

CARLOS ROBERTO NOGUEIRA

**Efeitos da Orientação Cristalográfica do Canal em
Transistores com Alta Mobilidade de Elétrons**

SOROCABA/SP
2023

CARLOS ROBERTO NOGUEIRA

**Efeitos da Orientação Cristalográfica do Canal em
Transistores com Alta Mobilidade de Elétrons**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Instituto de Ciência e Tecnologia da Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” (UNESP), Campus de Sorocaba, como exigência para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Orientadora: Profa. Dra. Maria Glória Caño de Andrade

SOROCABA/SP
2023

N778e

Nogueira, Carlos Roberto

Efeitos da orientação cristalográfica do canal em transistores com alta mobilidade de elétrons / Carlos Roberto Nogueira. -- Sorocaba, 2023

104 f. : il., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba

Orientadora: Maria Glória Caño de Andrade

1. HEMT. 2. Heterojunção. 3. Alta Mobilidade Eletrônica. 4. AlGaIn/GaN. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba. Dados fornecidos pelo autor.

Essa ficha não pode ser modificada.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Sorocaba

ATESTADO DE APROVAÇÃO - DEFESA

Atestamos que **CARLOS ROBERTO NOGUEIRA**, RA nº: PGE190225, RG nº 9669215, expedido pela SSP/SP, defendeu, no dia 27/04/2023, a dissertação intitulada **EFEITOS DA ORIENTAÇÃO CRISTALINA DO CANAL EM TRANSISTORES COM ALTA MOBILIDADE DE ELÉTRONS**, junto ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Curso de Mestrado Acadêmico, tendo sido 'APROVADO'.

Atestamos ainda que a obtenção do título dependerá de homologação pelo Órgão Colegiado competente.

Sorocaba, 27 de abril de 2023

Rogério Moreno

Rosa:08251308836

Assinado de forma digital por
Rogério Moreno Rosa:08251308836
Dados: 2023.04.13 13:39:43 -03'00'

Supervisor Técnico de Seção/Seção de Graduação e Pós-Graduação

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela dádiva da vida e por me permitir realizar tantos sonhos nesta existência.

À minha orientadora, Profa. Dra. Maria Glória, pela paciência, por todo o conhecimento transmitido, e apoio em todos os momentos.

Aos amigos do grupo de mestrado da Unesp Sorocaba, Braz, Fábio e Jeveson. que sempre me ajudaram nos momentos de dúvidas e indecisões.

Aos meus pais, Bento (*in memoriam*) e Neide (*in memoriam*), um agradecimento muito, muito especial, por acreditarem em mim e por terem sempre abdicado de suas vidas em prol das realizações e da felicidade de seus filhos.

À minha amada esposa Silvana, à minha filha (Tu) Laura (que muito auxiliou na formatação dessa dissertação) e ao meu filho Patrick, por todo amor, incentivo, apoio e compreensão. Amo vocês do fundo de meu coração.

RESUMO

O presente trabalho visa estudar o desempenho de transistores de alta mobilidade eletrônica (HEMTs) formados a partir de uma heterojunção (AlGaIn/GaN – Nitreto de Gálio e Alumínio/Nitreto de Gálio) com diferentes orientações de canal. Corrente de dreno (I_{DS}), transcondutância (g_m), tensão de limiar (V_{Th}), resistência (R_T), inclinação de sublimiar (SS) e redução de barreira induzida por dreno (DIBL) serão analisadas. Figuras de mérito importantes, como a relação de transcondutância para corrente de dreno (g_m/I_D), condutância de saída (g_D) e tensão Early (V_{EA}), também serão verificadas.

Neste estudo, serão analisados dispositivos com orientação de canal fixada em 0° , 90° e 45° , fabricados em substrato de silício de alta resistividade (HR – Si <111>). Ao reduzir o comprimento do canal (L_G), houve alteração em todos os parâmetros do dispositivo (KAMMEUGNE, et al., 2021), devido ao efeito de canal curto que, além de promover uma redução na tensão limiar (V_{Th}) quando o aparelho opera com valores baixos de V_{DS} , reduz ainda mais quando é aplicado um V_{DS} alto (em saturação), devido ao efeito DIBL. Essa característica foi observada para todos os dispositivos com diferentes larguras de canal (W) e para as três orientações de canal. Porém, quando analisados dispositivos com as mesmas características construtivas em diferentes orientações de canal, valores quase coincidentes atestam a não interferência da orientação cristalográfica do canal devido às suas principais figuras de mérito. Entretanto, quando dispositivos com características construtivas iguais foram analisados em diferentes orientações de canal, verificou-se que os valores foram praticamente coincidentes, indicando que a orientação cristalográfica do canal não interfere significativamente nas principais figuras de mérito.

Por fim, os resultados mostraram que devido à camada 2DEG formada na interface das camadas de AlGaIn/GaN, que apresenta uma alta mobilidade eletrônica, todos os dispositivos apresentaram um comportamento semelhante.

Palavras-chave: HEMT; Heterojunção; Alta Mobilidade Eletrônica; AlGaIn/GaN.

ABSTRACT

The present work aims to study the performance of high electronic mobility transistors (HEMTs) formed from a heterojunction (AlGaN/GaN – Gallium Nitride and Aluminum/Gallium Nitride) with different channel orientations. Drain current (I_{DS}), transconductance (g_m), Threshold voltage (V_{Th}), resistance (R_T), subthreshold slope (SS) and Drain Induced Barrier Reduction (DIBL) will be analyzed. Important figures of merit, such as the ratio of transconductance to drain current (g_m/I_D), output conductance (g_D) and Early voltage (V_{EA}), will also be verified.

In this study, devices with channel orientation fixed at 0° , 90° and 45° , manufactured on a high resistivity silicon substrate (HR – Si $\langle 111 \rangle$) will be analyzed. By reducing the channel length (L_G), there was a change in all device parameters (KAMMEUGNE, et al., 2021), due to the short channel effect which, in addition to promoting a reduction in the threshold voltage (V_{Th}) when the device operates with low V_{DS} values, it reduces even more when a high V_{DS} is applied (in saturation), due to the DIBL effect. This characteristic was observed for all devices with different channel widths (W), and for the three channel orientations. However, when devices that had the same constructive characteristics were analyzed in different channel orientations, almost coincident values attested to the non-interference of the crystallographic orientation of the channel due to its main figures of merit.

Finally, the results showed that due to the 2DEG layer formed at the interface of the AlGaN/GaN layers, which presents a high electronic mobility, all devices presented a similar behavior.

Keywords: HEMT; Heterojunction; High Electronic Mobility; AlGaN/ GaN.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Amplificador de banda larga NPA1003 GaN. Potência de saída 5 W. Resposta em frequência de 20 até 1500 MHz. Dimensões 4 mm x 4 mm	20
Figura 2 - Dispositivo HEMT comercial - modo intensificação utilizado em amplificadores de áudio.....	22
Figura 3 - Transistor AlGaIn/GaN na configuração GaN_On_Si.....	23
Figura 4 - Projeção anual de vendas de RF GaN, para os próximos cinco anos....	24
Figura 5 - Tipos de alinhamentos de bandas de energia em heteroestruturas semicondutoras	27
Figura 6 - Perfil esquemático das bandas de valência e condução ao longo da direção de crescimento para uma heterojunção.....	28
Figura 7 - Representação esquemática do diodo intrínseco em um transistor n- MOSFET	30
Figura 8 - Representação simplificada da estrutura de um transistor HEMT - AlGaIn/GaN depositada em substrato HR-Si <111>	31
Figura 9 - Estrutura do transistor HEMT no modo depleção, por KHAN <i>et al.</i> em 1993	32
Figura 10 - Modelo de transistor FP - HEMT, modo intensificação com deposição da placa de campo (field plate) integrada à porta.....	34
Figura 11 - Índices de Miller - Interseções do plano (hkl) com os eixos a_1 , a_2 e a_3 , e sua direção hkl.	35
Figura 12 - Índices de Miller, representando famílias de planos comuns na base cúbica.....	36
Figura 13 - (a) relação epitaxial entre o GaN e Si (111) (b) O plano amarelo é perpendicular a $\mathbf{c}$, eixo polar, [0001], ao longo do qual ocorre o crescimento da maioria das heteroestruturas à base de nitreto. Os planos não polares, $\mathbf{a}$ [1 1 2 0] e $\mathbf{m}$ [1 1 0 0], também estão apresentados, em azul e magenta, respectivamente. (c) Estrutura do GaN.	37

Figura 14 - Determinação gráfica da tensão de limiar pelo método da extrapolação linear.	40
Figura 15 - Determinação gráfica da tensão de limiar pelo método Corrente Constante.....	41
Figura 16 - Representação simplificada das resistências entre os terminais fonte (S) e dreno (D).	42
Figura 17 - Vista em corte transversal do dispositivo (HEMT AlGaIn/GaN) (apresentação sem escala)	47
Figura 18 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}). Comprimento do canal compreendido entre 0,2 μm e 0,10 μm ; largura do canal (W) igual a 1 μm e orientação 0°. (a) $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ e (b) $V_{DS} = 2 \text{ V}$	51
Figura 19 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivo com comprimento do canal entre 0,2 μm e 10,0 μm ; tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ (a) e 2 V (b).....	52
Figura 20 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}). Comprimento do canal (L_G) 0,20 μm e largura do canal (W) 10 μm , para valores de V_{GS} crescentes.....	53
Figura 21 — Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivos com comprimento do canal entre 0,2 μm e 0,3 μm ; tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ (a) e 2 V (b), com largura do canal (W) 10 μm	54
Figura 22 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), comprimento do canal entre 0,2 μm e 3,0 μm ; e largura do canal (W) igual a 10 μm . (a) tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$. (b) tensão de dreno $V_{DS} = 2 \text{ V}$	56
Figura 23 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), comprimento do canal entre 0,2 μm e 10,0 μm ; e largura do canal (W) igual a 100 μm . (a) tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$. (b) tensão de dreno $V_{DS} = 2 \text{ V}$	57
Figura 24 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}), comprimento do canal (L_G) 0,30 μm e largura do canal (W) igual a 10 μm	58

Figura 25 - Corrente de dreno (I_{DS}) em função da tensão no canal (V_{GS}), orientação de canal 45° , comprimento do canal (L_G) entre $0,2\ \mu\text{m}$ e $3,0\ \mu\text{m}$; largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$ (a) $V_{DS} = 50\ \text{mV}$ e (b) $V_{DS} = 2\ \text{V}$	59
Figura 26 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}), comprimento do canal (L_G) $0,3\ \mu\text{m}$ e largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$	60
Figura 27 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivos com comprimento do canal $0,3\ \mu\text{m}$, tensão de dreno $V_{DS} = 50\ \text{mV}$ e $2\ \text{V}$, largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$	62
Figura 28 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $1\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	64
Figura 29 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 50\ \text{mV}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	65
Figura 30 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	66
Figura 31 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $100\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	67
Figura 32 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $100\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 50\ \text{mV}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	68
Figura 33 - Orientação 0° . Largura do canal (W) $100\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$. Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	69

Figura 34 - Orientação 45°. Largura do canal (W) 10 μm , $V_{\text{DS}} = 50 \text{ mV}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,\text{max}}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	69
Figura 35 - Orientação 45°. Largura do canal (W) 10 μm , $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,\text{max}}$) como função do comprimento do canal (L_G).....	70
Figura 36 - Transcondutância (g_m) como função do comprimento do canal (L_G). Largura do canal (W) 10 μm . (a) $V_{\text{DS}} = 50 \text{ mV}$ (b) $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$	71
Figura 37 - Tensão de Limiar (V_{Th}) como função do comprimento do canal (L_G). Largura do canal (W) 10 μm . (a) $V_{\text{DS}} = 50 \text{ mV}$ (b) $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$	74
Figura 38 – Tensão de Limiar (V_{Th}) como função do comprimento do canal (L_G). (a) $V_{\text{DS}} = 50 \text{ mV}$ (b) $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$	75
Figura 39 - Valores da resistência total (R_T) em função do comprimento do canal (L_G).....	77
Figura 40 - R_T em função de L_G , quando aplicado três tensões porta-fonte (V_{GS}) distintas, com largura de porta (W) igual a 10 μm	78
Figura 41 - Valores da resistência total (R_T) em função do comprimento do canal (L_G). Orientação 0°	78
Figura 42 - Curvas g_D versus V_{DS} . Largura de canal (W) 10 μm . (a) dispositivos com Orientação 0°, (b) Orientação 90° e (c) Orientação 45°	79
Figura 43 - DIBL em função do comprimento do canal (L_G), para diferentes orientações de canal.....	82
Figura 44 - DIBL em função da tensão de porta (V_{GS}). Orientação 0°. Larguras de canal (W) diferentes.	83
Figura 45 - SS versus comprimento do canal (L_G). Tensão dreno-fonte igual a 2 V.	84
Figura 46 - Tensão Early (V_{EA}) versus comprimento do canal (L_G). Diferentes larguras de canal (W)	85
Figura 47 - Tensão Early (V_{EA}) versus comprimento do canal (L_G). Diferentes larguras de canal (W). (a) $W = 1 \mu\text{m}$ (b) $W = 10 \mu\text{m}$ e (C) $W = 100 \mu\text{m}$	86

Figura 48 - Relação entre g_m/I_D , obtida a partir do gráfico I_D versus V_G	88
Figura 49 - Relação entre g_m/I_D . Diferentes larguras de canal (W)	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação entre banda proibidas dos principais semicondutores.....	26
Tabela 2 - Transistores - dimensões e orientações do canal.....	49
Tabela 3 - Correntes de dreno máximas, região linear e região de saturação	61
Tabela 4 - Valores para transcondutâncias máximas. (W) 10 μm	72
Tabela 5 - Valores para a tensão de limiar (V_{Th}). Largura do canal (W) 10 μm	73
Tabela 6 - Variação da R_T em função do comprimento portas (L_G).....	77
Tabela 7 - Valores obtidos tensão Early (V_{EA}), largura do canal (W).....	86

LISTA DE SIGLAS

2DEG	Gás de Elétrons Bidimensional (<i>Two-Dimensional Electron Gas</i>)
AlGaN	Nitreto de Gálio e Alumínio
DIBL	Redução da Barreira Induzida pelo Dreno (<i>Drain-induced barrier lowering</i>)
ESD	Descarga Eletrostática (<i>ElectroStatic Discharge</i>)
FET	Transistor Efeito de Campo (<i>Field Effect Transistor</i>)
GaN	Nitreto de Gálio
HEMT	Transistor de Alta Mobilidade Eletrônica (<i>High Electron Mobility Transistor</i>)
Hz	Frequência - Hertz
HR-Si	Silício de Alta Resistividade (<i>High-Resistivity Silicon</i>)
imec	Centro Inter-universitário de Microeletrônica (<i>Interuniversity Microelectronics Centre</i>)
MESFETS	Metal-Semicondutor FET
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MOCVD	Deposição de Vapor Químico Metal-Orgânico (<i>Metal-Organic Chemical Vapor Deposition</i>)
O ₂	Molécula de Oxigênio
R _T	Resistência Total do Transistor HEMT
SiC	Carbeto de Silício
Ti	Titânio

TiN	Nitreto de Titânio
WBG	Amplo Intervalo de Energia entre a Banda de Valência e a Banda de Condução
V_{DS}	Tensão Aplicada entre Dreno e Fonte.
V_{GS}	Tensão Aplicada entre Porta e Fonte.

LISTA DE SÍMBOLOS

C_D	Capacitância da Depleção [F]
C_{GS}	Capacitância entre Porta e Fonte [F]
C_{ox}	Capacitância do Óxido de Porta (unidade de área) [F/m ²]
C_{it}	Capacitância Proveniente das Armadilhas de Interface por unidade de área [F/m ²]
E_C	Nível da Energia da Banda de Condução [eV].
E_F	Nível da Energia do Nível de Fermi [eV]
E_V	Nível da Energia da Banda de Valência [eV]
E_g	Largura da Banda Proibida [eV]
eV	Elétron Volt
f_T	Frequência de Transição [Hz]
f_{max}	Frequência Máxima de Oscilação [Hz]
g_D	Condutância de Saída [S]
$g_{D,sat}$	Condutância de Saída em Saturação [S]
g_m	Transcondutância [S]
g_m/I_D	Eficiência Analógica do Transistor [V ⁻¹]
$g_{m,sat}$	Transcondutância de Saturação [S]
$g_{m,max}$	Transcondutância Máxima [S]
I_{DS}	Corrente de Dreno [A]
$I_{DS,sat}$	Corrente de Dreno em Saturação [A]
I_G	Corrente de Fuga pela Porta [A]
k	Constante de Boltzmann [kg.m ² /K.s ²]

L_G	Comprimento do Canal [m]
L_{GS}	Distância Entre os Eletrodos de Fonte e Porta [m]
L_{GD}	Distância Entre os Eletrodos de Dreno e Porta [m]
N	Fator de Corpo
Q	Carga Elementar do Elétron [C]
RF	Rádio Frequência
R_G	Resistência da Porta [Ω]
R_{SD}	Resistência Série entre Fonte e Dreno [Ω]
R_o	Resistência de Saída [Ω]
SS	Inclinação de Subliminar [mV/dec]
S/A	Eficiência da Transcondutância (V^{-1})
V_{Br}	Tensão de Ruptura [V]
V_{DS}	Tensão de Dreno [V]
$V_{DS,sat}$	Tensão de Dreno em Saturação [V]
V_{EA}	Tensão Early [V]
V_{GS}	Tensão de Porta em Relação à Fonte [V]
V_{Th}	Tensão de Limiar [V]
W	Largura do Canal [m]
ϕ_F	Potencial de Fermi [eV]
ϕ_{MS}	Diferença Função Trabalho Metal e Semicondutor. [eV]
μ	Mobilidade dos Portadores [$m^2/V.s$]
μ_n	Mobilidade dos Elétrons [$m^2/V.s$]
I_{DSAT}	Corrente de Dreno na Saturação [A]
K_N	Transcondutância por Volt [mA/V^2]

ϕ_{S1}	Potencial da Superfície na Interface Óxido de Porta/Camada de Silício [V]
ϕ_{S2}	Potencial da Superfície na Interface Camada de Silício/Óxido [V]
ϕ_{SUB}	Queda de Potencial no Substrato

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	17
1.1	Objetivo Principal.....	18
1.2	Objetivo Específico	18
2	O TRANSISTOR HEMT	19
2.1	Histórico.....	19
2.2	Primeiro passo. Escolha do Substrato.....	22
2.3	Comparação entre as Bandas Proibidas.....	24
2.4	Estrutura AlGaIn/GaN e sua região 2DEG	30
2.5	A região de depleção – GaN.....	32
2.6	A região de Intensificação - eGaN	33
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	34
3.1	Orientação Cristalográfica	34
3.1.1	Índices de Miller	34
3.2	Corrente de Dreno (I_{DS})	38
3.3	Transcondutância (g_m).....	38
3.4	Tensão de Limiar (V_{Th}).....	39
3.5	Redução da Barreira Induzida pelo Dreno (DIBL)	41
3.6	Resistência Total (R_T)	42
3.7	Inverso da Inclinação de Sublimiar (SS)	43
3.8	Condutância de Saída (g_D).....	43
3.9	Tensão Early (V_{EA}).....	44
3.10	Ganho Intrínseco de Tensão (A_V).....	44
3.11	Eficiência da Transcondutância g_m/I_D	45
4	COMPORTAMENTO DOS TRANSISTORES HEMT ALGAN/GAN.....	45
4.1	Estrutura dos Dispositivos.....	46
4.2	Características do transistor HEMT analisado	47

5	RESULTADOS – CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA	49
5.1	Análise dos transistores – Orientação 0° - Referência	50
5.1.1	Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 1\ \mu m$	50
5.1.2	Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 10\ \mu m$	52
5.1.3	Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 100\ \mu m$	54
5.2	Análise dos transistores – Orientação 90°	55
5.2.1	Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 10\ \mu m$	55
5.2.2	Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 100\ \mu m$	57
5.3	Análise dos transistores – Orientação 45°	58
5.4	Características da Corrente de Dreno-Fonte	61
5.5	Transcondutância (g_m)	62
5.5.1	Transcondutância (g_m) – Orientação 0°	63
5.5.2	Transcondutância (g_m) – Orientação 45°	69
5.6	Tensão de Limiar (V_{Th})	73
5.7	Resistência Total (R_T)	76
5.8	Condutância de Saída (g_D)	79
5.9	Redução da Barreira Induzida pelo Dreno - DIBL	81
5.10	Inverso da Inclinação de Sublimiar (SS - Subthreshold Slope)	83
5.11	Tensão EARLY (V_{EA})	85
5.12	Eficiência da Transcondutância (g_m/I_D)	87
6	QUADRO COMPARATIVO GERAL	89
7	CONCLUSÕES	91
	REFERÊNCIAS	93

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os transistores de alta mobilidade eletrônica (HEMTs) têm sido alvo de interesse por parte de pesquisadores e empresas do setor eletrônico, devido às suas características superiores, especialmente em aplicações de alta frequência ou potência elevada (REVATHY et al., 2022). O presente trabalho tem como objetivo investigar as características dos transistores de alta mobilidade eletrônica AlGaIn/GaN (HEMTs) em diferentes orientações de canal.

Foram analisadas as características elétricas de transistores de alta mobilidade eletrônica (HEMTs) de AlGaIn/GaN fabricados sobre lâminas de silício com orientação cristalina <111> e com alta resistividade (HR-Si) com diferentes ângulos de orientação de canal afim de verificar se estas características são influenciadas pela orientação cristalográfica do canal de GaN. Assim como ocorre no MOSFET, a corrente entre os terminais dreno-fonte (I_{DS}) é controlada pela tensão aplicada entre os terminais de porta-fonte (VGS) (TAKAKURA et al., 2020).

Em comparação com os transistores de silício (Si) convencionais, os transistores formados pela heterojunção de AlGaIn/GaN apresentam várias vantagens, como alta energia de banda (*bandgap*), alta condutividade térmica e alta velocidade de saturação eletrônica. Os transistores de comutação baseados em GaN se beneficiam do gás de elétrons bidimensional (2DEG) e podem oferecer baixas resistências, altas capacidades de corrente e densidades de energia elevadas (XIAOFENG et al., 2019).

Esse estudo visa aprofundar o conhecimento sobre os transistores de alta mobilidade eletrônica (HEMTs) de AlGaIn/GaN em diferentes orientações de canal, contribuindo para o avanço das tecnologias eletrônicas de alta frequência e potência. Os resultados obtidos serão valiosos para o desenvolvimento de dispositivos mais eficientes e de melhor desempenho nessa área.

1.1 Objetivo Principal

O principal objetivo desta dissertação de mestrado é realizar um estudo comparativo dos parâmetros elétricos e analógicos de transistores HEMT (Transistor de Alta Mobilidade Eletrônica), considerando diferentes orientações cristalográficas do canal (ZHANG et al., 2021). Esses dispositivos foram fabricados utilizando uma liga composta por AlGaIn/GaN (Nitreto de Gálio-Alumínio/Nitreto de Gálio). Serão analisados o comportamento da corrente de dreno (I_{DS}), da transcondutância (g_m), da tensão de limiar (V_{Th}), da resistência (R_T), da inclinação de sublimiar (SS) e da redução da barreira induzida pelo dreno (DIBL). Também serão estudadas figuras de mérito relevantes, como a tensão Early (V_{EA}), a condutância de saída (g_D) e a eficiência do transistor (g_m/I_D). A verificação dessas figuras de mérito permitirá determinar qual orientação do canal é mais adequada em termos de eficiência para esse dispositivo.

1.2 Objetivo Específico

Mais especificamente, o objetivo é investigar a relação entre a orientação cristalográfica do canal e a formação do Gás de Elétrons Bidimensional (2DEG), uma característica chave dos transistores heterojunção. Através de um estudo comparativo das variações nos parâmetros elétricos e analógicos, será possível identificar e selecionar a orientação de canal mais eficiente para a fabricação desse dispositivo.

2 O TRANSISTOR HEMT

Os dispositivos fabricados a partir de Nitreto de Gálio (GaN) constituem uma excelente escolha para aplicações de alta potência em radar, satélites, TV a cabo (CATV), e comunicações de dados móveis celulares. Os dispositivos GaN podem operar em tensões e frequências mais altas do que outros materiais comumente usados em eletrônica de estado sólido, como silício (Si) e arseneto de gálio (AsGa).

2.1 Histórico

A origem do estudo de um transistor heterojunção (uma heteroestrutura é composta a partir de materiais sólidos, que possuem estruturas diferentes e compartilham a mesma interface, formando uma heterojunção) remonta o ano de 1951, a qual foi iniciada por William Bradford Shockley, no Bells Telephone Laboratories. Porém, devido ao insucesso dos experimentos, os esforços de Shockly se concentraram no transistor bipolar. Em 1980, após três anos de pesquisas, o físico Takashi Mimura obteve o primeiro desenvolvimento prático, de um transistor de alta mobilidade eletrônica (HEMT), na FUJITSU (Japão). Este dispositivo era então, formado por uma estrutura MESFET (MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor), constituído a partir de GaAs (Arseneto de Gálio) (MIMURA et al., 1980). Neste mesmo ano, a FUJITSU iniciou a comercialização destes transistores, a qual ficou inicialmente restrita a aplicações militares e espaciais (KHAN, KUZNI e OLSON, 1993). A partir de 1990, a comercialização destes transistores aumenta, passando a ser utilizados também em sistemas de satélites comerciais e telefonia móvel (DEBOY et al., 2022).

A partir de 2005/2006, os primeiros dispositivos baseados em GaN tornaram-se comercialmente disponíveis. Estes dispositivos passaram a ser fabricados por empresas que já possuíam uma grande experiência com a tecnologia GaAs (Arseneto de Gálio). A maioria desses produtos era baseada em material obtido a partir de crescimento epitaxial, como por exemplo, em substratos do composto SiC (carbeto de silício) (GOWTHAMI et al., 2022). No entanto, em algumas aplicações específicas, o Si, também foi utilizado como um substrato interessante, pois devido à sua abundância, apresenta preço inferior, além de excelente condutividade térmica (COLINGE, 2004).

Duas empresas merecem destaque na produção inicial de GaN em substrato de Si. A primeira foi a Azzurro Semiconductors, produzindo lâminas de GaN (PURVIS, 2006); outra empresa que também ofereceu comercialmente camadas epitaxiais de GaN cultivadas em Si foi a Nitronex Corporation, que por sua vez, era especializada em transistores de potência para RF (Figura 1).

Figura 1 – Amplificador de banda larga NPA1003 GaN. Potência de saída 5W. Resposta em frequência de 20 até 1500MHz. Dimensões 4 mm x 4 mm.



Fonte: NITRONEX (2011).

A empresa Azzurro Semiconductors foi pioneira no desenvolvimento de substratos de nitreto de gálio sobre silício (GaN-on-Si), tendo produzido estes substratos por mais de onze anos. Seus produtos eram direcionados exclusivamente para aplicações em optoeletrônica (LEDs) e semicondutores de potência.

Em 2008, a OSRAM, da Alemanha adquiriu os direitos de fabricação desta tecnologia, tornando-se uma das maiores fabricantes mundial. A Nitronex Corporation, foi adquirida pela empresa M/A-COM Technology Solutions Holdings, em 2014. Na atualidade, esta empresa produz semicondutores para diversos sistemas, como por exemplo: satélites, radares, setores automotivos, médico-hospitalares e sistemas celulares, entre outros (LIU et al., 2022).

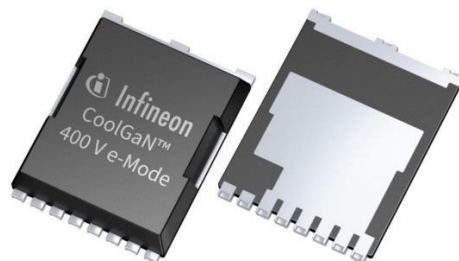
No início dos anos 2010, novas técnicas de deposição de GaN (nitreto de gálio) sobre safira por MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition) foram desenvolvidas, iniciando então, a fabricação de transistores constituídos por AlGaIn/GaN (KIHUN et al., 2012; AVVAL et al., 2018).

