T is an enhancement mode GaN-on-silicon power transistor. The properties of GaN allow for high current, high voltage breakdown and high switching frequency. GaN Systems implements patented **Island Technology**® cell layout for high-current die performance & yield. **GaN_{PX}**® packaging enables low inductance & low thermal resistance in a small package. The GS61008T is a top-side cooled transistor that offers very low junction-to-case thermal resistance for demanding high power applications. These features combine to provide very high efficiency power switching.

Absolute Maximum Ratings ($T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ except as noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to +150	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_S	-55 to +150	$^{\circ}\text{C}$
Drain-to-Source Voltage	V_{DS}	100	V
Drain-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{DS(transient)}$	130	V
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10 to +7	V
Gate-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{GS(transient)}$	-20 to +10	V
Continuous Drain Current ($T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$) (note 2)	I_{DS}	90	A
Continuous Drain Current ($T_{case} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$) (note 2)	I_{DS}	65	A
Pulse Drain Current (Pulse width 100 μs)	$I_{DS\text{ Pulse}}$	170	A

(1) Pulse $\leq 1\text{ }\mu\text{s}$

(2) Limited by saturation

Thermal Characteristics (Typical values unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Units
Thermal Resistance (junction-to-case) – Top side	$R_{\theta JC}$	0.55	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance (junction-to-board)	$R_{\theta JB}$	5.5	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Maximum Soldering Temperature (MSL3 rated)	T_{SOLD}	260	$^{\circ}\text{C}$

Ordering Information

Ordering code	Package type	Packing method	Qty	Reel Diameter	Reel Width
GS61008T-TR	GaNPX [®] Top-Side Cooled	Tape-and-Reel	3000	13" (330mm)	16mm
GS61008T-MR	GaNPX [®] Top-Side Cooled	Mini-Reel	250	7" (180mm)	16mm

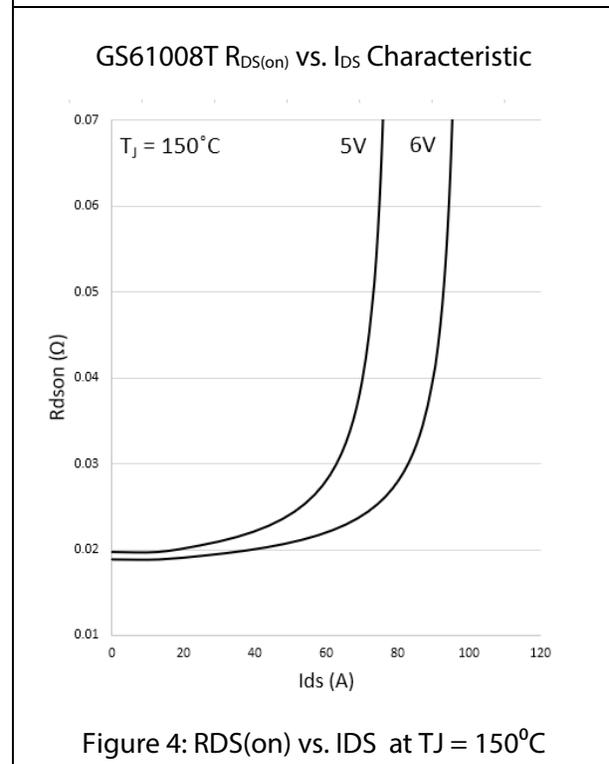
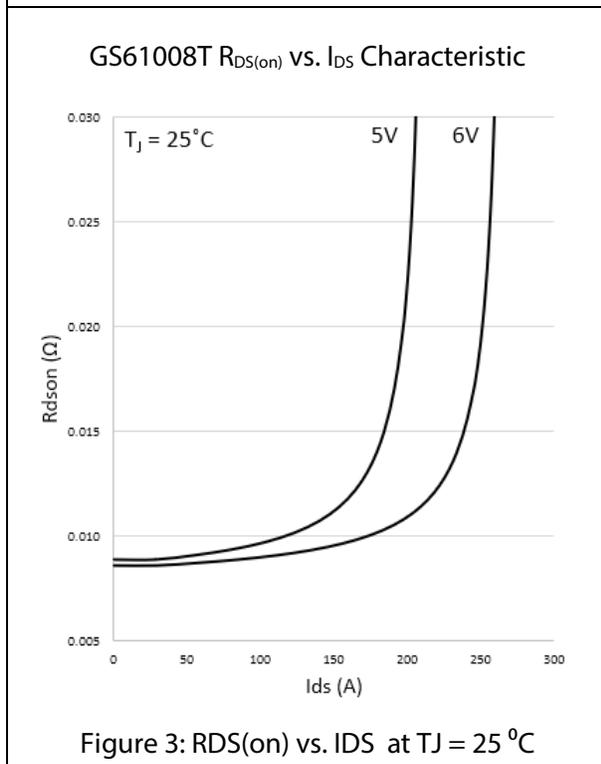
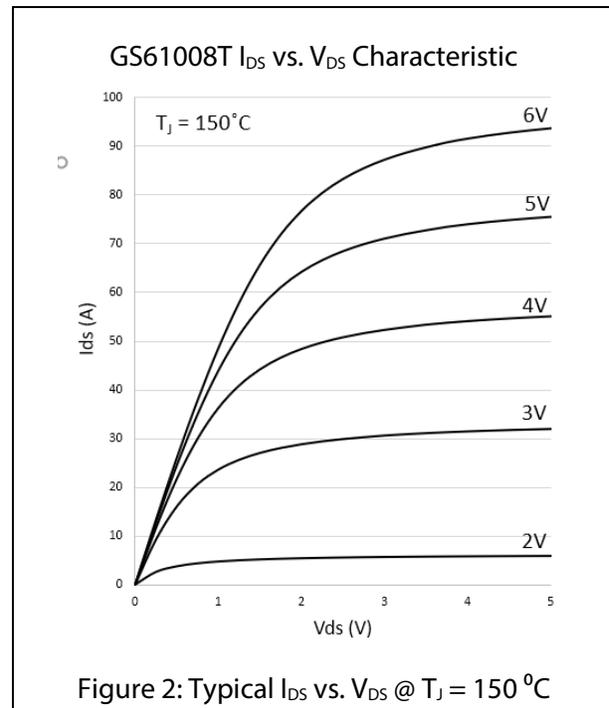
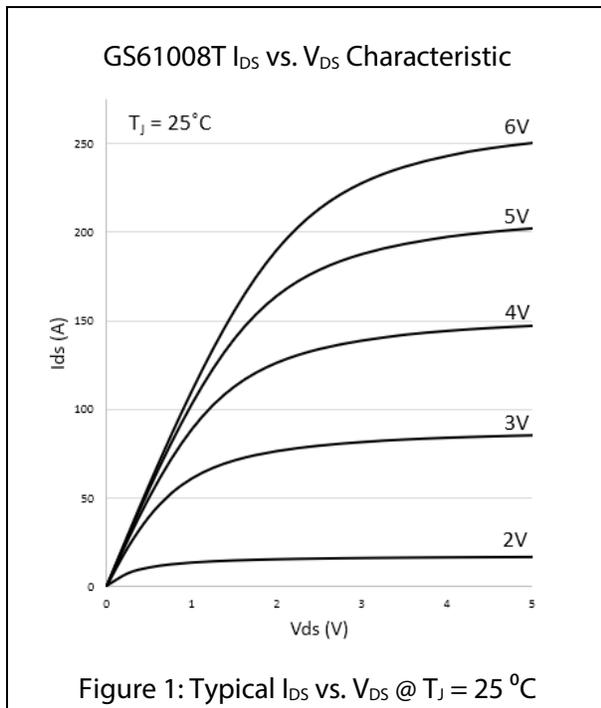
Electrical Characteristics (Typical values at $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $V_{GS} = 6\text{ V}$ unless otherwise noted)

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Drain-to-Source Blocking Voltage	BV_{DS}	100			V	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $I_{DSS} = 50\text{ }\mu\text{A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		7	9.5	$\text{m}\Omega$	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $I_{DS} = 27\text{ A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		17.5		$\text{m}\Omega$	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ $I_{DS} = 27\text{ A}$
Gate-to-Source Threshold	$V_{GS(th)}$	1.1	1.3		V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_{DS} = 7\text{ mA}$
Gate-to-Source Current	I_{GS}		200		μA	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $V_{DS} = 0\text{ V}$
Gate Plateau Voltage	V_{plat}		3		V	$V_{DS} = 100\text{ V}$ $I_{DS} = 90\text{ A}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		0.5	50	μA	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		100		μA	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$
Internal Gate Resistance	R_G		0.64		Ω	$f = 25\text{ MHz}$ open drain
Input Capacitance	C_{ISS}		590		pF	$V_{DS} = 50\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$
Output Capacitance	C_{OSS}		280		pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		12.4		pF	
Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 3)	$C_{O(ER)}$		351.4		pF	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ to }50\text{ V}$
Effective Output Capacitance, Time Related (Note 4)	$C_{O(TR)}$		432.5		pF	
Total Gate Charge	Q_G		12		nC	$V_{GS} = 0\text{ to }6\text{ V}$ $V_{DS} = 50\text{ V}$ $I_{DS} = 90\text{ A}$
Gate-to-Source Charge	Q_{GS}		4.5		nC	
Gate threshold charge	$Q_{G(th)}$		1.9		nC	
Gate switching charge	$Q_{G(sw)}$		4.1		nC	
Gate-to-Drain Charge	Q_{GD}		1.5		nC	
Output Charge	Q_{OSS}		21.3		nC	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = 50\text{ V}$
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}		0		nC	

