



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO PARA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA DA UFBA



**MELHORIAS NO PROJETO DE UMA REDE EQUIVALENTE
A UM TRANSISTOR MOS COM BAIXO LIMAR
DE SATURAÇÃO**

ELIANA SILVA DOS SANTOS

Autora

ANA ISABELA ARAÚJO CUNHA

Orientadora

MAICON DEIVID PEREIRA

Coorientador

SALVADOR

2020

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO PARA PROGRAMA
DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UFBA

**MELHORIAS NO PROJETO DE UMA REDE EQUIVALENTE
A UM TRANSISTOR MOS COM BAIXO LIMAR
DE SATURAÇÃO**

Autor: Eliana Silva dos Santos
Orientadora: Prof^a Dr^a Ana Isabela Araújo Cunha
Coorientador: Prof. Dr. Maicon Deivid Pereira

Dissertação de mestrado elaborada por Eliana Silva dos Santos, como parte das exigências para conclusão do curso de pós-graduação *stricto-sensu* em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, sob a orientação da professora Dr^a Ana Isabela Araújo Cunha.

SALVADOR
2020

Santos, Eliana

Melhorias no projeto de uma rede equivalente a um transistor MOS
com baixo limiar de saturação / Eliana Santos. -- Salvador, 2020.

78 f.

Orientadora: Ana Isabela Cunha.
Coorientador: Maicon Deivid Pereira.

Dissertação (Mestrado - Engenharia Elétrica) -- Universidade
Federal da Bahia, Escola Politécnica, 2020.

1. LSOT. 2. Tensão de limiar de saturação. 3. Saturação do
MOSFET. 4. Modelo ACM. I. Cunha, Ana Isabela. II. Pereira,
Maicon Deivid. III. Título.

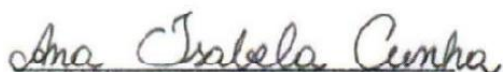
Eliana Silva dos Santos

**“Melhorias no Projeto de uma Rede Equivalente a um Transistor MOS
com Baixo Limiar de Saturação”**

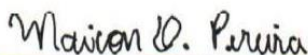
Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em: 17 de Dezembro de 2020.

BANCA EXAMINADORA



Profª. Drª. Ana Isabela Araújo Cunha
Orientador/UFBA



Prof. Dr. Maicon Deivid Pereira
Coorientador/UFBA



Prof. Dr. Edson Pinto Santana
UFBA



Prof. Dr. Robson Nunes de Lima
UFBA



Prof. Dr. Paulo Márcio Moreira e Silva
UNIFEI

AGRADECIMENTOS

À minha família, meus filhos pela compreensão, pelo suporte e carinho.

Aos meus colegas do Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados (LCCI) da UFBA, pelo ambiente de trabalho alegre e saudável de contribuições técnicas e sociais valiosas.

Ao Prof. Maicon Pereira, pelo apoio sempre disponível.

À minha orientadora, Prof^a Ana Isabela, por toda a dedicação e apoio e pelos incentivos durante todo o mestrado.

Por fim, agradeço aos professores e funcionários do PPGEE pela minha formação e ao CNPq pelo financiamento da pesquisa.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia para dimensionar adequadamente o LSOT (*Low Saturation Onset Transistor*: transistor de baixa tensão de limiar de saturação). O LSOT é uma rede de quatro transistores concebida para substituir um transistor MOS, porém com tensão de limiar de saturação bem mais baixa, graças à compensação da componente de saturação reversa da corrente do transistor principal. O transistor principal deve ter as dimensões do dispositivo que ele deve substituir e, teoricamente, o transistor de compensação deveria ser igual. No entanto, a degradação da mobilidade pelo campo elétrico transversal e outros efeitos de segunda ordem levam à sobrecompensação de corrente, fazendo com que a característica de saída DC apresente uma inflexão indesejável. Um procedimento sistemático para o dimensionamento do transistor de compensação é, então, proposto, visando suavizar a característica corrente-tensão do LSOT. São também sugeridas diretrizes para o dimensionamento dos outros dois transistores, e são experimentadas pequenas modificações na topologia do LSOT, com o objetivo de otimizar a potência e a área do circuito. Finalmente, é analisado o potencial de aplicação do LSOT na substituição de um dos transistores de saída do espelho de corrente cascode regulado: este expediente é eficaz na redução da mínima tensão de saída do espelho, às custas de um pequeno aumento na área e na potência. Todos os circuitos foram testados por meio da ferramenta de simulação SMASH da Dolphin Integration.

Palavras-chave: saturação do MOSFET, tensão de limiar de saturação, metodologia de projeto em tecnologia CMOS

ABSTRACT

This work presents a methodology for properly sizing the LSOT (Low Saturation Onset Transistor). The LSOT is a four-transistor network that emulates a MOS device with much lower saturation onset voltage by compensating the reverse saturation component of the main transistor drain current. The main transistor must have the same dimensions of the device to be replaced and, theoretically, the compensation device should be equal. However, the mobility degradation due to the transversal electrical field as well as other second order effects lead to current overcompensation in the structure, so that the DC output characteristic of the equivalent device presents an undesirable hump. A systematic procedure to dimension the compensation transistor is thus proposed, in order to smooth the LSOT current-voltage characteristic. A few guidelines are also suggested to dimension the other two transistors and slight modifications in the LSOT topology are tested, aiming to optimize circuit power and area. At last, we analyze the applicability of the LSOT as a succedaneum of one of the output transistors of a regulated cascode mirror: this expedient succeeds in reducing the minimum output voltage of the mirror at the expense of a small increase in area and power. All circuits have been tested through SMASH simulation tool, from Dolphin Integration.

Keywords: MOSFET saturation, saturation onset voltage, CMOS design methodology

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Estrutura do transistor MOS canal N com fontes de polarização	16
Figura 2.2 – Diagrama de Circuito do LSOT	26
Figura 2.3 – Diagrama do Espelho de Corrente Cascode Regulado (RCCM)	28
Figura 3.1 – Nível de inversão de M_2 vs. tensão dreno fonte de M_1	32
Figura 3.2 – Razão de aspecto de M_2 vs. tensão dreno fonte de M_1	32
Figura 4.1 – Características de saída do NS-LSOT de canal n.....	35
Figura 4.2 – Características de saída do NS-LSOT de canal n.....	35
Figura 4.3 – Características de saída do NS-LSOT de canal n.....	36
Figura 4.4 – Características de saída do NS-LSOT de canal n.....	36
Figura 4.5 – Características de saída do NS-LSOT de canal n.....	37
Figura 4.6 – Características de saída do NL-LSOT de canal n.	37
Figura 4.7 – Características de saída do NL-LSOT de canal n.	38
Figura 4.8 – Características de saída do NL-LSOT de canal n.	38
Figura 4.9 – Características de saída do NL-LSOT de canal n.	39
Figura 4.10 – Características de saída do NL-LSOT de canal n.	39
Figura 4.11 – Características de saída do WS-LSOT de canal n.....	40
Figura 4.12 – Características de saída do WS-LSOT de canal n.....	40
Figura 4.13 – Características de saída do WS-LSOT de canal n.....	41
Figura 4.14 – Características de saída do WS-LSOT de canal n.....	41
Figura 4.15 – Características de saída do WS-LSOT de canal n.....	42
Figura 4.16 – Características de saída do WL-LSOT de canal n.	42
Figura 4.17 – Características de saída do WL-LSOT de canal n.	43
Figura 4.18 – Características de saída do WL-LSOT de canal n.	43
Figura 4.19 – Características de saída do WL-LSOT de canal n.	44

Figura 4.20 – Características de saída do WL-LSOT de canal n.	44
Figura 4.21 – Características de saída do NS-LSOT de canal p.....	48
Figura 4.22 – Características de saída do NS-LSOT de canal p.....	48
Figura 4.23 – Características de saída do NS-LSOT de canal p.....	49
Figura 4.24 – Características de saída do NS-LSOT de canal p.....	49
Figura 4.25 – Características de saída do NS-LSOT de canal p.....	50
Figura 4.26 – Características de saída do NL-LSOT de canal p.	50
Figura 4.27 – Características de saída do NL-LSOT de canal p.	51
Figura 4.28 – Características de saída do NL-LSOT de canal p.	51
Figura 4.29 – Características de saída do NL-LSOT de canal p.	52
Figura 4.30 – Características de saída do NL-LSOT de canal p.	52
Figura 4.31 – Características de saída do WS-LSOT de canal p.....	53
Figura 4.32 – Características de saída do WS-LSOT de canal p.....	53
Figura 4.33 – Características de saída do WS-LSOT de canal p.....	54
Figura 4.34 – Características de saída do WS-LSOT de canal p.....	54
Figura 4.35 – Características de saída do WS-LSOT de canal p.....	55
Figura 4.36 – Características de saída do WL-LSOT de canal p.	55
Figura 4.37 – Características de saída do WL-LSOT de canal p.	56
Figura 4.38 – Características de saída do WL-LSOT de canal p.	56
Figura 4.39 – Características de saída do WL-LSOT de canal p.	57
Figura 4.40 – Características de saída do WL-LSOT de canal p.	57
Figura 4.41 – Comparação entre correntes.....	62
Figura 4.42 – Esquemático do LSOT de canal n com chave de canal p.	63
Figura 4.43 – Comparação entre correntes no NS-LSOT com chave M_5	64
Figura 4.44 – Comparação entre correntes no NS-LSOT para três configurações.	66

Figura 4.45 – Comparação entre correntes no NL-LSOT para três configurações.	66
Figura 4.46 – Correntes do ramo M_3 - M_4 do LSOT para três configurações.....	67
Figura 4.47 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional.	68
Figura 4.48 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional.	69
Figura 4.49 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional.	69
Figura 4.50 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional.	70
Figura 4.51 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional.	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Expressões do modelo ACM básico.....	18
Tabela 2.2 – Expressões do modelo ACM Melhorado.....	23
Tabela 2.3 – Parâmetros do modelo ACM Melhorado para Tecnologia CMOS 130NM.....	24
Tabela 4.1 – Exemplos de Projeto de LSOT de canal N	34
Tabela 4.2 – Atenuação da corcunda nos exemplos de projeto do LSOT de canal N.....	46
Tabela 4.3 – Exemplos de projeto do LSOT de canal P	47
Tabela 4.4 – Atenuação da corcunda nos exemplos de projeto do LSOT de canal P	58
Tabela 4.5 – Influência dos comprimentos de M3 e M4 nos projetos do LSOT de canal N ..	60
Tabela 4.6 – Influência dos comprimentos de M3 e M4 nos projetos do LSOT de canal P ...	61
Tabela 4.7 – Parâmetros de desempenho dos espelhos de corrente testados	71

LISTA DE ABREVIATURAS

ACM – Advanced Compact MOSFET

CLM - Channel Length Modulation

CMOS – Complementary Metal-Oxide-Semiconductor

DIBL - Drain induced barrier lowering

LOCOS - Local Oxidation of Silicon

LSOT – Low Saturation Onset Transistor

MOS – Metal-Oxide-Semiconductor

MOSFET – Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor

NS – Narrow Short (estreito-curto)

NL – Narrow Long (estreito-longo)

RCCM – Regulated Cascode Current Mirror

STI - Shallow Trench Isolation

UCCM - Unified Charge Control Model

WS – Wide Short (largo-curto)

WL – Wide Long (largo-longo)

LISTA DE SÍMBOLOS

α – Parâmetro semiempírico de modelagem da degradação da mobilidade

β – Parâmetro semiempírico de modelagem da degradação da mobilidade

C'_{ox} – Capacitância do dióxido de silício por unidade de área

C_{V1} – Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

C_{V0} - Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

$C_{\alpha1}$ – Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

$C_{\beta1}$ – Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

E_y – Campo elétrico transversal médio

ξ – Diferença percentual entre I_D em V_{DSSAT} em M_2

ξ_x - Diferença de percentual entre I_D em V_{DSSAT} em M_{2x}

ϕ_t – Potencial termodinâmico

g_{ms} – Transcondutância de fonte do MOSFET

g_{md} – Transcondutância de dreno do MOSFET

g_{mg} – Transcondutância de porta do MOSFET

I_{ssqref} – Corrente específica de MOSFET quadrado de referência

I_D – Corrente de dreno

$i_{f(r)}$ – Componente de saturação direta (reversa) normalizada da corrente do MOSFET

$I_{F(R)}$ – Componente de saturação direta (reversa) da corrente do MOSFET

I_S – Corrente específica do MOSFET

L – Comprimento do canal

L_{eq} – Comprimento equivalente do canal

M_x – Transistor “x”

m_{10} – Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

m_{11} – Parâmetro constante - tecnologia CMOS 130nm

n – Fator de rampa

Q'_I – Carga de inversão por unidade de área

Q'_B – Carga de depleção por unidade de área

V_{DD} – Potencial positivo da fonte de alimentação

V_{DB} – Tensão dreno-substrato

V_{DS} – Tensão dreno-fonte

V_{DSSAT} – Tensão dreno-fonte de limiar de saturação

V_{GB} – Tensão porta-substrato do MOSFET

V_{SB} – Tensão fonte-substrato do MOSFET

V_{SS} – Potencial negativo da fonte de alimentação

V_{T0} – Tensão de limiar de inversão em equilíbrio

V_{T0ref} – Tensão de limiar de inversão em equilíbrio de referência

V_P – Tensão de “pinch-off”

W – Largura do canal

W_x/L_x – Razão de aspecto do transistor “x”

μ – Mobilidade dos portadores de carga

μ_{eff} – Mobilidade efetiva dos portadores de carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	13
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	13
1.2	OBJETIVOS	14
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	16
2.1	O MODELO ACM (“Advanced Compact MOSFET model”).....	16
2.2	EFEITOS DE 2ª ORDEM NA OPERAÇÃO DO MOSFET	19
2.3	O MODELO ACM MELHORADO	22
2.4	PRINCIPIO DA ESTRUTURA E OPERAÇÃO DO LSOT	25
2.5	ESPELHO DE CORRENTE CASCODE REGULADO - RCCM.....	27
3	METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DA REDE LSOT	29
4	APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE DIMENSIONAMENTO.....	33
4.1	ANÁLISE DA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DA REDE LSOT	33
4.2	CONSIDERAÇÕES SOBRE POTÊNCIA E ÁREA	59
4.3	SIMULAÇÃO DE VERSÃO MODIFICADA DO LSOT	63
4.4	APLICAÇÃO EM ESPELHO DE CORRENTE CASCODE REGULADO.....	67
5	CONCLUSÃO.....	72
	REFERÊNCIAS	74

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Entre as características mais almejadas para circuitos analógicos em tecnologia CMOS é a baixa condutância de saída [1]-[4], que está associada à boa regulação de fontes, sorvedores, espelhos de corrente e aos ganhos elevados de amplificadores em geral. Para se reduzir a condutância de saída sem lançar mão de transistores de comprimento de canal longo, o que restringiria a faixa de frequências de operação e demandaria maior área de silício se as razões de aspecto requeridas forem grandes, as topologias em geral adotam transistores empilhados, como é o caso da configuração cascode e dos transistores compostos trapezoidais. Nas topologias cascodadas de fontes e sorvedores de corrente, de espelhos e de amplificadores os fatores de redução da condutância de saída podem chegar a milésimos. Em compensação, tais topologias não possibilitam uma ampla faixa da excursão do sinal de tensão de saída, o que é crítico, especialmente em ambientes de baixa tensão de alimentação. Isto acontece porque na configuração cascode tradicional os transistores conectados em série, com diferentes potenciais de porta, operam todos no regime de saturação, daí a necessidade de se estabelecer um potencial mínimo no nó de saída caso os dispositivos sejam de canal n e um potencial máximo, caso sejam de canal p.