Os transistores de alta mobilidade eletrônica, representam atualmente uma alternativa interessante, quando necessitamos de aplicações onde a resposta em alta frequência, alta potência e alta temperatura são necessárias, (ATTAOUI et al., 2022; KAMBAYASHI et al., 2010; LIDOW et al., 2020). Este dispositivo representa um novo tipo de transistor de efeito de campo (FET), que abrange melhores respostas quando utilizado em circuitos digitais e circuitos de micro-ondas em aplicações que necessitem uma resposta com baixo ruído. Sua ampla gama de aplicações inclui também computação, telecomunicações e instrumentação (ZHANG et al., 2020). Também é comumente utilizado em tratamento de RF, onde alto desempenho é condição limitante para frequências de RF elevadas (GHz) (KAMBAYASHI et al., 2010; XIAOLIAN, 2007).

Atualmente, as possibilidades de uso do transistor HEMT formado por AlGaIn/GaN, se ampliam. Por exemplo, sendo utilizados como sensores biomédicos (KAMBAYASHI et al., 2010; SIERRA et al., 2020; CIONI et al., 2021) ou em amplificadores de áudio *hi-end*, que normalmente são projetados utilizando amplificadores de potência na configuração classe A (tendo como base, as válvulas termiônicas), encontram nestes dispositivos uma nova alternativa em fidelidade e resposta em frequência (MA et al., 2022). Os transistores HEMT AlGaIn/GaN passam também a ser utilizados como amplificadores de áudio, na configuração classe D (Figura 2), já disponíveis comercialmente numa ampla faixa de potência (entre 20W e 2000W por canal) (BAHAT-TREIDEL et al., 2008; ANGELOTTI et al., 2020).

Figura 2 - Dispositivo HEMT comercial - modo intensificação utilizado em amplificadores de áudio.

Potência de saída 200W + 200W.



Fonte: INFINEON (2020).

2.2 Primeiro passo. Escolha do Substrato

Há alguns anos, uma nova geração de transistores utilizados em chaveamento de alta potência surgiu no mercado, os quais são utilizados em inúmeras aplicações, e podem ser obtidos a partir de diferentes substratos. Em 2007, SAITO et al., (On-Resistance Modulation of High Voltage GaN HEMT) fabricaram dispositivos utilizando substrato de cristais de safira, obtidos artificialmente a partir da Alumina (Al_2O_3) (LIANG et al., 2021).

Este substrato se mostra um excelente isolante dielétrico, sendo aplicado quando necessitamos produzir semicondutores utilizados em eletrônica de potência e sensores biomédicos, (CULURCIELLO, 2009; HEMAJA, PANDA, 2021). O uso de dispositivos baseados em carbeto de silício (SiC) passaram a ser uma escolha natural, pois oferecem uma redução significativa nas perdas por comutação e alcançam frequências de trabalho muito mais altas do que é possível a partir do uso apenas do silício (Si).

O SiC vem sendo utilizado e aperfeiçoado há mais de duas décadas. A Mitsubishi Electric começou a pesquisar tecnologias iniciais sobre o SiC no início dos anos 1990 (SHEPARD, 2019). A mesma Mitsubishi Electric foi quem desenvolveu o primeiro controle de potência para um trem-bala, elaborado inteiramente com a estrutura SiC, no Japão, em 2015 (MITSUBISHI ELECTRIC, 2015). Este dispositivo trabalha com tensão de entrada de 2500V e é capaz de controlar quatro motores de tração, ligados em paralelo, com potência total de 305KW (XIAO et al., 2020).

O carbeto de silício (SiC) apresenta benefícios quando usado como substrato, para o crescimento das heterojunções. Entre suas principais vantagens podemos destacar sua utilização numa ampla faixa de temperatura, e sua rigidez dielétrica elevada. Mas, ainda persiste certa indecisão em qual substrato efetivamente utilizar (KESHMIRI et al., 2020).

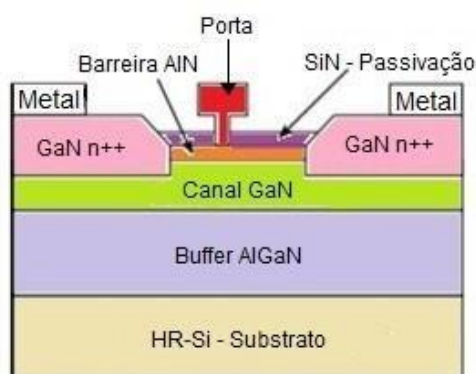
Porém, novas alternativas estão em constante desenvolvimento, visando a redução do custo de produção, e o silício (Si) volta a ser considerado como possível solução (YADAV et al., 2020).

Por outro lado, já foram obtidos excelentes resultados com transistores HEMT de AlGaN/GaN desenvolvidos sobre um substrato de HR-Si, sendo a orientação cristalográfica do substrato de silício (111), a que garante melhor desempenho do dispositivo (MOSER et al., 2022).

No momento atual, a utilização de substratos de silício de alta resistividade – HR-Si (Highly Resistivity Silicon) aparece como uma escolha promissora para a redução do custo de fabricação e permanência das respostas obtidas com o SiC (GUAN et al., 2022). Então, a principal característica intrínseca ao silício de alta resistividade (HR-Si), é, evidentemente, sua resistividade elevada, que permanece, num valor constante ao longo da lâmina (até $10.000\Omega\cdot\text{cm}$) (BOLOGNESI et al., 2011) e, por consequência, apresenta um gradiente de resistividade uniforme, seja no sentido radial ou axial (REYES, 1996).

A Figura 3 apresenta um modelo de transistor HEMT fabricado sobre um substrato de HR-Silício.

Figura 3 - Transistor AlGaN/GaN na configuração GaN_On_Si.

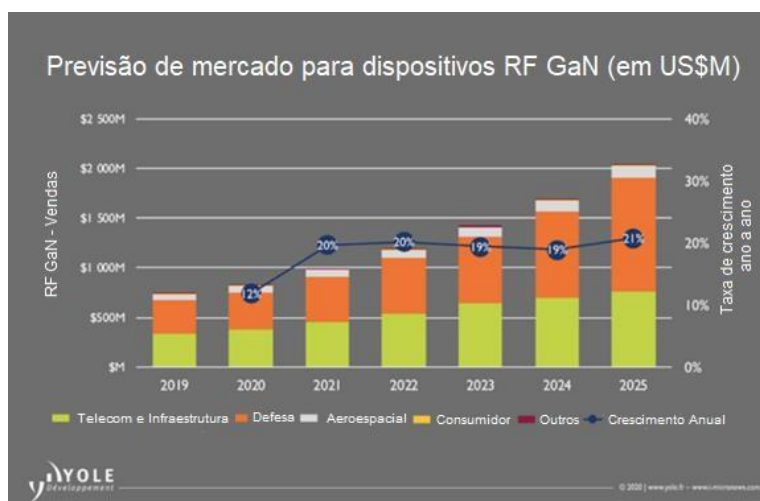


Fonte: Adaptado de Angelotti *et al.* (2020)

Embora os semicondutores que apresentam um amplo intervalo de energia entre a banda de valência e a banda de condução, o GaN por exemplo, ainda tenham preços mais elevados do que os aplicados em dispositivos homojunção, o desenvolvimento constante dos sistemas eletrônicos, sejam em controle de potência ou em comunicações móveis 5G, proporcionarão uma redução em seu valor final (NAKAGIMA, 2018).

A Figura 4 apresenta uma projeção, para um aumento de vendas em 40%, só no biênio 2024/25, em relação à 2023, para dispositivos GaN. (YUK, 2018).

Figura 4 - Projeção anual de vendas de RF GaN, para os próximos cinco anos, segundo dados apresentados pela Yole Développement.



Fonte: Adaptado de YOLE Développement (2019).

2.3 Comparação entre as Bandas Proibidas

No estudo de semicondutores, em se tratando de sua eficiência, o valor do intervalo de energia entre a banda de valência e a banda de condução, ou banda proibida é fundamental. Uma ampla banda proibida, ou WBG (Wide Band Gap) é a primeira exigência na escolha do semicondutor, quando projetamos transistores que deverão atuar em regimes de grande potência (KW) e alta frequência (GHz) (YURUK, KEYSAN, 2022).

Fundamentalmente, os transistores HEMTs são constituídos por uma heterojunção (MURUGAPANDIYAN et al., 2022) formada a partir de semicondutores com bandas proibidas diferentes. Devido a esta diferença de energia entre os dois materiais, as bandas de condução e de valência, ao longo do material, dobram-se para formar um nível contínuo. O material que possui a banda de energia mais ampla apresenta excesso de elétrons em sua banda de condução, devido à dopagem por átomos doadores (ou devido à carga de polarização, nos transistores HEMTs baseados em GaN). Em função disso, o material que contém a banda mais estreita apresenta uma banda de condução com menor energia (KHAN, KUZNI e OLSON, 1993). Portanto, os elétrons irão se difundir do material que apresenta uma banda proibida maior, em direção ao material que apresenta menor energia, no caso, a banda proibida mais estreita.

Devido à movimentação desses elétrons, ocorrerá uma mudança de potencial elétrico, havendo então, o aparecimento de um campo elétrico induzido entre os dois materiais. O campo elétrico induzido irá desviar os elétrons de volta para a banda de condução (na banda proibida mais larga). Assim, a energia dos portadores deve mudar em pelo menos uma das bordas da banda à medida que esses portadores passam pela heterojunção.

Na maioria das vezes, haverá descontinuidades tanto na banda de condução quanto na de valência. Essas descontinuidades são a origem das propriedades úteis das heterojunções. A combinação de múltiplas heterojunções em um dispositivo é chamada de heteroestrutura (uma heteroestrutura consiste na junção de diferentes materiais sobrepostos para se formar uma estrutura) (DAMINELLI, 2019). Transistores HEMTs são constituídos por heterojunções e os semicondutores utilizados apresentam compostos de bandas distintas. Por exemplo, o silício tem uma banda proibida igual a 1,1 eV (elétron volt), enquanto o germânio tem uma banda proibida de 0,7 eV. No entanto, uma heterojunção GaN apresenta um valor de banda proibida superior, da ordem de 3,4 eV.

Tabela 1 - Comparação entre BANDA PROIBIDAS dos principais semicondutores

COMPARAÇÃO ENTRE BANDA PROIBIDAS		
Material	Símbolo Químico	Energia de Banda proibida (eV)
Germânio	Ge	0,7
Silício	Si	1,1
Arseneto de Gálio	GaAs	1,4
Carbeto de Silício	SiC	3,3
Nitreto de Gálio	GaN	3,4

Fonte: Adaptado de ELECTRONIC DESIGN (2020).

A Tabela 1 apresenta os principais semicondutores, com os respectivos valores de banda proibida, evidenciando a vantagem do GaN sobre outros semicondutores comumente utilizados. Uma característica fundamental do semicondutor é a banda proibida, que indica a quantidade de energia necessária para conduzir elétrons em um estado de condução.

Existem três tipos de alinhamentos possíveis, que representam esquematicamente suas heterojunções em função de suas respectivas bandas de energia. São elas: Tipo I, Tipo II e Tipo III, como indicado na Figura 5.

2.3.1 Tipo I (straddling gap – gap abrangente): A banda proibida de um semicondutor está completamente contida na banda proibida do outro. Isto é, $E_{C2} > E_{C1}$ e $E_{V2} < E_{V1}$. (Sendo E_C = banda de condução e E_V = banda de valência). Devido à diferença de energia, os portadores (elétrons e lacunas), se locomovem do material com a menor banda proibida para aquele com a maior banda proibida.

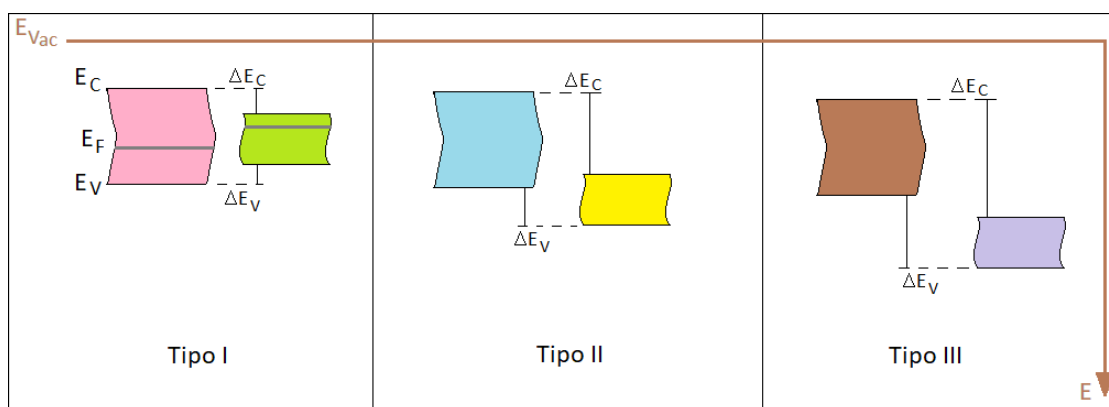
Os portadores do material com menor banda proibida perdem energia ao atravessarem esta junção. As heterojunções do Tipo I são bastante comuns, por exemplo, as heterojunções AlGaIn/GaN e AlGaAs/GaAs fazem parte desta família (XIAOLIAN, 2007; KAMBAYASHI, 2010).

2.3.2 Tipo II (staggered gap – gap escalonado): As bandas proibidas não se sobrepõem plenamente. O alinhamento é obtido de forma que a banda de valência ou de condução de um desses semicondutores esteja localizada dentro da banda proibida do outro semiconductor. Devido a este fato, a movimentação de portadores entre as duas junções deixa de ser simétrica. A heterojunção InP/InSb é um exemplo de utilização comercial (ZENG et al. 2021).

2.3.3 Tipo III (broken gap - gap quebrado): As bandas proibidas são completamente distintas. As limitações encontradas na heterojunção tipo II ocorrem novamente aqui, porém, de forma mais pronunciada. O semiconductor GaSb/InAs pertence a este tipo (AKITA, OISHIMOTO e MIZUTANI, 2001).

Na Figura 5, podemos verificar a representação esquemática dos três principais tipos de alinhamento entre heteroestruturas.

Figura 5 - Tipos de alinhamentos de bandas de energia em heteroestruturas semicondutoras.



Fonte: Elaborado pelo autor.

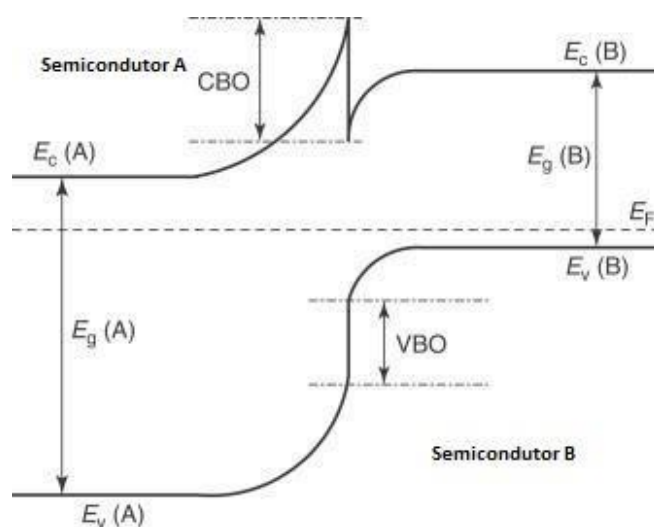
Os principais pontos positivos da utilização de heterojunções com banda proibida de altos valores, por exemplo, Nitreto de Gálio (3,4eV) (JIN et al., 2016; ALVES 2007) consistem em:

- Eficiência em valores superiores à 90%, quanto ao aproveitamento da energia.
- Frequência de comutação muito mais elevada do que as conseguidas em estruturas baseadas no silício (Si) ou Germânio (Ge).

- c) Operação em temperaturas mais elevadas, do que em estruturas baseadas no silício (Si) ou Germânio (Ge).

Na Figura 6, está representado um perfil esquemático das bandas de valência e das bandas de condução de uma heterojunção genérica, Tipo I.

Figura 6 - Perfil esquemático das bandas de valência e condução ao longo da direção de crescimento para uma heterojunção.



Fonte: Adaptado de Chen (2020).

Nesta situação, temos representadas as seguintes grandezas:

- E_F = nível de energia de Fermi.
- E_g = diferença de energia, em elétron-volt, entre a parte superior da banda de valência e a parte inferior da banda de condução (banda proibida).
- E_C = energia mínima de condução.
- E_V = energia mínima de valência.
- CBO = off-set da banda de condução.
- VBO = off-set da banda de valência.

A posição do nível de Fermi em semicondutores é uma propriedade intrínseca, que depende de sua superfície e suas imperfeições. Para AlGaIn, a oxidação da superfície pode ser um fator importante e, alterar o valor de seu nível de Fermi, além disso, a dopagem residual na camada de AlGaIn pode influenciar a ocupação dos estados na superfície e, portanto, o nível de Fermi também pode variar. A espessura da camada de AlGaIn também influencia a distribuição do campo elétrico em heteroestruturas, notadamente nas constituídas por AlGaIn/GaN (GLADYDSIEWICZ et al., 2014).

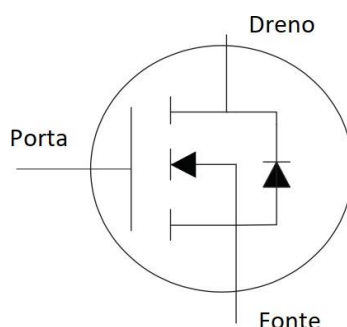
Em heterojunções Tipo I, a banda de condução que apresenta o valor de energia mais alto, E_c (semicondutor A), se dobrará para cima (Figura 6). Por outro lado, a banda de valência que apresentar o valor de energia mais baixo, E_v (novamente o semicondutor A), também se dobrará para cima. Nesse alinhamento, verificamos que ambas as bandas do semicondutor A, (E_c e E_v) se dobrarão para cima, e por sua vez, as duas bandas do semicondutor B, banda de condução e banda de valência, (E_c e E_v) se dobrarão para baixo. A curvatura da banda, causada pelo potencial existente nos semicondutores, é determinada pela posição da interface do nível de energia de Fermi resultante (STROHM et al., 1986). Nas heterojunções Tipo I, constituídas por AlGaIn/GaN, o nível de Fermi resultante se localiza aproximadamente 0,5eV abaixo da banda de condução., como demonstrado por (GLADYDSIEWICZ et al., 2014).

Neste estudo, serão abordados apenas os transistores heterojunção HEMT – Tipo I (GASSOUMI, 2018). Este semicondutor constitui uma nova geração dos transistores, e uma promissora escolha em se tratando de transistores de potência, pois oferecem um desempenho superior aos tradicionais MOSFETs (MEROLI, 2021), tornando-se uma excelente aplicação quando um projeto é limitado por suas dimensões restritas e peso reduzido (REVATHY et al., 2022).

Os transistores HEMT também não apresentam as perdas presentes nos transistores MOSFETs, em situações de chaveamento, denominadas “perdas de recuperação reversa” (*reverse recovery loss*), ocasionado pelo diodo parasitário, presente entre os terminais fonte e dreno (CONRAD, DeDONCKER, 2015). A Figura 7 apresenta o símbolo para representar um n-MOSFET. O diodo em paralelo com o canal do dispositivo é chamado “diodo de corpo” (*body diode*).

Todo transistor MOSFET apresenta um diodo de corpo, que é um subproduto intrínseco de sua estrutura, formado pela junção PN entre os terminais Fonte e Dreno.

Figura 7 - Representação esquemática do diodo intrínseco em um transistor n-MOSFET, (intensificação).



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.4 Estrutura AlGaIn/GaN e sua região 2DEG

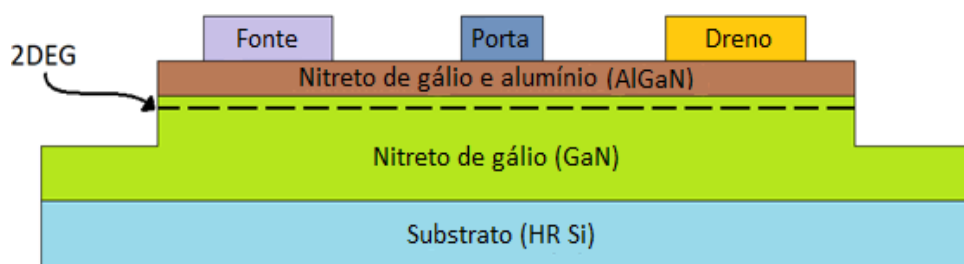
O modelo de um transistor AlGaIn/GaN - HEMT é formado a partir de dois componentes distintos, o nitreto de gálio e alumínio (AlGaIn) e o nitreto de gálio (GaN), formando um semicondutor pertencente ao grupo III-V da tabela periódica. Este semicondutor apresenta vantagens em relação às tradicionais ligas silício-germânio, devido a seu maior valor de banda proibida (SHEPARD, 2019), se comparado com o valor da banda proibida de outros semicondutores comerciais. Isto, permite entre outras vantagens, que estes transistores operem em temperaturas elevadas. Outro fator que deve ser considerado, é a maior estabilidade química do GaN o que garante a sua utilização em ambientes desfavoráveis, que apresentam substâncias poluentes ou abrasivas (LANDGRAF, 2006).

Com estas características, os sensores utilizados em gases corrosivos ou ácidos, encontram no GaN uma solução confiável e perene (ZHOU et al., 2021; SOKOLOVSKII et al., 2021).

A partir da junção dos compostos que formam a liga AlGaIn/GaN, desenvolve-se uma região específica, entre estas duas camadas, denominada 2DEG (two dimensional electron gas) que apresenta uma condutividade elétrica extremamente alta (STROHM, 1986). Como o nível de Fermi do GaN é menor do que do AlGaIn, os elétrons acumulados fluirão da camada inferior de AlGaIn para o topo da camada de GaN formando o 2DEG resultante.

O processo de crescimento 2DEG somente será interrompido, quando os níveis de Fermi de ambos os materiais se alinharem (REYES, 1996). Este confinamento aumenta a mobilidade dos elétrons de cerca de $1000\text{cm}^2/\text{V.s}$ em GaN não tensionado para entre 1500 e $2000\text{cm}^2/\text{V.s}$ na região 2DEG (ANDO et al., 2019). Essa alta mobilidade produz transistores e circuitos integrados que apresentam maior resistência à ruptura, maior velocidade de chaveamento, maior condutividade térmica e menor resistência em relação às soluções de silício comparáveis (CHANDRASEKAR et al., 2018). A representação esquemática de um transistor HEMT formado a partir da liga AlGaIn/GaN é apresentada na Figura 8.

Figura 8 - Representação simplificada da estrutura de um transistor HEMT - AlGaIn/GaN depositada em substrato HR-Si (111).



Fonte: Elaborado pelo autor

Esta camada, 2DEG, surge entre as estruturas AlGaIn e GaN e interliga dois dos quatro terminais deste transistor, no caso analisado, o dreno (D - Drain) e a fonte (S - Source) (ZHAN et al., 2021). Forma-se então, uma depleção entre as duas camadas constituintes, o que garante que mesmo sem tensão de porta, este transistor esteja conduzindo, isso devido, à região 2DEG presente (NGUYEN et al., 2021).

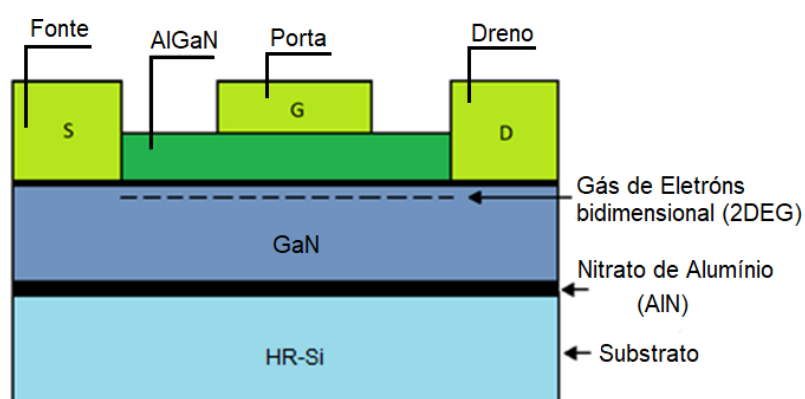
2.5 A região de depleção – GaN

A estrutura básica de um transistor GaN, em seu modo depleção, é mostrada na Figura 9. Os eletrodos da fonte (S) e do dreno (D) atravessam a camada superior de AlGaN, formando um contato ôhmico com a camada inferior, constituída pelo gás eletrônico bidimensional (2DEG). Ocorre então, um curto-circuito entre estes terminais e, portanto, a fonte e o dreno estarão ligados até que os elétrons liberados pela camada 2DEG sejam esgotados, quando a camada semi-isolante de GaN intervém bloqueando o fluxo de corrente (SYARANAMUAL, 2016).

Normalmente, o eletrodo de porta, que está colocado diretamente sobre a camada AlGaN, forma um contato Schottky apoiado diretamente sobre a superfície desta camada. Ao aplicar-se uma tensão negativa entre os terminais porta e fonte, (V_{GS}) a barreira Schottky (junção metal-semicondutor) torna-se inversamente polarizada, e ocorre a interrupção do fluxo de corrente de dreno (I_{DS}).

Esta configuração estabelece, portanto, que estes transistores operam com uma tensão de limiar negativa, ($V_{Th} < 0$). No entanto, em eletrônica de potência, é mais interessante o uso de dispositivos que apresentam seu estado inicial normalmente desligado pois oferecem condições de operação mais seguras e simplicidade no circuito de porta-driver (MEROLI, 2021).

Figura 9 - Estrutura do transistor Hemt no modo depleção, utilizada por KHAN et al. em 1993.



Fonte: Adaptado de Khan *et al.* (1993).

2.6 A região de Intensificação - eGaN

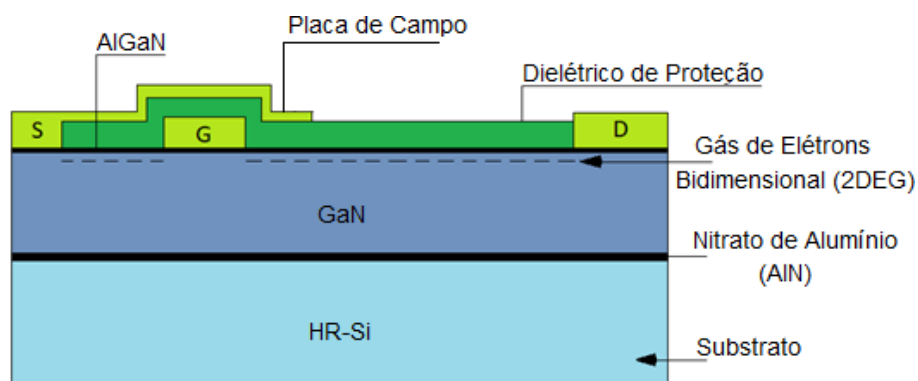
Evidentemente para que a mudança de estado OFF-ON seja controlada a partir de uma tensão de limiar agora positiva ($V_{Th} > 0$) e, portanto, obter o comportamento normalmente desligado desejado, a região do canal deve ser apropriadamente modificada, sendo desenvolvido então o transistor HEMT do modo intensificação.

Em contraste, o transistor de modo intensificação está normalmente desligado e é ligado pela tensão positiva aplicada à porta (G). Transistores HEMTs que operam no modo depleção são inconvenientes quando são utilizados, por exemplo, na inicialização de um conversor de energia. Neste caso, uma polarização negativa deve ser aplicada primeira, aos dispositivos ou ocorrerá um curto-circuito. Evidentemente para que a mudança de estado OFF-ON seja controlada a partir de uma tensão de limiar agora positiva ($V_{Th} > 0$), a região do canal (G) deve ser apropriadamente modificada.

Esta modificação consiste basicamente na deposição de uma camada (field plate) sobre a região da porta. CALLISTER propôs uma técnica onde o GaN é dopado com Mg numa concentração de $N = 10^{19} \text{cm}^{-3}$, formando o composto *p*-GaN. Em seguida, é feita a deposição de outra camada – o eletrodo - constituído da liga titânio/ouro (Ti/Au), de espessura 5 μm , pelo método E-Beam Evaporator (Evaporador por Feixe de Elétrons). (CALLISTER, 2008), como esquematizado na Figura 10. Não existem, entretanto, valores pré-determinados para as características construtivas do *field plate*, as quais estarão condicionadas à aplicação do dispositivo (KUMAR, 2006).