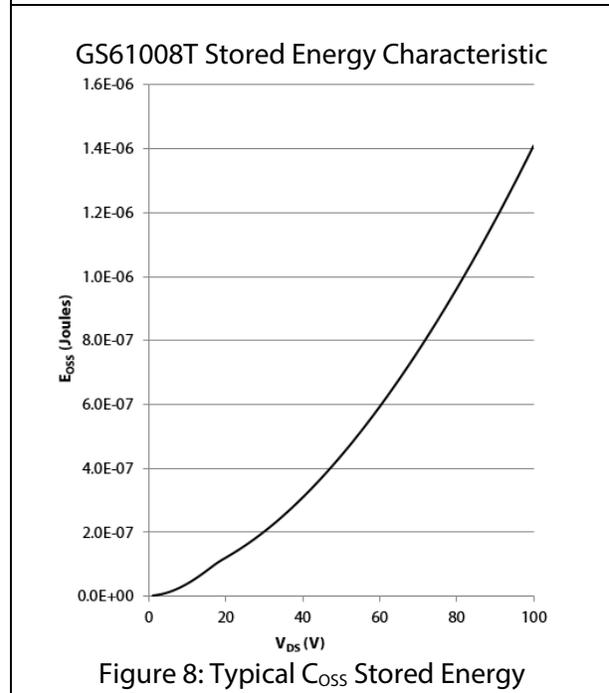
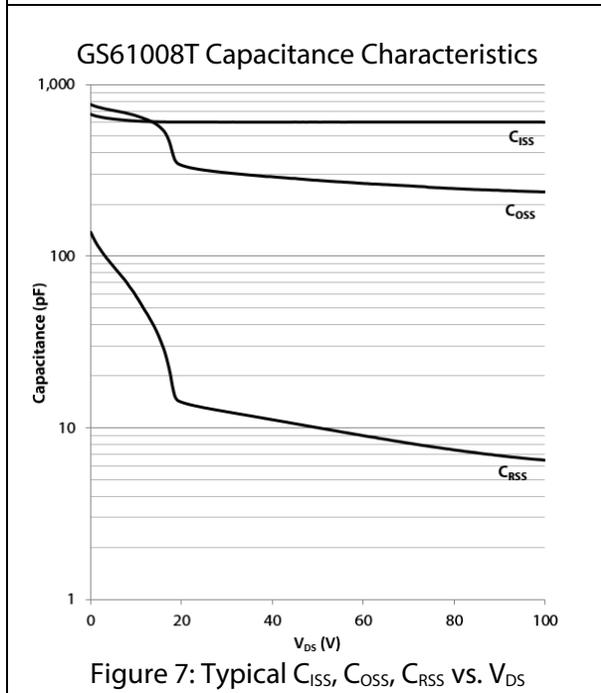
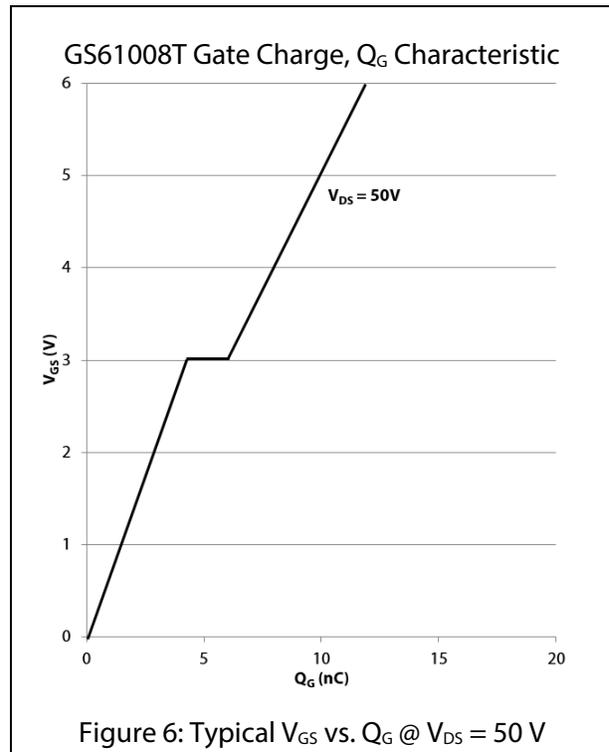
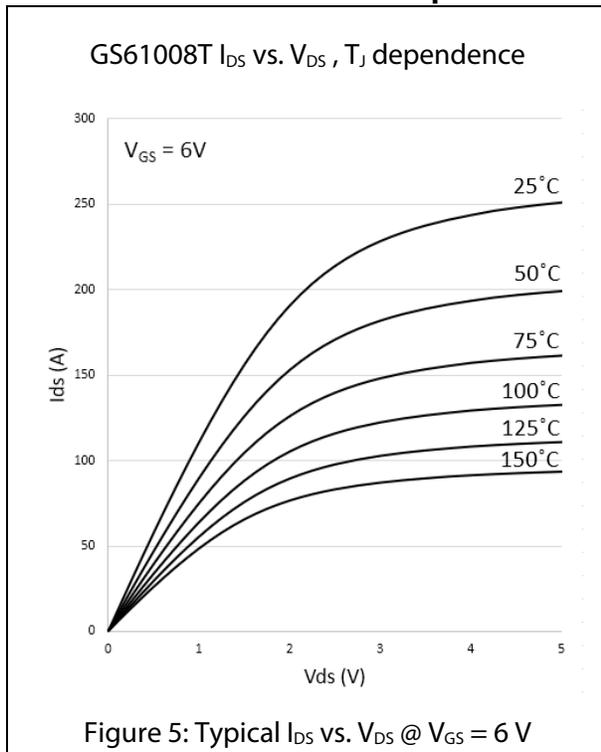
(3) $C_{O(ER)}$ is the fixed capacitance that would give the same stored energy as C_{OSS} while V_{DS} is rising from 0 V to the stated V_{DS}

(4) $C_{O(TR)}$ is the fixed capacitance that would give the same charging time as C_{OSS} while V_{DS} is rising from 0 V to the stated V_{DS} .

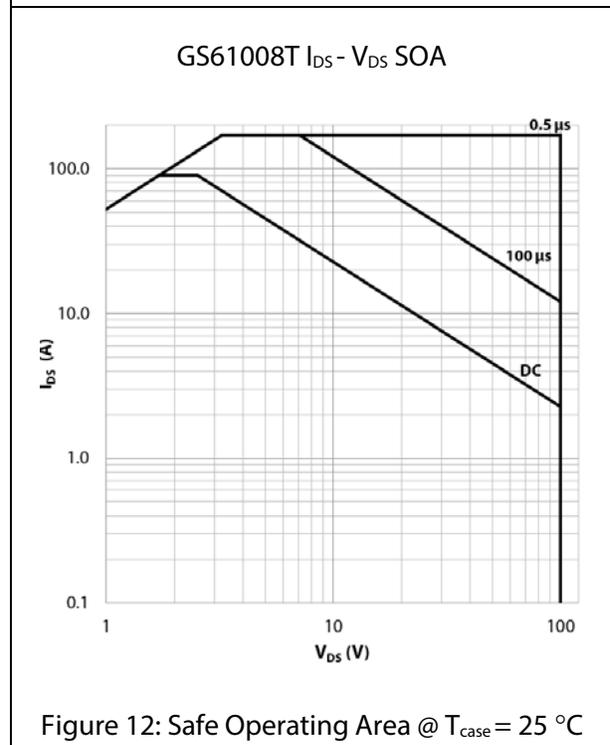
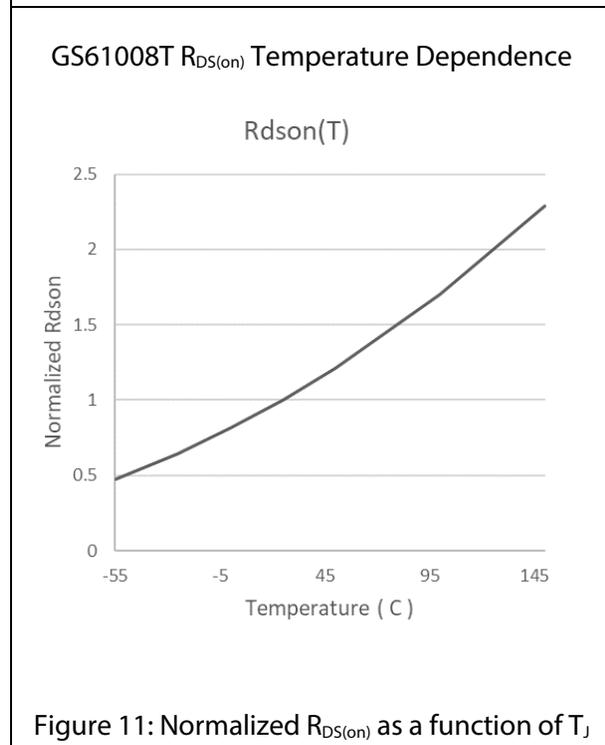
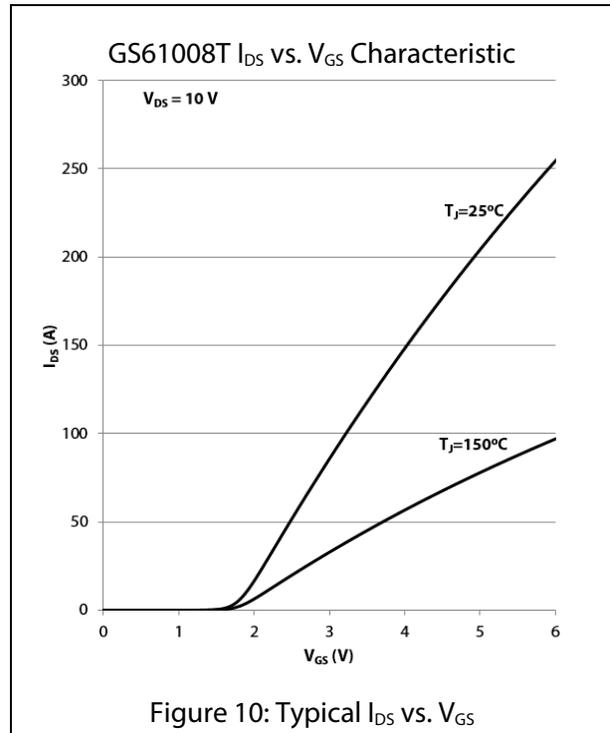
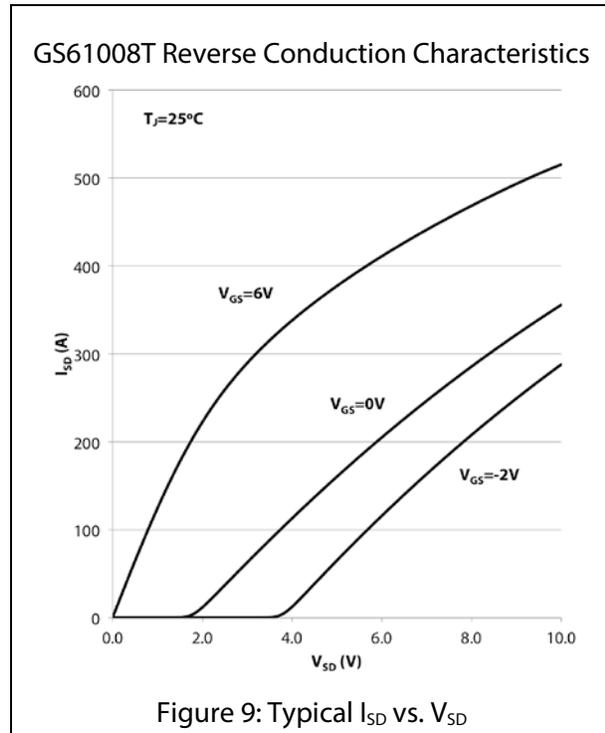
Electrical Performance Graphs