Num transistor MOS operando na região triodo, a corrente de dreno pode ser decomposta em corrente de saturação direta e corrente de saturação reversa [5], esta última decrescendo com o aumento do potencial de dreno até praticamente desaparecer na região de saturação (direta). Portanto, a região de saturação pode ser ampliada, ou seja, a magnitude da tensão dreno-fonte de limiar entre as regiões triodo e de saturação pode ser reduzida se algum artifício for empregado para minimizar ou cancelar a componente de saturação reversa da corrente de dreno.

Baseando-se nesta observação, no contexto da pesquisa desenvolvida no Laboratório de Concepção de Circuitos Integrados (LCCI) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFBA, para obtenção do grau de Mestre pelo engenheiro Adson Alves Fernandes, foi proposta e analisada uma estrutura denominada LSOT (*Low Saturation Onset Transistor*) [6] [7]. Nesta rede, formada por apenas quatro transistores MOS do mesmo tipo, o cancelamento previamente mencionado é alcançado, sujeito a algumas limitações. O LSOT foi concebido com o intuito de substituir um transistor simples, em várias aplicações, porém proporcionando uma tensão dreno-fonte de limiar de saturação com magnitude apreciavelmente menor. Assim, espelhos de

corrente na configuração cascode ou em configurações de alto desempenho que também utilizam dispositivos empilhados [3], poderão permitir uma maior excursão do sinal de saída. Isto vale também para outras classes de circuitos, como amplificadores.

Da análise por simulação DC realizada em [6], foi possível identificar dois problemas na versão original do LSOT:

- (i) O dimensionamento de um dos transistores da estrutura tem sido realizado de forma completamente empírica para se alcançar efetivamente o cancelamento ou mitigação da componente de saturação reversa da corrente na região triodo;
- (ii) A potência e a área da rede são superiores às do transistor individual que ela deve substituir, uma vez que abrange quatro dispositivos e a corrente atravessando transistores auxiliares atinge valores mais elevados justamente quando eles não são mais necessários.

Portanto, o estudo sobre o LSOT deve ser aprofundado para que a rede possa ser melhorada e se apresente como uma alternativa competitiva à utilização de um transistor simples.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é propor melhoramentos à rede LSOT, para torná-la uma alternativa efetiva a um transistor MOS simples, nas situações em que é requerida tensão de limiar de saturação entre dreno e fonte de pequena magnitude.

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- (i) Investigar a origem dos problemas que levam ao dimensionamento empírico do transistor de compensação do LSOT;
- (ii) Propor uma metodologia sistemática para dimensionamento do transistor de compensação do LSOT a fim de eliminar ou minimizar os ajustes empíricos;
- (iii) Propor diretrizes de dimensionamento ou modificações na topologia do LSOT para otimizar a área e a potência;
- (iv) Analisar por meio de simulações os impactos dos melhoramentos propostos;
- (v) Analisar o desempenho de espelhos de corrente onde redes do tipo LSOT, incluindo os melhoramentos desenvolvidos neste trabalho, substituem transistores simples.

Todo o trabalho de simulação mencionado será baseado em dispositivos de uma tecnologia CMOS 130 nm [8].

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos, incluindo esta Introdução. No Capítulo 2 são revisitadas fontes bibliográficas das quais são extraídos conceitos e equações de modelagem necessários para o desenvolvimento e a compreensão do presente trabalho. O Capítulo 3 abrange uma das principais contribuições deste trabalho: a proposta e descrição de uma metodologia sistemática para dimensionamento do LSOT baseada num modelo compacto do transistor MOS. No Capítulo 4 são apresentados resultados de simulação de circuitos projetados com o uso da metodologia proposta, a fim de avaliar sua utilidade, bem como analisar aspectos relacionados à potência e à área do LSOT, propor alternativas para otimizar potência e área e examinar a aplicabilidade do LSOT em espelhos de corrente cascode regulados. No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são revisados alguns tópicos de interesse para o desenvolvimento deste trabalho de pesquisa: os fundamentos e formalismo básico do modelo avançado compacto do transistor MOS (modelo ACM); noções sobre alguns dos efeitos de segunda ordem que desviam o comportamento da corrente de dreno do transistor MOS do esperado idealmente; o formalismo do modelo ACM melhorado, que inclui submodelos semiempíricos para levar em consideração alguns dos efeitos de segunda ordem; o princípio de funcionamento da rede LSOT, objeto principal de estudo deste trabalho; a estrutura e operação em linhas gerais do espelho cascode regulado (RCCM), selecionado como circuito de aplicação para analisar a influência do LSOT neste trabalho.

2.1 O MODELO ACM (“Advanced Compact MOSFET model”)

A Fig. 2.1 [9] ilustra a estrutura de um transistor MOS de canal n, indicando as tensões terminais, quais sejam: tensão porta-substrato V_{GB} , tensão fonte-substrato V_{SB} , tensão dreno-substrato V_{DB} , tensão dreno-fonte V_{DS} . As polaridades de V_{SB} e V_{DB} devem ser tais que as junções fonte-substrato e dreno-substrato estejam no equilíbrio ou reversamente polarizadas. O MOSFET canal n entra em condução quando V_{DS} é não nula e V_{GB} é positiva o bastante para que uma fina película de elétrons (da ordem de poucas centenas de angstroms [10]) se forme na área imediatamente sob o óxido, película esta denominada canal de inversão, uma vez que a concentração de elétrons supera a de lacunas na mesma, contrariando o que ocorre no restante do substrato tipo P.

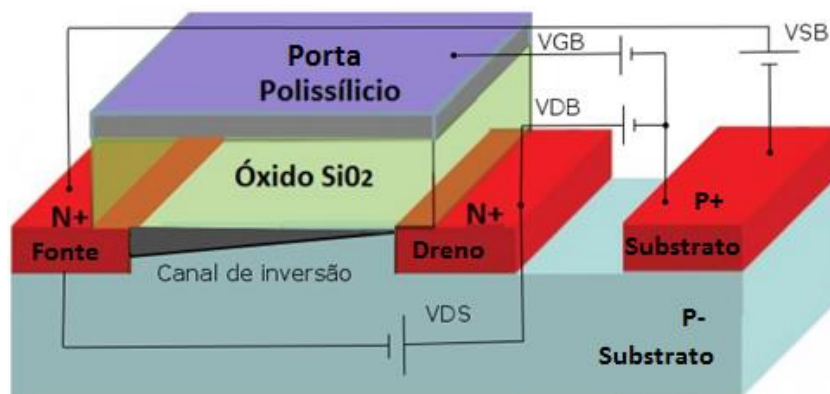


Figura 2.1 – Estrutura do transistor MOS canal N com fontes de polarização. Extraída de [9]

Para projetos de circuitos integrados analógicos em tecnologia CMOS é indicado o uso de um modelo compacto do transistor MOS, pois nesta categoria de modelo as expressões que relacionam as grandezas elétricas são únicas para todas as condições de operação (regimes de inversão fraca, moderada e forte e regiões triodo e de saturação). Entre estes modelos, mencionamos, com especial interesse para a compreensão deste trabalho, o modelo avançado compacto do MOSFET (modelo ACM, do inglês: “Advanced Compact MOSFET model”) [11] [12]. O modelo ACM se constitui de expressões contínuas simples, mas precisas, relacionando cargas e corrente de dreno com as tensões terminais, assim como as suas derivadas de qualquer ordem, ou seja, as expressões são infinitamente contínuas. Inclui um número reduzido de parâmetros com significado físico e leva em consideração a simetria do transistor no que diz respeito à permuta entre terminais de dreno e fonte. Do mesmo modo que no modelo EKV [5], adota-se como referência para as tensões o terminal de substrato.

Na forma mais básica do modelo ACM, são desprezados os efeitos de segunda ordem que afetam a operação do transistor, entre os quais a degradação da mobilidade com o campo elétrico transversal, saturação da velocidade dos portadores, modulação do comprimento do canal e efeitos relacionados às pequenas dimensões, e admite-se o substrato uniformemente dopado. Assim, este modelo é adequado para cálculos manuais, com o objetivo de se determinar uma primeira estimativa para as dimensões dos transistores em um circuito integrado. Tal estimativa é bastante confiável se o dispositivo apresentar um canal suficientemente longo e largo.

Na Tabela 2.1 são relacionadas as principais expressões do modelo ACM. A corrente de dreno I_D pode ser decomposta em duas outras correntes, I_F (corrente de saturação direta) e I_R (corrente de saturação reversa), a primeira dependente das tensões V_{GB} e V_{SB} e a segunda dependente das tensões V_{GB} e V_{DB} . Em (2.1) $I(V_{GB}, V_{SB(DB)})$ é uma função que tende assintoticamente a zero se a magnitude de $V_{SB(DB)}$ tende a infinito. Em (2.2), $i_{f(r)}$ é a componente de saturação direta(reversa) normalizada de fonte e I_S é a corrente específica ou de normalização, definida por (2.3), na qual μ é a mobilidade média dos portadores do canal; ϕ_t é o potencial termodinâmico; n é o fator de rampa; C'_{ox} é a capacitância do óxido por unidade de área e W/L é a razão de aspecto, sendo W e L a largura e o comprimento do canal, respectivamente.

A grandeza i_f é também denominada nível de inversão, sendo convencionado que o regime de inversão fraca ocorre para $i_f < 1$ e o regime de inversão forte, para $i_f > 100$. Os valores intermediários caracterizam a inversão moderada.

Símbolo	Expressão	
I_D	$I_F - I_R = I(V_{GB}, V_{SB}) - I(V_{GB}, V_{DB})$	(2.1)
$I_{F(R)}$	$I_S \cdot i_{f(r)}$	(2.2)
I_S	$\mu C_{ox} n \frac{\phi_t^2}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$	(2.3)
V_P	$\frac{V_{GB} - V_{T0}}{n}$	(2.4)
$V_P - V_{SB(DB)}$	$\pm \phi_t \left[\sqrt{1 + i_{f(r)}} - 2 + \ln \left(\sqrt{1 + i_{f(r)}} - 1 \right) \right] = \pm \phi_t f(i_{f(r)})$	(2.5)
V_{DS}	$\pm \phi_t \left[\sqrt{1 + i_f} - \sqrt{1 + i_r} + \ln \left(\frac{\sqrt{1 + i_f} - 1}{\sqrt{1 + i_r} - 1} \right) \right]$	(2.6)
V_{DSSAT}	$V_{DSSAT} = \pm \phi_t \left(\sqrt{1 + i_f} + 3 \right)$	(2.7)
g_{ms}	$-\frac{\partial I_D}{\partial V_S} = \frac{2I_S}{\phi_t} \left[\sqrt{1 + i_f} - 1 \right]$	(2.8)
g_{md}	$\frac{\partial I_D}{\partial V_D} = \frac{2I_S}{\phi_t} \left[\sqrt{1 + i_r} - 1 \right]$	(2.9)
g_{mg}	$\frac{\partial I_D}{\partial V_G} = \frac{1}{n} (g_{ms} - g_{md}) = \frac{2I_S}{n\phi_t} \left[\sqrt{1 + i_f} - \sqrt{1 + i_r} \right]$	(2.10)

TABELA 2.1 – EXPRESSÕES DO MODELO ACM BÁSICO.

Na Tabela 2.1, V_P é a tensão de “pinch-off”, definida em [10] como o valor de tensão canal-substrato V_{CB} num ponto arbitrário do canal no qual se admite a ocorrência da transição entre a inversão fraca e moderada do canal de inversão. Em [5], a dependência entre V_P e a tensão porta-substrato é modelada de forma simples por (2.4), onde V_{T0} é a tensão de limiar no equilíbrio, sendo o valor de V_{GB} que torna V_P nula.

As tensões terminais V_{GB} , $V_{SB(DB)}$ e V_{DS} no modelo ACM se relacionam com as componentes de saturação normalizadas da corrente de dreno $i_{f(r)}$ por meio de (2.5), que provém do modelo unificado de controle de carga (UCCM, do inglês: “Unified Charge Control Model”), e de (2.6). A definição para a tensão V_{DS} no limiar de saturação no modelo ACM corresponde a (2.7) [13]. Em (2.5)-(2.7), o sinal (+) no termo do lado direito corresponde aos transistores de canal n e o sinal (–) aos transistores de canal p.

Em baixas frequências, considerando válida a operação *quasi*-estática, deriva-se um modelo de pequenos sinais onde aparecem as transcondutâncias de fonte g_{ms} , de dreno g_{md} e de

porta g_{mg} , relacionadas com as componentes de saturação normalizadas da corrente de dreno por (2.8)-(2.9).

2.2 EFEITOS DE 2ª ORDEM NA OPERAÇÃO DO MOSFET

O comportamento das características corrente-tensão estáticas de um transistor MOS real podem se desviar consideravelmente daquele previsto pelas expressões básicas do modelo ACM, descrito na Seção 2.1, uma vez que este não considera uma série de fenômenos físicos secundários. Estes fenômenos estão associados a dimensões reduzidas ou a valores acentuados dos campos elétricos atravessando a estrutura e produzem alterações nas mencionadas características. São denominados genericamente de efeitos de segunda ordem.

Um destes efeitos é a **modulação do comprimento do canal** (CLM: “channel length modulation”) [10], existente em dispositivos de qualquer dimensão, mas tendo maior impacto sobre aqueles de canal curto. Pode ser descrito de uma forma grosseira pela redução do canal efetivo (porção do canal de inversão onde a concentração de portadores de carga é significativa) devida ao avanço da região estrangulada em direção ao terminal de fonte à medida que a tensão de dreno cresce acima do valor limite de saturação. Levando em consideração que a condutância de um determinado material diminui com o aumento da dimensão física na direção do fluxo da corrente. É observado um ligeiro aumento da corrente elétrica na região de saturação devido ao encurtamento do canal efetivo.

Com fins de modelagem, as abordagens mais simplistas dividem o canal em uma região não estrangulada de comprimento L_{eq} (comprimento equivalente) e outra, estrangulada, de comprimento ΔL , variando com o potencial de dreno e dependendo, entre outras coisas, da profundidade da região de depleção da junção dreno-substrato. Para ser considerada a CLM, a corrente de dreno pode ser corrigida substituindo-se em sua expressão L por $L_{eq} = L - \Delta L$. Devido à natureza bidimensional do campo elétrico em torno da junção é difícil descrever com suficiente grau de precisão a dependência de ΔL com a tensão de dreno, porém existem aproximações simples [12] direcionadas aos projetistas de circuitos.

Outro fenômeno importante é a **saturação da velocidade dos portadores de carga** [12], que ocorre sob valores muitos elevados do campo elétrico longitudinal (associado à ddp entre os terminais de dreno e fonte), para os quais a velocidade deixa de ser proporcional ao mesmo. A saturação da velocidade antecipa a saturação da corrente de dreno, que passa a ocorrer a um

valor mais baixo de corrente. Em algumas tecnologias de fabricação este efeito é bastante pronunciado. Uma forma de modelar a saturação da velocidade é descrevendo-a como uma função do campo elétrico longitudinal que se aproxima de uma relação linear para os valores mais baixos do campo e tende assintoticamente a um valor constante (velocidade limite ou de saturação) quando os valores do campo elétrico crescem muito. O conceito de campo elétrico crítico (valor do campo elétrico correspondente à velocidade de saturação, se o comportamento linear fosse válido indefinidamente) é utilizado como um divisor de águas para estes dois comportamentos distintos. Utilizando este modelo para a relação entre velocidade e campo elétrico, é possível reavaliar a componente de deriva da corrente de dreno.