A intensificação ocorre devido ao aumento da condutância do canal, ocasionada principalmente pelas dimensões relativas da placa de campo (field plate) (KARMALKAR et al., 2001). O benefício obtido pela sobreposição de uma placa de campo (field plate) é atribuído fundamentalmente pela redução do pico do campo elétrico na energização, devido à mitigação do efeito do campo elétrico nas bordas da porta (G), resultando em melhor fluxo de elétrons (KUMAR et al., 2021).

Figura 10 - Modelo de transistor FP - HEMT, modo intensificação com deposição da placa de campo (field plate) integrada à porta.



Fonte: Adaptado de Kistchinsky (2011).

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, será apresentada uma breve revisão bibliográfica dos parâmetros elétricos e analógicos que foram analisados neste trabalho.

3.1 Orientação Cristalográfica

3.1.1 Índices de Miller

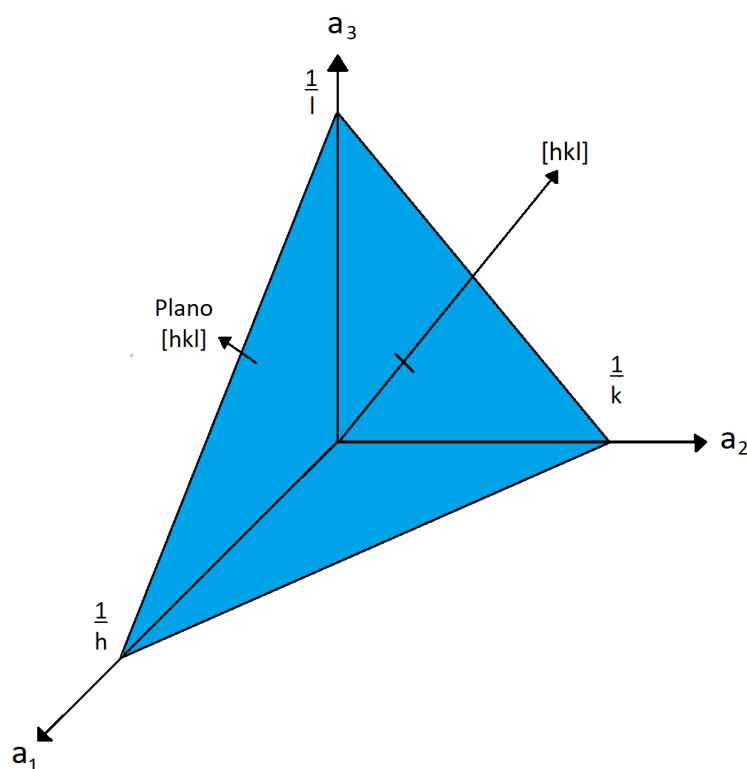
Na época em que Miller publicou o seu trabalho, apresentando uma nova técnica para a determinação dos índices cristalográficos de um cristal, vários pesquisadores já haviam abordado o assunto, na tentativa de encontrar um método eficaz para esta representação. Os índices de Miller, apresentados em 1839, receberam seu nome, entretanto, em razão de ser um método de determinação simples, porém correto, quando aplicado na indexação, sendo imediatamente aceito pela comunidade científica (MILLER, 1880).

Os Índices de Miller são obtidos a partir de uma representação vetorial simbólica, desenvolvida por William Hallows Miller (GASSOUMI et al., 2018), e indicam a orientação de um plano atômico em uma rede cristalina. Estes valores são definidos como os inversos das intercepções fracionárias que o plano faz com os eixos cristalográficos.

Se dois ou mais planos cristalográficos forem paralelos, possuirão, proporcionalmente, os mesmos índices de Miller e formarão planos equivalentes.

Na Figura 11, é apresentado um plano cristalino que intercepta os eixos a_1 , a_2 , a_3 nos pontos 1, 2 e 2, respectivamente. Então para determinar o plano cristalino segundo a notação de Miller, tomamos os inversos desses números que são $\frac{1}{h}$, $\frac{1}{k}$ e $\frac{1}{l}$. Resultando em $\frac{1}{1}$, $\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{2}$. Determinamos o mínimo múltiplo comum, nesse caso igual a dois; e encontramos a resposta, com os menores valores inteiros, que resultam na notação de Miller em (2 1 1). Os valores respectivos aos índices são sempre separados apenas por espaços, e caso houver um índice negativo, este deve ser representado com um traço na sua parte superior (GRAEF, MCHENRY, 2007).

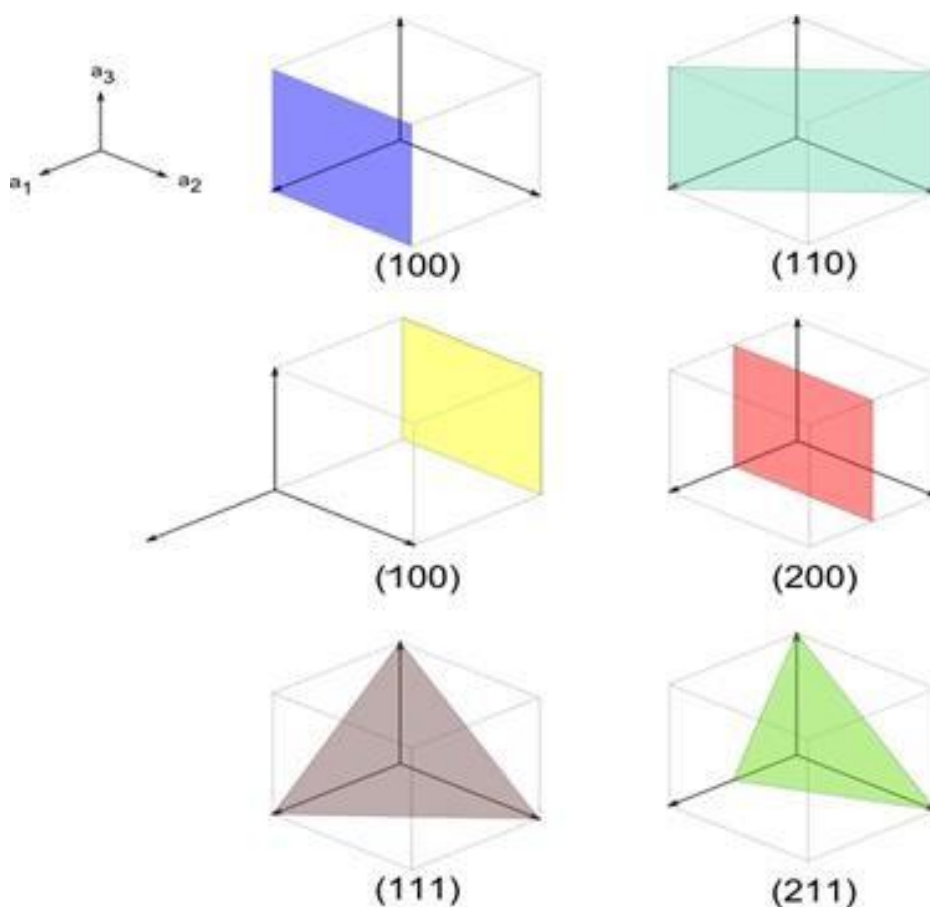
Figura 11 - Índices de Miller - Interseções do plano (hkl) com os eixos a_1 , a_2 e a_3 , e sua direção hkl.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Alguns planos evidenciando a geometria cúbica simples estão representados na Figura 12.

Figura 12 - Índices de Miller, representando famílias de planos comuns na base cúbica.

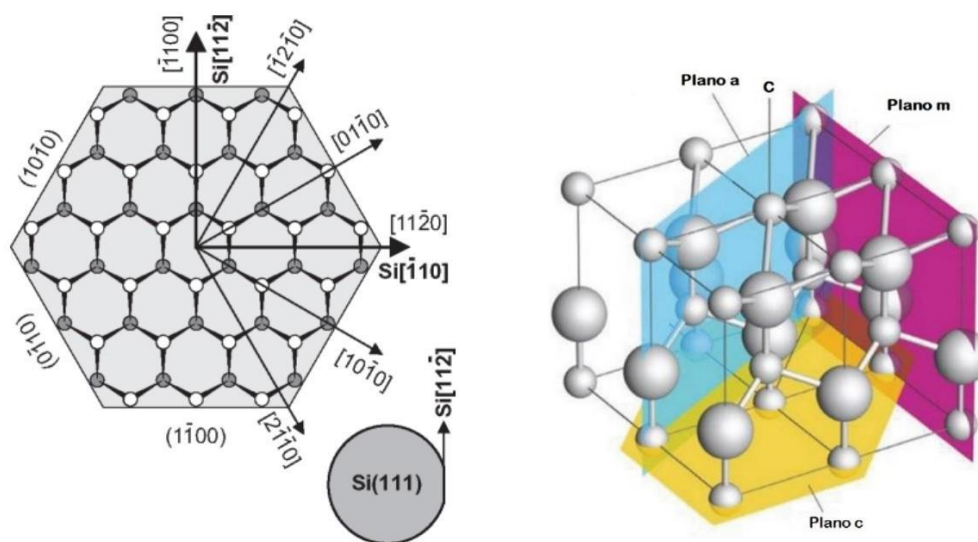


Fonte: Adaptado de Wikipedia (2023).

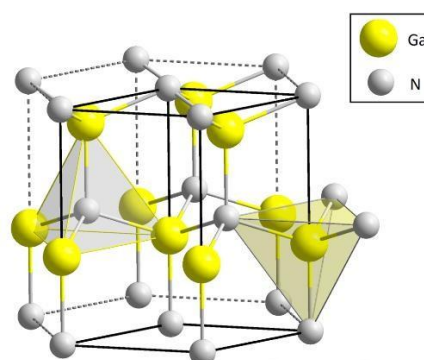
Passamos agora ao método de determinação do índice de Miller para estruturas Cristalográficas, com atenção especial à estrutura HR – Si, apresentando índice de Miller (111), a qual constituirá o substrato dos dispositivos analisados, devidamente especificado no capítulo a seguir.

Na Figura 13.a, verificamos a relação epitaxial entre o GaN e Si (111). Neste sistema heteroepitaxial, os planos de clivagem preferenciais, GaN [1120] e Si (110) estão orientados na mesma direção (DADGAR, 2022).

Figura 13 – (a) relação epitaxial entre o GaN e Si (111) (b) O plano amarelo é perpendicular a **c**, eixo polar, [0001], ao longo do qual ocorre o crescimento da maioria das heteroestruturas à base de nitreto. Os planos não polares, **a** [1 1 2 0] e **m** [1 1 0 0], também estão apresentados, em azul e magenta, respectivamente. (c) Estrutura do GaN.



3.1.1.1 (b)



(c)

Fonte: Adaptado de Ambache (1998).

A direção de crescimento mais comum para nitretos - III é a [0001], também conhecida como plano **c**, ou orientação polar. No entanto, como mostrado na Figura 13.b, cristais de GaN crescem perpendicularmente ao plano **c**. Estes cristais se posicionam em orientações não polares, formada pelos planos **a** [11-20] e **m** [1-100] (CORFDIR, 2011). A orientação cristalográfica do GaN, (1 1 0 0) foi a escolhida, por apresentar uma superfície mais estável em toda a sua extensão (JUE et al., 2015).

3.2 Corrente de Dreno (I_{DS})

No transistor HEMT estudado, a corrente I_{DS} (corrente entre dreno e fonte) pode ser controlada a partir de uma tensão de porta (V_{GS}). O resultado é um dispositivo que apresenta uma alta impedância de entrada, o que torna a região que interliga o dreno à fonte, ou seja, o canal, como um resistor. Quando aplicamos uma tensão a Porta, a inversão faz com que a resistência do mesmo reduza, ocorrendo a condução da corrente (I_{DS}) (1). No entanto, este resistor não apresenta características lineares e, como não armazena cargas de depleção, o transistor pode ser muito mais rápido que os bipolares. Porém, existe um limite para o aumento da corrente de dreno-fonte, em relação à tensão de porta-fonte, dada pela velocidade de saturação dos portadores (SANTOS, 2010).

$$I_{DS} \approx \mu_n \left(\frac{\epsilon_s}{\omega} \right) \left(\frac{W}{L_G} \right) (V_{GS} - V_{Th}) V_{DS} \quad (1)$$

Conforme mostrado na equação 1, μ_n , G_s e ω , representam a mobilidade do elétron, a permissividade específica do semiconductor, e a largura média da camada de depleção no canal. W/L_G a proporção entre a largura e o comprimento do canal, $(V_{GS}-V_{Th})$ a tensão de *overdrive* ou tensão efetiva e V_{DS} a tensão entre dreno e fonte.

3.3 Transcondutância (g_m)

A transcondutância (g_m) de um transistor pode ser definida como a medida do controle da corrente de dreno (I_{DS}) pela tensão de porta (V_{GS}) ou seja, a capacidade da porta modular o fluxo de corrente entre a fonte e o dreno.

A transcondutância g_m é determinada, a partir da derivada primeira, da corrente de dreno (I_{DS}) em relação ao potencial de porta (V_{GS}) (COLINGE, 1988; ANDRADE, 2007). A equação (2), porém, indica que a transcondutância (g_m) pode ser determinada em qualquer ponto da curva $I_{DS} \times V_{GS}$ (BOYLESTAD, NASHELSKY, 2013). Então, a transcondutância para transistores HEMT, pode ser definida matematicamente, como a taxa de variação relativa da corrente de dreno em relação à tensão de porta, (CANALES, 2022).

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_G} \quad (2)$$

3.4 Tensão de Limiar (V_{Th})

A tensão de limiar (V_{Th}) é definida como o menor valor de tensão, a ser aplicada na porta do transistor (V_{GS}), de maneira que se forme uma camada de inversão, composta por portadores minoritários; suficiente para habilitar a passagem da corrente I_{DS} entre as regiões de dreno e fonte (CRETU, BOUTCHACHA, GHIBAUDO, 2001).

A tensão limiar deve ser igual ao valor da tensão entre porta-fonte (V_{GS}) para se obter a corrente de dreno mínima, que possibilite o estado desligado (ESCOFFIER et al., 2022).

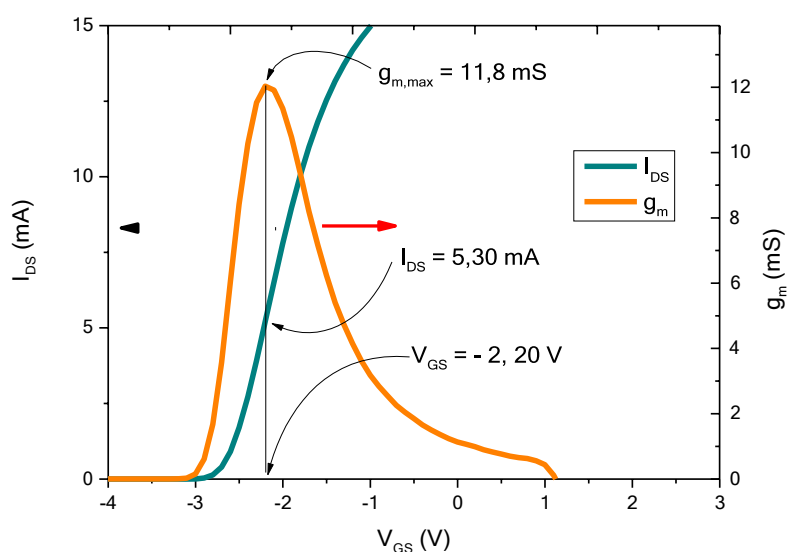
Verificamos que, a tensão de porta (V_{GS}) controla a densidade da camada 2DEG (STENGEL et al. 1996). Portanto, a corrente de dreno (I_{DS}) também se torna um valor importante, para a determinação da tensão de limiar.

A determinação da tensão de limiar pode ser obtida da análise gráfica da segunda derivada (SD), a partir do gráfico da corrente de dreno (I_{DS}) em função da tensão de porta (V_{GS}) (COLINGE, 1988; COLINGE, 2004), quando V_{DS} está polarizado em 50 mV (AKITA et al, 2013). O valor da tensão de limiar, V_{Th} é obtido então, no ponto onde o valor de V_{GS} corresponde ao máximo. O método da segunda derivada (SD), originalmente chamado de método de mudança de transcondutância, é um dos mais populares quando utilizados em transistores MOSFETs (SHIH, WANG, 2009; ADELMO, 2013). Porém, em se tratando de transistores HEMTs o método de extrapolação linear (SCHRODER, 2006) garante resultados mais consistentes e foi utilizado neste estudo, como indicado na equação (3).

$$V_{Th} = V_G - \frac{I_{DS}}{g_{m,max}} - \frac{V_{DS}}{2} \quad (3)$$

Os valores referentes à Tensão de Limiar (V_{Th}) para cada dispositivo, podem ser calculados na região de saturação, bem como na região linear de operação destes transistores. A Figura 14 ilustra o método de extrapolação linear utilizado na determinação da tensão de limiar para cada transistor (ORTIZ-CONDE et al., 2013), evidenciando um exemplo de valores necessários para a determinação da tensão de limiar, a partir da equação (3).

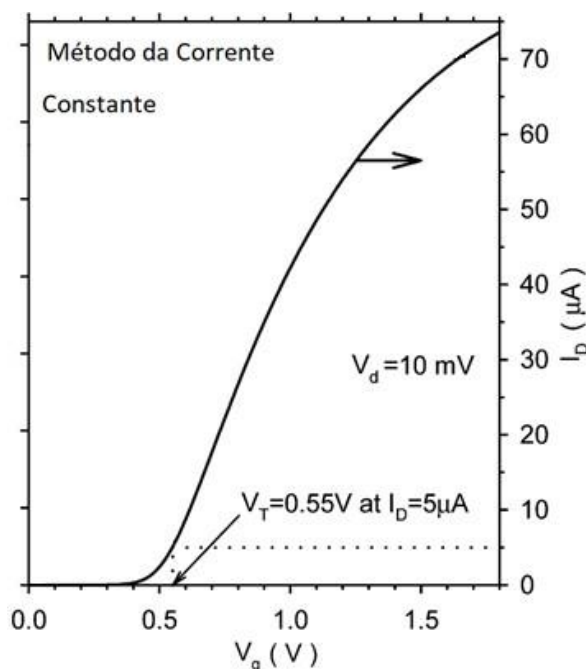
Figura 14- Determinação gráfica da tensão de limiar pelo método da extrapolação linear.



Fonte: Elaborado pelo autor

Os valores da tensão de limiar (V_{Th}) podem também, ser determinados pelo Método da Corrente Constante, (ORTIZ-CONDE et al., 2013). O Método da Corrente Constante consiste na polarização do transistor com um valor de tensão $V_{DS} < 100$ mV e, ao variar-se a tensão de porta, obtém-se a curva $I_{DS} \times V_{GS}$. O valor será determinado a partir da tensão V_{GS} , correspondente a uma corrente constante arbitrária I_{DS} , como apresentado na Figura 15. Em geral, o valor $(W/L) \times 10^{-7}$ A é adotado para I_{DS} , onde W e L são, respectivamente, a largura e o comprimento do canal. Este método foi o escolhido por apresentar resultados mais alinhados com transistores heterojunções.

Figura 15- Determinação gráfica da tensão de limiar pelo método da Corrente Constante.



Fonte: Adaptado de Ortiz-Conde, *et al.* (2013).

3.5 Redução da Barreira Induzida pelo Dreno (DIBL)

O efeito de redução de barreira induzida pelo dreno (DIBL- “Drain Induced Barrier Lowering”) é caracterizado por uma redução da tensão de limiar do transistor (V_{Th}), causada pelo aumento da tensão aplicada ao dreno. Esta redução na tensão de limiar é um indicador da sensibilidade do transistor à ocorrência de efeitos de canal curto. O DIBL evidencia, portanto, o quanto a tensão de dreno V_{DS} diminui a barreira de potencial da junção fonte/canal de um transistor, e, conseqüentemente reduz a sua tensão de limiar (V_{Th}). Utilizamos a definição amplamente conhecida para a determinação do DIBL, definida pela variação ocorrida entre duas tensões de dreno distintas, e sua respectiva resposta na tensão de limiar, como identificado na equação (4) (KRANTI, 2001; ANDRADE, 2012).

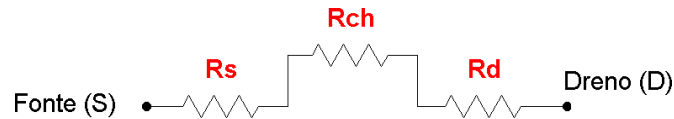
Então, temos $DIBL = |\Delta V_{Th} / \Delta V_{DS}|$, que resulta na equação (4), com V_{DS2} maior do que V_{DS1} . Sendo que ambos os valores de V_{Th} foram obtidos a partir da equação (3).

$$\text{DIBL [mV/V]} = -\frac{V_{Th1}(7_{DS1}) - V_{Th2}(7_{DS2})}{V_{DS2} - V_{DS1}} I \quad (4)$$

3.6 Resistência Total (R_T)

A figura 16 representa, esquematicamente, a distribuição das resistências ao longo do transistor HEMT. Verificamos que estes resistores constituem uma ligação série, entre os terminais dreno (D) e fonte (S). Os resistores que constituem este arranjo são respectivamente; os resistores da fonte (R_s), do canal (R_{ch}) e o resistor do dreno (R_d).

Figura 16 - Representação simplificada das resistências entre os terminais fonte (S) e dreno (D).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A resistência total (R_T) desse transistor pode, então, ser considerada como a soma das resistências que constituem este dispositivo, isto é,

$$R_T = R_s + R_{ch} + R_d \quad (5)$$

Nota-se que, os valores das resistências da região da fonte e da região do dreno, costumam ser praticamente idênticas.

Neste trabalho, a resistência total foi determinada pelo método gráfico, sendo apresentada em função do comprimento do canal (L_G). Verificou-se que uma alteração, ou seja, aumentar ou reduzir o comprimento do canal, também aumentou, ou diminuiu, o valor da resistência total (R_T) do transistor.

Consequentemente, a corrente de dreno (I_{DS}) também sofrerá alterações significativas (FLEURY et al. 2009). A resistência total (R_T) pode ser determinada pela relação entre a tensão de dreno (V_{DS}) e a corrente de dreno (I_{DS}) (COLINGE, 1988; ANDRADE, 2007), como apresentado na equação (6).

$$R_T = \frac{1}{g_D} = \frac{dV_D}{dI_D} \quad (6)$$

3.7 Inverso da Inclinação de Sublimiar (SS)

O inverso da inclinação de Sublimiar (SS) é definido como a relação entre a variação da tensão do canal (V_{GS}) e a respectiva variação de uma década (escala logarítmica) na corrente de dreno I_{DS} , como apresentado na equação (7) (COLINGE, 2004).

$$SS = \frac{dV_{GS}}{d(\log I_{DS})} = \frac{kT}{q} \ln(10)n \quad (7)$$

Onde k é a constante de Boltzmann, T a temperatura em Kelvin e n o fator de corpo. Esta relação é utilizada, quando o dispositivo se encontra na região de sublimiar ($V_{GS} < V_{Th}$). Os valores obtidos nesta relação são de grande relevância, principalmente na comparação da velocidade de chaveamento on-off de transistores (TANG et al., 2021).

3.8 Condutância de Saída (g_D)

A condutância de saída (g_D) é um parâmetro importante para a caracterização analógica dos transistores. Esta grandeza indica como a corrente de dreno (I_{DS}) deste dispositivo é influenciada pelo campo elétrico proveniente da tensão aplicada no dreno. É determinada através da derivada da corrente de dreno em função da tensão aplicada no dreno, quando se mantém a tensão de porta constante, sendo obtida a partir da equação (8) (KRANTI, 2001; ANDRADE, 2012).

$$g_D = \frac{dI_D}{dV_D} \quad (8)$$

3.9 Tensão Early (V_{EA})

A tensão Early representa o efeito da modulação do comprimento de canal devido à polarização entre o dreno e a fonte do transistor. Quando a tensão aplicada no dreno é maior que a tensão de saturação (DIOUF et al., 2013), a região de estrangulamento do canal (pinch-off) próxima ao dreno aumenta e consequentemente, o comprimento efetivo do canal diminui, provocando um aumento na corrente de dreno na saturação (I_{DSsat}).

Considerando que os valores de corrente de dreno e a condutância de saída tenham sido obtidos na região de saturação, a tensão Early pode ser determinada pela equação (9) (ANDRADE, 2012).

$$V_{EA} \cong \frac{I_{DSat}}{g_{DSat}} \quad (9)$$

3.10 Ganho intrínseco de tensão (A_V)

O Ganho Intrínseco de Tensão (A_V) relaciona a capacidade de um transistor controlar a corrente de dreno (I_{DS}). Esta característica é importante no estudo de circuitos analógicos, principalmente em se tratando de circuitos amplificadores. O Ganho Intrínseco de Tensão pode ser determinado pela equação (10) (SASAKI, 2016; ANDRADE, 2012).

$$A_v = \frac{g_m}{g_d} \cong \frac{g_m}{I_D} V_A \quad (10)$$

3.11 Eficiência da Transcondutância g_m/I_D

O conceito de eficiência da transcondutância (g_m/I_D) foi introduzido pela primeira vez na década de 1970. (PULLEN, 1976). Passaram-se vinte anos até a publicação de um método efetivo para que o dimensionamento de um circuito a partir da relação (g_m/I_D) versus (V_{GS}) fosse apresentado. (SILVEIRA et al. 1996).

A eficiência da transcondutância descreve a relação existente entre a transcondutância (g_m) e a corrente de dreno (I_{DS}), que constitui um excelente parâmetro de mérito, quando necessitamos dimensionar um circuito. Este método baseia-se no fato de, tanto a transcondutância (g_m), quanto a corrente de dreno (I_{DS}) variarem com a largura do canal (W). No entanto, a relação g_m/I_D não depende da largura do canal (W). A alteração em um dos parâmetros implica em modificação do outro valor, pois, g_m/I_D controla o ganho de corrente e o consumo de energia.

A metodologia de dimensionamento g_m/I_D , com unidades iguais à $[S/A]$ ou $[V^{-1}]$ se aplica, entretanto, apenas enquanto as larguras (W) dos dispositivos forem grandes o suficiente para ignorar os efeitos laterais, uma condição que se mantém verdadeira nos dispositivos analisados neste estudo, justificando a utilização da equação (11) (BINKLEY et al. 2003; JESPERS, 2010).

$$\left(\frac{g_m}{I_D}\right) = \frac{1}{I_D} \frac{dI_D}{dV_G} = \frac{d}{dV_G} \log(I_D^*) \quad (11)$$

Sendo I_D^* a corrente de dreno normalizada, isto é, $[I_D/(W/L)]$.

4 COMPORTAMENTO DOS TRANSISTORES HEMT ALGAN/GAN

Os dispositivos GaN podem operar em tensões de polarização elevadas, fato que oferece várias vantagens em se tratando de projetos tanto para sistemas de potência, como para comunicação de dados. Uma tensão de operação mais alta garante uma diminuição na corrente do circuito, para uma mesma potência dissipada, o que também favorece a vida útil do dispositivo.

4.1 Estrutura dos Dispositivos

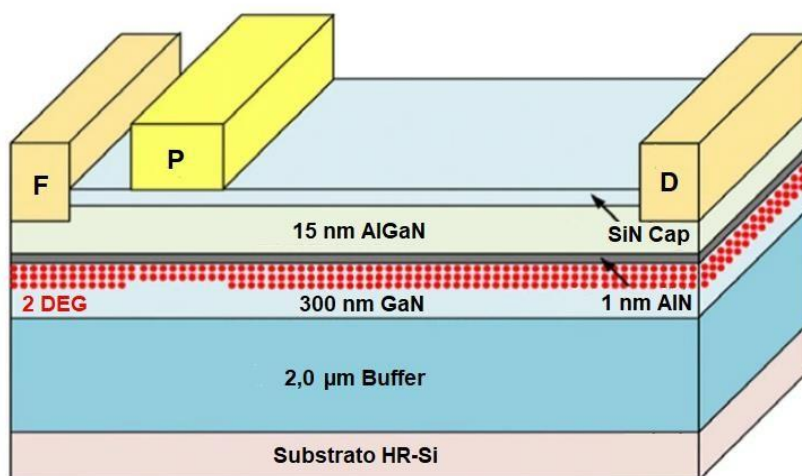
Os dispositivos analisados foram desenvolvidos sobre uma lâmina de HR-Si de 200 mm, utilizando um processo livre de Au e sua resistência de contato entre os terminais foi da ordem de 0,14 Ω .mm (TAKAKURA et al., 2020).