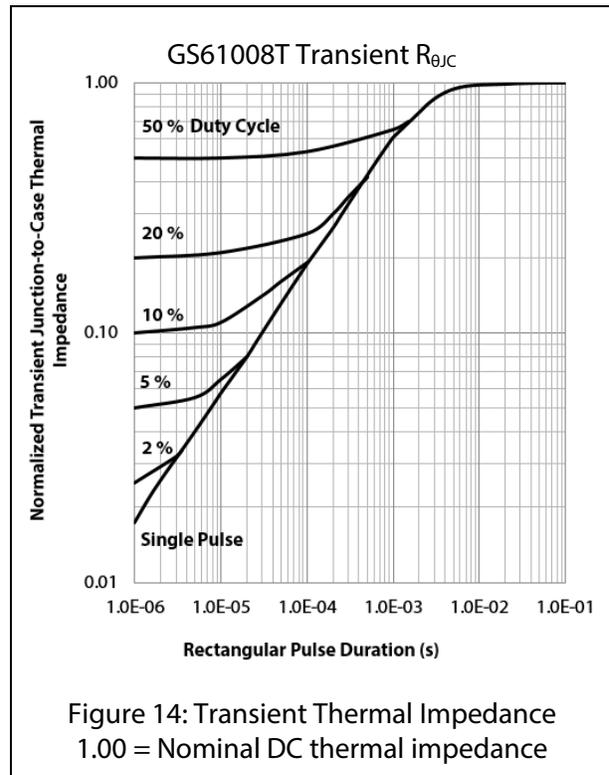
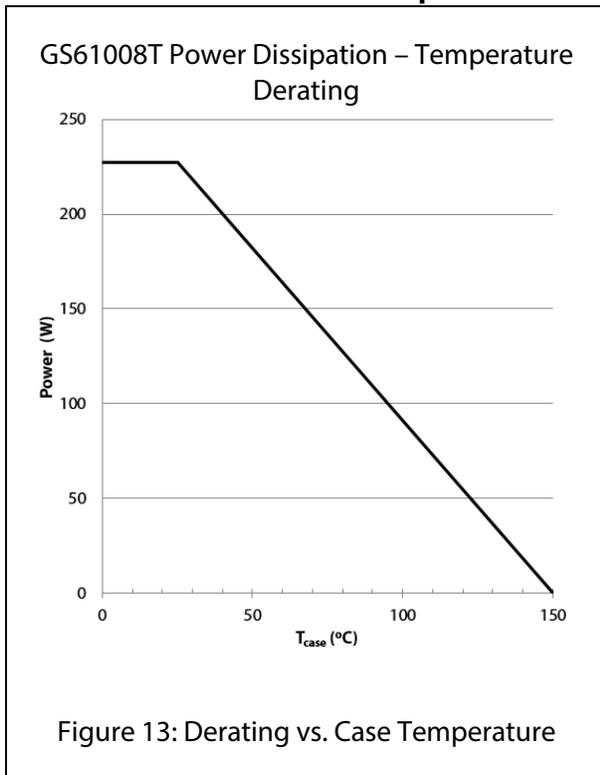
Electrical Performance Graphs



Electrical Performance Graphs



Thermal Performance Graphs



Application Information

Gate Drive

The recommended gate drive voltage is 0 V to + 6 V for optimal $R_{DS(on)}$ performance and long life. The absolute maximum gate to source voltage rating is specified to be +7.0 V maximum DC. The gate drive can survive transients up to +10 V and – 20 V for pulses up to 1 μ s. These specifications allow designers to easily use 6.0 V or even 6.5 V gate drive settings. At 6 V gate drive voltage, the enhancement mode high electron mobility transistor (E-HEMT) is fully enhanced and reaches its optimal efficiency point. A 5 V gate drive can be used but may result in lower operating efficiency. Inherently, GaN Systems E-HEMT do not require negative gate bias to turn off. Negative gate bias ensures safe operation against the voltage spike on the gate, however it increases the reverse conduction loss. For more details, please refer to the gate driver application note "GN001 How to Drive GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors" at www.gansystems.com.

Similar to a silicon MOSFET, the external gate resistor can be used to control the switching speed and slew rate. Adjusting the resistor to achieve the desired slew rate may be needed. Lower turn-off gate resistance, $R_{G(OFF)}$ is recommended for better immunity to cross conduction. Please see the gate driver application note (GN001) for more details.

A standard MOSFET driver can be used as long as it supports 6V for gate drive and the UVLO is suitable for 6V operation. Gate drivers with low impedance and high peak current are recommended for fast switching speed. GaN Systems E-HEMTs have significantly lower Q_G when compared to equally sized $R_{DS(on)}$ MOSFETs, so high speed can be reached with smaller and lower cost gate drivers.

Many non-isolated half bridge MOSFET drivers are not compatible with 6 V gate drive for GaN enhancement mode HEMT due to their high under-voltage lockout threshold. Also, a simple bootstrap method for high side gate drive will not be able to provide tight tolerance on the gate voltage. Therefore, special care should be taken when you select and use the half bridge drivers. Alternatively, isolated drivers can be used for a high side device. Please see the gate driver application note (GN001) for more details.

Parallel Operation

The dual gate drive pins are used to achieve balanced gate drive, especially useful in parallel GaN transistors operation. Both gate drive pins are internally connected to the gate, so only one needs to be connected. Connecting both may lead to timing improvements at very high frequencies. The two gates on the GS61008T top-side cooled device are not designed to be used as a signal pass-through. When multiple devices are used in parallel, it is not recommended to use one gate connection to the other (on the same transistor) as a signal path for the gate drive to the next device. Design wide tracks or polygons on the PCB to distribute the gate drive signals to multiple devices. Keep the drive loop length to each device as short and equal length as possible. GaN enhancement mode HEMTs have a positive temperature coefficient on-state resistance which helps to balance the current. However, special care should be taken in the driver circuit and PCB layout since the device switches at very fast speed. It is recommended to have a symmetric PCB layout and equal gate drive loop length (star connection if possible) on all parallel devices to ensure balanced dynamic current sharing. Adding a small gate resistor (1-2 Ω) on each gate is strongly recommended to minimize the gate parasitic oscillation.

Source Sensing

Although the GS61008T does not have a dedicated source sense pin, the GaNPX® packaging utilizes no wire bonds so the source connection is already very low inductance. By simply using a dedicated “source sense” connection on the PCB to the Source pad in a kelvin configuration, the function can easily be implemented. It is recommended to implement a “source sense” connection to improve drive performance.

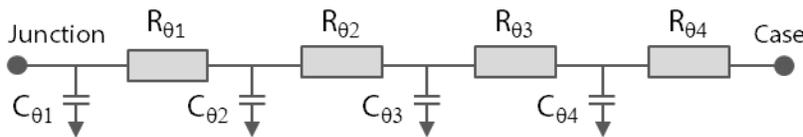
Thermal

The substrate is internally connected to the thermal pad on the top-side and to the source pin on the bottom side of the GS61008T. The transistor is designed to be cooled using a heat sink on the top of the device. The Drain and Source pads are not as thermally conductive as a thermal pad. However, adding more copper under these two pads will improve thermal performance by reducing the packaging temperature.

Thermal Modeling

RC thermal models are available for customers that wish to perform detailed thermal simulation using SPICE. The thermal models are created using the Cauer model, an RC network model that reflects the real physical property and packaging structure of our devices. This approach allows our customers to extend the thermal model to their system by adding extra R_{θ} and C_{θ} to simulate the Thermal Interface Material (TIM) or Heatsink.

GS61008T RC Thermal Model:



RC breakdown of $R_{\theta JC}$

R_{θ} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	C_{θ} ($\text{W}\cdot\text{s}/^{\circ}\text{C}$)
$R_{\theta 1} = 0.017$	$C_{\theta 1} = 7.0\text{E-}05$
$R_{\theta 2} = 0.253$	$C_{\theta 2} = 6.7\text{E-}04$
$R_{\theta 3} = 0.264$	$C_{\theta 3} = 5.9\text{E-}03$
$R_{\theta 4} = 0.017$	$C_{\theta 4} = 1.8\text{E-}03$

For more detail, please refer to Application Note GN007 “Modeling Thermal Behavior of GaN Systems’ GaNPX® Using RC Thermal SPICE Models” available at www.gansystems.com

Reverse Conduction

GaN Systems enhancement mode HEMTs do not have an intrinsic body diode and there is zero reverse recovery charge. The devices are naturally capable of reverse conduction and exhibit different characteristics depending on the gate voltage. Anti-parallel diodes are not required for GaN Systems transistors as is the case for IGBTs to achieve reverse conduction performance.

On-state condition ($V_{GS} = +6$ V): The reverse conduction characteristics of a GaN Systems enhancement mode HEMT in the on-state is similar to that of a silicon MOSFET, with the I-V curve symmetrical about the origin and it exhibits a channel resistance, $R_{DS(on)}$, similar to forward conduction operation.

Off-state condition ($V_{GS} \leq 0$ V): The reverse characteristics in the off-state are different from silicon MOSFET as the GaN device has no body diode. In the reverse direction, the device starts to conduct when the gate voltage, with respect to the drain, (V_{GD}) exceeds the gate threshold voltage. At this point the device exhibits a channel resistance. This condition can be modeled as a “body diode” with slightly higher V_F and no reverse recovery charge.

If negative gate voltage is used in the off-state, the source-drain voltage must be higher than $V_{GS(th)} + V_{GS(off)}$ in order to turn the device on. Therefore, a negative gate voltage will add to the reverse voltage drop “ V_F ” and hence increase the reverse conduction loss.