O fenômeno de **repartição de carga** (tradução livre para “charge sharing”) [10] está relacionado à distribuição de cargas de depleção e possui dois aspectos geométricos: um associado a dispositivos de canal curto e outro a dispositivos de canal estreito. Em um MOSFET de canal curto as regiões de difusão de dreno e fonte estão muito próximas entre si, então os campos elétricos através das regiões de transição das junções dreno-fonte e dreno substrato afetam sobremaneira a distribuição das cargas de depleção sob o canal de inversão. Assim, uma grande parcela destas cargas consiste de imagens das cargas dos íons de impurezas no interior das regiões de difusão e não em imagens das cargas da região de porta. Uma maior fração destas, por conseguinte, é espelhada por cargas de portadores do canal, que, portanto, aparecem em maior concentração, elevando o nível de inversão do transistor. Assim, a tensão de limiar no equilíbrio é reduzida e a corrente de dreno resulta maior para um mesmo potencial de porta, se comparada com a de um dispositivo de canal longo, de mesma razão de aspecto. Cumpre notar que nos regimes de inversão mais fracos este efeito assume grandes proporções, por causa da dependência exponencial entre a corrente de dreno e o limiar de inversão. Para os transistores de canal longo a influência das regiões de transição das junções ocorre apenas nos extremos do canal e o efeito não é tão sentido como nos transistores de canal curto. Em geral este fenômeno é modelado por meio de correções na tensão de limiar no equilíbrio V_{T0} , que passa a ser função do comprimento do canal.

Nos transistores de canal estreito, as consequências da repartição de carga sobre o comportamento da corrente dependem da tecnologia de isolamento adotada. Se for do tipo LOCOS (“Local Oxidation of Silicon”), a tensão de limiar entre inversão fraca e moderada no canal é aumentada porque as cargas da região de porta são espelhadas por cargas de íons de impureza do substrato localizados fora do canal sob as regiões denominadas de bico de pássaro, nos extremos da largura, onde ocorre a transição entre óxido fino e óxido espesso (de campo). Então o nível de inversão e consequentemente a corrente diminuem. Se for do tipo STI (“Shallow

Trench Isolation”), caso em que não existem os bicos de pássaro, então ocorre o contrário, por causa do franjamento do campo elétrico nos extremos da largura, que fortalecem as cargas de depleção sob o canal. A tensão de limiar no equilíbrio pode levar em conta este efeito, em qualquer dos casos de tecnologia de isolamento, tornando-se uma função apropriada da largura do canal.

O nível de polarização reversa das junções dreno-substrato e fonte-substrato aumenta quando a magnitude da tensão através das mesmas aumenta. Portanto, a variação do potencial de dreno no transistor operando em saturação produz o fenômeno denominado **DIBL** (“drain induced barrier lowering”) [10]: mais cargas de depleção nas proximidades do dreno vão ser espelhadas por cargas de íons da região de difusão de dreno, deixando mais cargas de porta para as cargas de portadores espelharem. Trata-se de uma acentuação do efeito geométrico de canal curto da repartição de carga, acentuação esta produzida pela elevação da magnitude da tensão dreno-substrato. Normalmente, o DIBL em transistores de canal curto é também modelado por meio de correção da tensão de limiar no equilíbrio, que passa a depender também dos potenciais de dreno e fonte.

A **degradação da mobilidade com o campo elétrico transversal** [10] é um fenômeno típico de transistores polarizados com valores altos da magnitude da tensão porta-substrato V_{GB} , ou seja, dispositivos com níveis de inversão elevados. Nesta situação, observa-se que a corrente de dreno cresce menos com $|V_{GB}|$ que o previsto pelo comportamento quadrático, teoricamente esperado em inversão forte. Isto acontece porque quanto maior a magnitude de V_{GB} , maior o campo elétrico transversal e mais portadores do canal são acelerados para a interface entre o semicondutor, onde entram em colisão uns com os outros, reduzindo sua mobilidade em relação à dos portadores situados a uma profundidade maior. Para modelar este fenômeno em geral se define uma mobilidade local μ_x que depende do campo transversal mas também da posição dos portadores ao longo do canal, portanto das tensões terminais V_{SB} , V_{DB} e V_{GB} .

Em [10] sugere-se relacionar a mobilidade local com o campo elétrico transversal médio ($\bar{E}_y$) em cada ponto x ao longo do canal.

$$\mu_x = \frac{\mu_{x0}}{1 + \theta_x \bar{E}_y} \quad (2.11)$$

onde μ_{x0} e θ_x são parâmetros constantes.

$\bar{E}_y$, por sua vez, pode ser aproximado pela média aritmética do campo elétrico transversal acima e abaixo do canal de inversão:

$$\bar{E}_y = - \frac{Q'_I + 2Q'_B}{2\varepsilon_S} \quad (2.12)$$

em que Q'_I e Q'_B são, respectivamente, as densidades de carga dos portadores do canal e de dos íons de impurezas do substrato e ϵ_s é a permissividade elétrica do semiconductor.

Em (9), substituiu-se a mobilidade local dada por (2.11) e (2.12) na expressão diferencial da corrente de dreno, que, uma vez integrada ao longo do comprimento do canal, deu origem a um modelo de corrente com a mesma forma de (2.1)-(2.3) porém no qual a mobilidade suposta constante μ é substituída pela mobilidade efetiva μ_{eff} em termos das cargas totais de inversão (Q_I) e depleção (Q_B) [12]:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_{x0}}{1 - \frac{\theta_x}{2\epsilon_s W L} (Q_I + 2Q_B)} \quad (2.13)$$

2.3 O MODELO ACM MELHORADO

Em [9] [14] [15] foi realizado um minucioso estudo para incorporar ao modelo ACM básico, tal como descrito na Seção 2.1, alguns efeitos de segunda ordem, ainda mantendo um nível de simplicidade que possibilite utilizar as equações em cálculos manuais para o dimensionamento de circuitos analógicos. A motivação para estas alterações reside no fato de que o modelo ACM perde precisão quando o projeto de um determinado circuito demanda a utilização de dispositivos de canal curto e/ou polarizado em níveis de inversão muito forte, o que é particularmente crítico em tecnologias de fabricação submicrométricas.

Em razão desta imprecisão, os resultados de simulação do circuito com as dimensões estimadas pelo modelo ACM básico podem não satisfazer as especificações de desempenho do circuito. De fato, os modelos do MOSFET embutidos nos simuladores de circuitos integrados, entre os quais a família BSIM [16] é uma das mais utilizadas, são extremamente refinados, lançando mão de equações complementares e numerosos parâmetros para representar o máximo possível de efeitos de segunda ordem. Por causa desta divergência entre os resultados de simulação e as especificações de desempenho, o projetista deve refazer o dimensionamento e ressimular diversas vezes até que o desempenho simulado se aproxime do especificado dentro de limites toleráveis. Este processo repetitivo torna o projeto do circuito integrado analógico bastante demorado, valendo a pena investir em aprimorar o modelo utilizado em cálculos manuais como feito em [9] [14] [15], resultando no chamado modelo ACM melhorado.

O modelo ACM melhorado foi desenvolvido de forma semiempírica acrescentando submodelos às expressões básicas do modelo ACM, descrito na Seção 2.1. Para tanto foram utilizadas características DC corrente-tensão simuladas utilizando o modelo BSIM para uma

tecnologia CMOS substrato de comprimento mínimo de 130 nm [8]. Também foram propostos em [9] [14] [15] métodos para a extração dos parâmetros.

Os mencionados submodelos incluem variação com o nível de inversão e com o comprimento do canal, da corrente específica, da tensão de limiar no equilíbrio e da tensão dreno-fonte no limiar entre região triodo e de saturação. Portanto, estão sendo considerados implicitamente para a modelagem a degradação da mobilidade com o campo elétrico transversal e alguns efeitos de canal curto.

As expressões do modelo ACM melhorado que complementam ou substituem aquelas do modelo ACM básico são apresentadas na Tabela 2.2.

Símbolo	Expressão	
V_{T0}	$V_{T0ref} + \left(C_{V1} \frac{1}{L} + C_{V0} \right)$	(2.14)
I_S	$I_{Ssq} \left(\frac{W}{L} \right)$	(2.15.a)
I_{Ssq}	$I_{Ssqref} \frac{I_{Ssqref}}{(\alpha\sqrt{1+i_f}) + \beta}$	(2.15.b)
I_D	$I_S (i_f - i_r) = \frac{I_{Ssqref}}{(\alpha\sqrt{1+i_f}) + \beta} \frac{W}{L} (i_f - i_r)$	(2.15.c)
α	$\alpha_{ref} \pm e^{(c_{\alpha1}L + c_{\alpha0})}$	(2.16.a)
β	$\beta_{ref} \pm e^{(c_{\beta1}L + c_{\beta0})}$	(2.16.b)
V_{DSSAT}	$\phi_t \left(\theta_1 \sqrt{1 + i_f} + \theta_0 \right)$	(2.17.a)
θ_1	$m_{11}/L + m_{10}$	(2.17.b)

TABELA 2.2 – EXPRESSÕES DO MODELO ACM MELHORADO [9].

Em (2.14), V_{T0ref} é a tensão de limiar de um dispositivo de referência de canal largo e longo e C_{V1} e C_{V0} são parâmetros constantes. Em (2.15.a), I_{Ssq} é a corrente específica de um transistor quadrado ($W = L$), que é expressa em termos do nível de inversão por (2.15.b), em que I_{Ssqref} é a corrente específica de um dispositivo de referência quadrado de canal largo e longo e α e β são ajustados a funções do comprimento do canal descritas por (2.16). Em (2.16) o sinal (+) corresponde a transistores de canal n e o sinal (-) a transistores de canal p, exceto para dispositivos de canal muito curto quando o sinal de (2.16.a) deve ser (+) também no caso de

canal p. α_{ref} e β_{ref} são constantes determinadas para um dispositivo de referência de canal largo e longo e $c_{\alpha 1}$, $c_{\alpha 0}$, $c_{\beta 1}$, $c_{\beta 0}$ são parâmetros de ajuste constante.

A definição da tensão dreno-fonte de limiar de saturação V_{DSSAT} em (2.17) é modificada, em relação ao modelo original, para corresponder ao ponto da característica de saída corrente-tensão em que a transcondutância de dreno g_{md} (inclinação da característica) corresponde a 8% da transcondutância de fonte g_{ms} (inclinação da característica para $V_{DS} = 0$). Além disto, é considerada sua dependência com o comprimento do canal através de (2.17.b). θ_0 , m_{11} e m_{10} são parâmetros constantes.

Os valores dos parâmetros constantes que figuram na Tabela 2.2 foram extraídos para a tecnologia CMOS 130 nm utilizada em [9] [14] [15] e são apresentados na Tabela 2.3, reproduzida de [17]. Nesta extração o dispositivo de referência é um transistor quadrado com $W = L = 8 \mu\text{m}$ e foram considerados dispositivos de mesma largura $W = 8 \mu\text{m}$ e comprimentos variando em duas faixas, para otimizar o modelo de acordo com a aplicação: entre 0,12 e 0,32 μm (dispositivos de canal muito curto) e entre 0,32 e 3,2 μm (dispositivos de canal curto e médio).

Parâmetro	MOSFET de canal n		MOSFET de canal p	
	$L \geq 0,3 \mu\text{m}$	$L < 0,3 \mu\text{m}$	$L \geq 0,3 \mu\text{m}$	$L < 0,3 \mu\text{m}$
$I_{Ssqref} (nA)$	198,73	198,73	44,9265	44,9265
$V_{T0ref} (V)$	0,1838	0,1838	-0,2325	-0,2325
n	0,5493	0,6046	0,7493	0,8743
$C_{V1} (V.m)$	$3,1278 \times 10^{-8}$	$2,9424 \times 10^{-8}$	$-2,05262 \times 10^{-8}$	$-2,3095 \times 10^{-8}$
$C_{V0} (V)$	$7,8876 \times 10^{-2}$	$6,2255 \times 10^{-2}$	$-8,6469 \times 10^{-2}$	$-4,6716 \times 10^{-2}$
α_{ref}	$3,2618 \times 10^{-2}$	$4,6648 \times 10^{-2}$	$4,1357 \times 10^{-2}$	$3,9117 \times 10^{-2}$
β_{ref}	0,77173	0,99799	0,79858	0,78100
$c_{\alpha 1} (m^{-1})$	$-1,077 \times 10^6$	$-1,3885 \times 10^6$	$-4,0717 \times 10^5$	$-1,7099 \times 10^7$
$c_{\alpha 0}$	-4,1079	-2,8938	-6,8970	-3,4619
$c_{\beta 1} (m^{-1})$	$-1,003 \times 10^6$	$-5,6213 \times 10^6$	$-8,3592 \times 10^5$	$-1,5957 \times 10^7$
$c_{\beta 0}$	-1,3820	-1,4148	-2,2861	-0,29543
$m_{11} (m)$	$-2,855 \times 10^{-8}$	$-2,855 \times 10^{-8}$	$2,376 \times 10^{-8}$	$2,376 \times 10^{-8}$
m_{10}	0,5727	0,5727	0,7765	0,7765
θ_0	3,839	3,839	2,656	2,656

TABELA 2.3 – PARÂMETROS DO MODELO ACM MELHORADO PARA TECNOLOGIA CMOS 130NM. EXTRAÍDA DE [17].

2.4 PRINCIPIO DA ESTRUTURA E OPERAÇÃO DO LSOT

O diagrama de circuito do LSOT canal n é ilustrado na Fig. 2.2. Esta rede [6] [7] é concebida para substituir um único transistor MOS de canal n conectado a outra rede através dos terminais G_1 , D_1 e S_1 de M_1 . Para as mesmas tensões terminais, o LSOT deve fornecer a mesma corrente de dreno que M_1 sozinho, em saturação, com a vantagem de uma tensão de limiar de saturação mais baixa: $V_{DSSATL} < V_{DSSAT1}$ onde V_{DSSATL} é a tensão de saturação do LSOT e V_{DSSAT1} é a tensão de saturação de M_1 sozinho.

Para entender o comportamento do circuito, são utilizadas as equações do modelo ACM, apresentadas na Seção 2.1, nas quais são desconsiderados os efeitos de segunda ordem.

Na Fig. 2.2, assumindo que M_2 opera em saturação e aplicando (2.1) e (2.2), a corrente I_D pode ser escrita como:

$$I_D = I_{D1} + I_{D2} = I_{S1}(i_{f1} - i_{r1}) + I_{S2}i_{f2} \quad (2.18)$$

Se $i_{f2} = i_{r1}$ e $I_{S1} = I_{S2}$, então I_D corresponde à componente de corrente de dreno de M_1 na saturação (direta), $I_{S1}i_{f1}$, mesmo com M_1 operando na região triodo. Além de dimensionar M_1 e M_2 para garantir correntes específicas similares, a igualdade entre i_{f2} and i_{r1} requer, de acordo com (2.5),

$$V_{P1} - V_{DB1} = \phi_t f(i_{r1}) = \phi_t f(i_{f2}) = V_{P2} - V_{SB2} \quad (2.19.a)$$

Observando que $V_{SB2} = 0$ na Fig. 2.2 e aplicando a definição de V_P de (2.4) em (2.19.a), a condição para cancelar a componente de saturação reversa i_{r1} da corrente de dreno M_1 é:

$$V_{GB2} = V_{GB1} - nV_{DB1} \quad (2.19.b)$$

Esta condição é aproximadamente assegurada pelos transistores conectados em série M_3 e M_4 , supostos em saturação e com $I_{S3} = I_{S4}$. Consequentemente, $i_{f3} = i_{f4}$ e:

$$V_{P4} - V_{SB4} = \phi_t f(i_{f4}) = \phi_t f(i_{f3}) = V_{P3} - V_{SB3} \quad (2.20.a)$$

2.5 ESPELHO DE CORRENTE CASCODE REGULADO - RCCM

O espelho de corrente cascode regulado foi proposto inicialmente por Säckinger e Guggenbühl em [2], tendo sido designado pela sigla RCCM (*Regulated Cascode Current Mirror*) em [3]. A arquitetura foi concebida para prover elevada regulação, ou seja, baixa condutância de saída, ampla excursão da tensão de saída, baixa queda de tensão na entrada e erro de espelhamento DC desprezível.