Uma estrutura epitaxial típica, cultivada por MOCVD em um substrato de Silício de alta resistividade foi obtida, otimizando as condições de crescimento, sendo então, formada epicamadas de alta qualidade, com deformações menores que $\pm 40 \mu\text{m}$, em relação ao plano de referência. A dispersão do buffer foi $< 5\%$ entre 25°C e 150°C, baseado no método “back-gating” onde o substrato de Si foi estressado a - 200 V por 10 s (AYGAR et al., 2016; PERALAGU et al., 2019).

As camadas AlGa_N/AlN acima do canal GaN foram rebaixadas usando um processo de corrosão de camada atômica (Atomic Layer Etch). Este processo é baseado em uma oxidação controlada por O₂-plasma e por uma corrosão a partir do BCl₃-plasma (tricloreto de boro), que produziu uma baixa rugosidade de valor máximo igual a 0,22 nm. Os contatos ôhmicos foram depositados a partir de uma liga de Si/Ti/Al/Ti/TiN (HWAN et al., 2021).

A Figura 17 mostra a estrutura HEMT, indicando a pilha de camadas usada na fabricação do dispositivo (PERALAGU et al., 2019). As medições de correntes e tensões foram obtidas utilizando-se um Keithley Instruments Series 2602B System SourceMeter®. Portanto, este trabalho apresenta um estudo experimental da variação da orientação do canal em HEMTs de AlGa_N/GaN frente à diferentes configurações de larguras e comprimentos de canal (DE JAEGER et al., 2012).

Figura 17 - Vista em corte transversal do dispositivo analisado (HEMT GaN) (apresentação sem escala).



Fonte: Adaptado de Chao *et al.* (2019).

4.2 Características do transistor HEMT analisado

Os dados obtidos foram tabulados levando-se em consideração a orientação dos canais, e a geometria de cada transistor. Os dispositivos apresentaram diferentes comprimentos de canal (L_G), (compreendidos entre 0,2 e 10 μm) e larguras de canal também distintas (W) (entre 1 e 100 μm) com três orientações de canal (0° , 45° e 90°) (CHARLES *et al.*, 2018). Podemos dividir esta análise em quatro etapas distintas:

- A primeira etapa correspondeu à tabulação dos dados observados, relacionando estes dispositivos inicialmente quanto a sua geometria, tendo como parâmetros, largura (W), comprimento do canal (L_G), comprimento do dreno (L_D) e comprimento da fonte (L_S).
- A segunda etapa correspondeu à análise dos dados obtidos experimentalmente no *imec*, de cada dispositivo, para diferentes valores de tensão de porta (V_{GS}) (valores compreendidos entre -5V e 2 V), e para a tensão de dreno (V_{DS}) (valores situados entre 0 V e 7 V). A partir das tensões aplicadas em cada transistor, foi possível obter a corrente de dreno (I_{DS}), referentes aos transistores HEMT.

c) A terceira etapa consistiu no tratamento dos dados, onde foram traçados os gráficos das principais características elétricas que constituem parâmetros necessários para uma correta avaliação do comportamento elétrico de cada dispositivo, perante diferentes comprimentos e orientações de canal.

d) A quarta etapa referiu-se à análise gráfica comparativa, onde, a partir de conceitos teóricos (COLINGE, 2004; CALLISTER, 2008), buscou-se identificar qual dispositivo apresentou o melhor desempenho frente às diversas configurações de dimensões e orientações do canal. A última etapa consistiu na finalização deste estudo comparativo e elaboração desta dissertação com a apresentação dos resultados observados.

Levando-se em consideração apenas as grandezas dimensionais, e desconsiderando-se, momentaneamente, seus parâmetros elétricos, que serão os principais itens deste estudo, verificamos que as grandezas mais importantes no projeto de um transistor HEMT, são o comprimento de seu canal (L_G) e a largura do mesmo (W). Estas grandezas representam um valor fundamental para a definição dos limites máximos de resposta em frequência, ou frequência de corte, f_c .

Este limite é determinado a partir da equação (12), onde, v_s representa o valor da velocidade de saturação dos elétrons. No caso do transistor GaN, é igual a $2,5 \cdot 10^7$ cm/s. Portanto, quanto maior se apresentar o comprimento do canal (L_G), menor será a resposta em frequência resultante (CHOW, 2000).

$$f_c = \frac{v_s}{2 L_G} \quad (12)$$

Na Tabela 2, encontramos as características dos transistores analisados, em função de suas dimensões e orientações do canal.

Tabela 2 - Transistores - Dimensões e Orientação do canal

L_G (μm)	W (μm)	Orientação Do canal
0,20	1	0°
0,40	1	0°
1,00	1	0°
10,0	1	0°
0,20	10	0°
0,25	10	0°
0,30	10	0°
0,35	10	0°
0,2	10	90°
0,3	10	90°
0,6	10	90°
3,0	10	90°
0,2	100	90°
0,4	100	90°
0,6	100	90°
1,0	100	90°
3,0	100	90°
10	100	90°
0,2	10	45°
0,3	10	45°
0,6	10	45°
3,0	10	45°

Fonte: Elaborado pelo autor.

5 RESULTADOS – CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA

As heteroestruturas AlGaIn/GaN foram fabricadas sobre lâminas de silício com orientação cristalina $\langle 111 \rangle$ com alta resistência (HR-Si $\langle 111 \rangle$) e diâmetro de 200 mm através do método de deposição química de vapor metal-orgânico (MOCVD). O dispositivo é constituído por várias camadas: uma camada buffer de GaN com 2 μm , um canal GaN de 300nm, um espaçador AlN de 1nm, uma barreira $\text{Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{N}$ de 15 nm de camada, e uma barreira de proteção (cap layers) de Si_3N_4 para a passivação superficial (Figura 17).

5.1 Análise dos transistores – Orientação 0° - Referência

Inicialmente foram analisados os transistores que estavam posicionados com uma inclinação de canal igual a 0°. Sendo relacionados, levando-se em consideração a largura de seu canal (W) em 1 μm , 10 μm e 100 μm e seu respectivo comprimento do canal (L_G), como indicado na Tabela 2. Os principais parâmetros elétricos dos transistores, foram obtidos a partir dos valores observados em seu comportamento estático, isto é, tensão aplicada no terminal dreno (V_{DS}), tensão aplicada na porta (V_{GS}) e sua capacidade de controle da corrente que atravessou o transistor em situações diversas (I_{DS}). Assim sendo, foram verificadas as curvas $I_{DS} \times V_{GS}$ e $I_{DS} \times V_{DS}$.

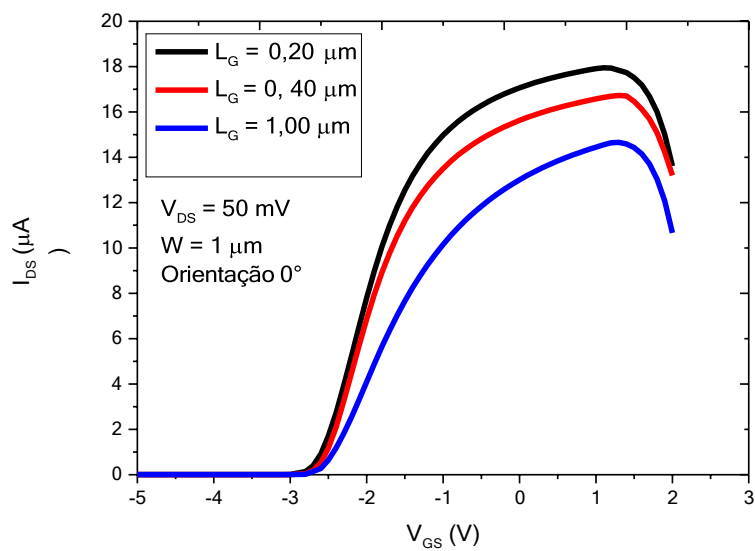
5.1.1 Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 1 \mu\text{m}$

Neste ensaio, com largura do canal (W) igual a 1 μm , o comprimento do canal (L_G), estava compreendido entre 0,2 μm e 10,0 μm , sendo que a Figura 18 mostra os resultados obtidos para a corrente de dreno I_{DS} , frente a um aumento progressivo da tensão de porta V_{GS} , para tensões de polarizações (V_{DS}) iguais à 50 mV e 2 V.

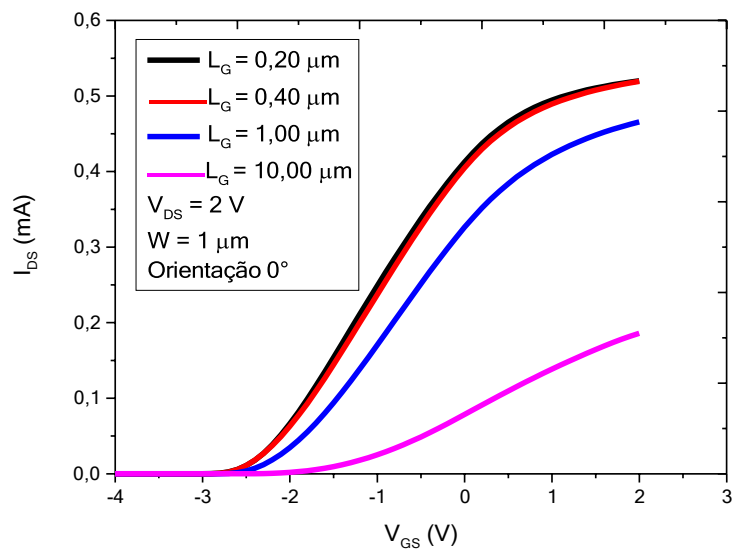
O transistor que apresentou comprimento do canal (L_G) igual a 0,2 μm obteve a menor degradação na corrente de dreno (I_{DS}), em relação às correntes presentes. Sua corrente de dreno assumiu um valor máximo igual a 18,11 μA , quando submetido à uma tensão de porta (V_{GS}) de valor 1,30 V e tensão de dreno-fonte (V_{DS}) igual a 50 mV. A Figura 18.a evidencia a dependência da corrente de dreno (I_{DS}) devido a variações do comprimento do canal, isto é, quanto menor o comprimento do canal, maior será a corrente de dreno (I_{DS}). Para tensão de dreno (V_{DS}), igual a 2 V (Figura 18.b), encontramos um valor máximo da corrente de dreno (I_{Dmax}) correspondente à 0,53 mA. Ao compararmos os dois valores de corrente de dreno máximas (I_{DSmax}), verificamos um aumento na corrente de dreno (I_{DS}), causado pelos limites de tensões aplicadas ao dreno ($V_{DS} = 50 \text{ mV}$ e $V_{DS} = 2 \text{ V}$).

A Figura 18.a apresenta um resultado praticamente proporcional para os valores da corrente de dreno, em diferentes comprimentos de canal. Para a polarização de $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ ocorre uma diminuição na corrente de dreno-fonte a partir de 1,5 V, devido à saturação da tensão de porta-fonte. Esta diminuição abrupta da corrente de dreno-fonte não ocorreu, quando o dispositivo foi submetido à uma tensão de dreno-fonte igual à 2 V (Figura 18.b).

Figura 18 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}). Comprimento do canal compreendido entre 0,2 μm e 0,10 μm ; largura do canal (W) igual a 1 μm e orientação 0°. (a) $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ e (b) $V_{DS} = 2 \text{ V}$.



(a)



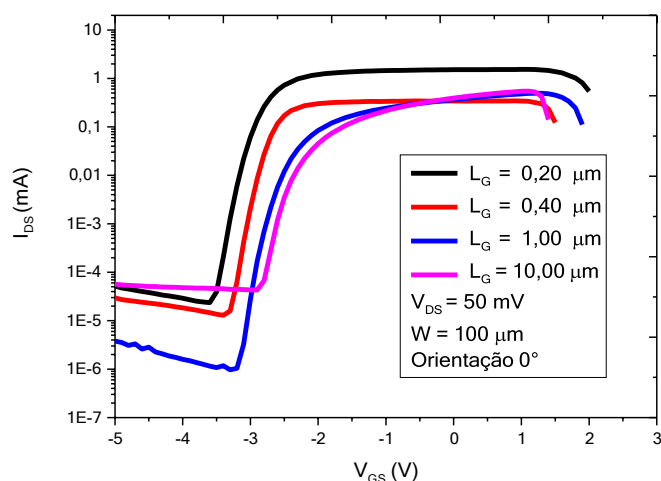
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

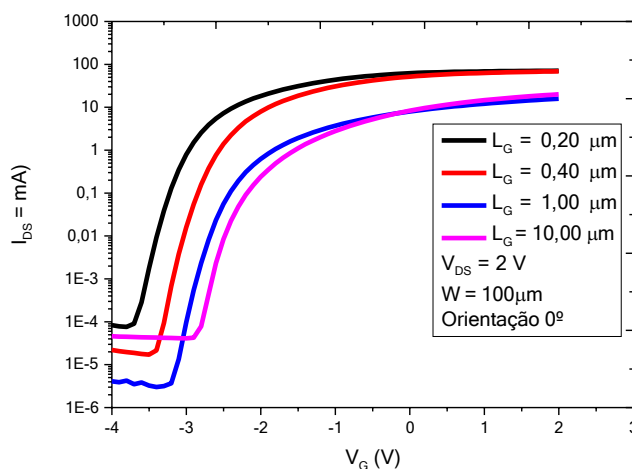
5.1.2 Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 100 \mu\text{m}$

Na Figura 19, são apresentadas as curvas experimentais da corrente de dreno em função da tensão de porta, para transistores com comprimento do canal $W = 100 \mu\text{m}$. Com o aumento da largura do dispositivo (W), evidentemente ocorreu uma intensificação dos valores de corrente de dreno-fonte, sendo, portanto utilizada a escala logarítmica para a representação das correntes, devido seu maior efeito de compactação.

Figura 19 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivo com comprimento do canal entre $0,2 \mu\text{m}$ e $10,0 \mu\text{m}$; tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ (a) e 2 V (b).



(a)



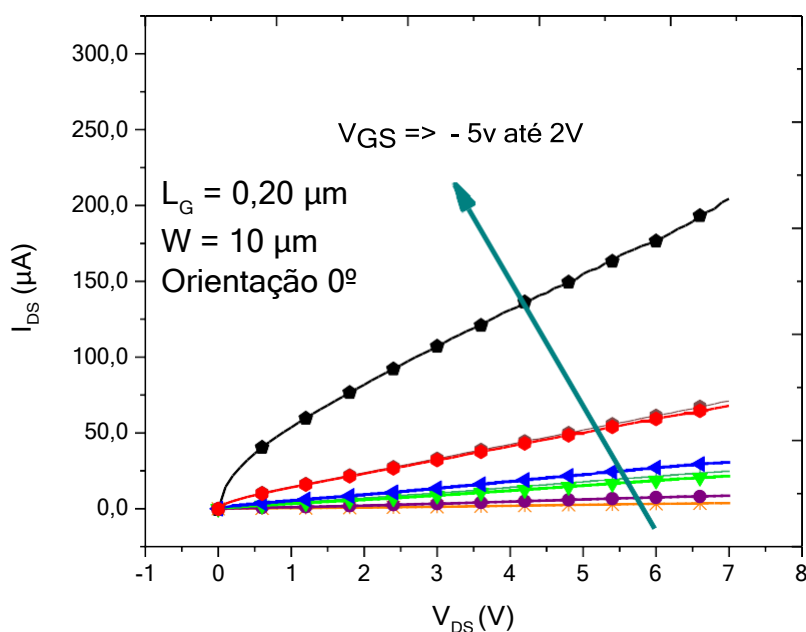
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na sequência, foi traçado o gráfico da corrente dreno-fonte (I_{DS}) em função da tensão dreno-fonte (V_{DS}) (Figura 20). Estas curvas foram obtidas a partir de valores crescentes de V_{GS} ($-5 \text{ V} \leq V_G \leq 2 \text{ V}$). Devido ao aumento gradativo da tensão de porta (V_{GS}), ocorreu conseqüentemente, um incremento na corrente de dreno (I_{DS}).

Neste ensaio, para um valor normalizado de tensão de dreno (V_{DS}) igual a 7 V, Figura 20, encontramos a menor corrente de dreno (I_{Dmin}), quando a tensão de porta (V_{GS}) apresentou seu menor valor, i.e., $V_{GS} = -5 \text{ V}$. Por sua vez, quando a porta foi alimentada com $V_{GS} = 2 \text{ V}$, encontramos o maior valor da corrente de dreno. Essa mudança na corrente de dreno pode ser considerada em termos do aumento progressivo na tensão dreno-fonte, o que implica numa alteração na mobilidade dos portadores presentes no canal.

Figura 20 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}). Comprimento do canal (L_G) $0,20 \mu\text{m}$ e largura do canal (W) $10 \mu\text{m}$, para valores de V_{GS} crescentes.

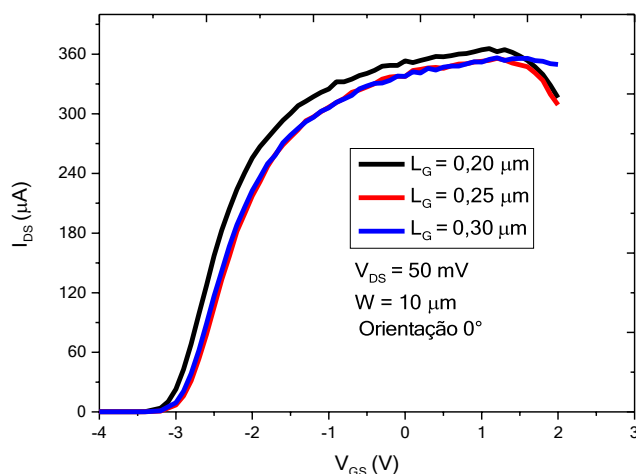


Fonte: Elaborado pelo autor.

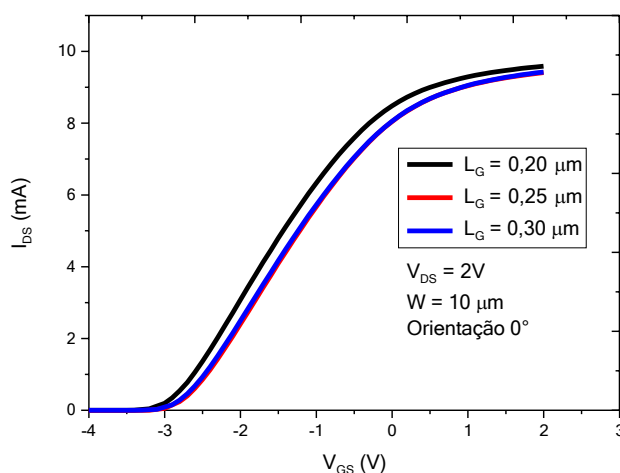
5.1.3 Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 10 \mu\text{m}$

O comportamento da corrente de dreno (I_{DS}), a partir de valores crescentes da tensão de porta (V_{GS}) estão apresentados na Figura 21, para transistores com comprimento do canal $W = 10 \mu\text{m}$. Nesta análise, foi mantido constante o comprimento do canal (L_G) e a largura do canal (W). Verifica-se uma sobreposição das três curvas, para as diferentes tensões de polarização e orientação do canal, sinalizando uma não dependência da orientação Cristalográfica do canal.

Figura 21 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivos com comprimento do canal entre $0,2 \mu\text{m}$ e $0,3 \mu\text{m}$; tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ (a) e 2 V (b), com largura do canal (W) $10 \mu\text{m}$.



(a)



(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Análise dos transistores – Orientação 90°

Os dispositivos que foram analisados neste ensaio, apresentavam orientação de canal de GaN igual a 90°. Os mesmos padrões de análise e construção gráfica da análise anterior (orientação 0°) foram mantidos nesta etapa.

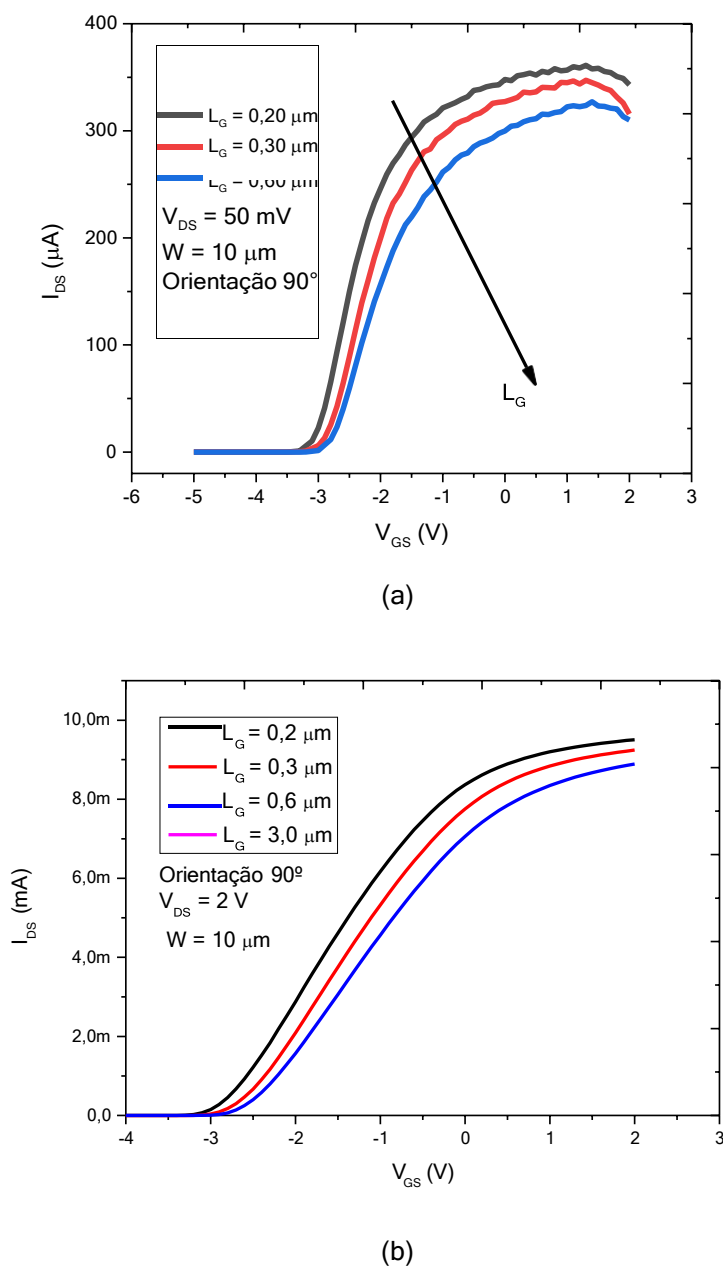
5.2.1 Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 10 \mu\text{m}$

Ao alimentarmos o terminal dreno com 50 mV (V_{DS}), Figura 22.a, foi encontrado uma corrente de dreno máxima (I_{Dmax}) com valor igual a $I_D = 358 \mu\text{A}$, ligeiramente inferior ao mesmo ensaio com orientação 0°. Verificamos novamente, uma forte atenuação para os valores da corrente de dreno (I_{DS}), quando os valores de V_{GS} foram maiores que 1,5 V. Nesta orientação, verificamos que o dispositivo que apresentou menor degradação da corrente de dreno (I_{DS}) em função da tensão entre porta e fonte (V_{GS}) foi, aquele que possuía menor comprimento de canal ($L_G = 0,20 \mu\text{m}$). No ensaio subsequente, com tensão de dreno (V_{DS}), igual a 2 V, encontramos um valor máximo para a corrente de dreno (I_{Dmax}) correspondente à 9,51 mA (Figura 22.b).

Ao observarmos a curva $I_D \times V_{GS}$ do dispositivo anterior (Figura 22.b), encontramos o valor máximo para corrente de dreno (I_{DS}), como sendo 9,59 mA, referente ao transistor que possuía o menor valor de comprimento do canal ($L_G = 0,20 \mu\text{m}$). Na análise anterior, este transistor foi submetido à um valor de tensão de dreno (V_{DS}) correspondente à 2 V e tensão de porta (V_{GS}) igualmente com valor 2 V.

Em sequência, ao analisarmos a curva $I_D \times V_{GS}$ dos transístores orientados em 90°, (Figura 22.b), com V_{DS} e $V_{GS} = 2 \text{ V}$, encontramos o valor máximo para corrente de dreno (I_{DS}), como sendo 9,51 mA, nas mesmas condições de tensões do ensaio anterior. ($L_G = 0,20 \mu\text{m}$) e novamente não houve uma degradação da corrente de dreno para valores de tensão de porta maiores que 1,3 V, presentes na polarização dreno-fonte, com tensão $V_{DS} = 50 \text{ mV}$.

Figura 22 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), comprimento do canal entre 0,2 μm e 3,0 μm ; e largura do canal (W) igual a 10 μm . **(a)** tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$. **(b)** tensão de dreno $V_{DS} = 2 \text{ V}$.

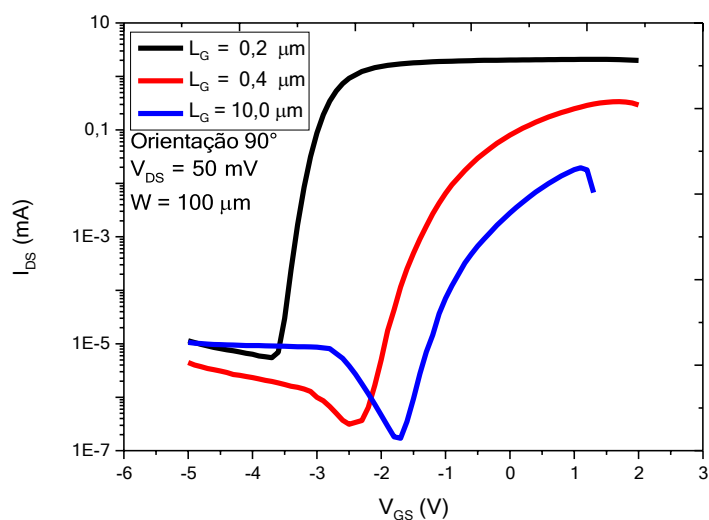


Fonte: Elaborado pelo autor.

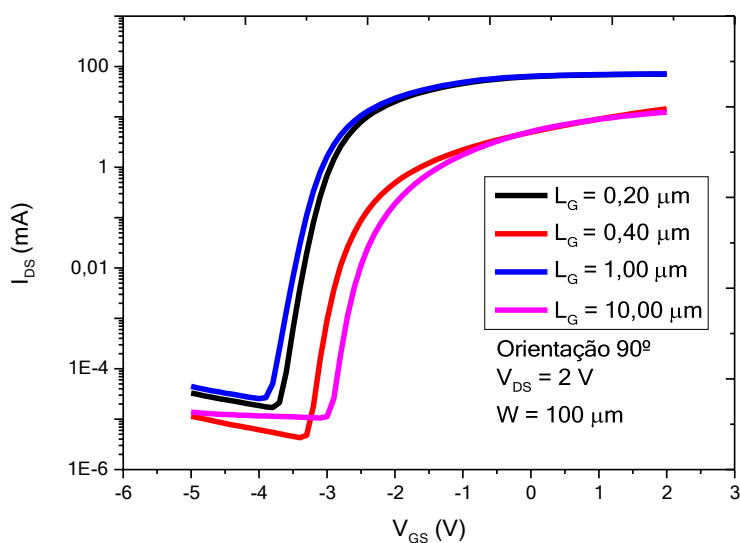
5.2.2 Corrente entre Dreno e Fonte (I_{DS}) para $W = 100 \mu\text{m}$

Na Figura 23, encontramos os gráficos da corrente de dreno em função da tensão de porta, para dispositivos com largura do canal (W) igual a $100 \mu\text{m}$.

Figura 23 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), comprimento do canal entre $0,2 \mu\text{m}$ e $10,0 \mu\text{m}$; e largura do canal (W) igual a $100 \mu\text{m}$. **(a)** tensão de dreno $V_{DS} = 50 \text{ mV}$. **(b)** tensão de dreno $V_{DS} = 2 \text{ V}$.