Blocking Voltage

The blocking voltage rating, BV_{DS} , is defined by the drain leakage current. The hard (unrecoverable) breakdown voltage is approximately 30 % higher than the rated BV_{DS} . As a general practice, the maximum drain voltage should be de-rated in a similar manner as IGBTs or silicon MOSFETs. All GaN E-HEMTs do not avalanche and thus do not have an avalanche breakdown rating. The maximum drain-to-source rating is 100 V and doesn’t change with negative gate voltage. A transient drain-to-source voltage of 130 V for less than 1 μ s is acceptable.

Packaging and Soldering

The package material is high temperature epoxy-based PCB material which is similar to FR4 but has a higher temperature rating, thus allowing the GS61008T device to be specified to 150 °C. The device can handle at least 3 reflow cycles.

It is recommended to use the reflow profile in IPC/JEDEC J-STD-020 REV D.1 (March 2008)

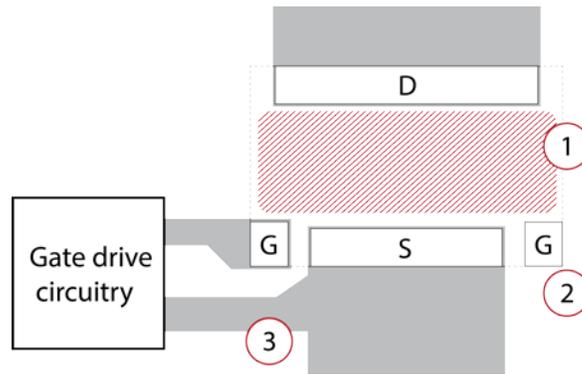
The basic temperature profiles for Pb-free (Sn-Ag-Cu) assembly are:

- Preheat/Soak: 60 - 120 seconds. $T_{min} = 150$ °C, $T_{max} = 200$ °C.
- Reflow: Ramp up rate 3°C/s maximum. Peak temperature is 260 °C and time within 5 °C of peak temperature is 30 seconds.
- Cool down: Ramp down rate 6 °C/s maximum.

Using “Non-Clean” soldering paste and operating at high temperatures may cause a reactivation of the “Non-Clean” flux residues. In extreme conditions, unwanted conduction paths may be created. Therefore, when the product operates at greater than 100 °C it is recommended to also clean the “Non-Clean” paste residues.

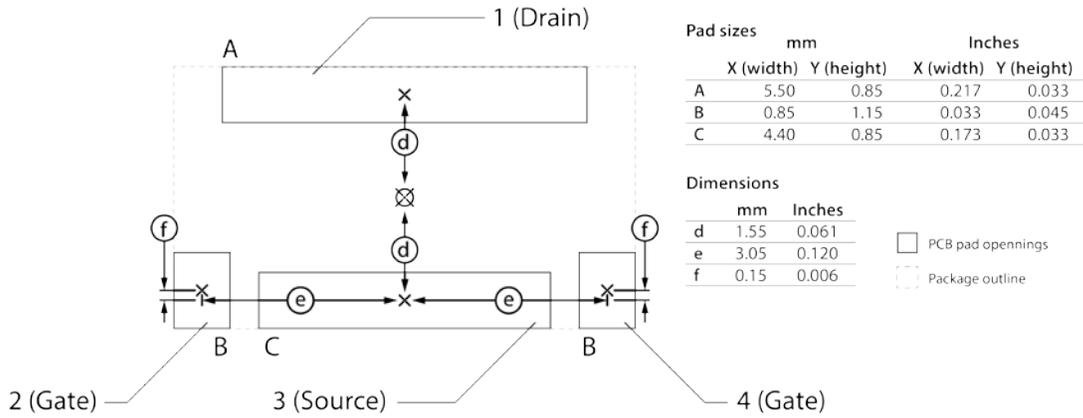
Routing Guidelines

The following layout recommendations are highlighted. Additional detail is provided in Application Note GN001 at www.gansystems.com.

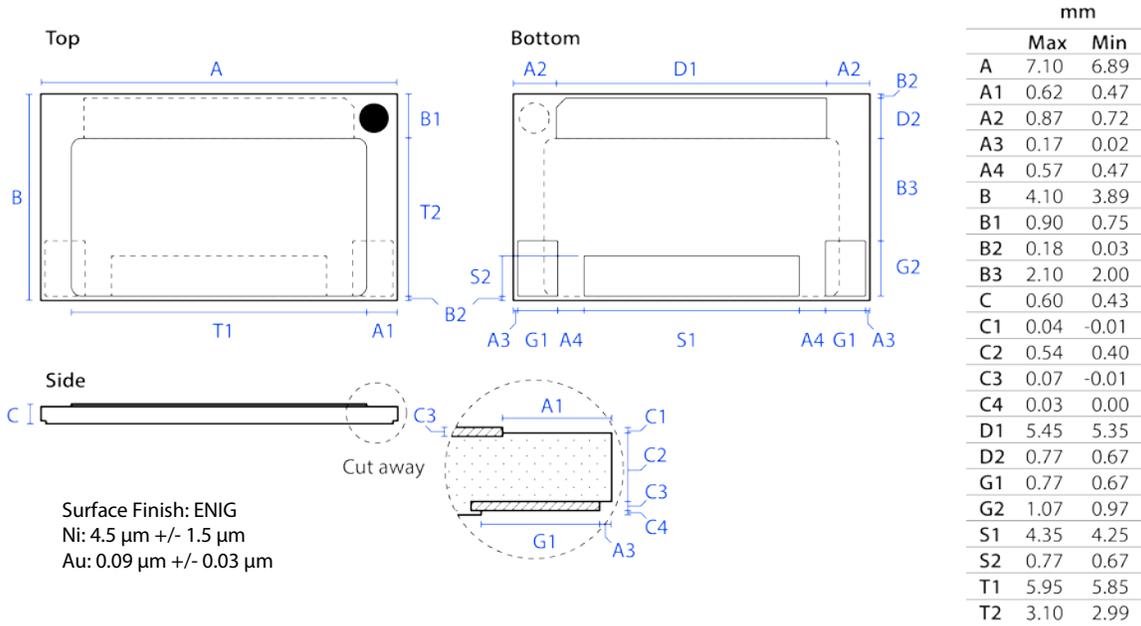


- ① Keep out area: Avoid placing traces or vias on the top layer of the PCB, directly underneath the GS61008T package. This is to prevent potential electro-migration and solder mask isolation issues during high temperature or/and voltage operation.
- ② Symmetrical dual gates are provided for flexible layout and easy paralleling. Either gate drive can be used. If the second gate is not used, it should be left floating.
- ③ A separate Source Sense pin is not provided on our top-side products because of the ultra-low inductance of our GaN^{PX}® packaging. The Source Sense pin functionality can be implemented simply by routing a Kelvin connection at the side of the Source pad. This can be done at either side of the source pad for layout optimization.

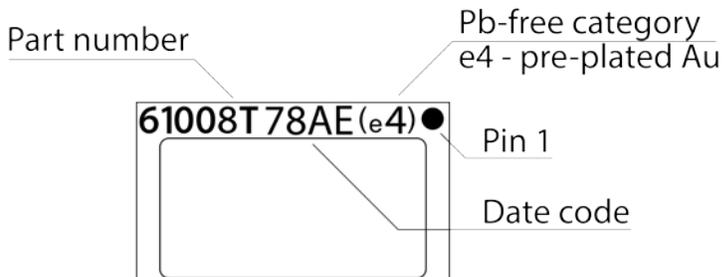
Recommended PCB Footprint for GS61008T



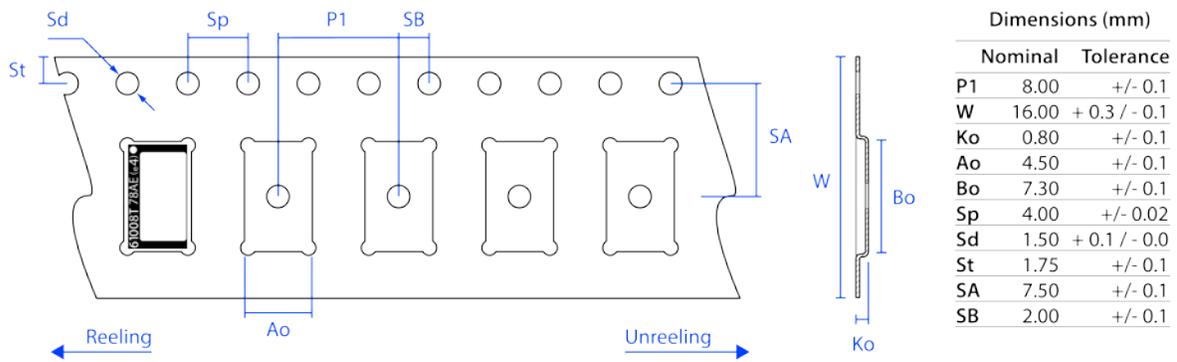
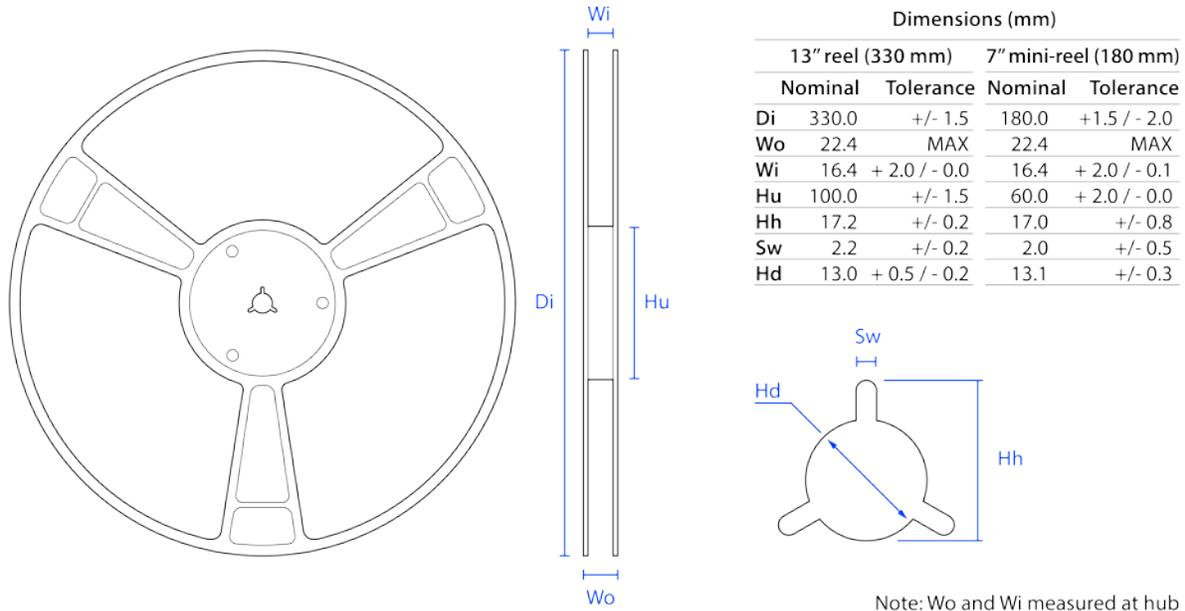
Package Dimensions