Conforme se pode observar na Fig. 2.3, os grupos de transistores M_1 - M_2 - M_3 e M_4 - M_5 - M_6 substituem, respectivamente os transistores de entrada (em conexão diodo) e de saída de um espelho simples. No diagrama da Fig. 2.3 [3], M_1 , M_4 e M_7 , assim como M_8 , M_9 e M_{10} , formam espelhos de corrente simples que garantem as polarizações de M_3 e M_6 . Estes últimos funcionam como amplificadores na configuração fonte-comum (inversores). Particularmente, M_6 promove uma realimentação do sinal de tensão no dreno de M_4 para a porta de M_5 , amplificando-o e invertendo-o, de modo que o nível de inversão de M_5 varia no sentido contrário. Assim, variações da corrente de saída I_{OUT} que seriam devidas a efeito Early em M_4 são compensadas pela redução no nível de inversão de M_5 , resultando numa condutância de saída muito baixa. Num espelho cascode tradicional, esta compensação é realizada apenas pelo efeito de corpo em M_5 .

Um outro aspecto que diferencia o RCCM do espelho cascode tradicional na saída é que, como não é necessário que o transistor M_5 , em série com M_4 , opere no regime de saturação como este último, então a excursão do sinal de tensão de saída (tensão no dreno de M_5) pode ser mais ampla que no espelho cascode, onde os dois transistores empilhados na saída devem operar em saturação. Em outras palavras, a mínima tensão de saída no RCCM de canal n pode ser inferior que a do espelho cascode tradicional e muito próxima da observada no espelho simples.

A queda de tensão na entrada é baixa comparada à do espelho cascode tradicional porque corresponde à tensão porta-fonte de um único transistor (M_1), como no espelho de corrente simples. A simetria entre os blocos de entrada e saída do RCCM garante um baixo erro de espelhamento por descasamento elétrico (diferenças entre tensões de dreno de M_1 e M_4).

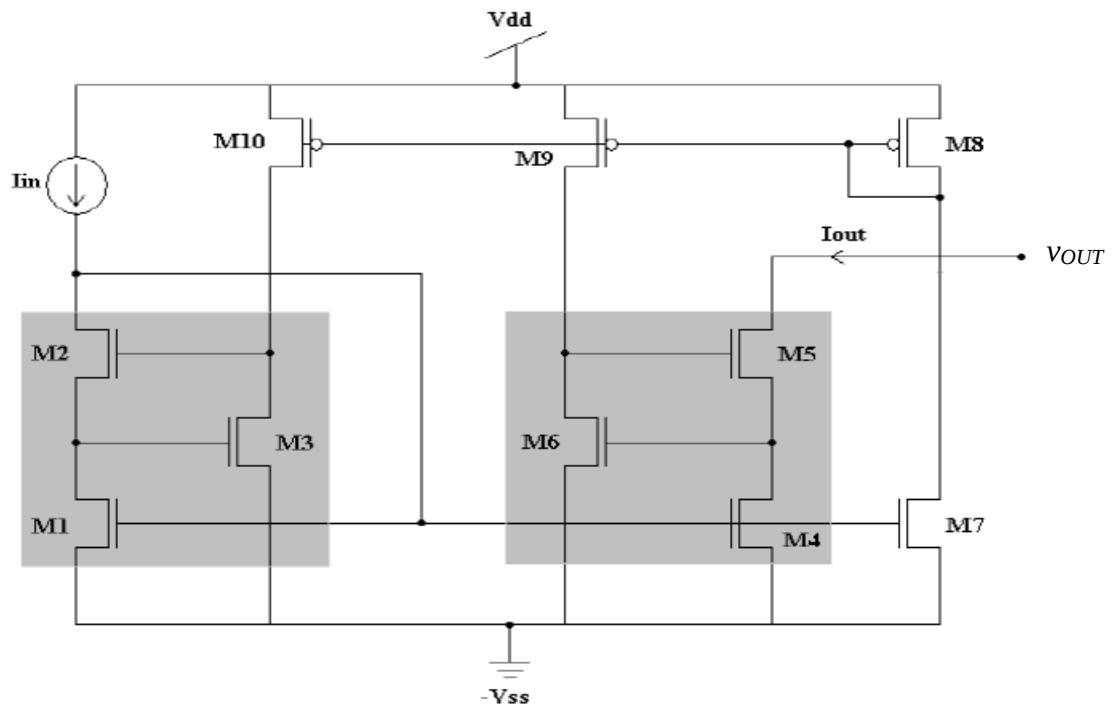


Figura 2.3 – Diagrama do Espelho de Corrente Cascode Regulado (RCCM). Extraída de [3]

3 METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DA REDE LSOT

De acordo com o princípio de operação do LSOT [6] [7] revisitado na Seção 2.4, os transistores M_1 e M_2 devem ser geometricamente idênticos para cancelar a componente de saturação reversa da corrente de dreno de M_1 . No entanto, essa atribuição de dimensões baseia-se no pressuposto de que os transistores MOS se comportam idealmente, ou seja, suas características corrente-tensão não apresentam efeitos de segunda ordem.

De fato, os altos valores do campo elétrico transversal em inversão forte produzem degradação da mobilidade dos portadores, de modo que a corrente de dreno começa a aumentar com a tensão de porta a uma taxa menor que a esperada no caso do comportamento quadrático. Como para a componente de saturação direta de I_{D2} se aproximar da componente de saturação reversa de I_{D1} , o nível de inversão de M_2 é muito mais fraco que o de M_1 , M_2 é muito menos afetado pela degradação da mobilidade do que M_1 . Portanto, a mobilidade de M_2 é várias vezes maior que a de M_1 , especialmente para altos valores de tensão de porta-substrato de M_1 , e a adoção de razões de aspecto iguais para esse par de transistores leva à sobrecompensação da componente de saturação reversa da corrente de dreno M_1 .

Essa assimetria deve ser equilibrada por diferentes razões de aspecto, sendo W_2/L_2 correspondentemente menor que W_1/L_1 . Caso contrário, a característica corrente-tensão do LSOT exibirá uma corcunda indesejável na transição da região triodo para a de saturação, o que possivelmente pode obliterar a vantagem de uma tensão de limiar de saturação mais baixa.

Para contornar esse problema, em [6] a razão de aspecto de M_2 é empiricamente escolhida menor (algo entre três e cinco vezes) que a razão de aspecto de M_1 . Para desenvolver um procedimento sistemático para dimensionar M_2 , adotamos aqui o modelo ACM melhorado [9] [14], que leva em consideração a degradação da mobilidade devida ao campo elétrico transversal, bem como alguns efeitos de canal curto.

Supondo que $i_{r1} = i_{r2}$ no LSOT, devemos ter $I_{S1} = I_{S2}$ para cancelar a componente de saturação reversa de I_{D1} . Portanto, de acordo com (2.15a) e (2.15.b):

$$\frac{W_2}{L_2} = \frac{\alpha_2 \sqrt{1 + i_{f2}} + \beta_2}{\alpha_1 \sqrt{1 + i_{f1}} + \beta_1} \frac{W_1}{L_1} \quad (3.1)$$

A metodologia proposta para o dimensionamento de M_2 consiste nas seguintes etapas [18]:

- (i) Usando o valor conhecido de L_1 , os valores de α_1 , β_1 , V_{T01} e θ_1 , referentes ao transistor M_1 , são calculados através de (2.16.a), (2.16.b), (2.14) e (2.17.b), respectivamente.
- (ii) Para valores pré-definidos das tensões porta-substrato e fonte-substrato nos terminais de M_1 , o valor de V_{P1} é calculado através de (2.4), usando V_{T01} , e i_{f1} é avaliada numericamente através de (2.5).
- (iii) Com i_{f1} e θ_1 , a tensão de dreno-fonte de limiar de saturação de M_1 , V_{DSSAT1} , é calculada através de (2.17.a).
- (iv) Para V_{DS1} variando de V_{DSSAT1} a V_{DD} , para dispositivos de canal n, ou de V_{SS} a V_{DSSAT1} , para dispositivos de canal p, i_{f2} é avaliado numericamente a partir de:

$$V_{DS1} = (-)\phi \left[\sqrt{1 + i_{f1}} - \sqrt{1 + i_{f2}} + \ln \left(\frac{\sqrt{1 + i_{f1}} - 1}{\sqrt{1 + i_{f2}} - 1} \right) \right] \quad (3.2),$$

que se origina de (2.6) substituindo i_{r1} por i_{f2} .

- (v) O valor de L_2 é escolhido e α_2 e β_2 são calculados através de (2.16.a) e (2.16.b). L_2 pode ser igual a L_1 se W_1 for várias vezes maior que o valor mínimo da tecnologia. Caso contrário, como W_2/L_2 deve ser menor que W_1/L_1 , L_2 deve ser escolhido maior que L_1 .
- (vi) Usando α_1 , β_1 , α_2 e β_2 , bem como as dimensões conhecidas de M_1 , W_1 e L_1 , são calculados os valores da razão de aspecto W_2/L_2 correspondentes aos valores de i_{f2} avaliados na etapa (iv).
- (vii) Usando o valor escolhido de L_2 e o valor médio de W_2/L_2 , a largura de M_2 , W_2 , é calculada. Se W_2 resultar abaixo do mínimo especificado para a tecnologia, um valor maior deve ser atribuído a L_2 e as etapas (v) a (vii) devem ser repetidas.

Para a avaliação numérica de i_{f1} , por meio de (2.5), e de i_{f2} , por meio de (3.2), a seguinte aproximação numérica para a inversa da função $u = x + \ln(x - 1)$, que provou ser muito precisa, pode ser aplicada [19]:

$$x = 1 + \ln \left(1 + \frac{e^{u-1}}{1+k \cdot \ln(1+e^{u-1})} \right) \quad (3.3a)$$

$$k = 1 - \frac{84,4839}{u^2 + 150,8640} \quad (3.3b)$$

Deve-se ressaltar que, se diferentes tensões porta-substrato e fonte-substrato forem aplicadas aos terminais de M_1 , o procedimento descrito anteriormente -deve ser realizado para o pior caso, ou seja, a corcunda mais pronunciada na característica I-V, que em geral corresponde ao nível de inversão mais forte.

Cumprе salientar que, num primeiro momento, a metodologia preconizava a adoção do valor de W_2 correspondente ao valor de i_{f2} calculado para $V_{DS1} = V_{DSSAT1}$. Contudo, na maioria dos casos testados, os valores de W_2/L_2 obtidos por meio desta estratégia não se mostraram suficientemente baixos para uma adequada compensação da componente de saturação reversa da corrente de M_1 . Assim, como descrito no passo (vii), passou-se a empregar a média dos valores de W_2/L_2 avaliada no intervalo indicado no passo (iv), uma vez que o nível de inversão de M_2 varia com o potencial de dreno de M_1 , conforme (2.20.c), e deseja-se que este último opere em saturação.

A aplicação da metodologia é ilustrada a seguir com um exemplo numérico, por meio do qual pretende-se dimensionar o transistor M_2 da rede LSOT que deve substituir o transistor M_1 de canal n com dimensões $W_1 = L_1 = 0,2 \mu\text{m}$, a ser implementado numa tecnologia CMOS 130 nm, para a qual valem os parâmetros da Tabela 2.3 (Capítulo 2). $V_{DD} = -V_{SS} = 0,6 \text{ V}$ e M_1 deve operar em saturação com $V_{GB1} = 0,9 \text{ V}$ e $V_{SB1} = 0$. Assim:

Segundo o passo (i), calculam-se: $\alpha_1 = 0,0886$, $\beta_1 = 1,0769$, $V_{T01} = 0,3932 \text{ V}$ e $\theta_1 = 0,4299$.

Segundo o passo (ii), determinam-se: $V_{P1} = 0,8383 \text{ V}$ e $i_{f1} = 946$.

Segundo o passo (iii), determina-se: $V_{DSSAT1} = 0,4438 \text{ V}$.

Segundo o passo (iv), estimam-se os valores de i_{f2} correspondentes aos valores de V_{DS1} compreendidos na faixa $[V_{DSSAT1}, V_{DD}]$, ilustrados na Fig. 3.1.

Segundo o passo (v), escolhe-se arbitrariamente $L_2 = 1 \mu\text{m}$ (maior que L_1 , pois W_1 tem valor próximo ao mínimo da tecnologia, $0,16 \mu\text{m}$) e calculam-se: $\alpha_2 = 0,0382$ e $\beta_2 = 0,8638$.

Segundo o passo (vi), calculam-se os valores de W_2/L_2 , ilustrados na Fig. 3.2, contra os valores de V_{DS1} .

Segundo o passo (vii), com $L_2 = 1 \mu\text{m}$ e para o valor médio de W_2/L_2 no intervalo $[V_{DSSAT1}, V_{DD}]$, indicado na Fig. 3.2, calcula-se, finalmente: $W_2 = 0,27 \mu\text{m}$.

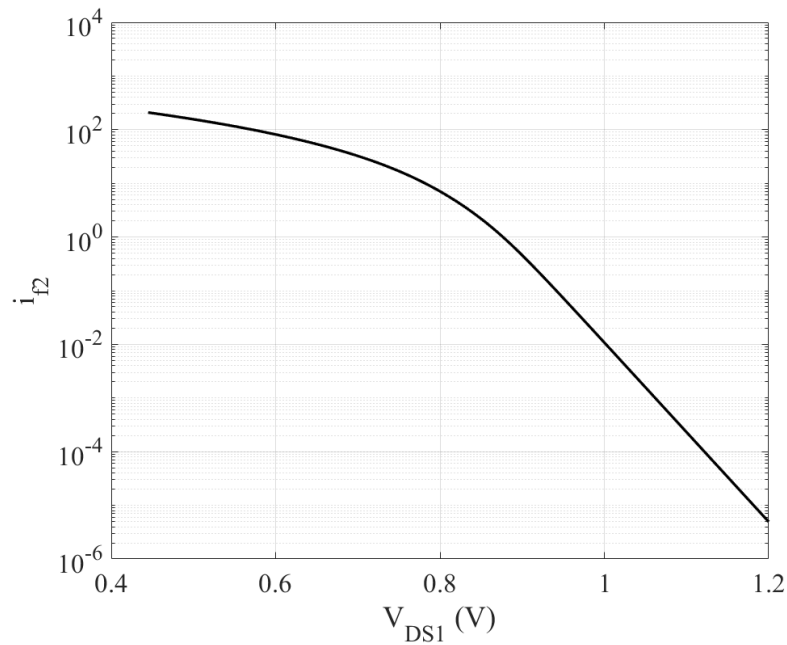


Figura 3.1 – Nível de inversão de M_2 vs. tensão drenos-fonte de M_1 , conforme (3.2) com $i_{f1} = 946$. $W_1 = L_1 = 0,2 \mu\text{m}$, $V_{GB1} = 0,9$ V e $V_{SB1} = 0$, tecnologia CMOS 130 nm, $V_{DD} = -V_{SS} = 0,6$ V.

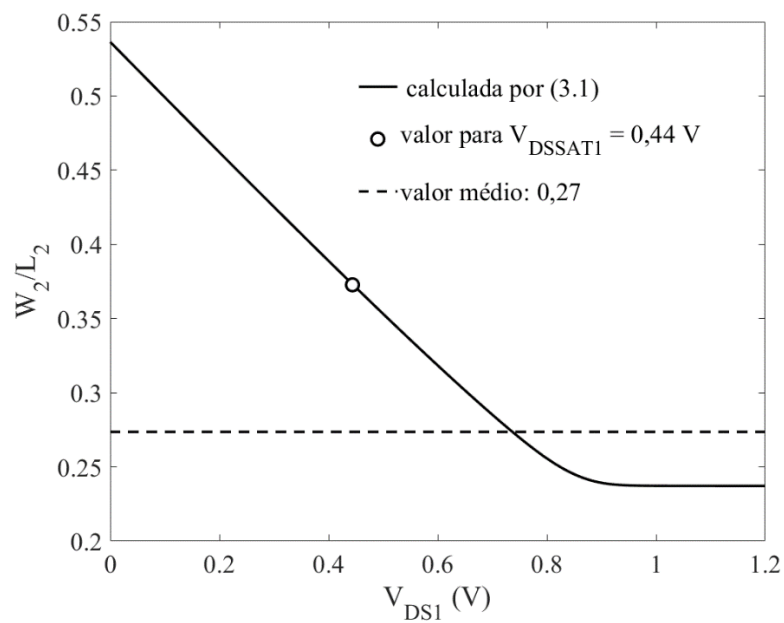


Figura 3.2 – Razão de aspecto de M_2 vs. tensão drenos-fonte de M_1 . $W_1 = L_1 = 0,2 \mu\text{m}$, $V_{GB1} = 0,9$ V e $V_{SB1} = 0$, tecnologia CMOS 130 nm, $V_{DD} = -V_{SS} = 0,6$ V.