(a)



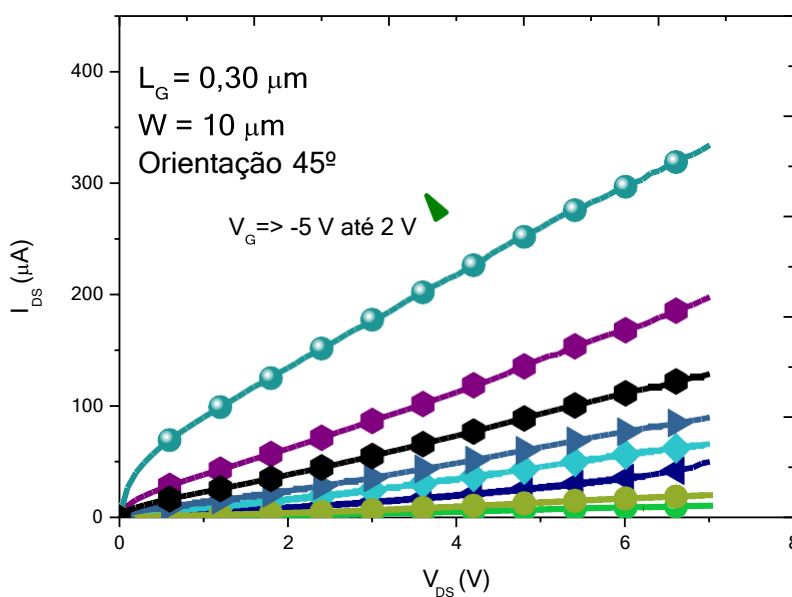
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Passamos então, à obtenção de dados pela análise gráfica de cada dispositivo, no intuito de obter qual combinação de variações apresentou o melhor resultado. Em seguida, procederemos a análise do controle da corrente de dreno, a partir de valores progressivos da tensão de porta (V_{GS}).

A Figura 24, nos mostra a relação $I_{DS} \times V_{DS}$. O valor máximo de corrente de dreno (I_{Dmax}) foi observado quando a tensão de dreno (V_{DS}) atingiu seu máximo valor ($V_{DSmax} = 7 \text{ V}$), simultaneamente com o máximo valor da tensão do canal ($V_{GSmax} = 2 \text{ V}$). Este valor, correspondeu a um valor máximo de corrente de dreno ($I_{Dmax} = 338,1 \mu\text{A}$), para o dispositivo com comprimento do canal, $L_G = 0,30 \mu\text{m}$.

Figura 24 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}), comprimento do canal (L_G) $0,30 \mu\text{m}$ e largura do canal (W) igual a $10 \mu\text{m}$.



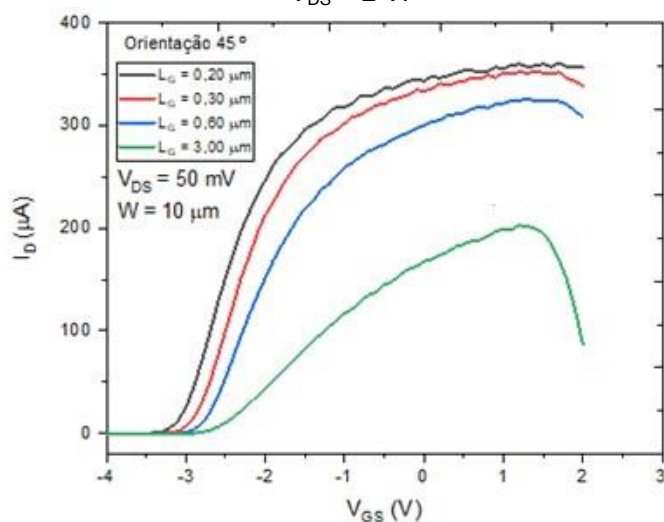
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 Análise dos transistores – Orientação 45°

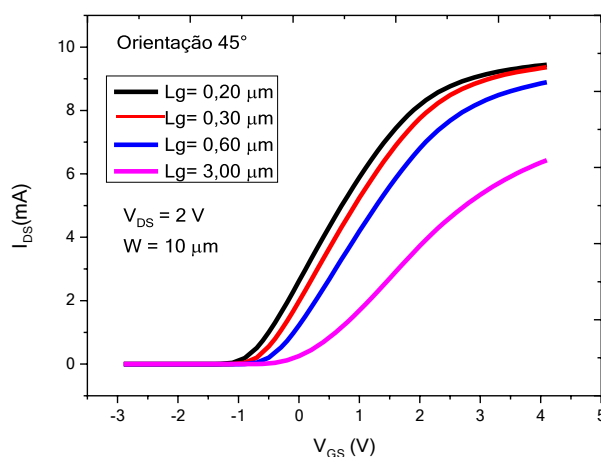
A Figura 25.a, apresenta a relação entre I_{DS} e V_{GS} , para os transistores com orientação de 45° e largura do canal (W) igual a $10 \mu\text{m}$, com tensão entre dreno-fonte (V_{DS}) 50 mV . A Figura 25.b, por sua vez, apresenta a mesma situação, porém agora com tensão entre dreno-fonte (V_{DS}) de valor 2 V . Nesta orientação, somente foram analisados dispositivos com largura (W) igual a $10 \mu\text{m}$.

Novamente, ocorreu a degradação da resposta na corrente de dreno (I_{DS}), para o transistor que apresentava o maior comprimento do canal ($L_G = 3 \mu\text{m}$). Esta situação caracteriza uma perda de controle deste transistor, para tensões de porta (V_{GS}) acima de 1,5 V. Outro fator a ser considerado, é que este transistor apresentou a menor resposta de corrente de dreno (I_{DS}), entre os dispositivos analisados ($I_D = 203 \mu\text{A}$ @ $V_{GS} = 1,3 \text{ V}$) evidenciando possivelmente erro de leitura. Os dados obtidos pelo dispositivo com o menor comprimento de canal ($L_G = 0,2 \mu\text{m}$) foram por sua vez, mais promissores ($I_D = 361 \mu\text{A}$ @ $V_G = 1,5 \text{ V}$).

Figura 25 - Corrente de dreno (I_{DS}) em função da tensão no canal (V_{GS}), orientação de canal 45° , comprimento do canal (L_G) entre $0,2 \mu\text{m}$ e $3,0 \mu\text{m}$; largura do canal (W) $10 \mu\text{m}$ (a) $V_{DS} = 50 \text{ mV}$ e (b) $V_{DS} = 2 \text{ V}$.



(a)

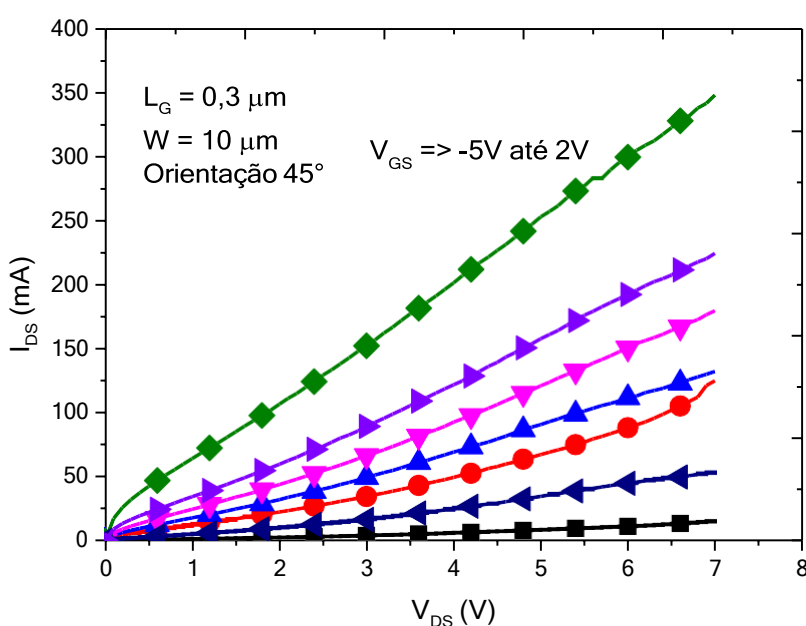


(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 26, nos mostra a relação I_{DS} x V_{DS} . O valor máximo de corrente de dreno (I_{DSmax}) foi observado quando a tensão de dreno (V_{DS}) atingiu seu máximo valor ($V_{DSmax} = 7$ V), simultaneamente com o máximo valor da tensão do canal ($V_{GSmax} = 2$ V). Este valor, correspondeu a um valor máximo de corrente de dreno ($I_{DSmax} = 349,1$ μ A).

Figura 26 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão de dreno (V_{DS}), comprimento do canal (L_G) 0,3 μ m e largura do canal (W) 10 μ m.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, podemos concluir, que o transistor com largura do canal (W) igual a 10 mm, e orientação 0°, ($I_{DS} = 9,59$ mA) é discretamente melhor que o mesmo transistor, com orientação 90°, o qual alcançou valor máximo de $I_{DS} = 9,51$ mA, ou mesmo do transistor orientado à 45°, o qual obteve um valor máximo de $I_{DS} = 9,54$ mA. O mesmo ocorrendo para tensão de polarização igual a 50 mV (Tabela 3).

5.4 Características da Corrente de Dreno-Fonte

O comportamento da corrente de dreno (I_{DS}) em função das alterações submetidas, isto é, comprimento do canal (L_G) e tensão porta (V_{GS}) estão comparados na Tabela 3. Tanto para a polarização $I_{DS} \times V_{DS}$ como para a polarização $I_{DS} \times V_{GS}$ os valores obtidos foram praticamente coincidentes para as diferentes orientações de canais observadas.

Tabela 3 - Correntes de dreno máximas, obtidas para a região linear e região de saturação.

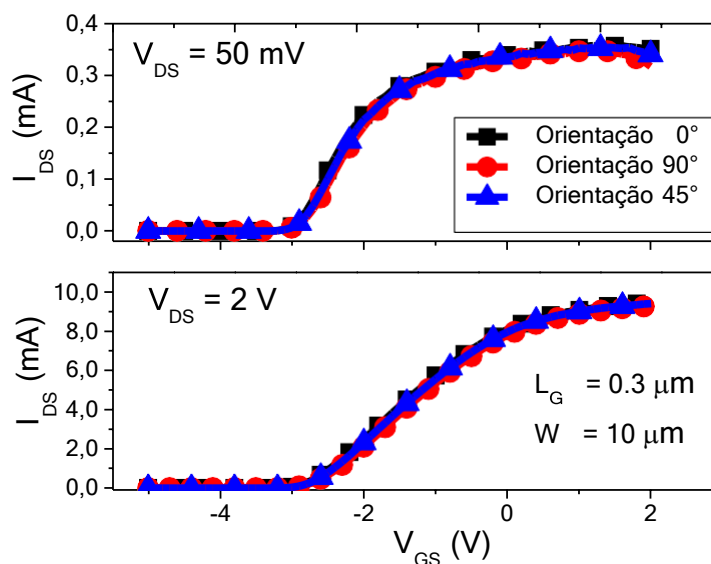
Orientação	$I_{DSmax} (V_{DS}=50 \text{ mV})$	$I_{DSmax} (V_{DS} = 2 \text{ V})$
0°	354 μA	9,59 mA
90°	358 μA	9,51 mA
45°	361 μA	9,54 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

Devido ao fato de os transistores estarem no mesmo *circuito integrado (die)*, os valores de resposta obtidos para a corrente de dreno em se tratando de dispositivos com as mesmas dimensões, são muito próximos. Portanto, outras características devem ser analisadas e confrontadas. Mas, a partir deste ensaio, podemos concluir que, para a tensão $V_{DS} = 2 \text{ V}$, os transistores com melhores respostas foram os que apresentaram o menor comprimento de canal ($L_G = 0,2 \mu\text{m}$), com comprimento de canal (W) igual a $10 \mu\text{m}$.

Ao se comparar, valores constantes de comprimento do canal (L_G) e largura do canal (W), verifica-se uma sobreposição das três curvas (0°, 90° e 45°), para as diferentes tensões de polarização e orientação do canal. (Figura 27) fato que sinaliza uma não dependência da resposta do dispositivo frente às alterações de orientação do canal.

Figura 27 - Corrente de dreno (I_{DS}) como função da tensão do canal (V_{GS}), para dispositivos com comprimento do canal $0,3\mu\text{m}$, tensão de dreno $V_{DS} = 50\text{ mV}$ e 2 V , largura do canal (W) $10\mu\text{m}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 27, verifica-se um comportamento quase coincidente, para os valores da corrente de dreno-fonte (I_{DS}) em função da tensão aplicada entre porta e fonte (V_{GS}), para ambas polarizações de dreno-fonte (V_{DS}). Pode-se concluir que a orientação do canal não afeta de forma significativa a resposta de $I_{DS} \times V_{DS}$, quando submetido às duas polarizações de V_{DS} .

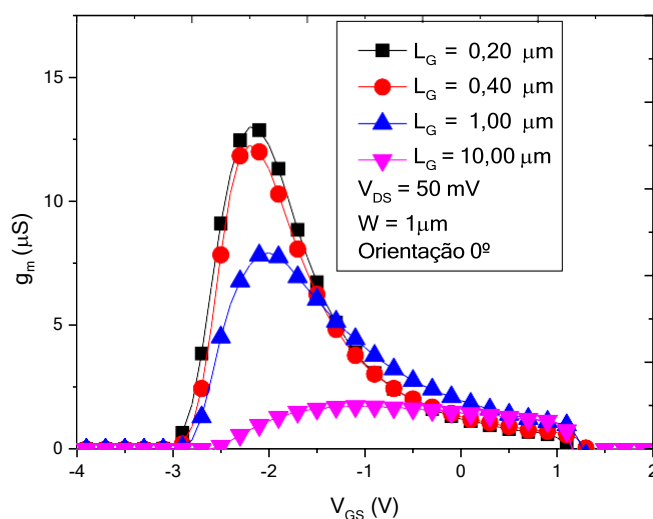
5.5 Transcondutância (g_m)

A relação existente entre a transcondutância (g_m), e a corrente de dreno (I_{DS}), pode ser considerada como uma maneira de se mensurar a eficiência do transistor ao transformar corrente (potência) em transcondutância (velocidade) (GALUPMONTORO, SCHNEIDER, 2007). Podemos então, analisar o comportamento da transcondutância (g_m) desse dispositivo em função de sua geometria, como apresentado na equação (3).

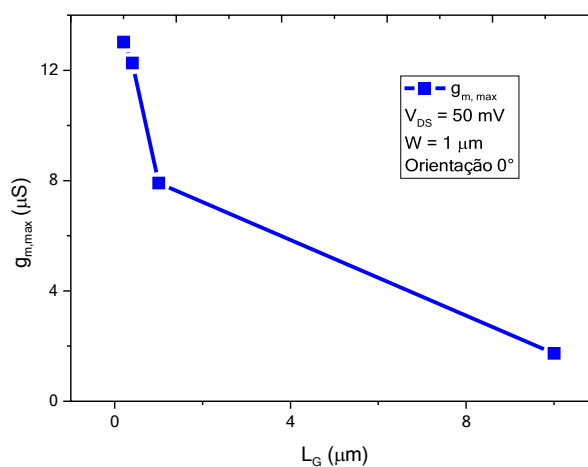
5.5.1 Transcondutância (g_m) – Orientação 0°

A Figura 28.a apresenta o comportamento experimental da transcondutância (g_m), dos transistores com orientação 0° para valores de comprimento do canal (L_G) compreendidos entre $0,2 \mu\text{m}$ e $0,3 \mu\text{m}$, quando polarizados com tensão dreno-fonte (V_{DS}) igual a 50 mV . O dispositivo com o menor comprimento de canal, apresentou o melhor desempenho, com $g_m = 13,02 \mu\text{S}$. A Figura 28.b apresenta a curva experimental da transcondutância (g_m), em função do comprimento do canal (L_G).

Figura 28 – Orientação 0° . Largura do canal (W) $1 \mu\text{m}$, $V_{DS} = 50 \text{ mV}$.
 . (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



(a)

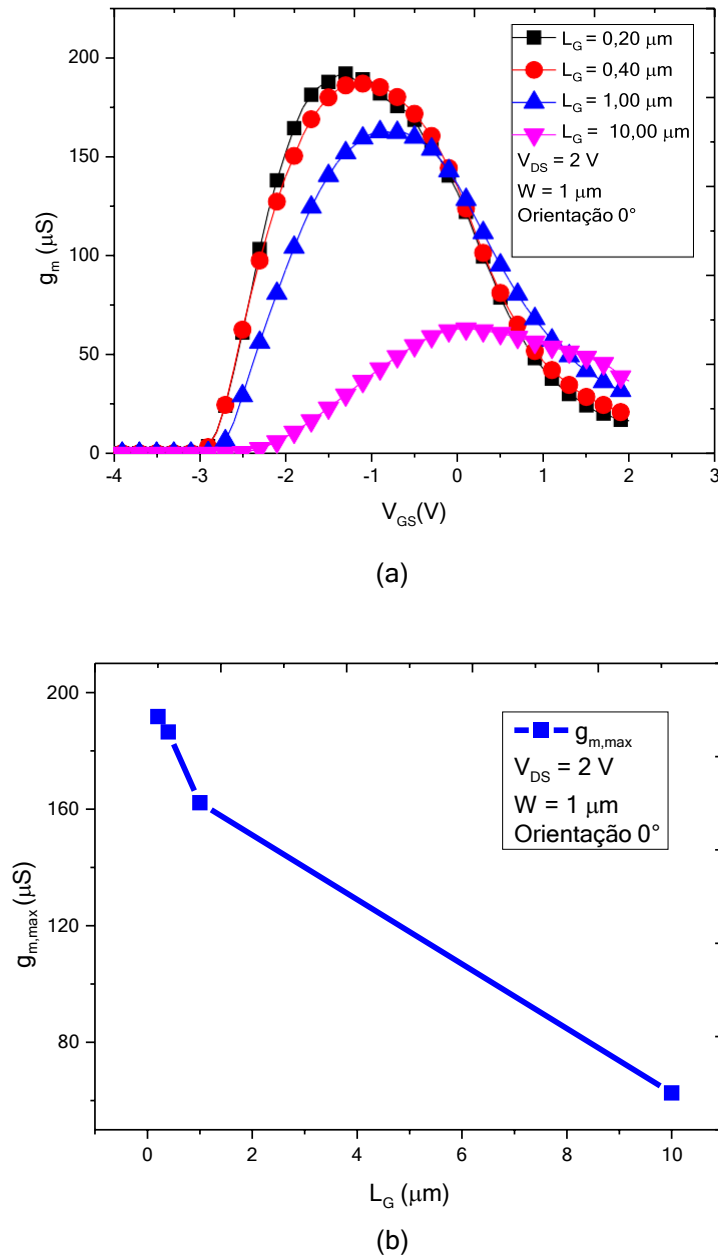


(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 29.a, foi verificado o comportamento da transcondutância para os mesmos dispositivos analisados na Figura 28.a, porém com uma tensão entre dreno-fonte de 2 V.

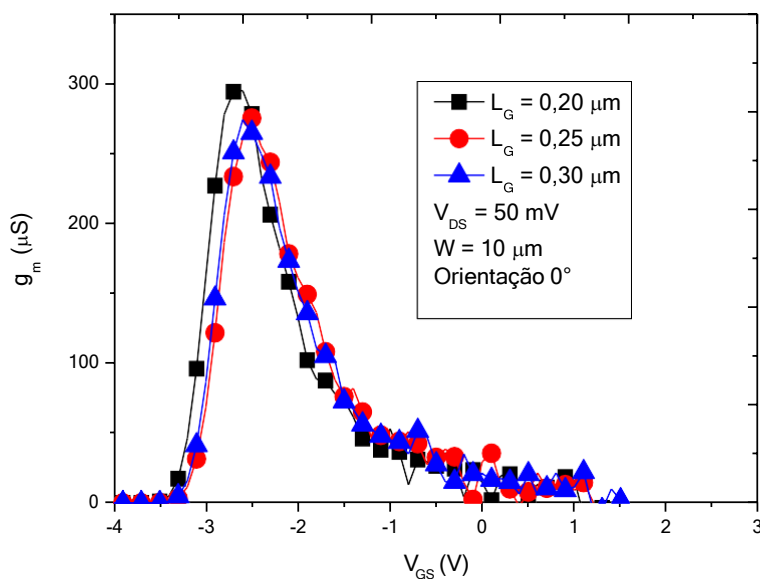
Figura 29 – Orientação 0°. Largura do canal (W) 1 μm , $V_{\text{DS}} = 2 \text{ V}$.
 . (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,\text{max}}$) como função do comprimento do canal (L_G).



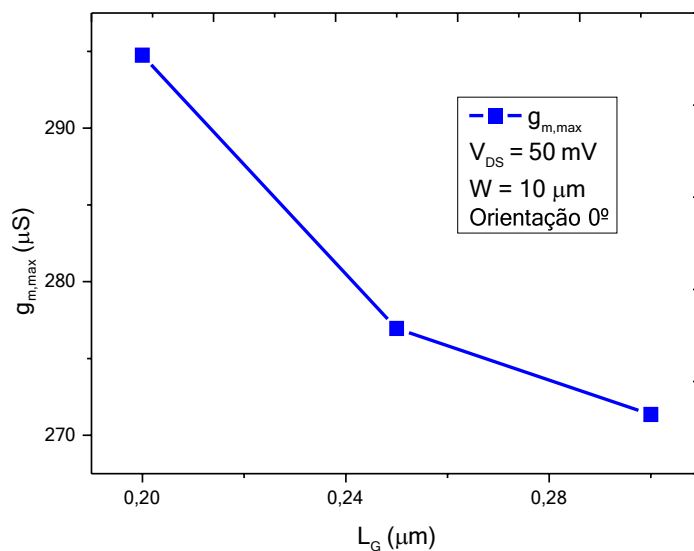
Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma, as Figuras 30 e 31 apresentam os valores obtidos para a transcondutância, para $W = 10 \mu\text{m}$, com tensão dreno-fonte igual a 50 mV e 2 V.

Figura 30 – Orientação 0° . Largura do canal (W) $10 \mu\text{m}$, $V_{DS} = 50 \text{ mV}$.
 . (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



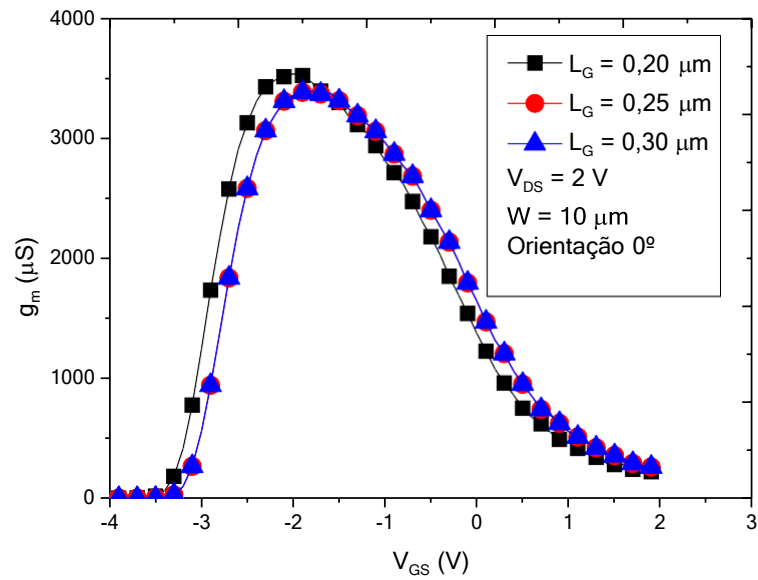
(a)



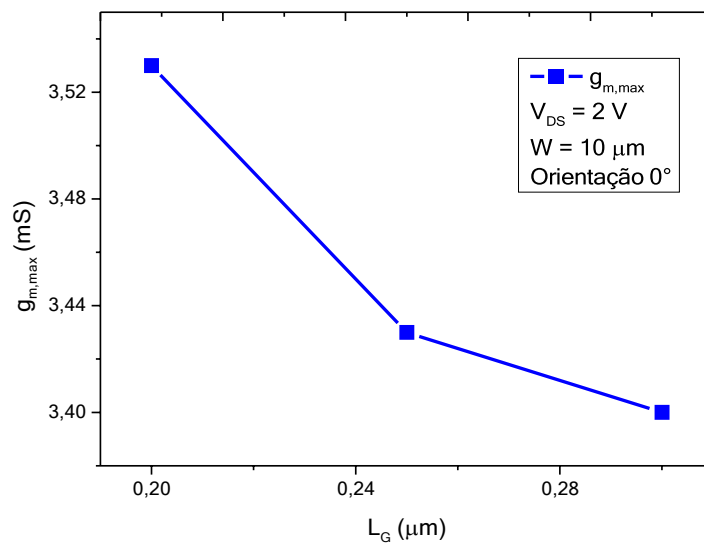
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Orientação 0° . Largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$.
(a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). **(b)** Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



(a)



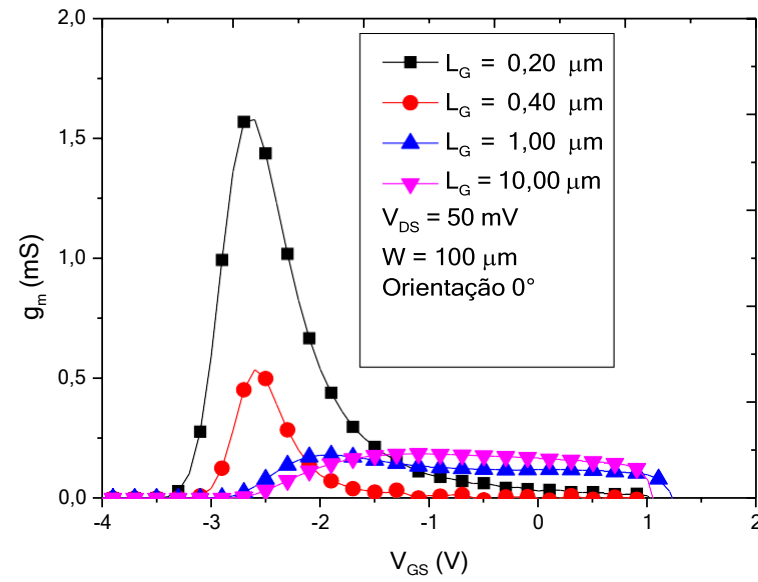
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

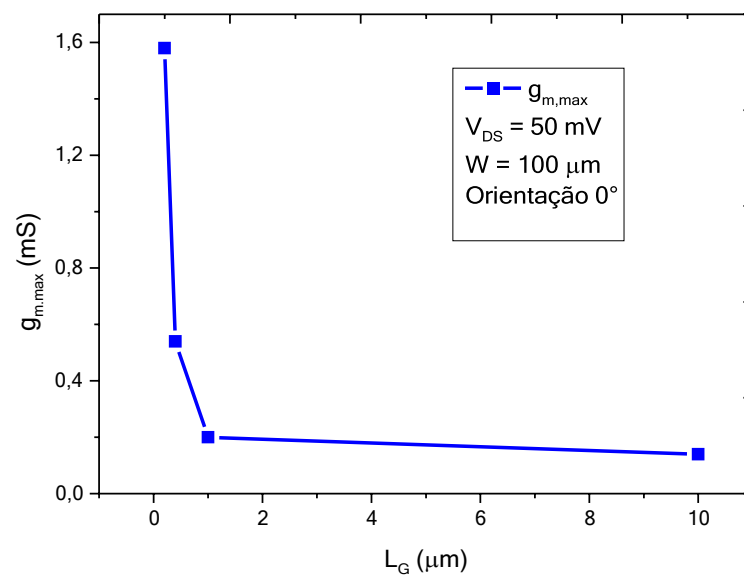
Finalmente, a transcondutância em função da tensão de porta, para largura de canal (W) igual a $100\ \mu\text{m}$ é mostrada nas Figuras 32 e 33.

Figura 32 – Orientação 0° . Largura do canal (W) $100\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 50\ \text{mV}$.