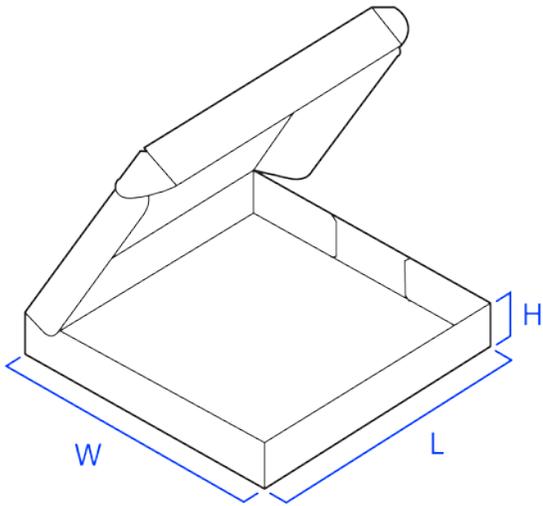
GaN^{PX}® Part Marking



GS61008T GaNPX[®] Tape and Reel Information



Tape and Reel Box Dimensions



Outside dimensions (mm)		
	7" mini-reel	13" tape-reel
W	197	342
L	204	355
H	32	53

www.gansystems.com

North America • Europe • Asia

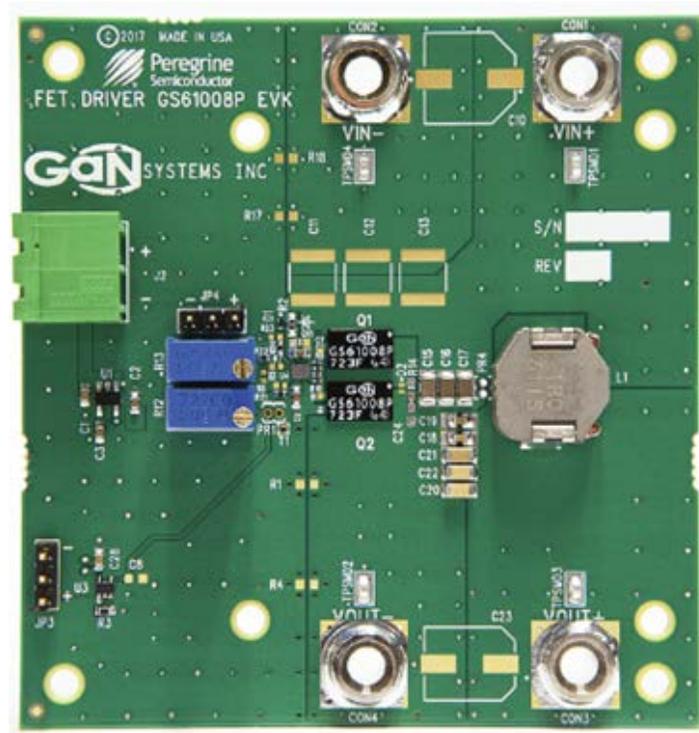
Important Notice – Unless expressly approved in writing by an authorized representative of GaN Systems, GaN Systems components are not designed, authorized or warranted for use in lifesaving, life sustaining, military, aircraft, or space applications, nor in products or systems where failure or malfunction may result in personal injury, death, or property or environmental damage. The information given in this document shall not in any event be regarded as a guarantee of performance. GaN Systems hereby disclaims any or all warranties and liabilities of any kind, including but not limited to warranties of non-infringement of intellectual property rights. All other brand and product names are trademarks or registered trademarks of their respective owners. Information provided herein is intended as a guide only and is subject to change without notice. The information contained herein or any use of such information does not grant, explicitly, or implicitly, to any party any patent rights, licenses, or any other intellectual property rights. GaN Systems standard terms and conditions apply. All rights reserved.

ANEXO B

GS61008P-EVBHF

100V GaN E-HEMT Half Bridge Evaluation Kit

User's Guide



Visit www.gansystems.com for the latest version of this user's guide.



**DANGER!**

Electrical Shock Hazard - Hazardous high voltage may be present on the board during the test and even brief contact during operation may result in severe injury or death. Follow all locally approved safety procedures when working around high voltage.

Never leave the board operating unattended. After it is de-energized, always wait until all capacitors are discharged before touching the board.

This board should be handled by qualified personnel ONLY.



PCB surface can become hot. Contact may cause burns. Do not touch!

**CAUTION:**

This product contains parts that are susceptible to damage by electrostatic discharge (ESD) or exposure to voltages in excess of the specified voltage. Always follow ESD prevention procedures when handling the product. Avoid applying excessive voltages to the power supply terminals or signal inputs or outputs

Introduction

The GS61008P-EVBHF Evaluation Board (EVB) allows the user to evaluate GaN Systems' GS61008P Enhancement Mode High Electron Mobility Transistors (E-HEMTs) with the high-speed Psemi PE29101 gate driver in a half-bridge configuration. The PE29101 integrated high-speed driver is designed to control the gates of GaN Systems' E-HEMTs. The outputs of the PE29101 are capable of providing switching transition speeds in the sub nano-second range.

The EVB's user's guide includes the evaluation board schematic, circuit description, a quick-start guide and test measurement results.

Evaluation Board Contents and Requirements

Kit Contents

The GS61008P-EVBHF includes the following hardware.

Table 1 • GS61008P-EVBHF Evaluation Kit Contents

Quantity	Description
1	GS61008P-EVBHF GaN E-HEMT evaluation board assembly

Hardware Requirements

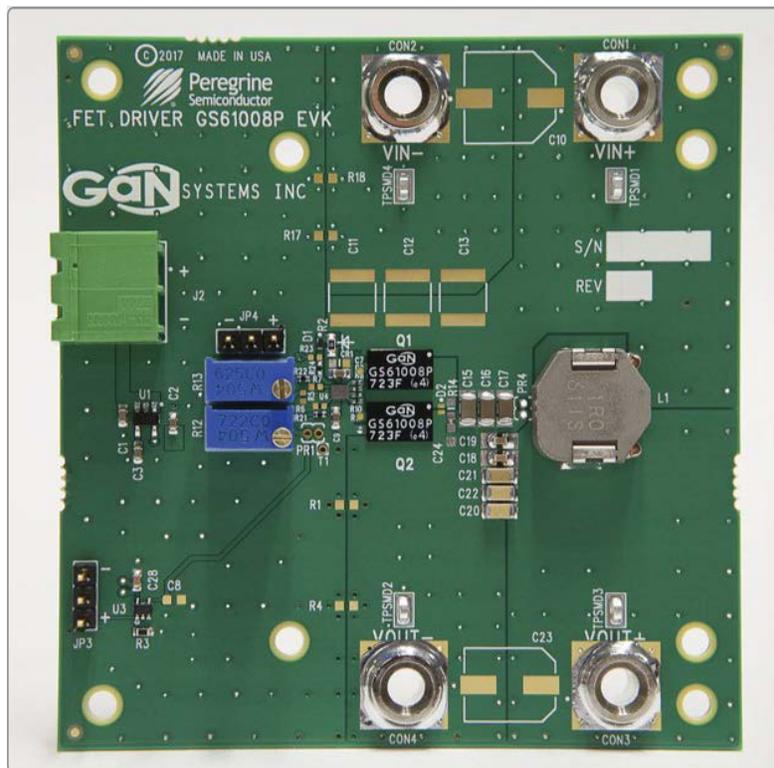
In order to evaluate the performance of the evaluation board, the following equipment is required:

- High speed digital oscilloscope
- Function generator (PWM)
- High voltage DC power supply
- Low voltage DC power supply
- DC test leads

Evaluation Board Assembly Overview

The evaluation board is assembled with a PE29101 gate driver and two GS61008P GaN E-HEMTs. Headers are included for signal input, signal output, and power connections, and probe points are included for waveform measurements.

Figure 1 • GS61008P-EVBHF Half-Bridge Evaluation Board Assembly



Block Diagram and Schematic

The block diagram and schematic of the evaluation board are provided in Figure 2 and Figure 3.

Figure 2 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board Block Diagram