4 APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE DIMENSIONAMENTO

Neste Capítulo são apresentados vários resultados de simulação de circuitos em tecnologia CMOS 130 nm de uso corrente, por meio de uma versão de demonstração do *software* SMASH e utilizando o modelo BSIM3v3, com o objetivo de avaliar a eficácia e a confiabilidade da metodologia de dimensionamento proposta e descrita no Capítulo 3 para a rede LSOT. Os resultados do dimensionamento e das simulações são também utilizados para realizar uma análise comparativa das áreas ativas e potências, incluindo a proposta de uma pequena modificação no circuito visando otimizar a potência. Finalmente, redes LSOT dimensionadas segundo a metodologia proposta são aplicadas a espelhos de corrente cascode regulados para avaliação do desempenho por meio de características de saída corrente-tensão simuladas.

4.1 ANÁLISE DA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DA REDE LSOT

A metodologia de projeto descrita no Capítulo 3 foi aplicada aos exemplos de LSOT de canal n da Tabela 4.1, assumindo uma tecnologia CMOS 130 nm, cujos parâmetros de modelagem estão relacionados na Tabela 2.3. Foram considerados quatro conjuntos de dimensões M_1 diferentes, segundo as quais os nomes das estruturas LSOT são dados: NS (estrito-curto, do inglês *Narrow-Short*), NL (estrito-longo, do inglês *Narrow-Long*), WS (largo-curto, do inglês *Wide-Short*), WL (largo-longo, do inglês *Wide-Long*). Para cada geometria de M_1 , M_2 é dimensionado para diferentes valores de V_{GB1} e V_{SB1} . Como em [6] [7] foi observado que a aplicabilidade da rede LSOT é mais efetiva nos casos de níveis de inversão elevados em M_1 , foram considerados apenas valores elevados de V_{GB1} e valores baixos de V_{SB1} . Os respectivos valores de i_{f1} foram determinados segundo o passo (ii) da metodologia.

As características DC correspondentes às dimensões de M_1 e às condições de polarização (correntes de dreno de M_1 , M_2 e do LSOT *versus* tensão dreno-fonte, sendo $V_{DS} = V_{DS1}$), simuladas através do *software* SMASH usando o modelo BSIM3v3, com $V_{DD} = -V_{SS} = 0.6$ V, estão representadas nas Figs. 4.1 a 4.20. Para todos os exemplos de projeto, $W_3 = W_4 = 0,16$ μm e $L_3 = L_4 = 10$ μm , de modo a minimizar a corrente através do ramo M_3 - M_4 .

A tensão dreno-fonte de limiar de saturação foi determinada para o LSOT (V_{DSSATL}) e para M_1 sozinho (V_{DSSAT1}) como o valor para o qual a magnitude da transcondutância de dreno $g_{md} = |\partial I_D / \partial V_D|$ atinge 8% da transcondutância de fonte $g_{ms} = |\partial I_D / \partial V_S|$. Foi adotado aqui o critério de

8%, em lugar do critério de 5% empregado em [6], para manter coerência com a definição de V_{DSSAT} do modelo ACM melhorado [9] [14], em que se baseia a metodologia proposta para dimensionamento do transistor M_2 . Os valores de V_{DSSAT1} e V_{DSSATL} assim determinados são marcados nas características DC com círculos e pentagramas, respectivamente.

Para fins de comparação, a versão do LSOT na qual M_2 é substituído por um transistor M_{2x} com razão de aspecto $W_{2x}/L_{2x} = W_1/L_1$ também foi simulada para todas as dimensões de M_1 e todas as condições de polarização. Nas Figs. 4.1 a 4.20, a corrente desta versão do LSOT é designada I_{Dx} . Os valores de W_2 , calculado, e L_2 , escolhido, de acordo com a metodologia de dimensionamento proposta, assim como os valores de V_{DSSAT1} , V_{DSSATL} e $\Delta V_{DSSAT} = V_{DSSAT1} - V_{DSSATL}$ (valores absolutos e valores percentuais em relação a V_{DSSAT1}), obtidos a partir das características simuladas, são apresentados na Tabela 4.1.

	Dimensões de M_1		V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	i_{f1}	Dimensões de M_2		V_{DSSAT1} (V)	V_{DSSATL} (V)	ΔV_{DSSAT} (V)	ΔV_{DSSAT} (%)
	W_1 (μm)	L_1 (μm)				W_2 (μm)	L_2 (μm)				
NS-LSOT	0,2	0,2	0	0,9	946	0,27	1,0	0,433	0,238	0,195	45
				1,0	1364	0,26		0,476	0,347	0,129	27
				1,2	2437	0,26		0,563	0,422	0,141	25
			0,2		1750	0,26		0,470	0,332	0,138	29
			0,3		1451	0,26		0,425	0,292	0,133	31
NL-LSOT	0,2	2	0	0,9	1742	0,16	3,2	0,627	0,434	0,193	31
				1,0	2361	0,16		0,712	0,497	0,215	30
				1,2	3887	0,17		0,970	0,766	0,204	21
			0,2		3001	0,16		0,709	0,577	0,132	19
			0,3		2602	0,16		0,625	0,532	0,093	15
WS-LSOT	5	0,2	0	0,9	946	3,50	0,5	0,450	0,361	0,089	20
				1,0	1364	1,65		0,498	0,403	0,095	19
				1,2	2437	3,58		0,703	0,452	0,251	36
			0,2		1750	3,50		0,492	0,343	0,149	30
			0,3		1451	1,65		0,440	0,357	0,083	19
WL-LSOT	5	2	0	0,9	1742	2,36	2,0	0,667	0,499	0,168	25
				1,0	2361	2,43		0,755	0,568	0,187	25
				1,2	3887	2,50		0,943	0,769	0,174	18
			0,2		3001	2,50		0,739	0,625	0,114	15
			0,3		2602	2,46		0,644	0,558	0,086	13

TABELA 4.1 – EXEMPLOS DE PROJETO DE LSOT DE CANAL N

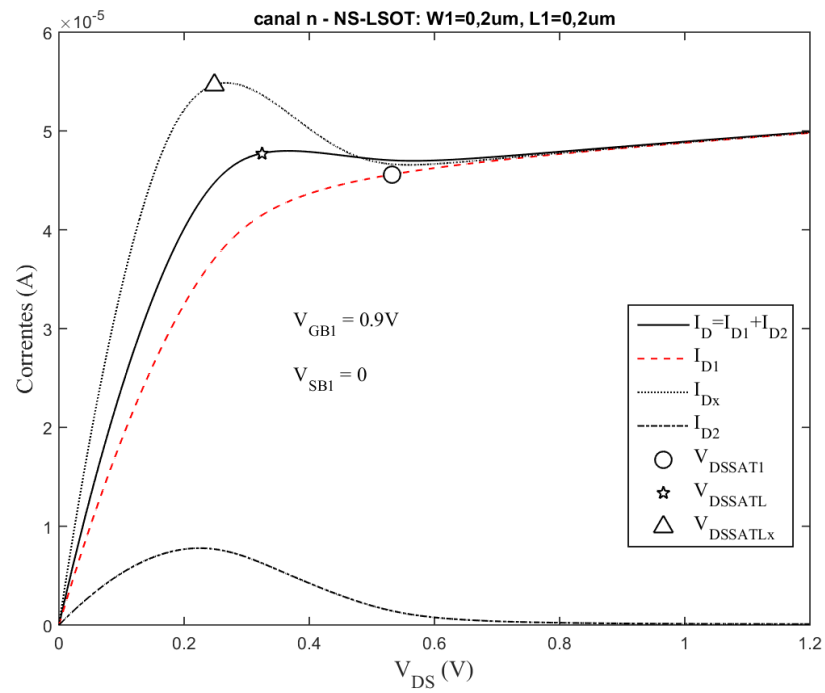


Figura 4.1 – Características de saída do NS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 0,9$ volts e $V_{SBI} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

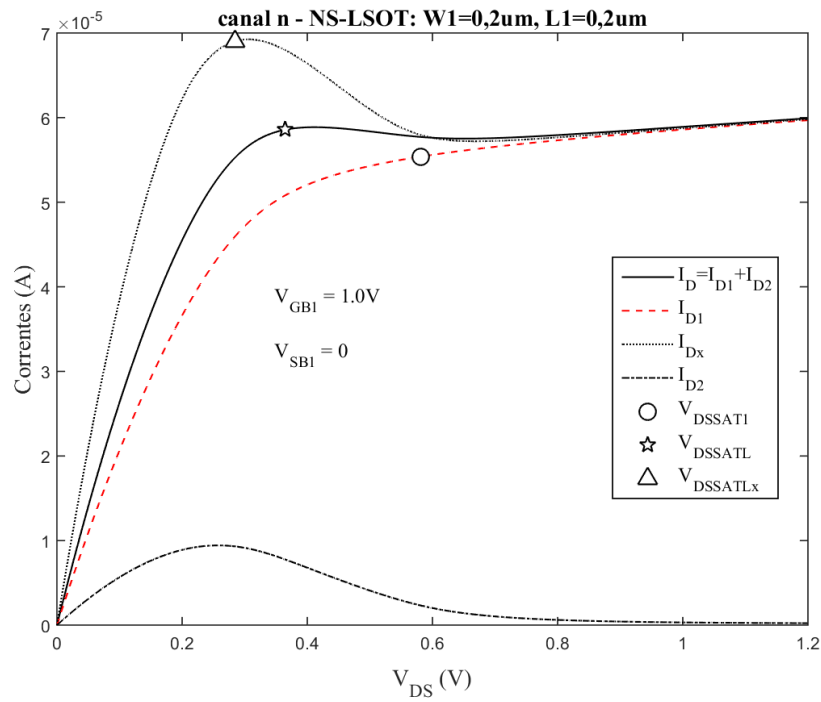


Figura 4.2 – Características de saída do NS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,0$ volts e $V_{SBI} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

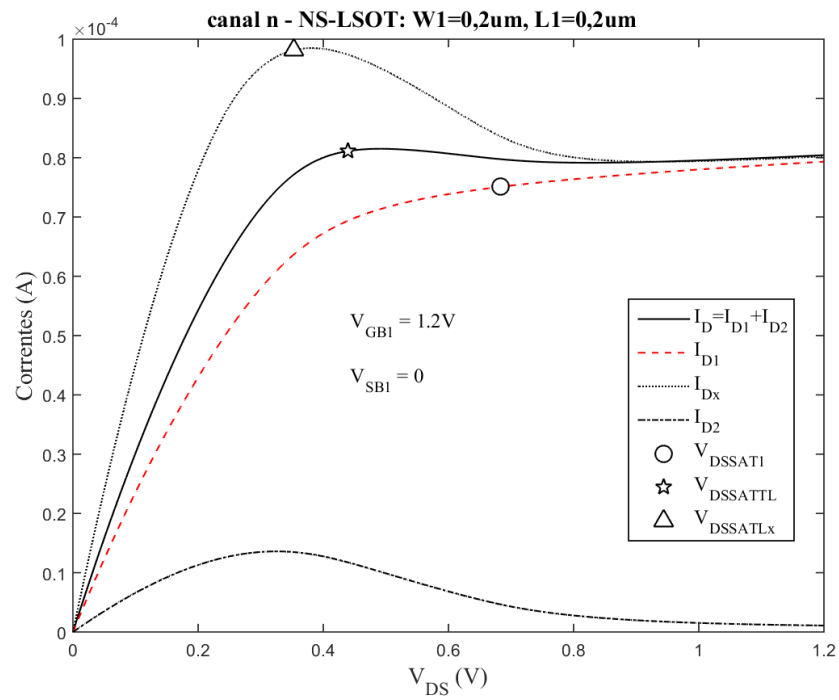


Figura 4.3 – Características de saída do NS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$; V_{DSSATL} .

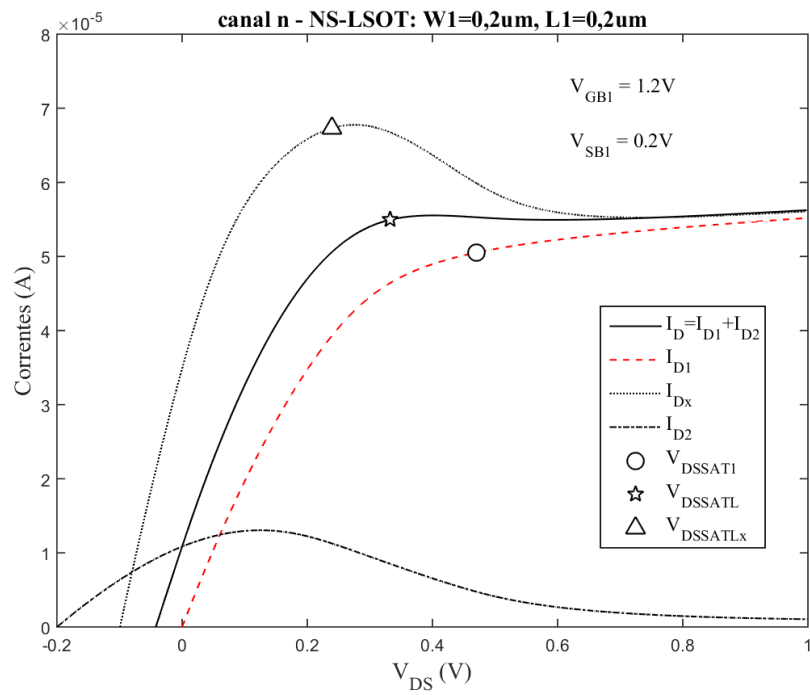


Figura 4.4 – Características de saída do NS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,2$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

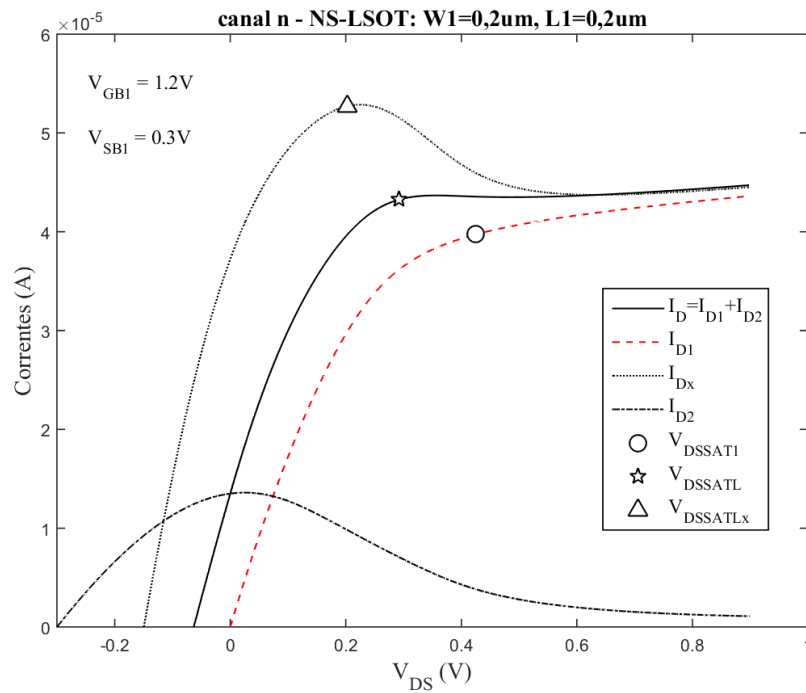


Figura 4.5 – Características de saída do NS-LSOT de canal n , com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,3$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