(a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



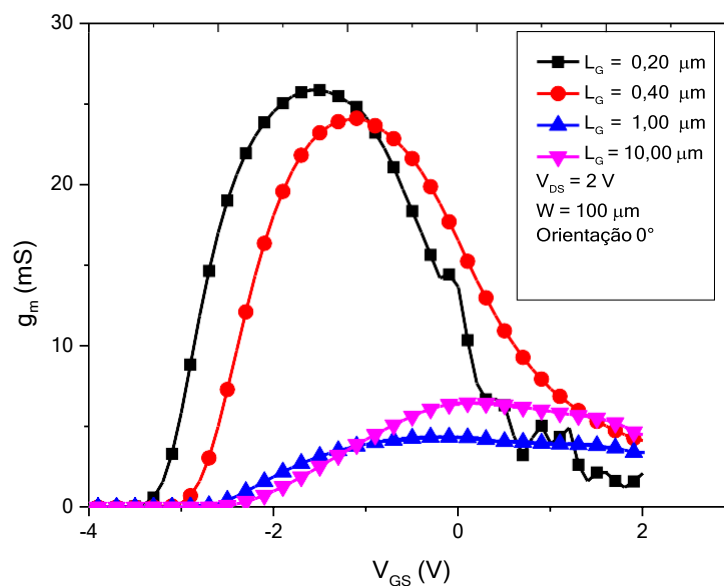
(a)



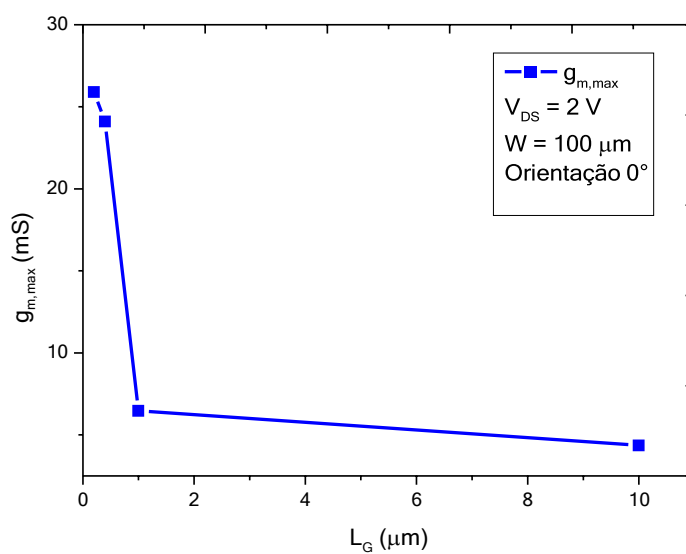
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 33 – Orientação 0° . Largura do canal (W) $100\ \mu\text{m}$, $V_{DS} = 2\ \text{V}$.
(a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). **(b)** Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



(a)



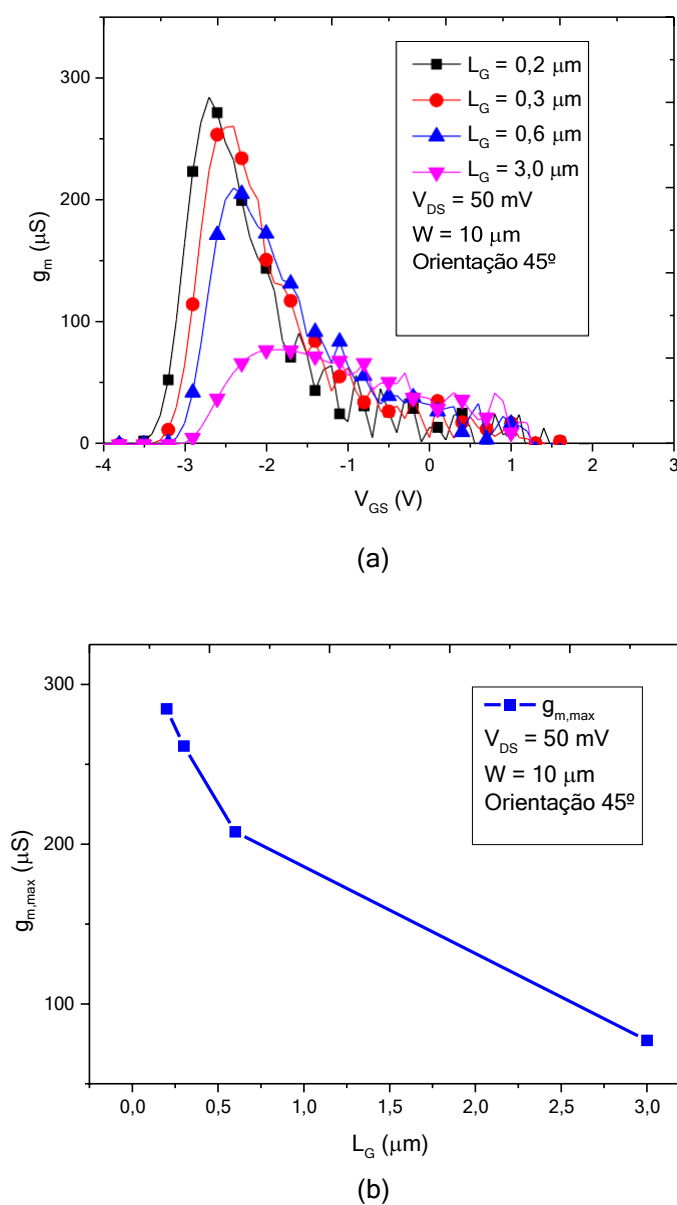
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.5.2 Transcondutância (g_m) – Orientação 45°

Os dados obtidos na determinação da transcondutância (g_m) para os dispositivos, com orientação de canal igual a 45° e largura (W) $10\text{ }\mu\text{m}$, estão indicados a seguir. A Figura 34.a apresenta aos valores da transcondutância (g_m) em função da tensão de porta (V_{GS}). A Figura 34.b, por sua vez, apresenta as curvas experimentais da transcondutância (g_m), em função do comprimento do canal (L_G).

Figura 34 – Orientação 45° . Largura do canal (W) $10\text{ }\mu\text{m}$, $V_{DS} = 50\text{ mV}$.

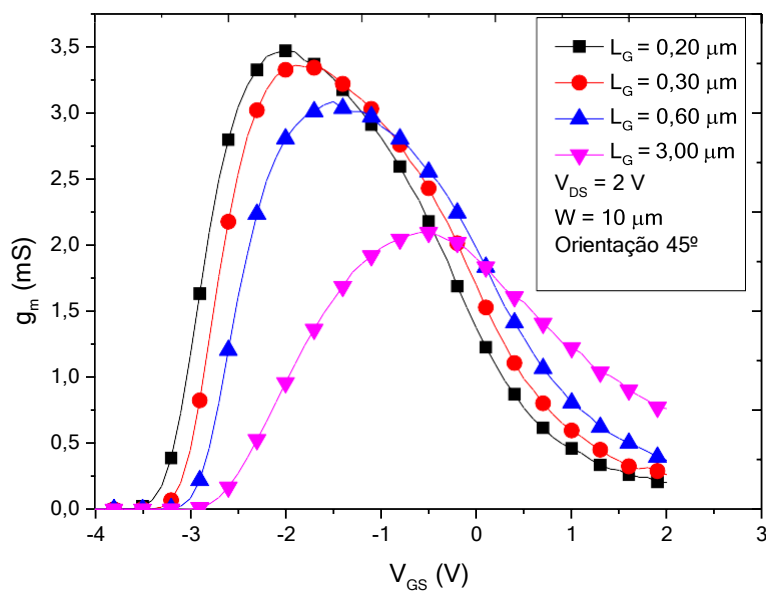
. (a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). (b) Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



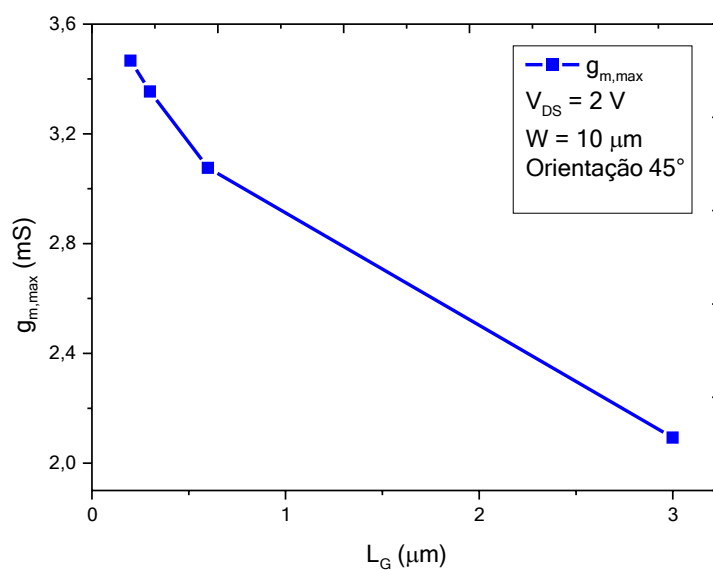
Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma, os dados obtidos na determinação da transcondutância (g_m) para os dispositivos, com polarização $V_{DS} = 2$ V, estão indicados na Figura 35.

Figura 35 – Orientação 45°. Largura do canal (W) 10 μm , $V_{DS} = 2$ V.
(a) Transcondutância (g_m) como função da tensão do canal (V_{GS}). **(b)** Transcondutância máxima ($g_{m,max}$) como função do comprimento do canal (L_G).



(a)

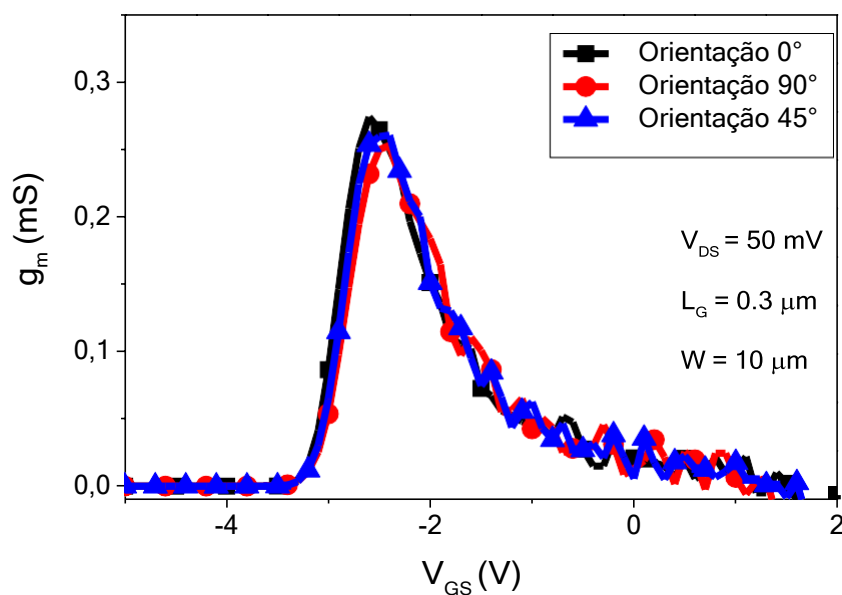


(b)

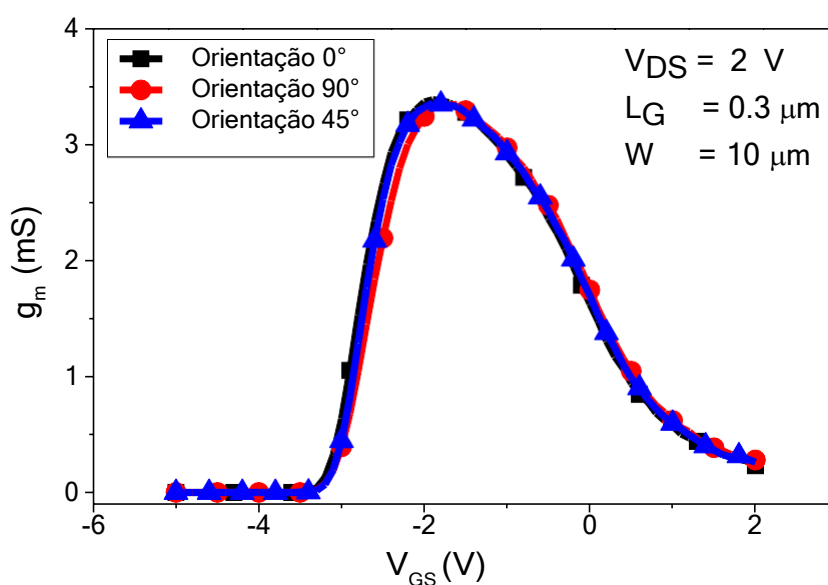
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 36 apresenta um comparativo entre os resultados obtidos, referentes às transcondutâncias máximas, para as três orientações de canal, com L_G igual à $0,3\mu\text{m}$ e indicam, valores de transcondutância praticamente coincidentes para V_{GS} compreendidos entre -4 V e 2 V .

Figura 36 - Transcondutância (g_m) como função do comprimento do canal (L_G). Largura do canal (W) $10\mu\text{m}$. (a) $V_{DS} = 50\text{ mV}$ (b) $V_{DS} = 2\text{ V}$.



(a)



(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Novamente, para valores constantes de comprimento do canal (L_G) e largura do canal (W), verifica-se uma sobreposição das três curvas da transcondutância (0° , 90° e 45°), quando o dispositivo foi submetido a diferentes orientações do canal.

A Tabela 4 apresenta os valores de transcondutância máximos obtidos para largura de canal, para (W) igual a $10\ \mu\text{m}$.

Tabela 4 – Transcondutâncias Máximas

Orientação	$L_G\ (\mu\text{m})$	$g_{m,\text{max}}\ (\mu\text{S})$ ($V_{DS} = 50\ \text{mV}$)	$g_{m,\text{max}}\ (\text{mS})$ ($V_{DS} = 2\ \text{V}$)
0°	0,20	294,75	3,54
	0,25	276,95	3,41
	0,30	275,35	3,32
90°	0,20	298,55	3,58
	0,30	274,46	3,35
	0,60	210,14	3,05
	3,00	79,03	1,59
45°	0,20	294,74	3,56
	0,30	276,54	3,36
	0,60	207,78	3,08
	3,00	77,16	2,09

Fonte: Elaborado pelo autor.

Examinando a Tabela 4, novamente encontramos valores semelhantes, para a transcondutância frente às três orientações de canal. Notadamente, para $V_{DS} = 2\ \text{V}$ e comprimento do canal menor que $0,3\ \text{V}$, os valores de g_m são praticamente coincidentes.

5.6 Tensão de Limiar (V_{Th})

Os valores da tensão de limiar (V_{Th}), foram obtidos pelo método da corrente constante, (ORTIZ-CONDE et al., 2013), para uma polarização de dreno-fonte igual a 50 mV e 2 V, e estão agrupados na Tabela 5.

Tabela 5 - Valores obtidos experimentalmente para a tensão de limiar (V_{Th}), com $W = 10$ μm para diferentes comprimentos do canal (L_G) e orientações de canal.

Orientação	L_G (μm)	V_{Th} (V)	
		$V_{DS} = 50 \text{ mV}$	$V_{DS} = 2 \text{ V}$
0°	0,20	-3,18	-3,87
	0,25	-2,94	-3,72
	0,30	-2,87	-3,69
	0,40	-2,76	-3,44
	1,00	-2,71	-3,24
	10,0	-2,27	-2,41
90°	0,20	-3,02	-3,88
	0,30	-2,91	-3,57
	0,6	-2,79	-3,49
	3,00	-2,43	-2,87
45°	0,20	-3,07	-3,86
	0,30	-2,91	-3,68
	0,60	-2,80	-3,47
	3,00	-2,43	-2,94

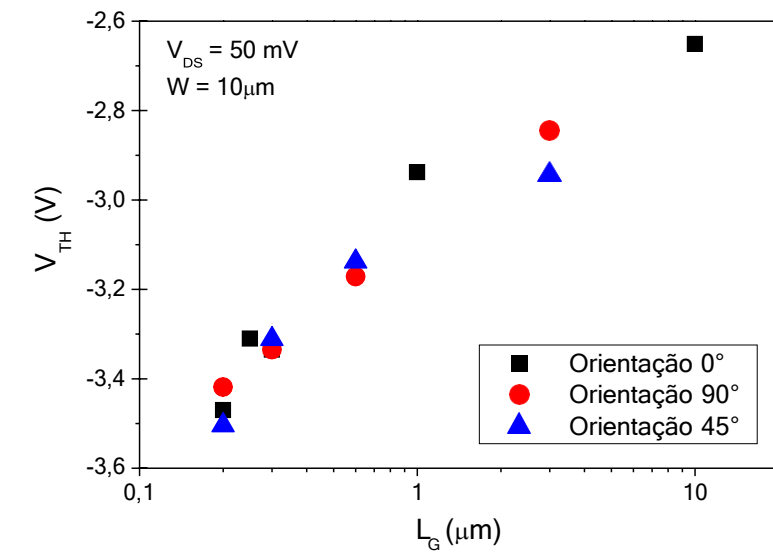
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 37 apresenta os valores listados na Tabela 5, para valores de comprimento do canal compreendidos entre 0,2 e 10 μm .

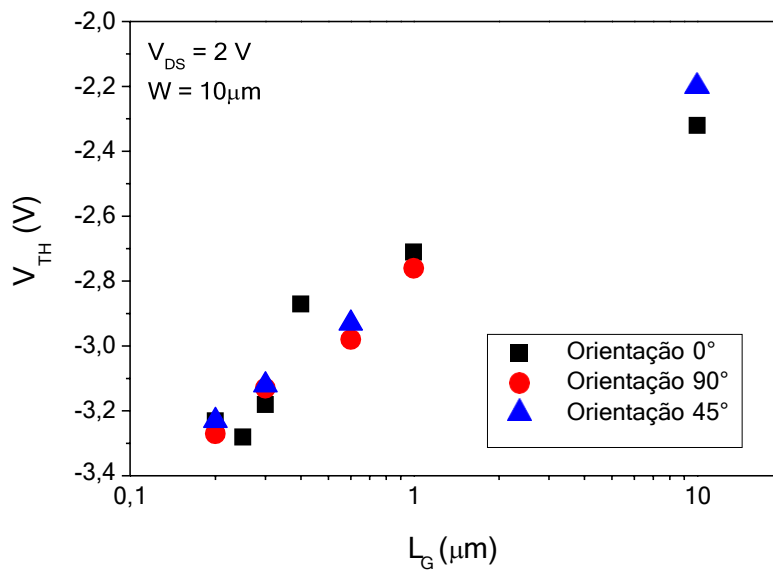
Para as duas tensões de polarização de dreno, verificou-se uma dependência direta, entre a tensão de limiar (V_{Th}) e o comprimento do canal (L_G).

Esta característica reflete uma redução no controle da corrente de dreno (I_{DS}) pela tensão de porta (V_{GS}). Verifica-se também, que quanto maior for a tensão aplicada ao dreno (V_{DS}), maior (em módulo) será o valor da tensão de limiar necessária para o controle do dispositivo.

Figura 37 - Tensão de Limiar (V_{TH}) como função do comprimento do canal (L_G). Largura do canal (W) $10\ \mu\text{m}$. (a) $V_{DS} = 50\ \text{mV}$ (b) $V_{DS} = 2\ \text{V}$.



(a)

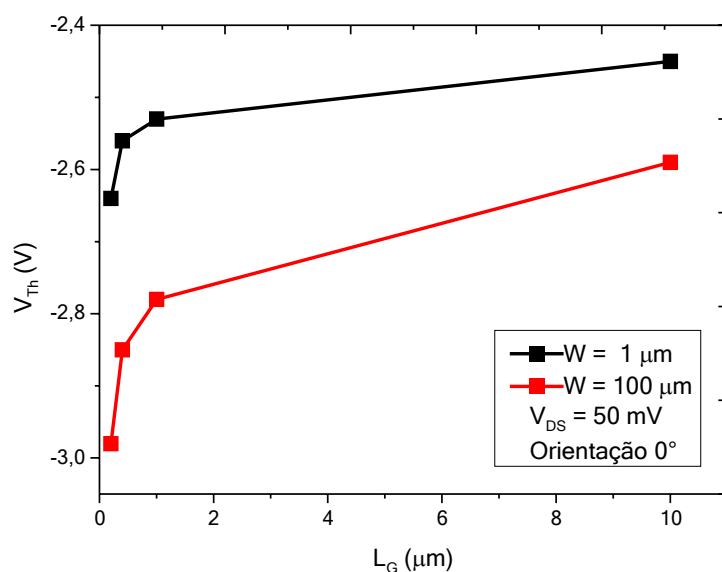


(b)

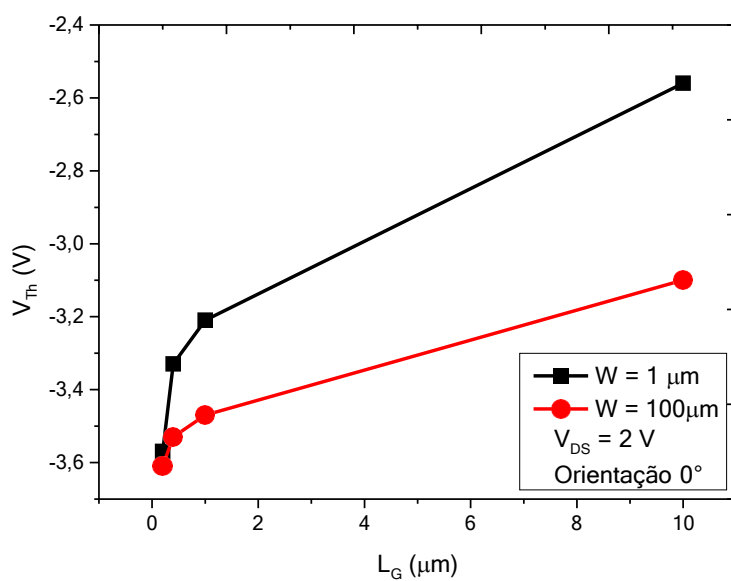
Fonte: Elaborado pelo autor.

Finalmente, para largura de canal (W) igual a $1\ \mu\text{m}$ e $100\ \mu\text{m}$, a Figura 38 apresenta o comportamento da tensão de limiar em dispositivos quando polarizados com tensão dreno-fonte igual a $50\ \text{mV}$ (a) e $2\ \text{V}$ (b).

Figura 38 - Tensão de Limiar (V_{Th}) como função do comprimento do canal (L_G). (a) $V_{DS} = 50\ \text{mV}$ (b) $V_{DS} = 2\ \text{V}$.



(a)



(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.7 Resistência Total (R_T)

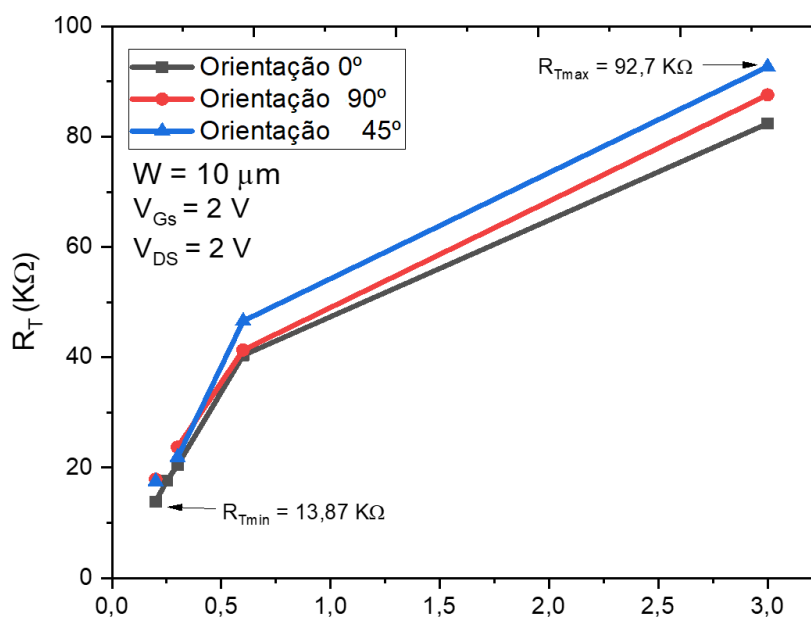
A resistência total oferecida pelo dispositivo, pode ser determinada pelo inverso da condutância de saída (g_D), que é devidamente representada, para pequenos sinais, como a derivada parcial da corrente de dreno (I_{DS}) em relação à tensão existente entre dreno e fonte (V_{DS}) (COLINGE, 1988; ANDRADE, 2007).

A partir da observação dos dados tabulados na Tabela 5, constatamos que um incremento no comprimento total do canal (L_G) reduz a transcondutância (g_m), devido à maior resistência do canal (R_T) e, portanto, o aumento da tensão de condução possibilita uma elevação no valor da transcondutância (g_m). A resistência total é um parâmetro essencial na análise do comportamento do transistor. Neste estudo, este parâmetro foi extraído das curvas $I_D \times V_{DS}$ quando $V_{GS} = 2$ V, este resultado, também representa o inverso da condutância de dreno do transistor (g_D).

O valor da resistência total (R_T) também se altera com o aumento do comprimento do canal, pois quanto maior o comprimento de canal do dispositivo, maior será a influência da resistência do canal no valor da resistência total. A resistência total desse transistor também se comporta em função da tensão aplicada na porta (V_{GS}), sendo inversamente proporcional ao valor desta tensão, pois à medida que se diminui a tensão V_{GS} , existirá conseqüentemente uma menor quantidade de portadores na região do canal.

A Figura 39 representa a variação da resistência total do transistor, (R_T), em função do comprimento de sua porta (L_G), relativa aos transistores, que apresentaram uma orientação de canal igual a 0° , 90° e 45° respectivamente. Esta análise, foi obtida a partir de valores de $\partial V_{DS} / \partial I_{DS}$ na saturação, com $V_{GS} = 2$ V e polarização de dreno (V_{DS}) também 2 V.

Figura 39 - Valores da resistência total (R_T) em função do comprimento do canal (L_G).



Fonte: Elaborado pelo autor.

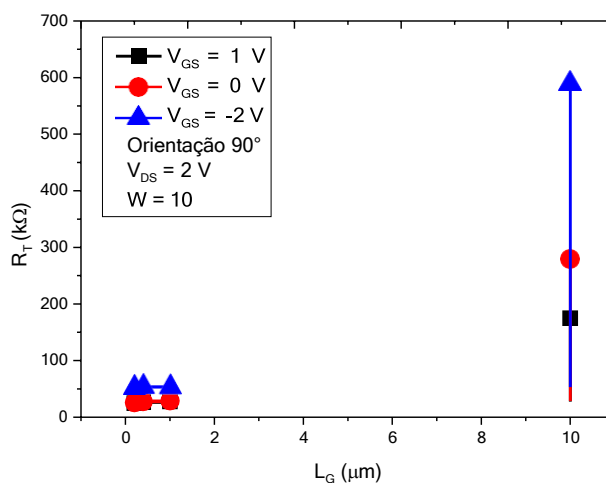
A Tabela 6 agrupa os valores de resistência total (R_T), para os dispositivos com orientação de canal igual a 90° . Como esperado, os valores foram sempre diretamente proporcionais ao comprimento do canal de cada dispositivo. A Figura 40 apresenta os dados contidos na Tabela 6.

Tabela 6 - Variação da R_T (resistência total) para os dispositivos com orientação 90° , quando aplicado três tensões distintas para V_{GS} em função do comprimento de suas portas, com largura de porta (W) igual a $10 \mu m$.

$L_G (\mu m)$	$R_T (k\Omega)$		
	$V_{GS} = 1 V$	$V_{GS} = 0 V$	$V_{GS} = -2 V$
0,2	24,45	25,53	52,09
0,4	26,10	27,14	53,58
1,0	27,57	28,45	53,10
10,0	174,52	279,51	589,50

Fonte: Elaborado pelo autor.