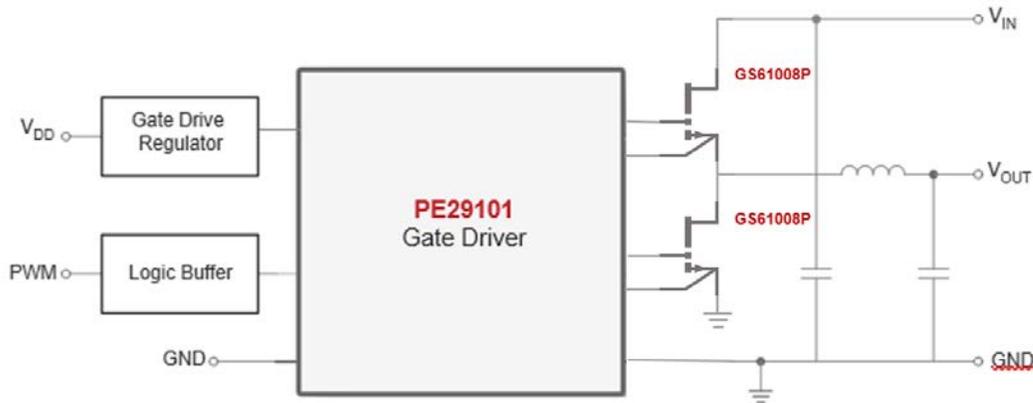
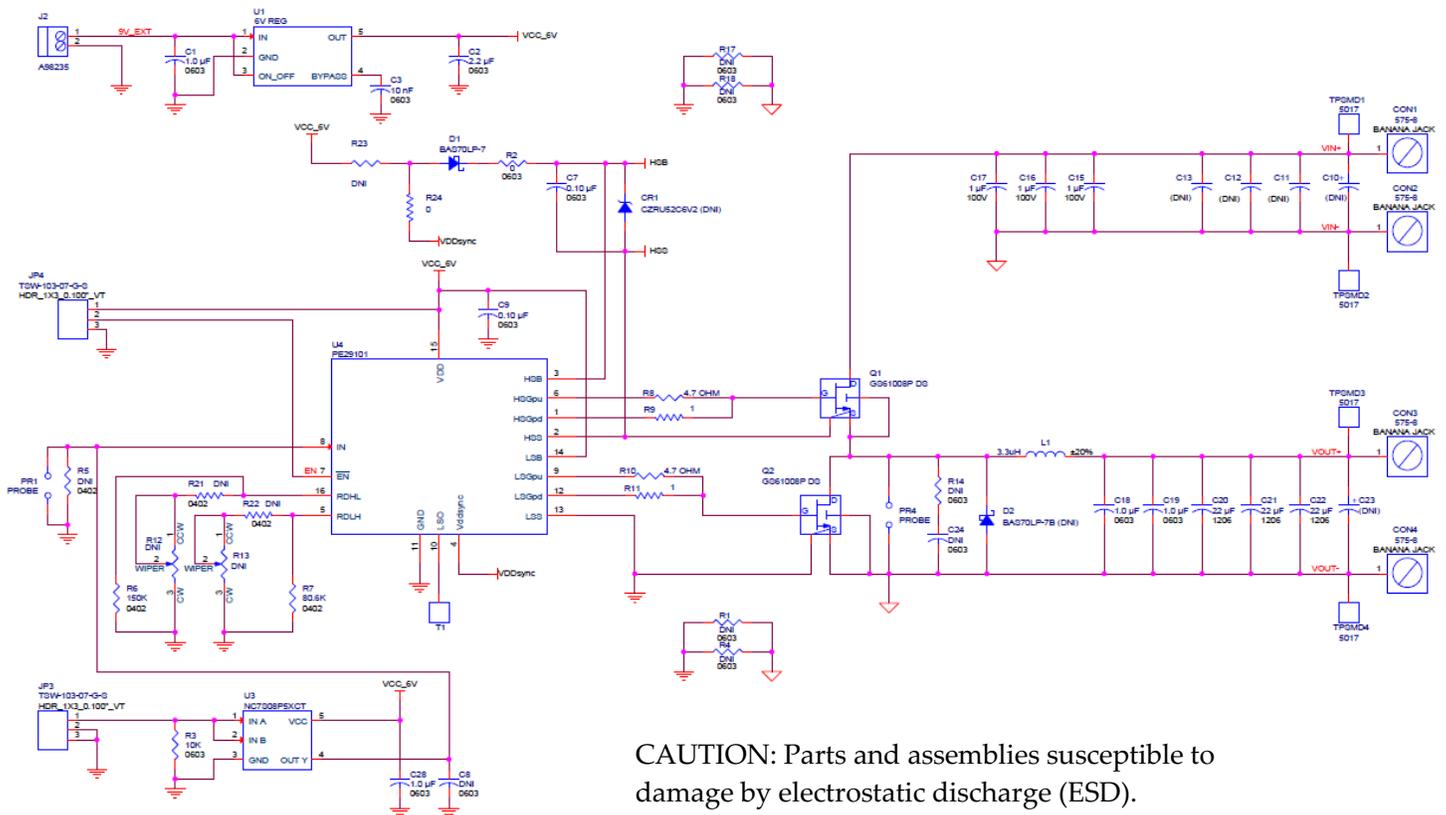


Figure 3 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board Schematic



CAUTION: Parts and assemblies susceptible to damage by electrostatic discharge (ESD).

Circuit Description

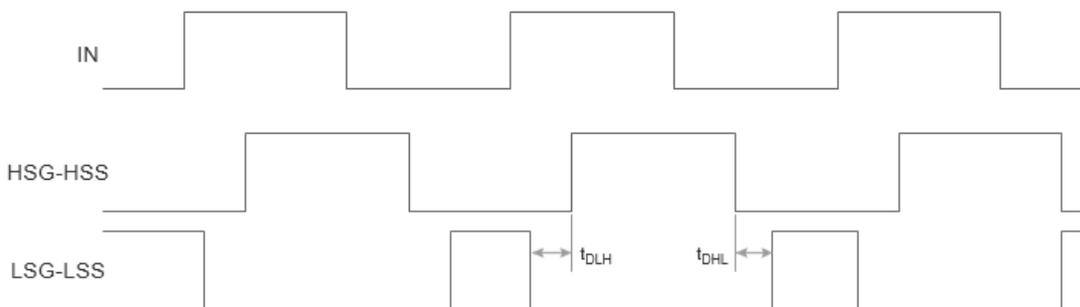
The EVB is assembled with a PE29101 gate driver (U4) and two GS61008B GaN E-HEMTs (Q1 and Q2) in a half-bridge configuration. The PWM input signal is buffered by 2-Input AND gates (U3). Both U3 and U4 are supplied by a 6V regulator (U1). Gate resistors R8–R11 dampen unwanted ringing on the transistor gates by offsetting the parasitic inductance in the gate loop. R14 and C24 form an optional RC snubber to further reduce the slew rate of the switch node voltage, but will increase power losses. The 3.3μH inductor is composed of metal alloy, exhibiting low loss with an absolute maximum voltage of 50V.

The PE29101 features an internal dead-time controller that allows the user to minimize the dead time between one transistor turning off and the other turning on. This eliminates any large shoot-through currents, which could dramatically reduce the efficiency of the circuit and potentially damage the transistors. Resistors R12 and R13 are used to adjust the timing of the output waveforms.

The dead-time resistors only affect the low-side gate (LSG) output; the high-side gate (HSG) output will always equal the duty-cycle of the input. The HSG will track the duty cycle of the PWM input with a shift in the response, as both rising and falling edges are shifted in the same direction. The LSG duty cycle can be controlled with the dead-time resistors as each resistor will move the rising and falling edges in opposite directions. R13 will change the dead-time from LSG falling to HSG rising and R12 will change the dead-time from HSG falling to LSG rising.

The PE29101 includes an internal synchronous bootstrap protection circuit designed to limit overcharging of the bootstrap capacitor during reverse body diode conduction. Pin 4 (VDDSYNC) of the PE29101 is connected to an external Schottky bootstrap diode, with fast recovery time to protect the die from high voltage.

Figure 4 • PE29101 Dead-time Waveforms



Quick Start Guide

This chapter will guide the user through the evaluation board overview, hardware operation, test setup and test results.

Evaluation Board Overview

The evaluation board contains:

- Header pins for power supply and PWM connection
- Test points for performance verification

The operating specifications of the evaluation board are as follows:

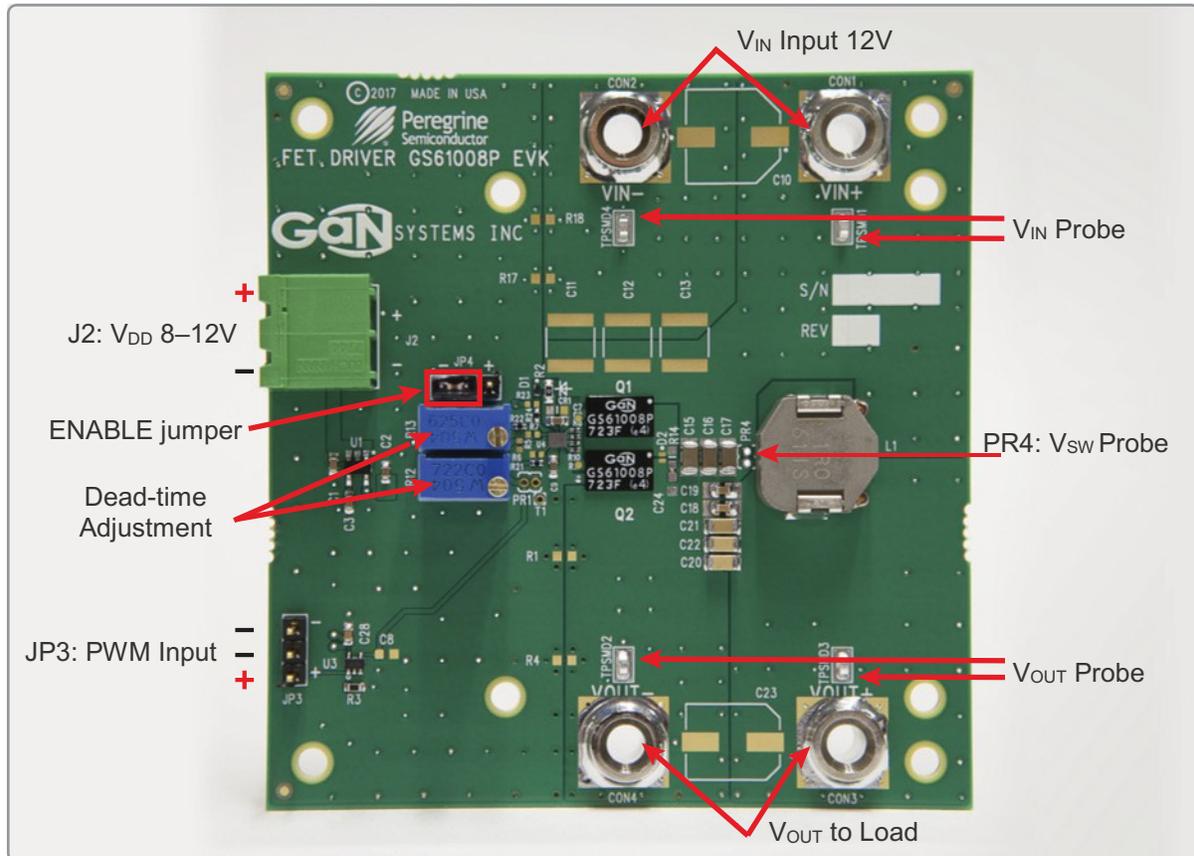
- Maximum input operating voltage of 50V (maximum voltage is limited to 50V based on inductor selection, but can be increased to 80V using an inductor with a higher voltage rating)
- Maximum output current of 12A continuous (*)
- Frequency of operation of 0.1 - 5 MHz.
- Minimum high-side output pulse width of 3 ns
- Minimum low-side output pulse width of 3 ns

* Note: Maximum load current depends on die temperature and is further subject to switching frequency and operating voltage. Forced air cooling or heat sinking can increase current rating.