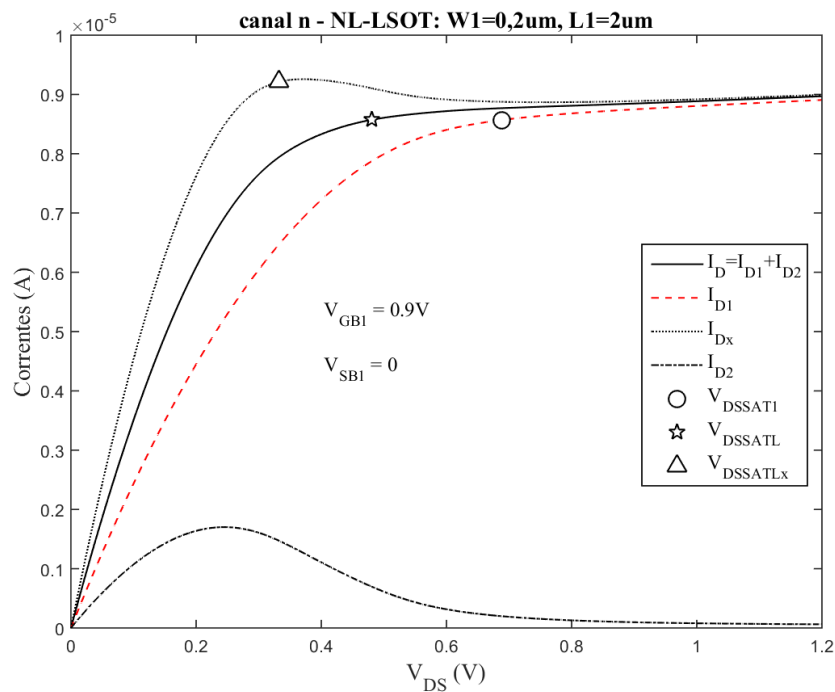


Figura 4.6 – Características de saída do NL-LSOT de canal n , com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 0,9$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

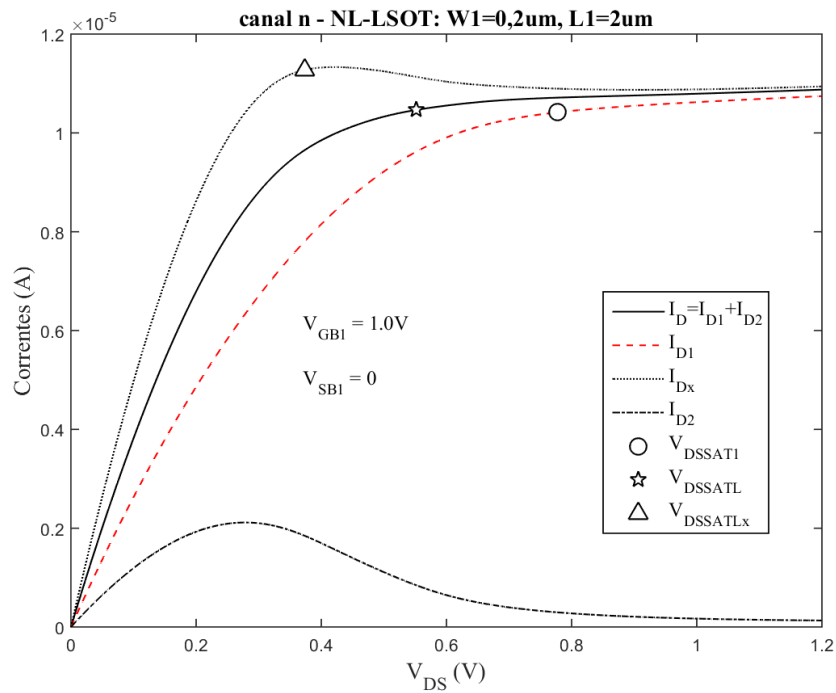


Figura 4.7 – Características de saída do NL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,0$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

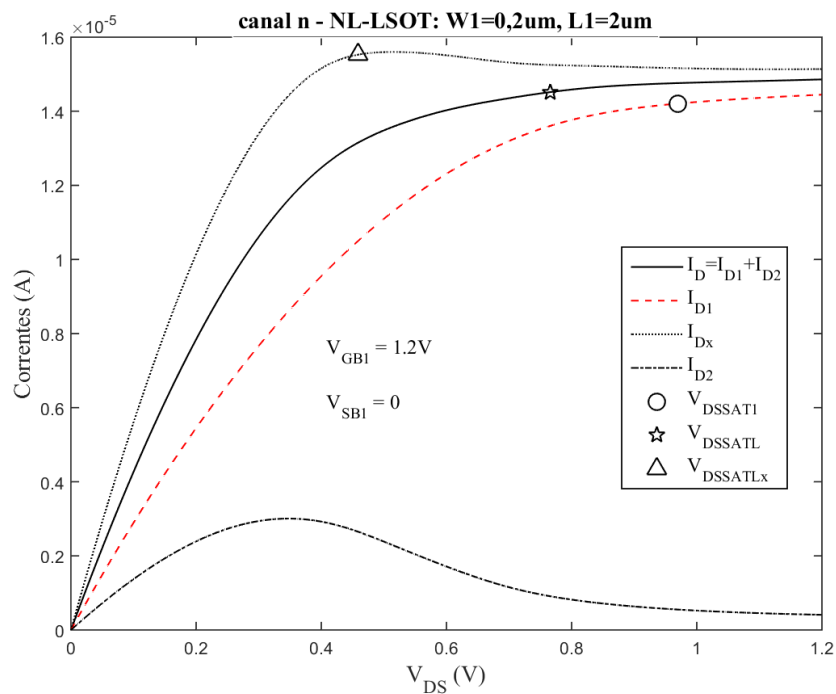


Figura 4.8 – Características de saída do NL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

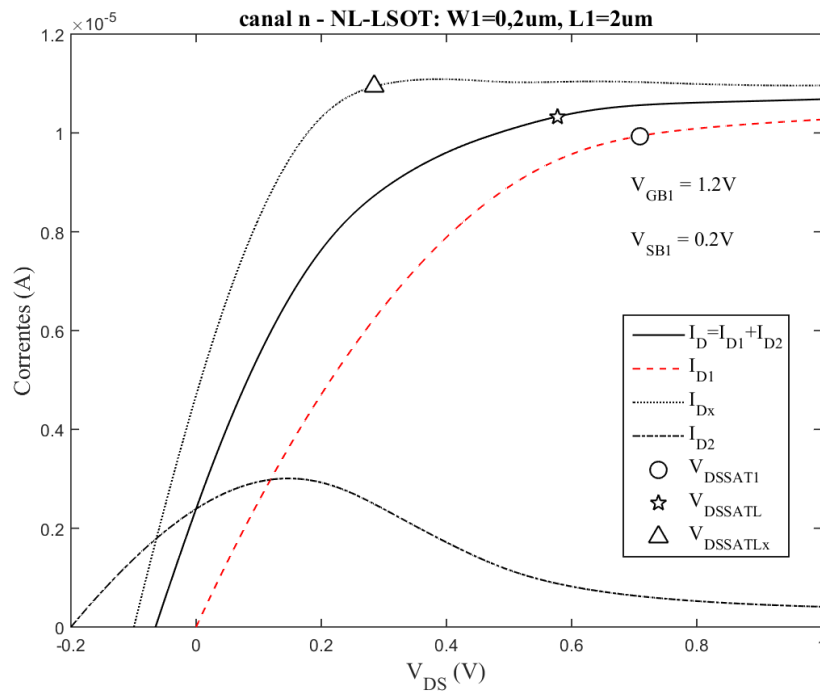


Figura 4.9 – Características de saída do NL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,2$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

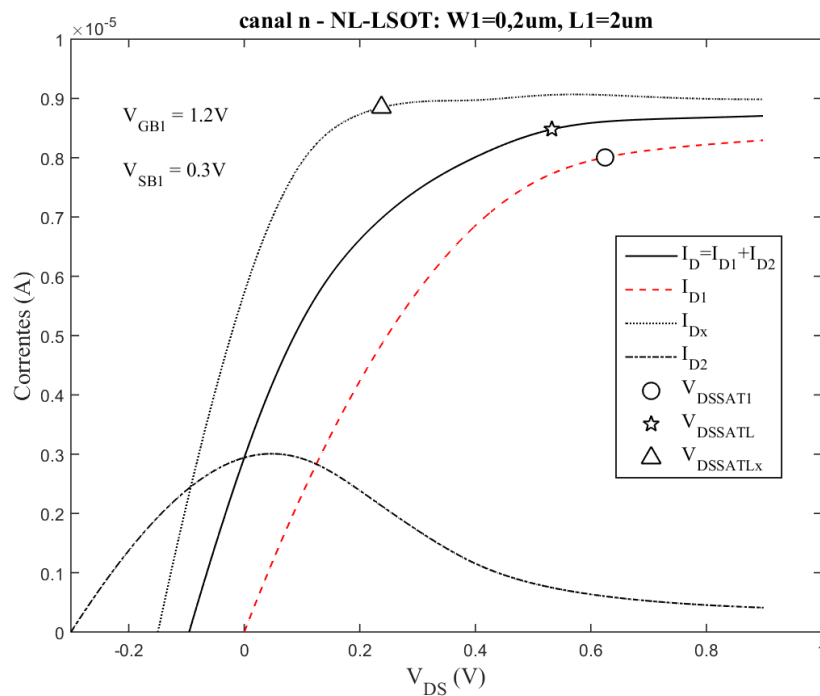


Figura 4.10 – Características de saída do NL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,3$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

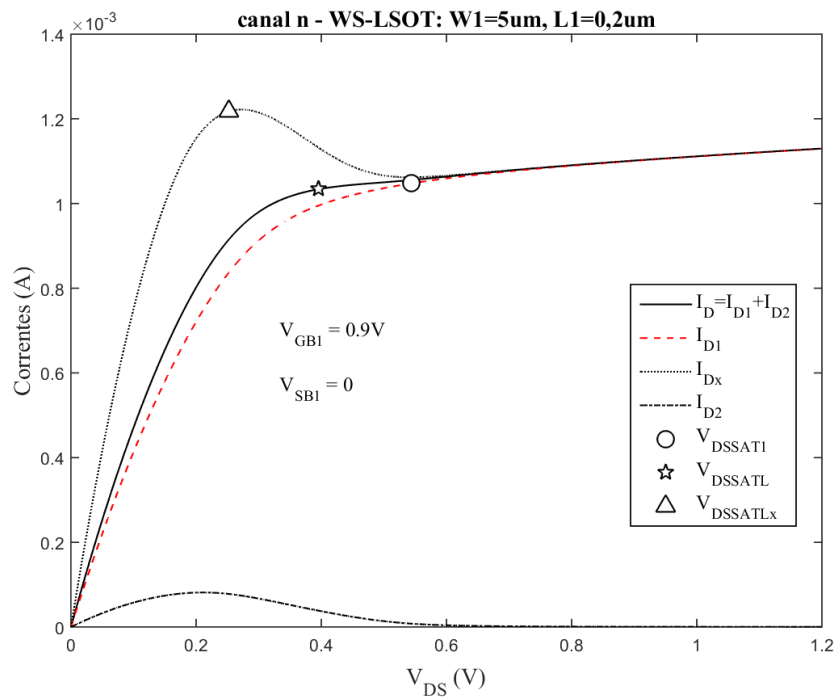


Figura 4.11 – Características de saída do WS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 0,9$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

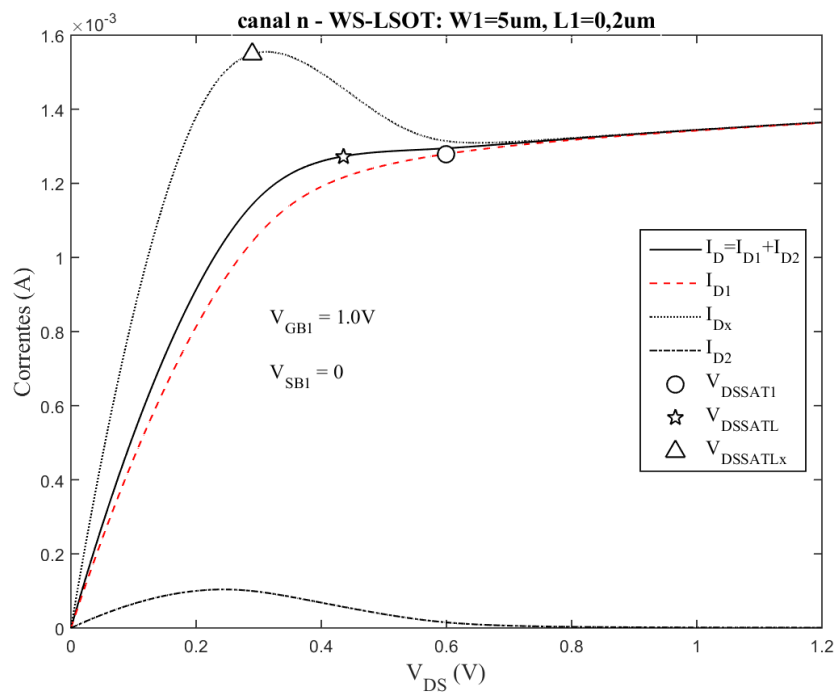


Figura 4.12 – Características de saída do WS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,0$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

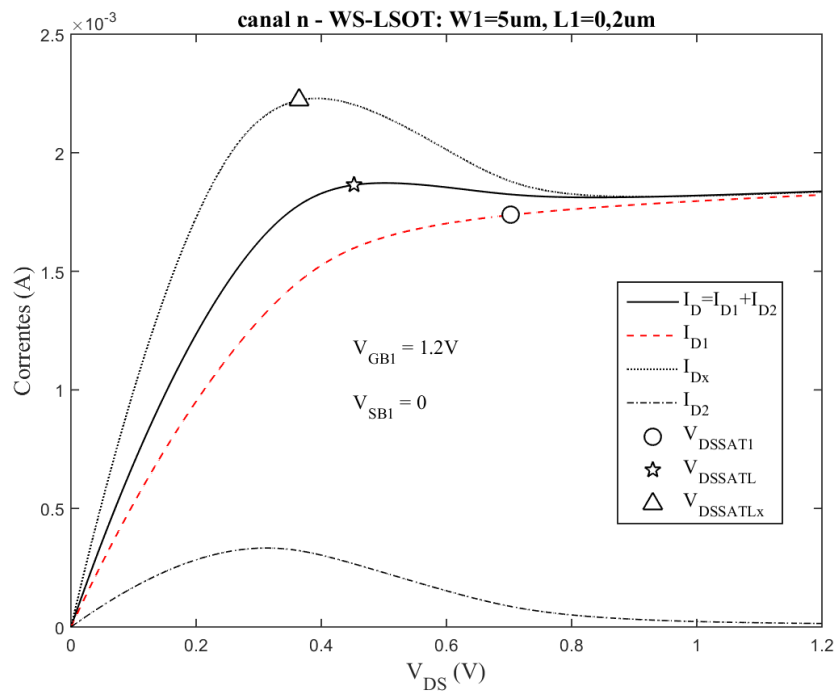


Figura 4.13 – Características de saída do WS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1.2$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