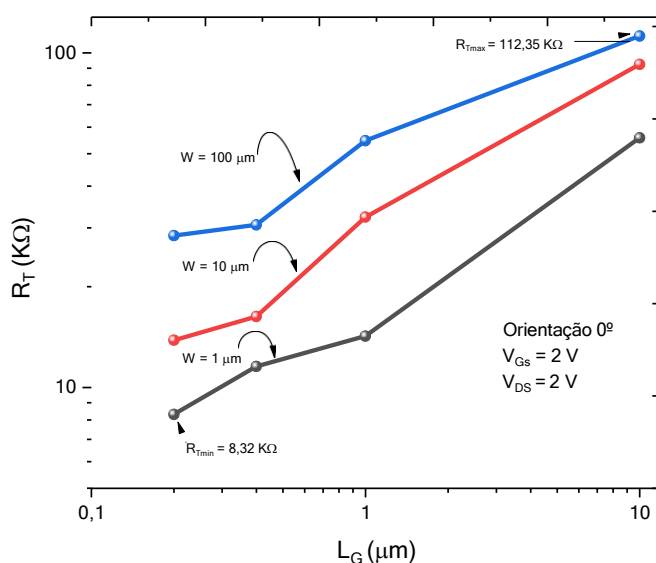
Figura 40 - R_T em função de L_G , quando aplicado três tensões porta-fonte (V_{GS}) distintas, com largura de porta (W) igual a $10\ \mu\text{m}$.



Fonte: Elaborado pelo autor

A mesma análise foi realizada agora, como indicado na Figura 41, para os dispositivos, que apresentaram larguras de canal (W) igual a 1 , 10 e $100\ \mu\text{m}$, com as mesmas tensões V_{GS} e $V_{DS} = 2\text{ V}$. Porém, nesta análise, o intervalo de comprimento do canal (L_G) foi ampliado ($0,2\ \mu\text{m} < L_G < 10\ \mu\text{m}$).

Figura 41 - Valores da resistência total (R_T) em função do comprimento do canal (L_G). Orientação 0° .



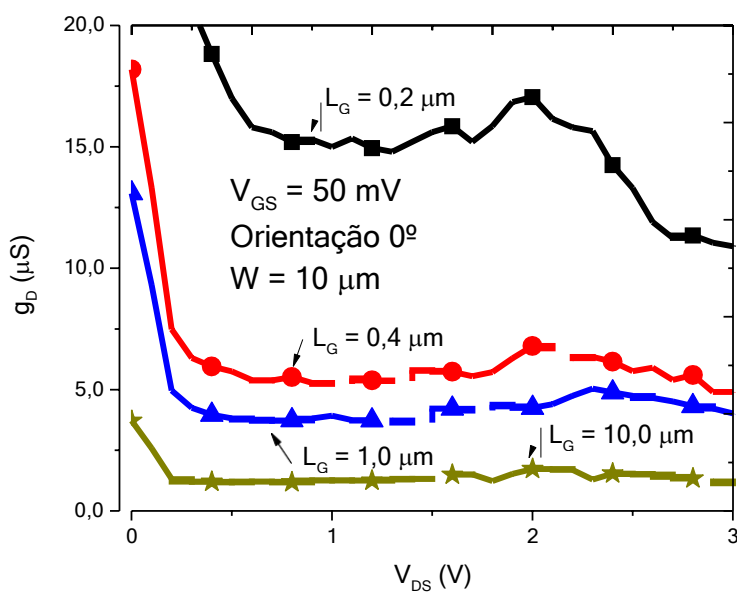
Fonte: Elaborado pelo autor

5.8 Condutância de Saída (g_D)

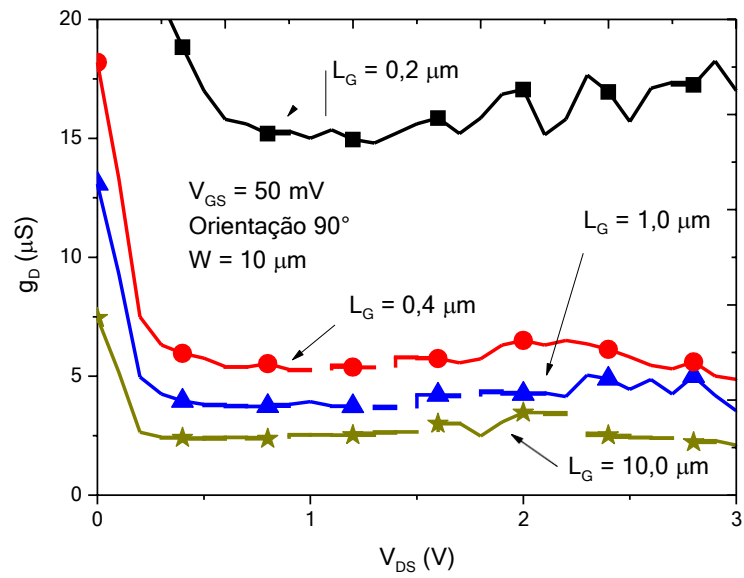
A condutância de saída (g_D) na saturação, é determinada pelo inverso da resistência de saída (9). A condutância de saída (g_D) caracteriza um transistor quando operando na região de saturação. Esta grandeza quantifica as mudanças na corrente de dreno (I_{DS}) em relação às mudanças na tensão de dreno (V_{DS}), com V_{GS} constante. A partir de um ponto de vista físico, esta grandeza caracteriza o confinamento de elétrons no canal, o que significa que quanto menor o valor de g_D , melhor sua resposta em frequência (MISHRA, B. K. et al., 2011).

Os valores da condutância de saída permaneceram praticamente idênticos nas três orientações de canal disponíveis. Apenas a medida para $L_G = 10 \mu\text{m}$ e orientação 0° contém um valor abaixo do esperado. Novamente, não existem alterações significativas nos valores da condutância de saída, quando o dispositivo é apresentado em diferentes orientações de canal. Os gráficos obtidos para cada orientação de canal estão apresentados na Figura 42.

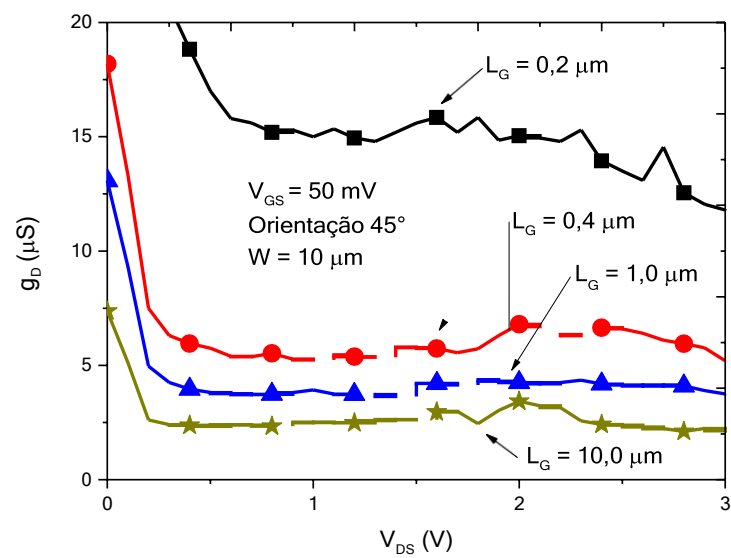
Figura 42 - Curvas g_D versus V_{DS} . Largura de canal (W) $10 \mu\text{m}$. (a) dispositivos com Orientação 0° , (b) Orientação 90° e (c) Orientação 45° .



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.9 Redução da Barreira Induzida pelo Dreno - DIBL

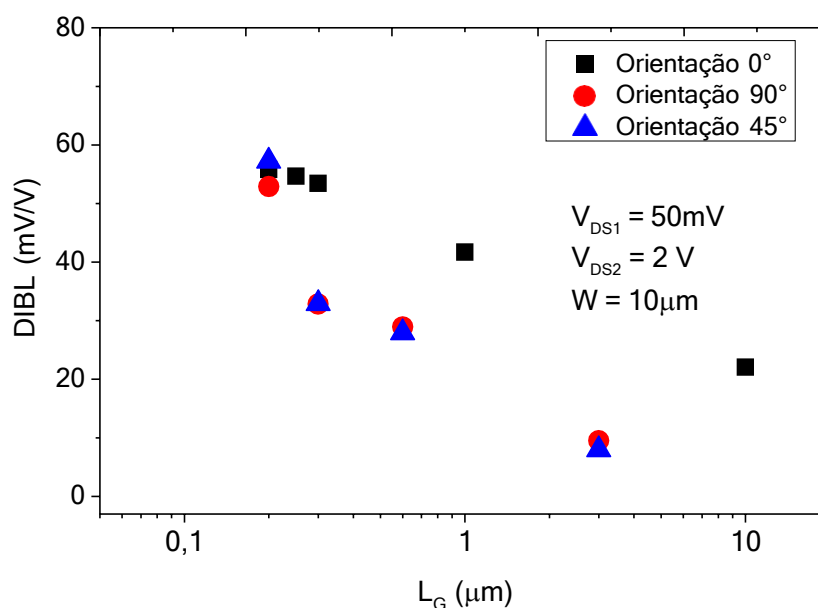
Os transistores analisados estavam alocados no mesmo circuito integrado (*die*). Então, verificamos que as características que mais afetaram o valor do DIBL, foram suas dimensões: (a) comprimento do canal (L_G) (variando de 0,2 μm a 10 μm), e (b) largura do canal (W) (1 μm , 10 μm e 100 μm). Geralmente, o DIBL aumenta com a diminuição do valor do comprimento do canal (L_G). Por outro lado, o DIBL decresce com a diminuição da largura do canal, pois a influência do dreno no potencial do canal diminui (BHAT, 2015).

Foi observado um aumento do DIBL (pior caso), em função da diminuição do comprimento do canal (L_G), exatamente dentro do que foi apresentado acima e, ao diminuir-se a dimensão do canal, houve uma maior ocorrência de efeitos de canal curto. O estudo do DIBL em função do comprimento do canal (L_G) iniciou-se com os dispositivos nas três orientações (Figura 43).

Para comprimentos de canal maiores que 0,5 μm , a variação de DIBL entre os dispositivos, frente à orientação do canal, torna-se aproximadamente 20 mV/V.

Nesta análise comparativa, os dispositivos com inclinação 0° seriam os mais indicados para valores de comprimento do canal (L_G), até 0,5 μm . Porém, para valores superiores de comprimento de canal ($0,5 \mu\text{m} < L_G < 10 \mu\text{m}$) os valores de DIBL são praticamente coincidentes para dispositivos com orientações iguais a 90° e 45°.

Figura 43 - DIBL em função do comprimento do canal (L_G), para diferentes orientações de canal.

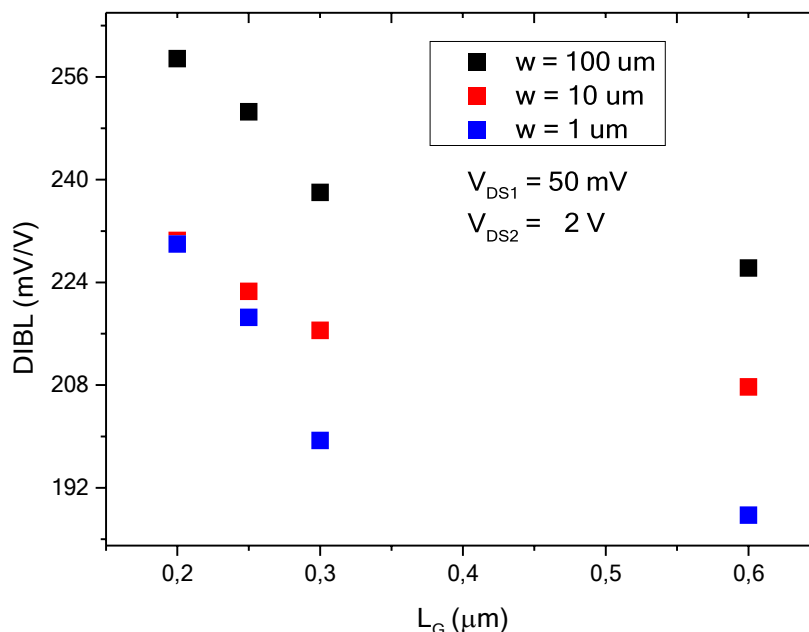


Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao se analisar a influência do comprimento de canal (L_G) sobre dispositivos, verificamos que entre 3,0 μm até 10,0 μm , o valor de DIBL mantém-se em aproximadamente 60 mV/V, no entanto, para valores de L_G iguais a 0,2 μm , acontece um aumento no DIBL, com um valor de aproximadamente 80 mV/V. Este aumento abrupto ocorre devido aos efeitos de canal curto que, causam uma grande redução na barreira junto ao dreno, permitindo uma fácil condução e resultando também numa redução da tensão de limiar (V_{Th}).

A Figura 44 apresenta uma comparação entre os dispositivos analisados, levando-se em conta, agora, a variação do DIBL em função do comprimento do canal (L_G), para valores distintos da largura do canal (W). Como previsto, os menores valores de DIBL foram encontrados para os dispositivos que apresentaram menor largura de canal ($W = 1\text{ }\mu\text{m}$).

Figura 44 - DIBL em função da tensão de porta (V_{GS}). Orientação 0° . Largura de canal (W) diferentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

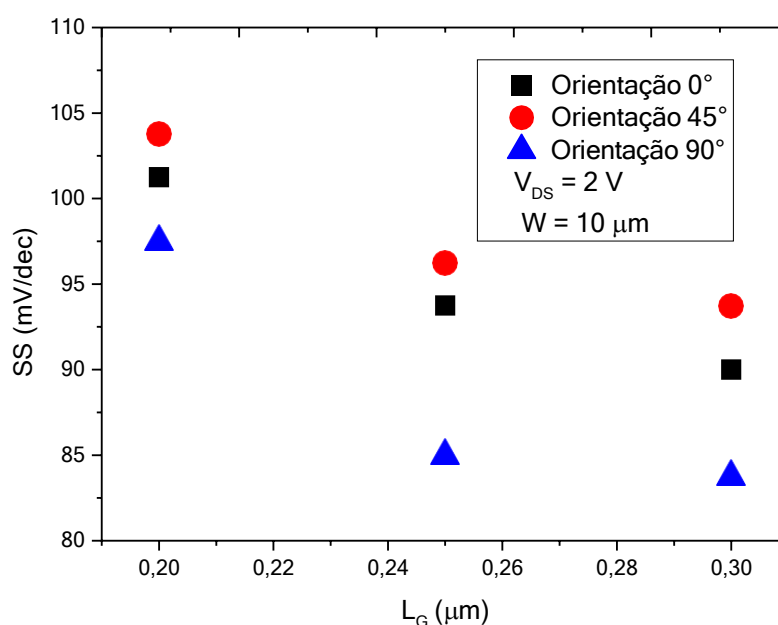
5.10 Inverso da Inclinação de Sublimiar (SS - Subthreshold Slope)

Podemos obter experimentalmente os valores do inverso da inclinação de sublimiar como sugerido por (7) (COLINGE, 2004). Primeiramente determina-se a curva logarítmica da corrente de dreno-fonte. Na sequência faz-se a primeira derivada desta corrente ($\log I_{DS}$), em função da tensão de porta-fonte. Calcula-se o inverso desta derivada e na sequência traça-se esta curva em função da tensão de porta-fonte (BREWS, 1979). A partir da observação gráfica, o valor da inclinação de sublimiar, corresponderá ao patamar mínimo deste gráfico.

Entretanto, dispositivos desenvolvidos a partir de uma heteroestrutura AlGaIn/GaN, apresentam um valor para a inclinação de sublimiar (SS) acima do ideal 60 mV/dec encontrado no silício (CHUNG, 2008; OHI, HASSHIZUME, 2009). Estes autores obtiveram, respectivamente, valores para a inclinação de sublimiar 122 mV/dec e, 110 mV/dec.

Atualmente, um dispositivo formado pela heterojunção AlGaIn/GaN, apresenta uma inclinação de sublimiar (SS) com valores próximos de 95 mV/dec, para uma polarização de dreno-fonte igual a 3 V (PRASAD et al., 2016). Os dispositivos analisados neste trabalho também apresentaram valores de inclinação de subliminar próximos ao valor publicado (Figura 45). A variação da inclinação de subliminar em função das orientações dos canais se manteve praticamente constante, por volta de 20 mV/dec, para os valores de comprimento do canal analisados. Estes valores foram sempre maiores que o valor *ideal* de 60 mV/dec, encontrado no silício.

Figura 45 - SS versus comprimento do canal (L_G). Tensão entre dreno-fonte igual a 2 V.

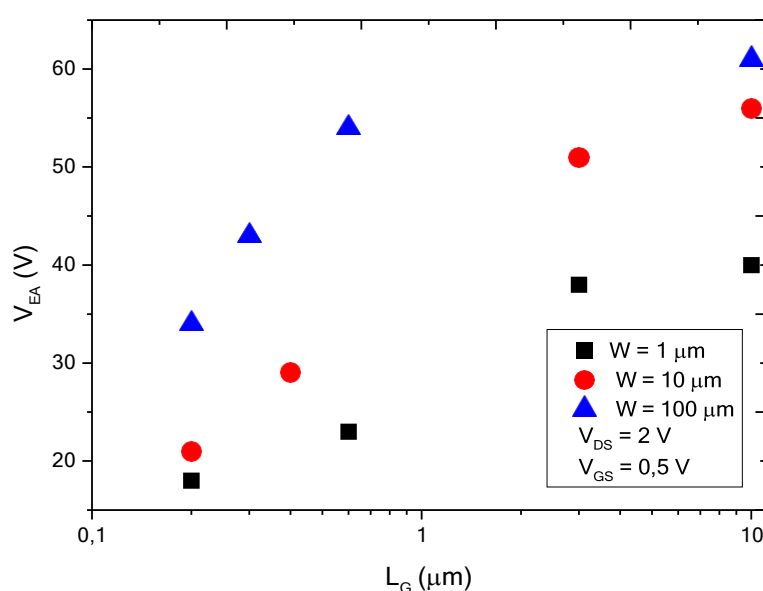


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.11 Tensão EARLY (V_{EA})

A tensão Early representa o efeito da modulação do comprimento de canal devido à polarização entre o dreno e a fonte do transistor. Quando a tensão aplicada no dreno é maior que a tensão de saturação (DIOUF et al., 2013), a região de estrangulamento do canal (pinch-off) próxima ao dreno aumenta e, conseqüentemente, o comprimento efetivo do canal diminui, provocando um aumento na corrente de dreno na saturação (I_{DSsat}). A Figura 46 apresenta os valores de tensão Early para largura de canal (W) distintas.

Figura 46 - Tensão Early (V_{EA}) versus comprimento do canal (L_G). Diferentes larguras de canal (W).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 7 apresenta os valores verificados para a tensão Early, em função da orientação do canal e de sua largura (W).

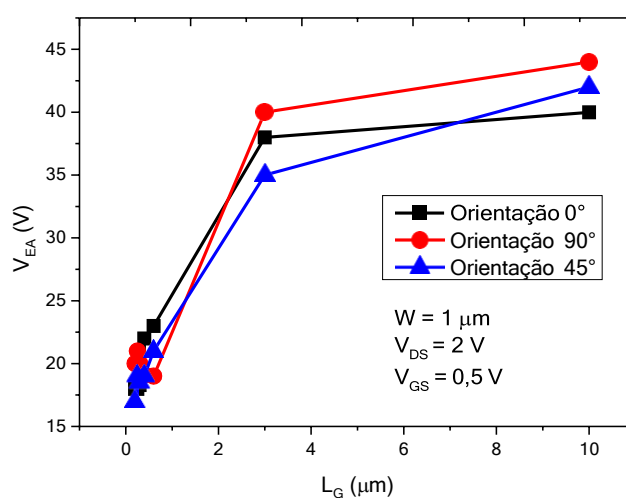
Tabela 7: Valores verificados para a tensão Early (V_{EA}). Dispositivos polarizados com uma tensão do canal (V_{GS}) 50 mV, tensão entre porta-dreno (V_{DS}) = 2 V.

L_G (μm)	V_{EA} (V) ($W = 1 \mu\text{m}$)	V_{EA} (V) ($W = 10 \mu\text{m}$)	V_{EA} (V) ($W = 100 \mu\text{m}$)
0,2	17	21	34
0,3	19	26	43
0,6	18	29	54
3,0	19	51	56
10,0	21	56	61

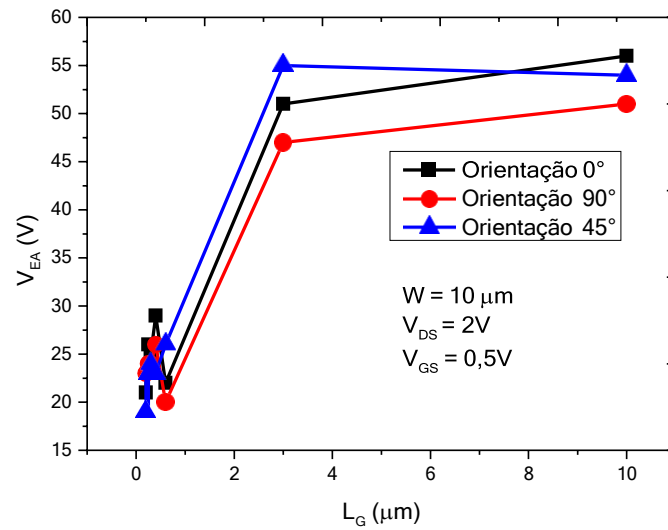
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 47 apresenta uma comparação entre os valores obtidos para a tensão Early em função de cada largura de canal analisada. As curvas estão agora agrupadas em função de sua largura e orientação de canal.. Os dados obtidos são novamente muito próximos, indicando uma não dependência da orientação cristalográfica.

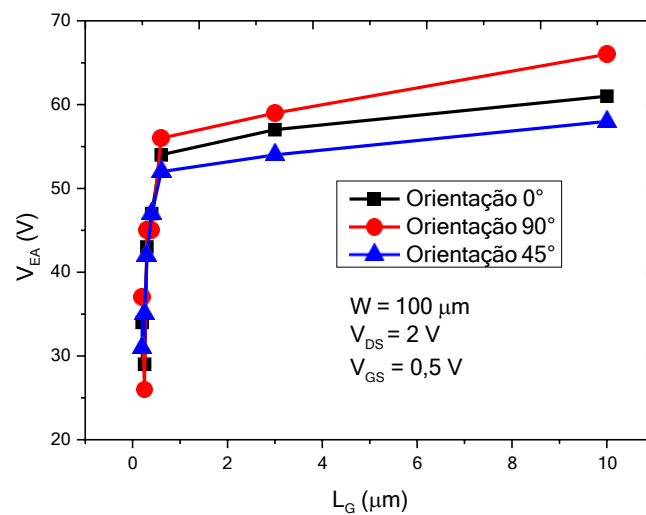
Figura 47 - Tensão Early (V_{EA}) versus comprimento do canal (L_G). Diferentes larguras de canal (W).
5.11.1 $W = 1 \mu\text{m}$ (b) $W = 10 \mu\text{m}$ e (C) $W = 100 \mu\text{m}$.



(a)



(b)



(c)

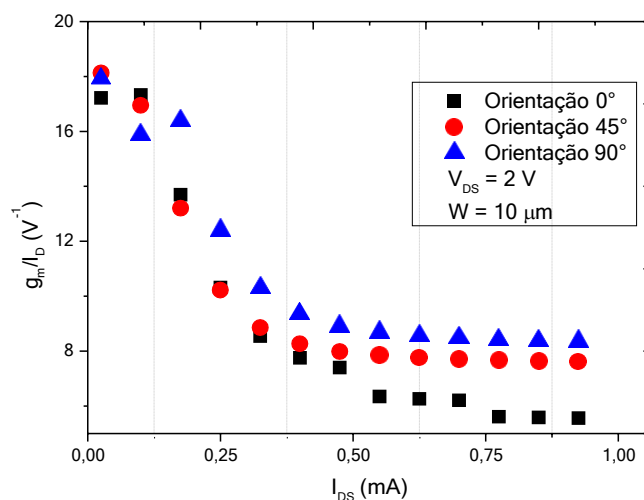
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.12 Eficiência da Transcondutância (g_m/I_D)

A razão g_m/I_D é uma medida da eficiência do transistor em converter corrente de dreno (I_{DS}) na transcondutância (g_m), ou seja, quanta transcondutância o dispositivo consegue entregar por consumo de corrente (SILVEIRA et al., 1996).

Como mostra a Figura 48, a inclinação máxima da curva, ou seja, a máxima proporção entre g_m/I_D ocorre na região de inversão fraca. Então, este valor diminui abruptamente, até atingir a região de inversão forte, onde passa a ter forma de uma hipérbole (RAZAVI, 2016). Portanto, as regiões de inversão fraca e moderada são mais adequadas para projetos que exijam um baixo consumo de energia. Nessas regiões, os valores da tensão da porta V_{GS} são muito baixas, o que torna essas regiões adequadas para operação em tensão reduzida.

Figura 48 - Relação entre g_m/I_D , obtida a partir do gráfico I_D versus V_G .

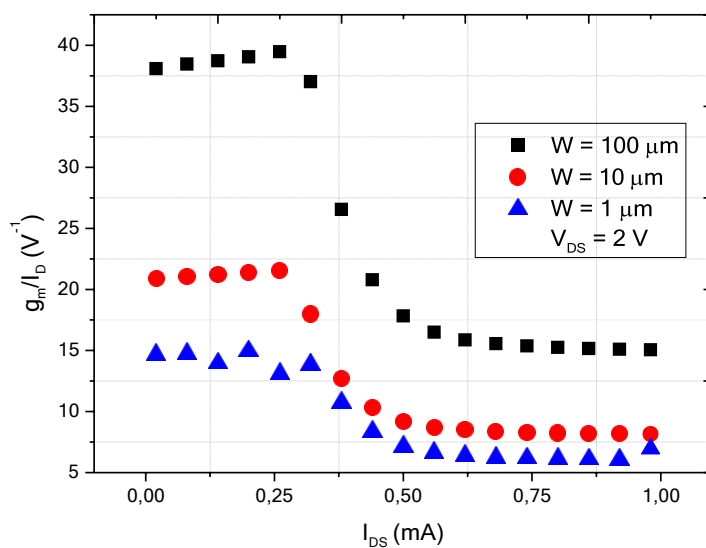


Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida, (Figura 49), foi realizada a comparação da eficiência da transcondutância, entre os dispositivos com diferentes larguras de canal (W). Os maiores valores de g_m/I_D , ocorreram, nos dispositivos com menor largura do canal, degradando seu valor (JESPERS, 2010). Este fato está em concordância com a equação (10), onde temos que a corrente de dreno (I_{DS}) é diretamente proporcional ao valor de largura do canal (W).

Então, o dispositivo com o maior valor de g_m/I_D é o que apresenta menor valor para a corrente de dreno (I_{DS}) e maior largura do canal (W). (PICCINNI, 2019).

Figura 49 - Relação entre g_m/I_D . Diferentes larguras de canal (W).



Fonte: Elaborado pelo autor.

6 QUADRO COMPARATIVO GERAL

A seguir, é apresentado um quadro comparativo geral, englobando as principais características elétricas obtidas nos dispositivos estudados.

Percebe-se uma diferença praticamente insignificante entre as várias orientações de canal estudadas, mesmo quando foram analisados dispositivos com características construtivas diferentes, onde a largura e o comprimento do canal apresentaram grandes alterações em seus valores (largura do canal variando entre 1 e 100 μm e comprimento do canal variando entre 0,2 e 10 μm).

Quadro 1 - Valores referentes ao parâmetros elétricos dos dispositivos, em três orientações de canal distintas..