Evaluation Test Setup

Figure 5 shows the test setup for the GS61008P-EVBHF evaluation board. Make sure that the specified safety precautions mentioned in “Safety Precautions” on page 2 are followed.

Figure 5 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board Test Setup



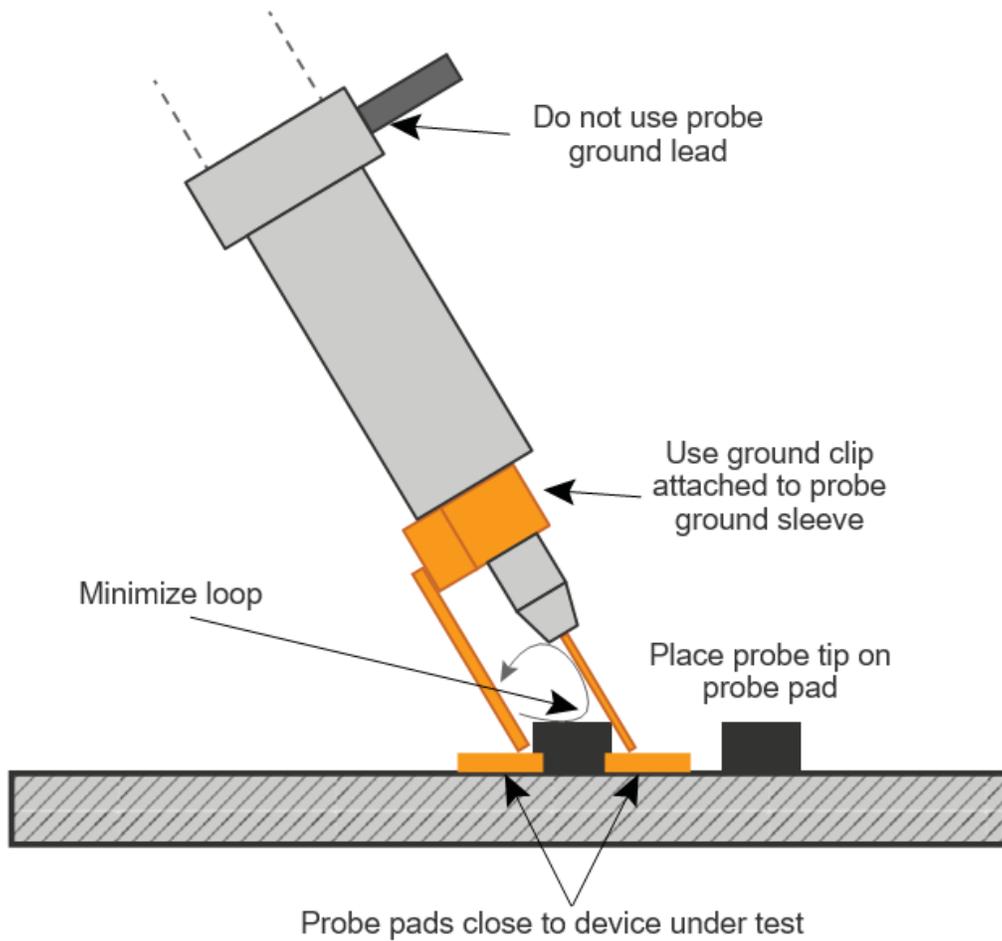
Hardware Operation

The general guidelines for operating the evaluation board are listed in this section. Follow the steps to configure the hardware properly.

- 1) Verify that all DC power supplies are turned off before proceeding.
- 2) Connect the low voltage power supply to J2.
- 3) Apply between 8 to 12 VDC to J2 to power the PE29101 driver.
- 4) Connect the input PWM control signal to JP3.
- 5) Set the function generator output impedance to 50Ω and supply a pulse output of $3 V_{PP}$ at 1.5V offset. Start with 25% duty cycle at a frequency of 1 MHz.
- 6) Connect the high voltage power supply bus to CON1 (V_{IN+}) and CON2 (V_{IN-}).
- 7) Apply 48V to CON1 (V_{IN+}) and CON2 (V_{IN-}). Do not to exceed the maximum input voltage.
- 8) Connect V_{OUT} to a DC load at CON3 (V_{OUT+}) and CON4 (V_{OUT-}).
- 9) Once operational, adjust the PWM duty cycle to achieve the required output voltage and observe the output switching behavior at test point PR4. Refer to **Figure 6** and **Figure 7**.
- 10) The electronic load can now be applied. Note that as switching frequency and output load increase, care must be taken not to exceed the junction temperature of the devices.
- 11) R12 and R13 can be adjusted to set the dead-time or maximize the efficiency. Setting the potentiometers fully CW will result in minimum dead-time. Note that R21 and R22 prevent the dead-time resistance from reaching 0 ohms and causing shoot-through.
- 12) Follow the above steps in reverse to power down the evaluation board.

Note: When measuring the high frequency content switch node, care must be taken to avoid long ground leads. Measure the switch node by placing the oscilloscope probe tip through the PR4 via (designed for this purpose) and grounding the probe directly across the GND terminal provided. See Figure 6 for proper probe technique.

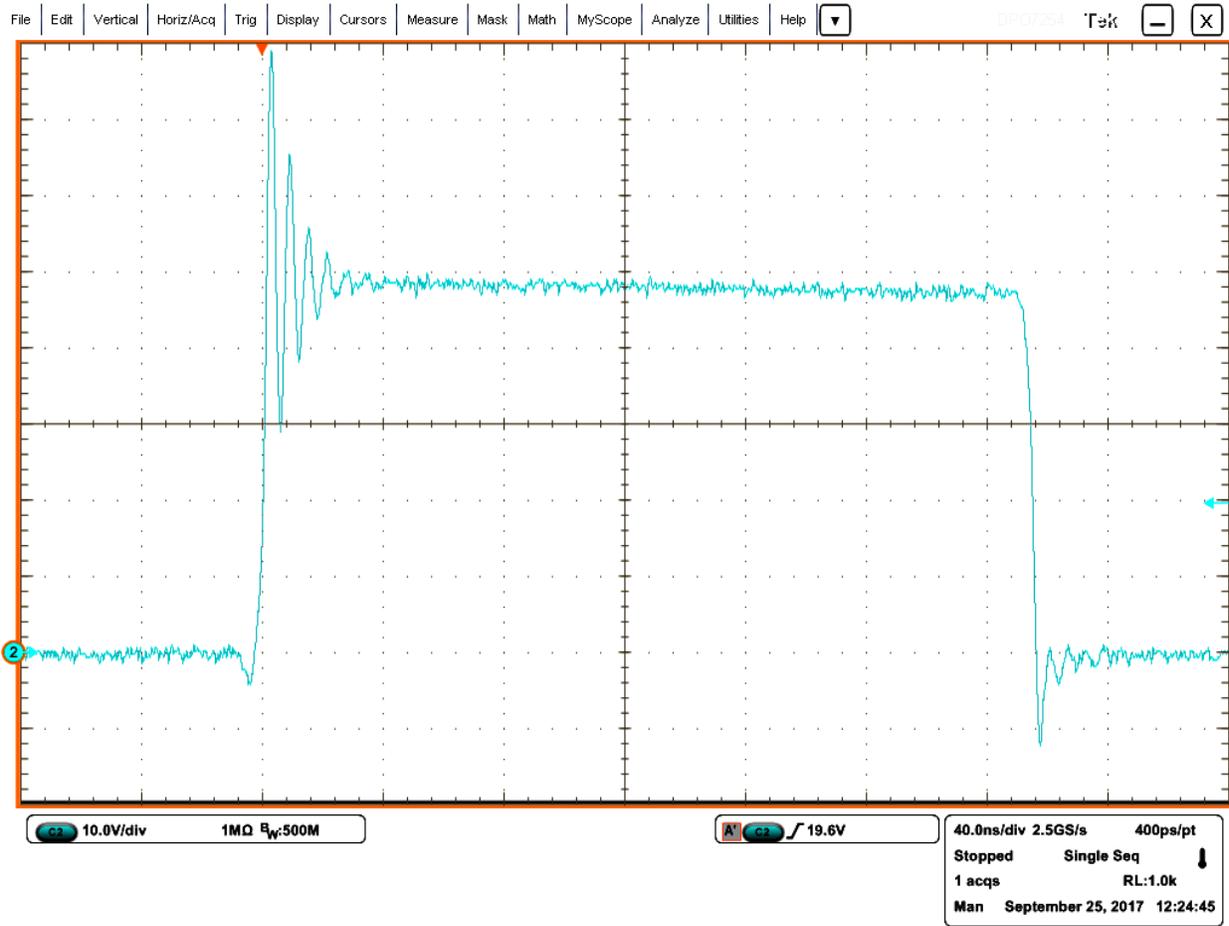
Figure 6 • Proper Oscilloscope Probe Measurement Technique



Evaluation Results

Evaluation results are shown in figures 7 through 9

Figure 7 • Oscilloscope Plot Showing SW Node Signals (*)



- Note: $V_{IN} = 48V$, $V_{OUT} = 12V$, $f_{SW} = 1\text{ MHz}$, $L = 3.3\ \mu\text{H}$, $I_{LOAD} = 10A$

Figure 8 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board Efficiency ($V_{IN} = 48V$, $V_{OUT} = 12V$, $f_{SW} = 1\text{ MHz}$, $L = 3.3\ \mu\text{H}$)