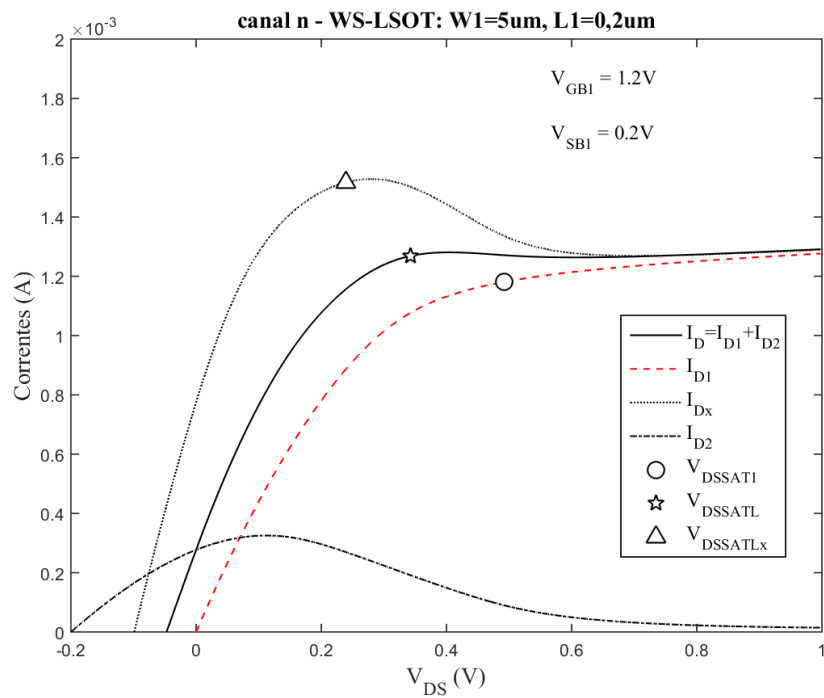


Figura 4.14 – Características de saída do WS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,2$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

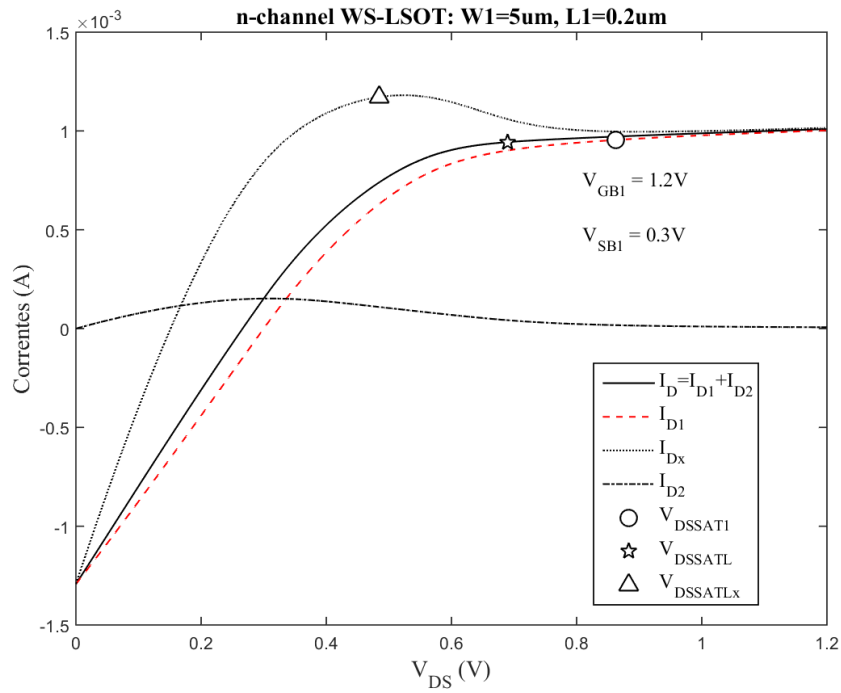


Figura 4.15 – Características de saída do WS-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,3$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

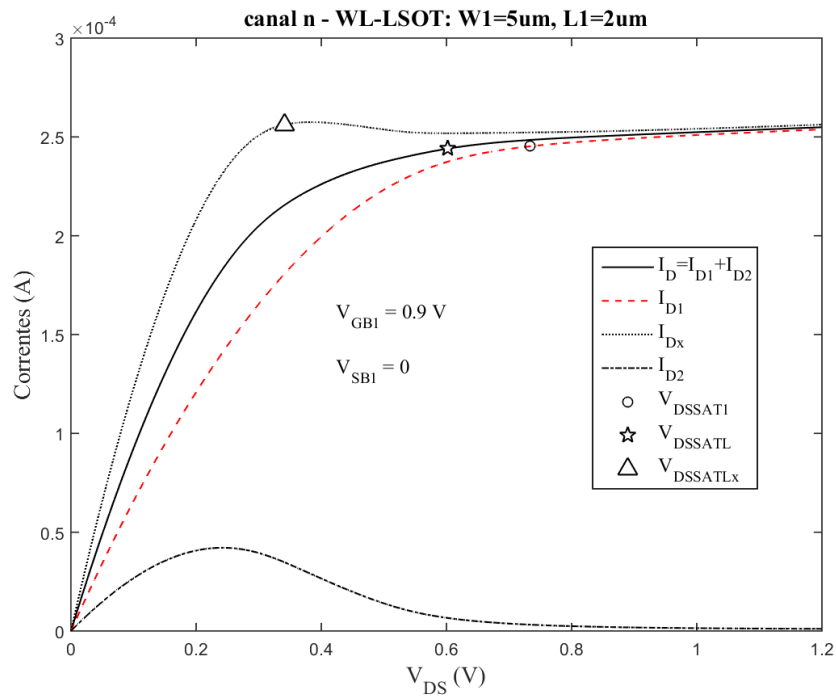


Figura 4.16 – Características de saída do WL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 0,9$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

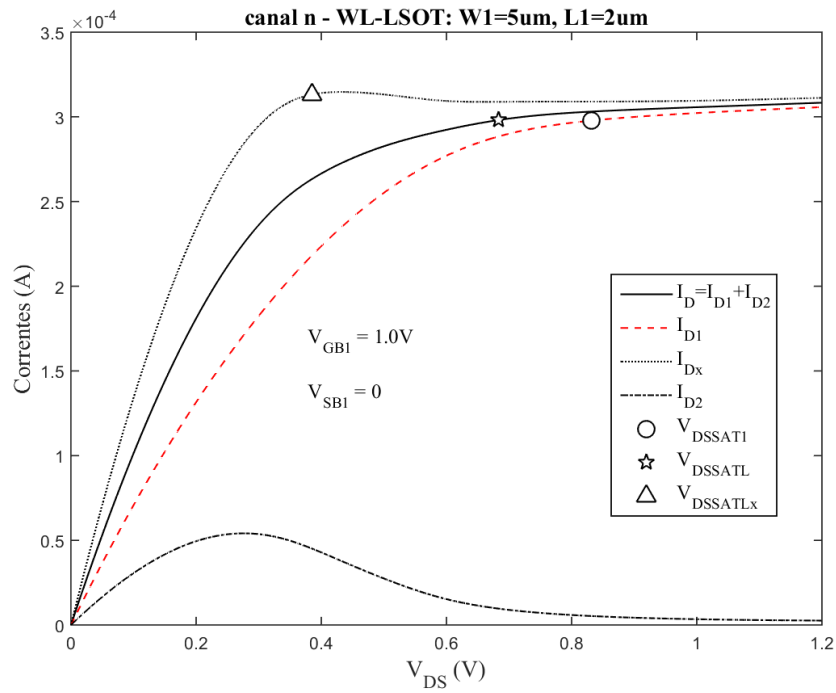


Figura 4.17 – Características de saída do WL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,0$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

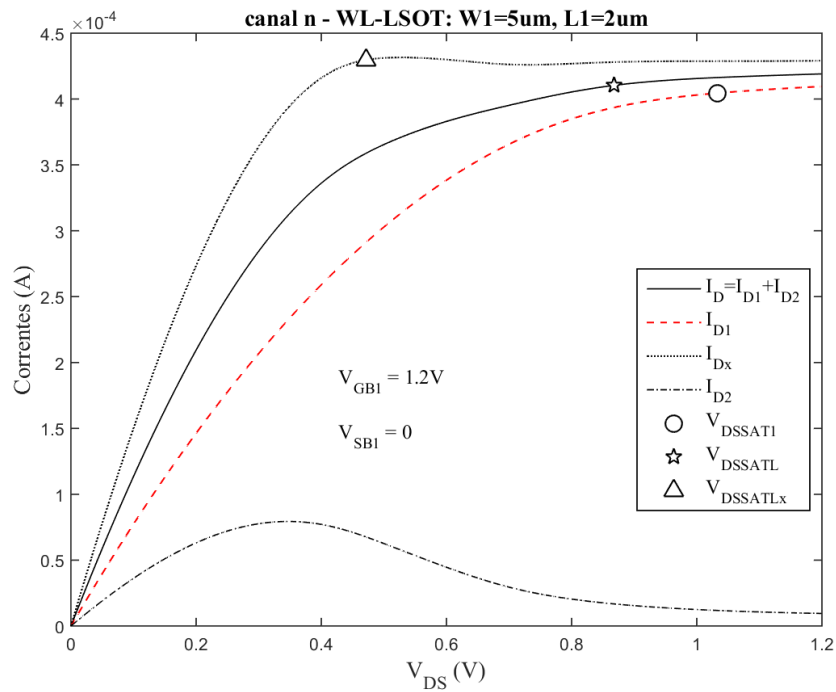


Figura 4.18 – Características de saída do WL-LSOT de canal n, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

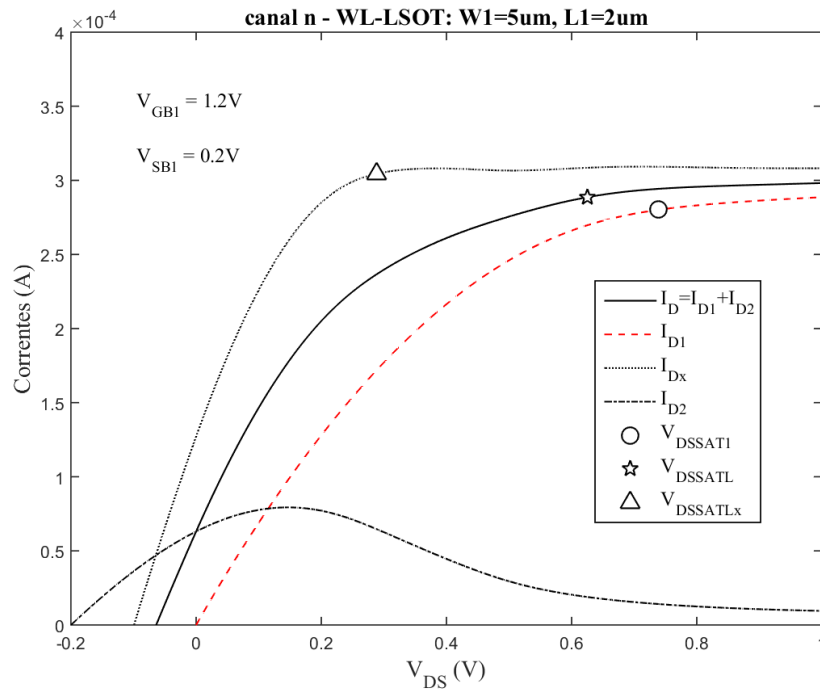


Figura 4.19 – Características de saída do WL-LSOT de canal n , com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,2$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

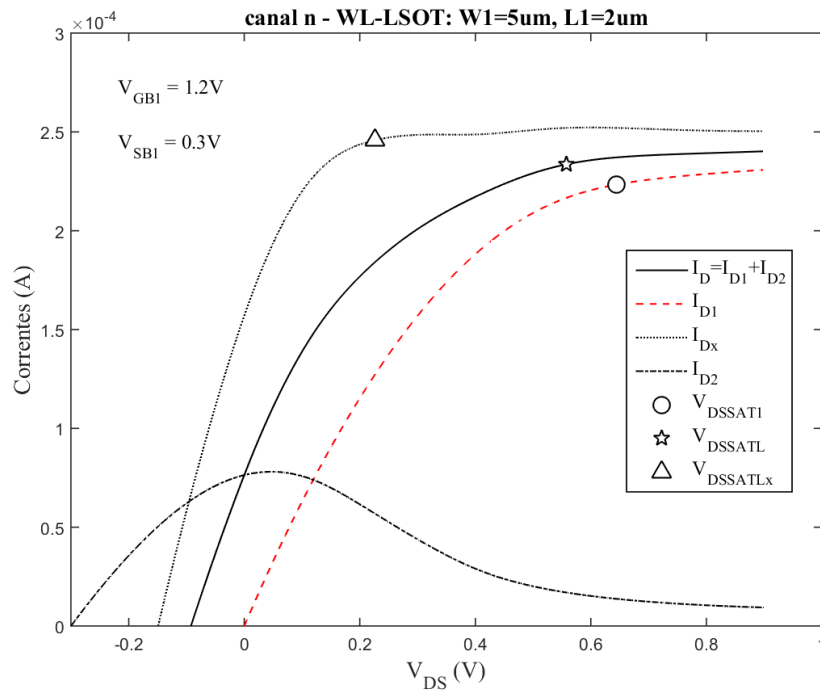


Figura 4.20 – Características de saída do WL-LSOT de canal n , com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = 1,2$ volts e $V_{SB1} = 0,3$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

É perceptível que, para todos os exemplos de projeto, o V_{DSSATL} é significativamente menor que o V_{DSSAT1} . As duas últimas colunas da Tabela 4.1 (ΔV_{DSSAT} em valor absoluto e em valor percentual em relação a V_{DSSAT1}) mostram que a redução da tensão de limiar de saturação varia de 0,086 a 0,250 V, o que corresponde respectivamente a 6,9% a 20,8% da tensão de alimentação total (1,2 V), sendo o valor médio igual a 0,143 V (11,9% da tensão de alimentação total). Simultaneamente, a metodologia de dimensionamento conseguiu atenuar a corcunda da curva para valores toleráveis, mesmo para os níveis de inversão mais fortes, que correspondem aos valores mais altos de V_{GB} e aos valores mais baixos de V_{SB} .

As características do NS-LSOT (Figs. 4.1 a 4.5) e do WS-LSOT (Figs. 4.11 a 4.15) com M_{2x} (igual a M_1), representadas por I_{Dx} , apresentam os máximos locais mais pronunciados. Isso significa que, conforme modelado por (2.b) e (2.c), os efeitos de canal curto contribuem para acentuar nestes exemplos de LSOT a degradação da mobilidade devida ao campo elétrico transversal, por sua vez modelada por (2.a). No entanto, a aplicação da metodologia de projeto aqui apresentada a estes exemplos de LSOT com dispositivos de canal curto proporcionou redução significativa das corcundas indesejáveis nas características de corrente representadas por I_D . Para quantificar o grau de redução ou mesmo a eliminação dos máximos locais, quando existentes, nas características de todos os dispositivos testados, definimos a grandeza ξ como a diferença percentual entre o valor de I_D em V_{DSSAT} e o valor médio de I_D para V_{DS} intervalo $[V_{DSSAT}, V_{DD} - V_{SB1}]$. Quanto mais baixos (e mesmo, mais negativos) os valores de ξ , menores ou inexistentes as corcundas das características. Os valores de ξ são apresentados na Tabela 4.2, para as redes com M_{2x} (ξ_x) e para as redes com M_2 dimensionado segundo a metodologia proposta. Percebe-se que ξ é muito inferior a ξ_x nos dispositivos de canal curto e na maior parte dos dispositivos de canal longo (NL-LSOT e WL-LSOT). Entretanto, nestes últimos e sobretudo nos dispositivos largos (WL-LSOT), ξ_x apresenta-se pequeno ou negativo em boa parte dos exemplos. Nestes casos, como a versão da rede com M_{2x} provê um valor mais baixo de V_{DSSAT} que a versão com M_2 , como se pode constatar nas Figs. 4.8 a 4.10 e nas Figs. 4.16 a 4.20, a metodologia de dimensionamento mostra-se muito conservativa e, portanto, desnecessária.