Caracterização Elétrica	Orientação Cristalográfica do Canal		
	0°	90°	45°
$I_{DS} \times V_{GS} (V_{DS} = 50 \text{ mV})$	354 μA	358 μA	361 μA
$I_{DS} \times V_{GS} (V_{DS} = 2 \text{ V})$	9,59 mA	9,51 mA	9,54 mA
$g_{m, \max}$ ($L_G = 0,2 \mu\text{m}$ $V_{DS} = 50 \text{ mV}$)	294,75 μS	298,55 μS	294,74 μS
$g_{m, \max}$ ($L_G = 0,2 \mu\text{m}$ $V_{DS} = 2 \text{ V}$)	3,54 mS	3,58 mS	3,56 mS
$V_{Th} (V_{DS} = 50 \text{ mV})$	-3,18 V	-3,02 V	-3,07 V
$V_{Th} (V_{DS} = 2 \text{ V})$	-3,87 V	-3,88 V	-3,86 V
$R_{Th} (W = 10 \mu\text{m} - V_{GS} = 1\text{V})$	24,45 K Ω	26,10 K Ω	24,57 K Ω
$g_D (W = 10 \mu\text{m} - V_{DS} = 1\text{V})$	15,14 μS	15,49 μS	14,87 μS
$DIBL (W = 10 \mu\text{m} - V_{DS1} = 50 \text{ mV}, V_{DS2} = 2 \text{ V})$	43,23 mV/V	39,82 mV/V	41,37 mV/V
$SS (W = 10 \mu\text{m} - V_{DS} = 2 \text{ V})$	96,50 mV/dec	95,35 mV/dec	93,895 mV/dec
$V_{Early} (W = 10 \mu\text{m} - V_{DS} = 2 \text{ V})$	31,07 V	32,15 V	30,95 V
$g_m/I_D (W = 10 \mu\text{m} - V_{DS} = 2 \text{ V})$	17,07 V^{-1}	18,31 V^{-1}	18,06 V^{-1}

Fonte: Elaborado pelo autor.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho, verificou-se o comportamento de transistores HEMTs, a partir de dados coletados no *imec* (Leuven, Bélgica). O instrumento utilizado para a obtenção dos valores de tensões e correntes foi o Keithley Serie 2602 System. Inicialmente, realizou-se uma revisão teórica de seus principais parâmetros elétricos e analógicos. Após esse processo realizou-se a verificação das medidas obtidas, a caracterização elétrica e o tratamento dos dados coletados, com o intuito de comparar os resultados obtidos com os esperados teoricamente.

Os transistores analisados apresentaram grandes variações em sua geometria, principalmente no que diz respeito ao comprimento de canal (L_G) e largura do dispositivo (W). A partir da variação das condições de polarização, analisou-se o comportamento dos parâmetros elétricos, obedecendo a uma ordem pré-estabelecida, (tensão de limiar, transcondutância, condutância de dreno, DIBL, tensão Early etc.). Através das curvas obtidas, verificou-se que a tensão de limiar (V_{Th}) foi o parâmetro que menor influência sofreu, frente às variações na geometria e, orientação angular do canal. Observou-se também, que ao se aumentar a tensão de porta (V_{GS}), o desvio tanto da corrente (I_{DS}), como da transcondutância (g_m) reduziu-se, uma vez que a diferença entre os valores da tensão de limiar (V_{Th}) tornou-se menos apreciável.

Analisando o comportamento da corrente de dreno (I_{DS}) frente às variações da tensão da porta (V_{GS}), foi obtido um valor máximo de corrente de dreno ($I_{Dmax} = 9,59$ mA; $V_{DS} = 2$ V) para os dispositivos, com orientação de canal igual a 0° . Em sequência, ao analisarmos a curva $I_{DS} \times V_{GS}$ dos dispositivos orientados a 90° , com V_{DS} e $V_{GS} = 2$ V, encontramos o valor máximo para corrente de dreno (I_{DS}), como sendo 9,51mA, também para o primeiro transistor, nas mesmas condições de tensões do ensaio anterior.

No entanto, os valores mínimos de corrente de dreno ($I_{Dmin} = 9,44$ mA; $V_{DS} = 2$ V), foram obtidos para os dispositivos com orientação de canal 45° , o que representou uma variação de 1,6%.

Porém quando os dispositivos foram polarizados com $V_{DS} = 50$ mV, ocorreu uma resposta inversa, ($I_{Dmin} = 354\mu A$; $V_{DS} = 50$ mV) para dispositivos orientados a 0° e valores crescentes, para dispositivos orientados a (45°) , ($I_{Dmax} = 361\mu A$; $V_{DS} = 50$ mV), o que por sua vez representou uma variação de 2%.

Analisando os valores obtidos para a tensão de sublimiar (V_{Th}), verificamos uma maior uniformidade nos valores, que ficaram entre -3 V e -2,7 V, o que representa que a variação da tensão de limiar foi possivelmente devido à variação da concentração de dopantes do canal. Essa variação é a principal componente no descasamento da corrente de dreno em inversão fraca (CROON, 2002).

Analisando a resposta da eficiência da transcondutância, fica evidente que, quanto maior o valor de g_m/I_D , maior será o valor da transcondutância (g_m), que pode ser obtido para um dado valor de corrente de dreno (I_{DS}).

Porém, como esperado, levando-se em consideração o aspecto construtivo dos dispositivos, com várias configurações em sua geometria, houve resultados praticamente distintos para DIBL e SS, quando agrupados em função da largura de seu canal (W).

A partir da análise dos dados referentes a este estudo, podemos concluir que, o impacto causado pelas três orientações de canal não implicou em diferenças significativas, nos resultados esperados para seus parâmetros elétricos e analógicos. Verificou-se, que a orientação dos canais do dispositivo afetou de forma insignificante o seu desempenho. Para diferentes orientações de canal, existirão valores distintos em suas características elétricas, porém seu efeito nesses valores pode ser desconsiderado.

Torna-se evidente, contudo, existência de uma dependência maior, caracterizada pelo aspecto construtivo do dispositivo, onde suas dimensões, notadamente o comprimento do canal (L_G) e a largura do dispositivo (W) passam a ser grandezas determinantes na diversidade de resultados. Esta conclusão tem importância primordial, em se tratando do processo de fabricação dos transistores heterojunção constituídos pela liga AlGaN/GaN. Pode-se concluir então, que existe um comportamento praticamente coincidente para os transistores com orientação de canal respectivamente igual a 0° , 90° e 45° .

REFERÊNCIAS

- ALVES, L., et al., (2016). Transistores HEMT GaN: Uma Nova Expectativa na Eletrônica de Potência. *Jornal do Pet Engenharia Elétrica*, Vol. X, número X, 2016.
- ANDRADE, M. G. C. Estudo da Tensão de Limiar e Inclinação de Sublimiar em Transistores SOI FinFETs de Porta Dupla e Porta Tripla. Centro Universitário da FEI. (dissertação mestrado), 2007.
- ANDRADE, M. G. C. Estudo de transistores de porta tripla de corpo. 2012. Tese (Doutorado em Microeletrônica) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, doi: 10.11606/T.3.2012.TDE-10062013-150025, 2012.
- ANDRADE, M. G. C., et al., Low-Frequency noise investigation of AlGaIn/GaN high-electron-mobility transistors. *Solid-State Electronics*. 183. 108050. doi: 10.1016/j.sse.2021.108050, 2021.
- AKITA, O. C., et al., Revisiting MOSFET threshold voltage extraction methods, *Microelectronics Reliability*, vol. 53, 2013.
- AKITA, M.; OISHIMOTO, K.; MIZUTANI, T. High-frequency measurements of AlGaIn/GaN HEMTs at high temperatures. *IEEE Electron Dev. Lett.*, vol. 22, no.8, pp. 376-377. doi: 10.1109/55.936348, 2001.
- ALLAEI, M.; SHALCHIAN, M.; JAZAERI, F., Modeling of Short-Channel Effects in GaN HEMTs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1-7. doi: 10.1109/TED.2020.3005122, 2020.
- ANGELOTTI, A. M. et al., Experimental Characterization of Charge Trapping Dynamics in 100-nm AlN/GaN/AlGaIn-on-Si HEMTs by Wideband Transient Measurements," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 67, no. 8, pp. 3069-3074. doi: 10.1109/TED.2020.3000983, 2020.
- ATTAOUI, W.; BOURAQIA, K. and SABIR, E., Initial Access & Beam Alignment for mmWave and Terahertz Communications, in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 35363-35397, doi: 10.1109/ACCESS.2022.316195, 2022.

AVVAL, G.; LARIQUE, E.; EL-GHAZALY, S. , Heterojunction Field Effect Transistors. doi: 10.1016/B978-0-12-803581-8.11349-9, 2018

AYGAR, A. M., et al., Comparison of Back and Top Gating Schemes with Tunable Graphene Fractal Metasurfaces. ACS Photonics, 3(12), 2303-2307. doi:10.1021/acsp Photonics.6b00440, 2016.

BERGAMIM, L. F. O. et al., Analog performance of GaN/AlGa_N high-electron-mobility transistors. Solid-State Electronics, v. 183, 2021.

BAHAT-TREIDEL, E. et al., Punchthrough-Voltage Enhancement of AlGa_N/Ga_N HEMTs Using AlGa_N Double-Heterojunction Confinement. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 55, no. 12, pp. 3354-3359. doi: 10.1109/TED.2008.2006891, 2008.

BHAT, T., Study of short channel effects in n-FinFET structure for Si, GaAs, GaSb and Ga_N channel materials. Journal of Nano- and Electronic Physics. 7. 03010, 2015.

BINKLEY, D. M., Tradeoffs and optimization in analog CMOS design. Wiley, Chichester, England, ISBN 978-0-470-03136-0, 2007.

BINKLEY, D. M. et al., A CAD methodology for optimizing transistor current and sizing in analog CMOS design. IEEE Trans Comput Aided Des Integr Circuits Syst. doi:10.1109/TCAD.2002.806606, 2003.

BOLOGNESI, C. et al., High-speed AlIn_N/Ga_N hemts on SiC and (111) HR-Si. doi:10.1143/APEX.3.094101, 2011.

CALLISTER, W.D. J., Ciência e Engenharia dos Materiais, uma Introdução, 7ª Edição, Ed. Guanabara, 2008.

CHANDRASEKAR, H. et al., Buffer-Induced Current Collapse in Ga_N HEMTs on Highly Resistive Si Substrates, in IEEE Electron Device Letters, vol. 39, no. 10, pp. 1556-1559. doi: 10.1109/LED.2018.2864562, 2018.

CHEN, D. et al., A sandwich structured AlGaIn/GaN HEMT with broad transconductance and high breakdown voltage, *Journal of Materials Chemistry*. doi: 10.1039/C9TC03718G, 2020.

CHOW, T. P., *Silicon Carbide Power Devices*, 1^a ed., Vol. 1: He, pp. 249 - 298. New York, NY, 2000.

CHUNG, J. et al., Effect of gate leakage in the subthreshold characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs. *IEEE Electron Device Lett.* 29(11), 1196-1198, 2008.

CIONI, M., et al., Partial Recovery of Dynamic R_{ON} Versus OFF-State Stress, 2021.

COLINGE, J. P.; COLINGE, C. A., *Physics of Semiconductor Devices*. 1^a Edição. Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2002.

COLINGE, J. P., *Silicon-on-insulator Technology: Materials to VLSI*, Springer US. ISBN: 978-1-4613-4795-8, 978-1-4419-9106-5, 2004.

COLINGE, J.P., Thin-film SOI devices: A perspective, *Microelectronic Engineering*. doi: 10.1016/0167-9317(88)90013-5, 1988.

COLINGE, J. P.; GAO, M. H.; ROMANO, A., Silicon-on-insulator 'gate-all-around device, *International Technical Digest on Electron Devices*, San Francisco, CA, USA, pp. 595-598, doi: 10.1109/IEDM.1990.237128, 1990.

CONDE, O. A. et al., A review of recent MOSFET threshold voltage extraction methods. *Microelectronics Reliability*, v. 42, p. 583-596. doi: 10.1016/S0026-2714(02)00027-6, 2002.

CONDE, O. A. et al., Revisiting MOSFET threshold voltage extraction methods. *Microelectronics Reliability*, Volume 53, Issue 1, Pages 90-104. doi: 10.1016/j.microrel.2012.09.015, 2013.

CONRAD, M. DeDONKER, R. W., Avoiding reverse recovery effects in super junction MOSFET based half-bridges, *IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEDG.2015.7223083., 2015.

CORDFIR, M.P., Physics of the Ultrafast Dynamics of Excitons in GaNanostructures, Tese de Doutorado, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE PRÉSENTÉE. Suisse, 2011.

CRETU, B.; BOUTCHACHA, T; GHIBAUDO, G., New ratio method for effective channel length and threshold voltage extraction in MOS transistors. Electronics Letters. doi: 10.1049/EL:20010467, 2001.

CROON J. A. et al., A comparison of extraction techniques for threshold voltage mismatch, International Conference on Microelectronic Test Structures, 2002. 2002, pp. 235-240, doi: 10.1109/ICMTS.2002.1193202, 2002.

DADGAR et al., Sputter epitaxy of AlN and GaN on Si for device applications, Compound Semiconductor Week (CSW), Ann Arbor, MI, USA, 2022, pp. 1-1, doi: 10.1109/CSW55288.2022.9930417, 2022.

DAMINELLI, L.M., Obtenção e caracterização de Heteroestruturas Bidimensionais (2D/2D) construídas a partir de materiais Dicalcogenetos de metais de transição, 2019.

DE JAEGER, B et al., Au-free CMOS-compatible AlGaIn/GaN HEMT processing on 200 mm Si substrates, 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Bruges, Belgium, pp. 49-52, doi: 10.1109/ISPSD.2012.6229020, 2012.

DEBOY et al., Gallium nitride technology in server and telecom applications, Whitepaper, Infineon, 2022.

DING, L; ZHANG, Z., Terahertz transistors based on aligned carbon nanotube arrays. SCIENCE CHINA-INFORMATION SCIENCES, v. 65, n. 1, 2022.

DIOUF, C. et al., "Y function" method applied to saturation regime: Apparent saturation mobility and saturation velocity extraction, Solid-State Electronics, Volume 85, Pages 12-14. doi: 10.1016/J.SSE.2013.03.007, 2013.

ESCOFFIER, R. et al., Analytic Model of Threshold Voltage (V_{TH}) Recovery in Fully Recessed Gate MOS-Channel HEMT (High Electron Mobility Transistor) after OFF-State Drain Stress. *Energies* 2022, 15, 677. doi: 10.3390/en15030677, 2022.

FLEURY, D., et al., A New Technique to Extract the Source/Drain Series Resistance of MOSFETs," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 9, pp. 975-977, doi: 10.1109/LED.2009.2026592, 2009.

FLETCHER, A.S.A., et al., An Intensive Study on Assorted Substrates Suitable for High JFOM AlGaIn/GaN HEMT. *Silicon* 13, 1591-1598. doi: 10.1007/s12633-020-00549-4, 2021.

GALUP-MONTORO, C; SCHNEIDER, M. C., MOSFET Modeling for Circuit Analysis and Design, International Series on Advances in Solid State Electronics and Technology, World Scientific, ISBN 981-256-810-7, 2006.

GASSOUMI, M. et al., High Frequency Analysis and Small-Signal Modeling of AlGaIn/GaN HEMTs with SiO₂/SiN Passivation. *Silicon*. doi: 10.1007/S12633-018-9767-6, 2018.

GIRARDI, A. B., Power constrained design optimization of analog circuits based on physical g_m/I_D characteristics. 19th IEEE Symposium on Integrated Circuits and Systems, pp 89-93. doi: 10.1145/1150343.1150370, 2006.

GOWTHAMI, Y., BALAJI, B. & RAO, K.S., Design and Performance Evaluation of 6nm HEMT with Silicon Sapphire Substrate. doi: 10.1007/s12633-022-01900-7, 2022.

GRAEF, M.; McHENRY, M. E., Structures of Materials An Introduction to Crystallography, Diffraction and Symmetry. New York, NY: Cambridge. cap. 3, What is a crystal structure, The space lattice, p. 59, 2007.

GUAN, H et al., Fabrication and Characterization of a Novel Varistor Based on AlInGaIn/GaN Heterojunction Epitaxy on High Resistance Silicon (111) Substrates, in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 69, no. 8, pp. 4200-4205, doi: 10.1109/TED.2022.3184645, 2022.

HEMAJA, V., PANDA, D.K., A Comprehensive Review on High Electron Mobility Transistor (HEMT) Based Biosensors: Recent Advances and Future Prospects and its Comparison with Si-Based Biosensor. *Silicon*. doi: 10.1007/s12633-020-00937-w, 2021.

HUGHES, M., What is E-Beam Evaporation? SEMICORE. Livermore, 2016.

JESPERS, P., The g_m/I_D Methodology, a sizing tool for low-voltage analog CMOS Circuits. Springer US. doi: 10.1007/978-0-387-47101-3, 2010.

JUE, M., et al., The determining factor of a preferred orientation of GaN domains grown on *m*-plane sapphire substrates. *Sci Rep* 5, 16236 doi: 10.1038/srep16236, 2015.

KAMBAYASHI, H. et al., Over 100 A operation normally-off AlGaIn/GaN hybrid MOS-HFET on Si substrate with high-breakdown voltage. *Solid-State Electron*. vol. 54, pp. 660-664. doi: 10.1016/J.SSE.2010.01.001, 2010.

KAMMEUGNE, K. R., et al., Accurate statistical extraction of AlGaIn/GaN HEMT device parameters using the Y-function, *Solid-State Electronics*, Elsevier, 184, pp.108078, 2021.

KESHMIRI, N., et al., Current Status and Future Trends of GaN HEMTs in Electrified Transportation, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 70553-70571, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986972, 2020.

KHAN, M. A., KUZNI, J. N.; OLSON, D. T., High electron mobility transistor based on a GaInAl_xGa_{1-x}N heterojunction. *Appl. Phys. Lett.* 63. doi: 10.1063/1.109775, 1993.

KISTCHINSKY, A., Ultra-Wideband GaN Power Amplifiers. From Innovative Technology to Standart Products. doi: 10.5772/16590, 2011.

KUMAR, V. et al., Field-Plated 0.25- μ m Gate-Length AlGaIn/GaN HEMTs With Varying Field-Plate Length. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, VOL. 53, NO. 6, JUNE 2006.

KUMAR, J.S.R. et al., Intensive Study of Field-Plated AlGaIn/GaN HEMT on Silicon Substrate for High Power RF - Applications. Silicon. doi: 10.1007/s12633-021-01199-w, 2021.

KRANTI, A.; HALDAR, S.; GUPTA, R. S., Analytical model for threshold voltage and I-V characteristics of fully depleted short channel cylindrical/surrounding gate MOSFET, Microelectronic Engineering, vol. 56, n. 3-4, pp. 241-259. doi: 10.1016/S0167-9317(00)00419-6, 2001.

LANDGRAF, E. et al., Influence of crystal orientation and body doping on trigate transistor performance, Solid-State Electronics, vol. 50, n. 1, pp. 38-43, doi: 10.1016/j.sse.2005.10.041, 2006.

LIANG, Z. et al. (2021) Ultra-thin AlGaIn/GaN HFET with a high breakdown voltage on sapphire substrates. Appl. Phys. Lett. 119, 252101 doi: 10.1063/5.0074453, 2021.

LIDOW, A. et al., GaN Transistors for Efficient Power Conversion. 3rd ed. California, USA, 2020.

LIU, R. J. et al., A 24-28-GHz GaN MMIC Synchronous Doherty Power Amplifier With Enhanced Load Modulation for 5G mm-Wave Applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no. 8, pp. 3910-3922, Aug. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3176818, 2022.

MA, J. et al., Highly Efficient 3-Bit Digital Power Amplifier for OFDM Waveform Amplification, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3194092, 2022

MEROLI, S., Czochralski process vs Float Zone: two growth techniques for monocrystalline silicon, 2021.

MILLER, W. H. Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences, vol. 16, pp. 460-468. JSTOR, 1880.

MIMURA, T. et al., A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al_xGa_{1-x}As heterojunctions. Japan. J. Appl. Phys., Vol. 19, No. 5, pp. L225-L227, 1980. 10.1143/JJAP.19.L225.

MITSUBISHI ELECTRIC, Mitsubishi Electric Installs Railcar Traction System with All-SiC Power Modules on Shinkansen Bullet Trains, 2015.

Moser M. I., Development and RF-Performance of AlGaN/GaN and InAlN/GaN HEMTs on Large-Diameter High-Resistivity Silicon Substrates, 17th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Milan, Italy, 2022, pp. 80-83, doi: 10.23919/EuMIC54520.2022.9923525, 2022.

MITSUBISHI ELECTRIC. SiC Power Modules, 2021.

MURUGAPANDIYAN, P., et al. (2022) Investigation of Influence of SiN and SiO₂ Passivation in Gate Field Plate Double Heterojunction Al_{0.3}Ga_{0.7}N/GaN/Al_{0.04}Ga_{0.96}N High Electron Mobility Transistors. *Silicon* 14, 1421-1429. doi: 10.1007/s12633-020-00899-z, 2022.

NAKAGIMA, S., GaN HEMTs for 5G Base Station Applications," IEEE International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, pp. 14.2.1-14.2.4, doi: 10.1109/IEDM.2018.8614588, 2018.

NGUYEN H. Q. et al., AlGaN/GaN 2-D Electron Gas for Highly Sensitive and High-Temperature Current Sensing," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 68, no. 4, pp. 1495-1500. doi: 10.1109/TED.2021.3054360, 2021.

OHI, K., HASSHIZUME, T., Drain current stability and controllability of threshold voltage and subthreshold current in a multi-mesa channel AlGaN/GaN HEMT. *Jpn. J. Appl. Phys.* 48, 081002, 2009.

ORTIZ-CONDE, A. et al., Revisiting MOSFET threshold voltage extraction methods, *Microelectronics Reliability*, Volume 53, Issue1, Pages 90-104, ISSN 0026-2714, doi: 10.1016/j.microrel.2012.09.015, 2013.

OOSTERBROEK, et al. E. R., Etching Methodologies in <111> Oriented Silicon Wafers, Member, IEEE. doi: 10.1109/84.870065, 2000.

PERALAGU, U. et al., CMOS-compatible GaN-based devices on 200mm-Si for RF applications: Integration and Performance, *IEEE International Electron Devices*

Meeting (IEDM), San Francisco, CA, USA, pp. 17.2.1-17.2.4. doi: 10.1109/IEDM19573.2019.8993582, 2019.

PICCINNI, G. et al., Innovative Strategy for Mixer Design Optimization Based on g_m/I_D Methodology. *Electronics*, 8, 954. doi: 10.3390/electronics8090954, 2019.

PRASAD, S. et al., Characterization of AlGaIn/GaN and AlGaIn/AlN/GaN HEMTs in terms of mobility and subthreshold slope. *J Comput Electron* **15**, 172-180. doi: 10.1007/s10825-015-0751-8, 2016.

PULLEN, K., A Transconductance Efficiency, *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 9, pp. 1442-1443. doi: 10.1109/PROC.1976.10347, 1976.

PURVIS, G., AZZURRO provides GaN-on-Si wafers for 1kV device, Elsevier. doi: 10.1016/S0961-1290(06)71712-4, 2006.

REVATHY, A., BOOPATHI, C. S., OSAMAH I., and ROMERO, C. A. , Investigation of AlGaIn Channel HEMTs on β -Ga₂O₃ Substrate for High-Power Electronics - *Electronics* 11, no. 2: 225. doi: 10.3390/electronics11020225, 2022.

REYES, A., High Resistivity Si as a microwave substrate, in *Electronic Components and Technology Conference. Proceedings.*, 46th, pp. 382-391, doi: 10.1109/ECTC.1996.517417, 1996.

SAITO, W. et al., Recessed-gate structure approach toward normally off high-Voltage AlGaIn/GaN HEMT for power electronics applications, in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 2, pp. 356-362. doi: 10.1109/TED.2005.862708, 2006.

SHANKAR, B; RAGHAVAN, S; SHRIVASTAVA, M., ESD Reliability of AlGaIn/GaN HEMT Technology, in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 66, no. 9, pp. 3756-3763. doi: 10.1109/TED.2019.2926781, 2019.

SHEPARD, P., Infineon Adds CoolGaIn 400V and CoolGaIn 600V Industrial-Grade Devices. *EEPOWER.*, 2019.

SHIH, C. H.; WANG, J. S., Threshold Voltage of Ultrathin Gate-Insulator MOSFETs, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, n. 3, pp. 278-281. doi: 10.1109/LED.2008.2011292, 2009.

SCHRODER, D. K., Semiconductor Material and Device Characterization. Wiley Interscience, 2006.

SIERRA, J., Sensor-Integrated Microfluidic Approaches for Liquid Biopsies Applications in Early Detection of Cancer, Barcelona, Spain, doi: 10.3390/s20051317, 2020.

SIDDIQUES A. et al., Improved Electrical Properties of AlGa_N/Ga_N High-Electron-Mobility Transistors by *In Situ* Tailoring the SiN_x Passivation Layer. ACS Appl Mater Interfaces. doi: 10.1021/acsami.1c01241, 2021.

SILVEIRA, F.; JESPER, P., A g_m/I_D based methodology for the design of CMOS analog circuits and its application to the synthesis of a silicon-on-insulator micropower OTA. IEEE J Solid State Circuits 31(9):1314-1319. doi:10.1109/4.535416, 1996.

SOKOLOVSKII, R. et al., Application of a gateless AlGa_N/Ga_N HEMT sensor for diesel soot particulate detection, Sensors and Actuators B: Chemical, Volume 349. doi: 10.1016/j.snb.2021.130811, 2021.

STENGEL, F. et al. (1996) Theoretical investigation of electrical characteristics of AlGa_N/Ga_N modulation doped field-effect transistors. Journal of Applied Physics. 80. doi: 10.1063/1.363162, 1996.

STROHM, K. M. et al., Silicon high resistivity substrate millimeter-wave technology, in Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits, pp. 93-97. doi: 10.1109/T-ED.1986.22866, 1986.

SYARANAMUAL, G. J. et al., Role of two-dimensional electron gas (2DEG) in AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistor (HEMT) ON-state degradation, Microelectronics Reliability, Volume 64, Pages 589-593. doi: 10.1016/J.MICROREL.2016.07.012, 2016.

TAKAKURA, K. et al., Low-Frequency Noise Investigation of Ga_N/AlGa_N Metal-Oxide-Semiconductor High-Electron-Mobility Field-Effect Transistor With Different Gate Length and Orientation, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 67, no. 8, pp. 3062-3068. doi: 10.1109/TED.2020.3002732, 2020.

TANG, S. W., et al., Analysis of the subthreshold characteristics in AlGaIn/GaN HEMTs with a p-GaN gate, *Microelectronics Reliability*, Volume 126. doi: 10.1016/j.microrel.2021.114302, 2021.

XIAO, M. *et al.*, 3.3 kV Multi-Channel AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diodes With P-GaN Termination, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 41, no. 8, pp. 1177-1180. doi: 10.1109/LED.2020.3005934, 2020.

XIAOLIAN, W., MOCVD-grown high-mobility Al_{0.3}Ga_{0.7}N/AlN/GaN HEMT structure on sapphire substrate, *Journal of Crystal Growth*, Volume 298, Pages 791-793, 2007. ISSN 0022-0248. doi: 10.1016/J.JCRYSGRO.2006.10.217, 2017.

YUK, K.; BRANNER, G. R.; CUI, C., Future directions for GaN in 5G and satellite communications, in *Proc. IEEE 60th Int. Midwest Sym. Circuits and Systems (MWSCAS)*, Boston, MA, USA, pp. 803-806. doi: 10.1109/MWSCAS.2017.8053045, 2018.

YURUK, H., KEYSAN, O. (2022) Parallel connected GaN E-HEMT VSI-based servo drives for PMSMs. *IET Electr. Power Appl.* 16, 86. doi: 10.1049/elp2.12136, 2022.

YUXING, R. High-Mobility (2021) 2DEGS at AlGaIn/GaN interfaces grown by PA-MBE. *Dissertação Mestrado*. Cornell University. Ithaca, New York. doi: 10.7298/cem3-6n67, 2021.

ZENG, J et al. (2021) A novel design of SiH/CeO₂(111) van der Waals type-II heterojunction for water splitting. *Physical Chemistry Chemical Physics*. doi: 10.1039/D0CP05238H

ZHAN Y.-Y., et al. (2021) Releasable AlGaIn/GaN 2D Electron Gas Heterostructure Membranes for Flexible Wide-Banda proibida Electronics. *Advanced Electronic Material*. doi: 10.1002/aelm.202100652.

ZHANG, H. (2021) Demonstration of AlGaIn/GaN HEMTs on vicinal sapphire substrates with large misoriented angles, *Applied Physics Letters*. doi: 10.1063/5.0056285.

ZHANG, Y. et al. (2020) Millimeter-Wave AlGa_N/Ga_N HEMTs With 43.6% Power-Added-Efficiency at 40 GHz Fabricated by Atomic Layer Etching Gate Recess, IEEE Electron Device Letters, vol. 41, no. 5, pp. 701-704. doi: 10.1109/LED.2020.2984663.

ZHOU, J. et al. (2021) Surface sensibility and stability of AlGa_N/Ga_N ion-sensitive field-effect transistors with high Al-content AlGa_N. Applied Physics Reviews 8. doi: 10.1063/5.0059841.