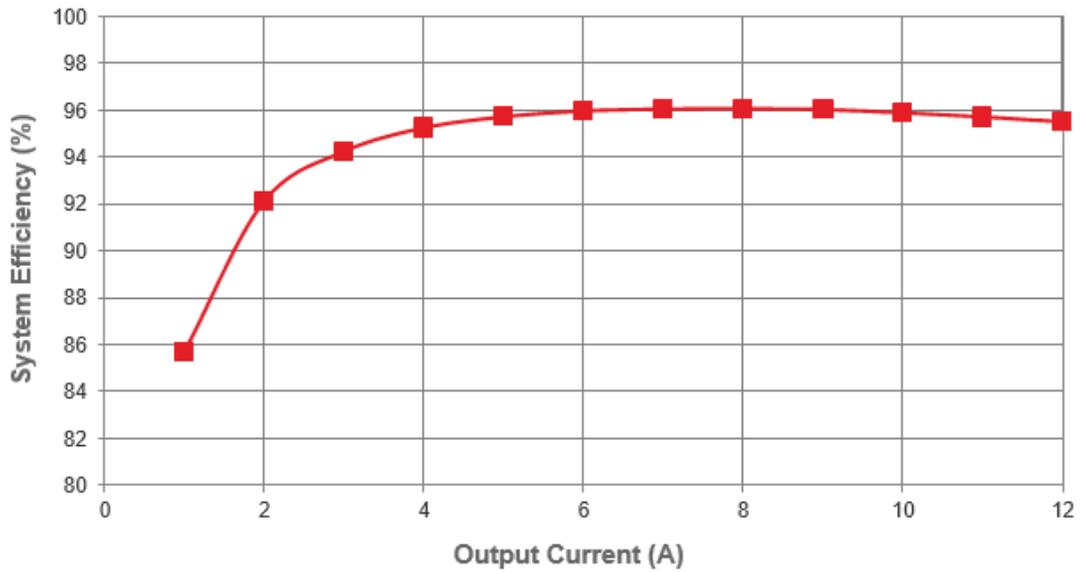
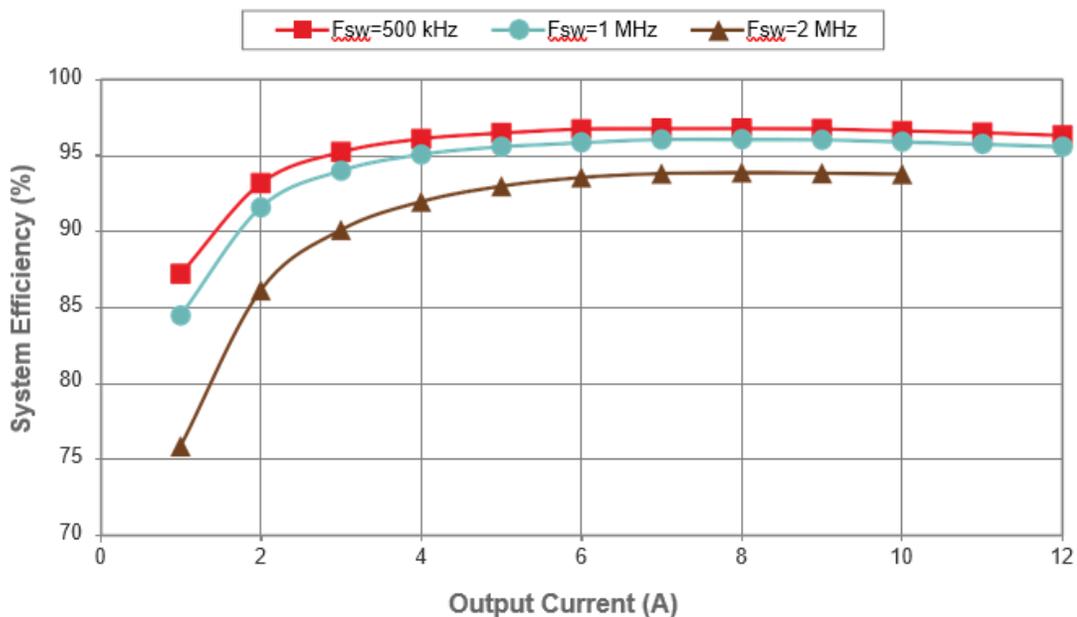


Figure 9 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board Efficiency ($V_{IN} = 48V$, $V_{OUT} = 12V$, $L = 3.3\ \mu\text{H}$)



Thermal Considerations

The EVB includes two GS61008P GaN E-HEMTs. Although the electrical performance surpasses that for traditional silicon devices, their relatively smaller size does magnify the thermal management requirements. The evaluation board is intended for bench evaluation with low ambient temperature and convection cooling. The addition of heat-sinking and forced air cooling can significantly increase the current rating of these devices, but care must be taken to not exceed the absolute maximum junction temperature of +150 °C.

Note: The EVB does not include any on-board current or thermal protection

The thermal performance of the EVB is shown in **Figure 10** and **Figure 11**. The test sample was coated with flat black spray paint to increase the target emissivity to 0.98. Infrared thermography was performed under the following conditions, with no heat sinking, at room-ambient temperature:

- $V_{IN} = 48V$
- $V_{OUT} = 12V$
- $I_{OUT} = 12A$
- $f_{SW} = 1 MHz$

Figure 10 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board ($T_{MAX} = 115.3^{\circ}C$)

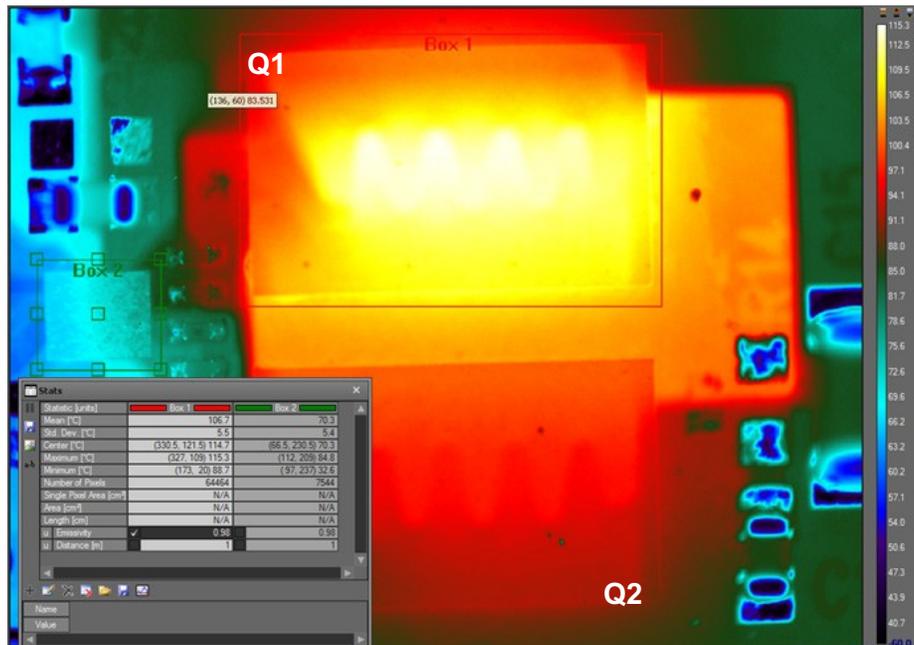


Figure 11 • GS61008P-EVBHF Evaluation Board with Fan On ($T_{MAX} = 87.5^{\circ}\text{C}$)



Technical Resources

This document and additional technical resources are available for download from www.gansystems.com.

Evaluation Board/kit Important Notice

GaN Systems Inc. (GaN Systems) provides the enclosed product(s) under the following **AS IS** conditions:

This evaluation board/kit being sold or provided by GaN Systems is intended for use for **ENGINEERING DEVELOPMENT, DEMONSTRATION, and OR EVALUATION PURPOSES ONLY** and is not considered by GaN Systems to be a finished end-product fit for general consumer use. As such, the goods being sold or provided are not intended to be complete in terms of required design-, marketing-, and/or manufacturing-related protective considerations, including but not limited to product safety and environmental measures typically found in end products that incorporate such semiconductor components or circuit boards. This evaluation board/kit does not fall within the scope of the European Union directives regarding electromagnetic compatibility, restricted substances (RoHS), recycling (WEEE), FCC, CE or UL, and therefore may not meet the technical requirements of these directives, or other related regulations.

If this evaluation board/kit does not meet the specifications indicated in the User's Guide, the board/kit may be returned within 30 days from the date of delivery for a full refund. THE FOREGOING WARRANTY IS THE EXCLUSIVE WARRANTY MADE BY THE SELLER TO BUYER AND IS IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESSED, IMPLIED, OR STATUTORY, INCLUDING ANY WARRANTY OF MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR ANY PARTICULAR PURPOSE. EXCEPT TO THE EXTENT OF THIS INDEMNITY, NEITHER PARTY SHALL BE LIABLE TO THE OTHER FOR ANY INDIRECT, SPECIAL, INCIDENTAL, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES.

The user assumes all responsibility and liability for proper and safe handling of the goods. Further, the user indemnifies GaN Systems from all claims arising from the handling or use of the goods. Due to the open construction of the product, it is the user's responsibility to take any and all appropriate precautions with regard to electrostatic discharge.

No License is granted under any patent right or other intellectual property right of GaN Systems whatsoever. **GaN Systems assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or any other intellectual property rights of any kind.**

GaN Systems currently services a variety of customers for products around the world, and therefore this transaction **is not exclusive**.

Please read the User's Guide and, specifically, the Warnings and Restrictions notice in the User's Guide prior to handling the product. Persons handling the product(s) must have electronics training and observe good engineering practice standards.

This notice contains important safety information about temperatures and voltages. For further safety concerns, please contact a GaN Systems' application engineer.

In Canada:

GaN Systems Inc.
1145 Innovation Drive Suite 101
Ottawa, Ontario, Canada K2K 3G8
T +1 613-686-1996

In Europe:

GaN Systems Ltd., German Branch
Terminalstrasse Mitte 18,
85356 München, Germany
T +49 (0) 8165 9822 7260

In the United States:

GaN Systems Corp.
2723 South State Street, Suite 150,
Ann Arbor, MI. USA 48104
T +1 248-609-7643

www.gansystems.com

Important Notice – Unless expressly approved in writing by an authorized representative of GaN Systems, GaN Systems components are not designed, authorized or warranted for use in lifesaving, life sustaining, military, aircraft, or space applications, nor in products or systems where failure or malfunction may result in personal injury, death, or property or environmental damage. The information given in this document shall not in any event be regarded as a guarantee of performance. GaN Systems hereby disclaims any or all warranties and liabilities of any kind, including but not limited to warranties of non-infringement of intellectual property rights. All other brand and product names are trademarks or registered trademarks of their respective owners. Information provided herein is intended as a guide only and is subject to change without notice. The information contained herein or any use of such information does not grant, explicitly, or implicitly, to any party any patent rights, licenses, or any other intellectual property rights. General Sales and Terms Conditions apply. © 2009-2015 GaN Systems Inc. All rights reserved.