	V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	ξ_x (%) com M_{2x}	ξ (%) com M_2
NS-LSOT	0	0,9	11,08	-1,35
		1,0	13,78	-0,38
	0,2	1,2	14,62	0,91
			13,18	-0,92
			11,68	-1,75
NL-LSOT	0	0,9	2,09	-3,90
		1,0	1,96	-3,61
	0,2	1,2	1,03	-3,60
			-3,10	-1,25
			-3,33	-3,08
WS-LSOT	0	0,9	9,10	-5,77
		1,0	12,26	-4,43
	0,2	1,2	13,99	1,14
			11,80	-0,62
			10,08	-4,73
WL-LSOT	0	0,9	0,38	-4,84
		1,0	0,38	-4,27
	0,2	1,2	-0,19	-2,71
			-1,54	-2,77
			-2,93	-2,88

TABELA 4.2 – ATENUAÇÃO DA CORCUNDA NOS EXEMPLOS DE PROJETO DO LSOT DE CANAL N

A mesma metodologia de projeto descrita na Seção III foi aplicada também aos exemplos de LSOT de canal p da Tabela 4.3, onde foram considerados quatro conjuntos de dimensões de M_1 diferentes, tendo-se adotado a mesma terminologia que no caso dos dispositivos de canal n. M_2 foi dimensionado para as cinco condições de polarização também indicadas na Tabela 4.3. As características DC de M_1 , M_2 , do LSOT com M_2 e do LSOT com M_{2x} igual a M_1 foram também simuladas através do *software* SMASH usando o modelo BSIM3v3 e são apresentadas nas Figs. 4.21 a 4.40, onde $V_{SD} = V_{SD1}$. Para todos os exemplos de projeto, $W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$ e $L_3 = L_4 = 10 \mu\text{m}$.

Os valores de W_2 e L_2 calculados de acordo com a metodologia de dimensionamento proposta, assim como os valores de V_{SDSAT1} , V_{SDSATL} e $\Delta V_{SDSAT} = V_{SDSAT1} - V_{SDSATL}$ são apresentados nas últimas colunas da Tabela 4.3.

Pode-se perceber que os efeitos de canal curto são bem mais pronunciados nos dispositivos de canal curto (NS-LSOT e WS-LSOT) de canal p se comparados com os de canal n. Isto permitiu uma maior vantagem na utilização da rede LSOT para a redução do limiar de saturação,

sendo os valores de ΔV_{SDSAT} registrados para os exemplos de NS-LSOT e WS-LSOT de canal p na Tabela 4.3 em média maiores que os valores de ΔV_{DSSAT} registrados para os exemplos de NS-LSOT e WS-LSOT de canal n na Tabela 4.1.

	Dimensões de M_1		V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	i_{f1}	Dimensões de M_2		V_{SDSAT1} (V)	V_{SDSATL} (V)	ΔV_{SDSAT} (V)	ΔV_{SDSAT} (%)
	W_1 (μm)	L_1 (μm)				W_2 (μm)	L_2 (μm)				
NS-LSOT	0,2	0,2	0	-0,9	447	0,22	0,30	0,611	0,265	0,346	57
				-1,0	642	0,22		0,719	0,316	0,403	56
				-1,2	1145	0,20		0,936	0,437	0,499	53
					697	0,21		0,724	0,296	0,428	59
					516	0,22		0,589	0,239	0,350	59
NL-LSOT	0,2	2	0	-0,9	779	0,24	3,20	0,518	0,317	0,201	39
				-1,0	1081	0,24		0,588	0,359	0,229	39
				-1,2	1839	0,23		0,454	0,393	0,061	13
			-0,2		1251	0,24		0,564	0,355	0,209	37
			-0,3		1001	0,24		0,484	0,315	0,169	35
WS-LSOT	5	0,2	0	-0,9	447	3,75	0,50	0,621	0,338	0,283	46
				-1,0	642	3,66	0,20	0,739	0,371	0,368	50
				-1,2	1145	3,50	0,20	0,969	0,476	0,493	51
			-0,2		697	3,64	0,50	0,712	0,357	0,355	50
			-0,3		516	3,72	0,20	0,575	0,336	0,239	42
WL-LSOT	5	2	0	-0,9	779	3,76	2,00	0,606	0,368	0,238	39
				-1,0	1081	3,69		0,688	0,421	0,267	39
				-1,2	1839	3,58		0,849	0,538	0,311	37
			-0,2		1251	3,66		0,667	0,437	0,230	34
			-0,3		1001	3,70		0,576	0,420	0,156	27

TABELA 4.3 – EXEMPLOS DE PROJETO DO LSOT DE CANAL P

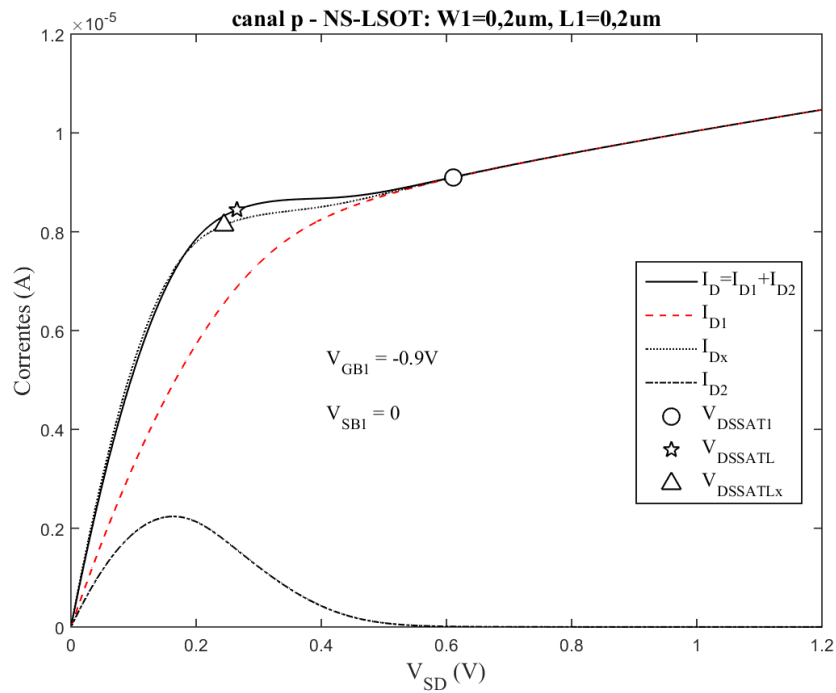


Figura 4.21 – Características de saída do NS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -0.9\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

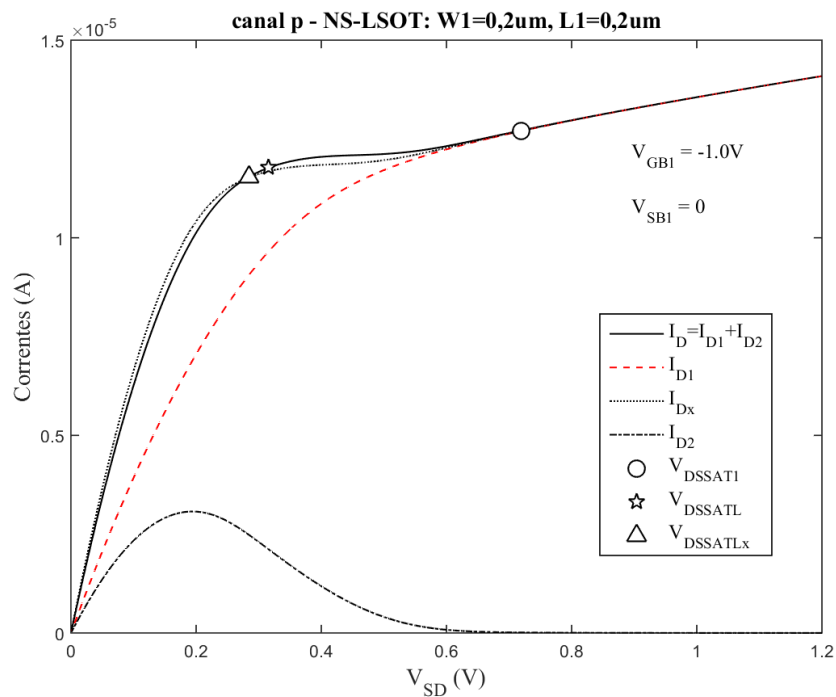


Figura 4.22 – Características de saída do NS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.0\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

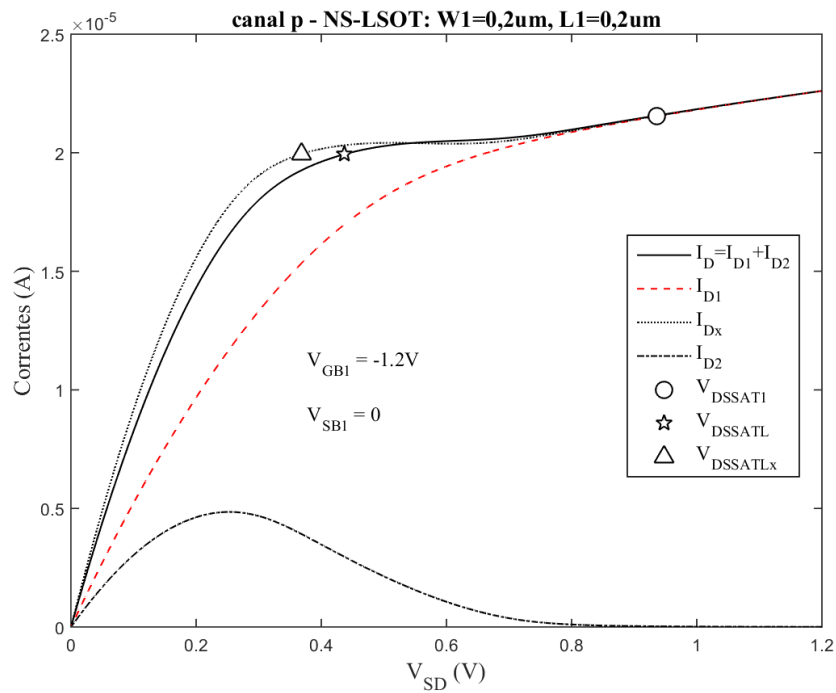


Figura 4.23 – Características de saída do NS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

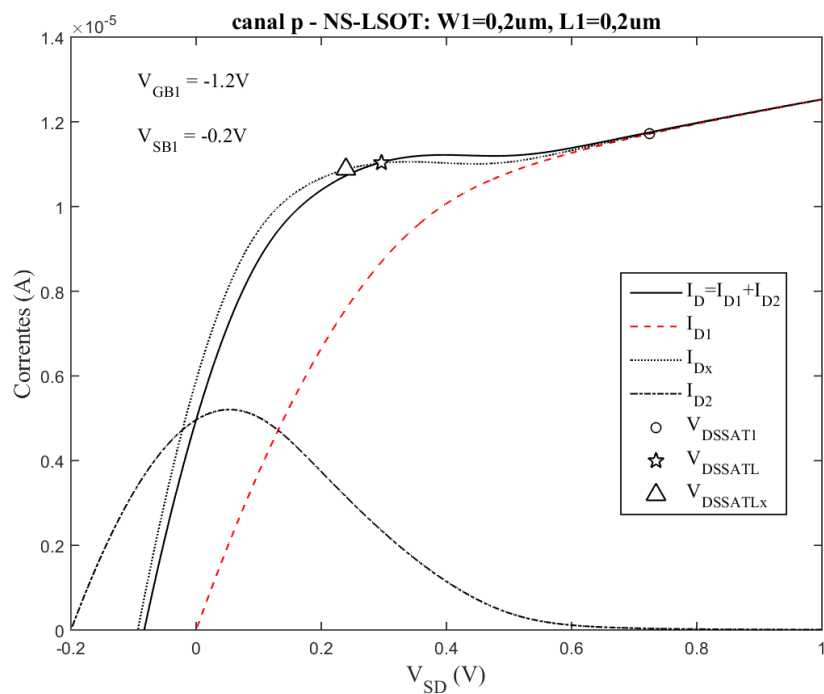


Figura 4.24 – Características de saída do NS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = -0.2\text{volts}$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

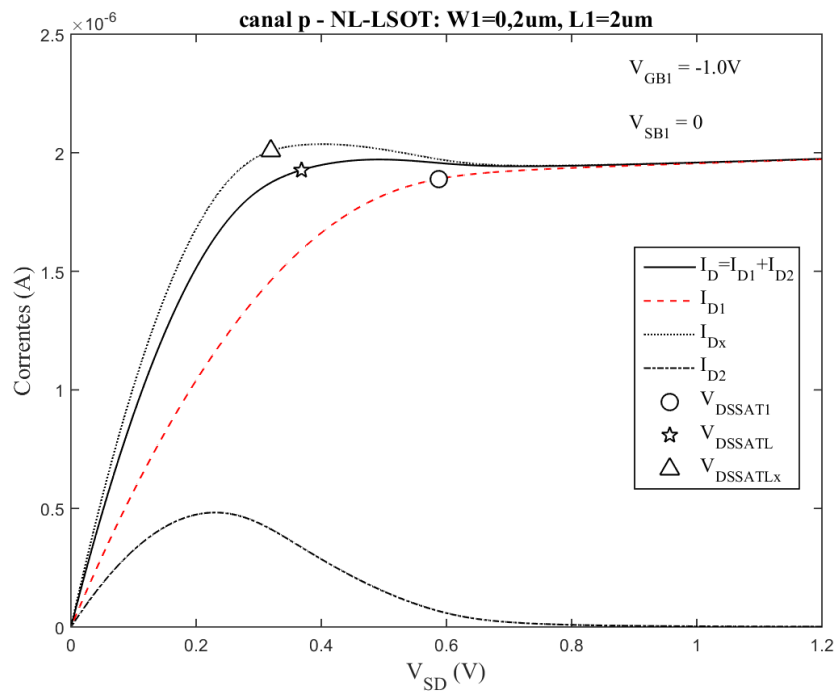


Figura 4.27 – Características de saída do NL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.0\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

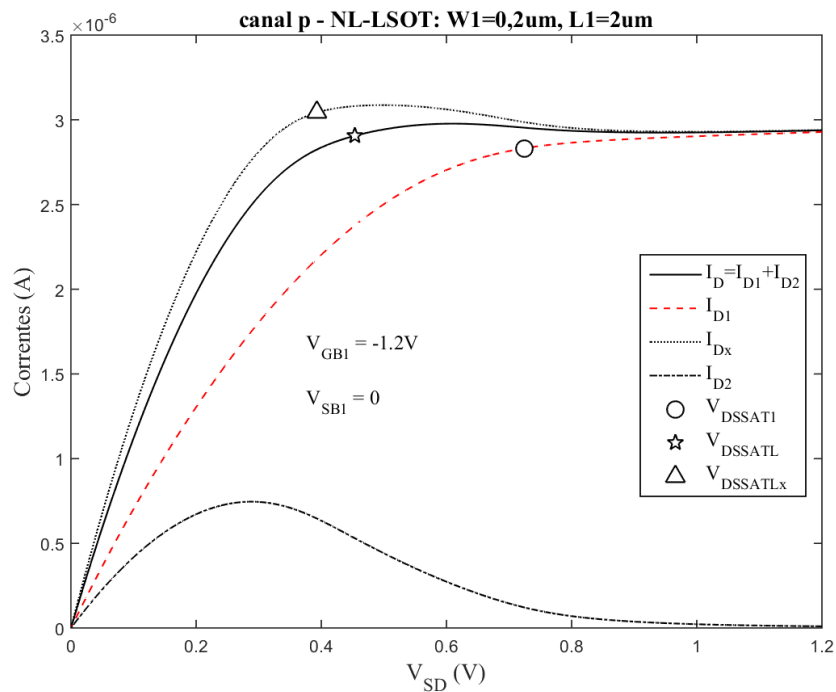


Figura 4.28 – Características de saída do NL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

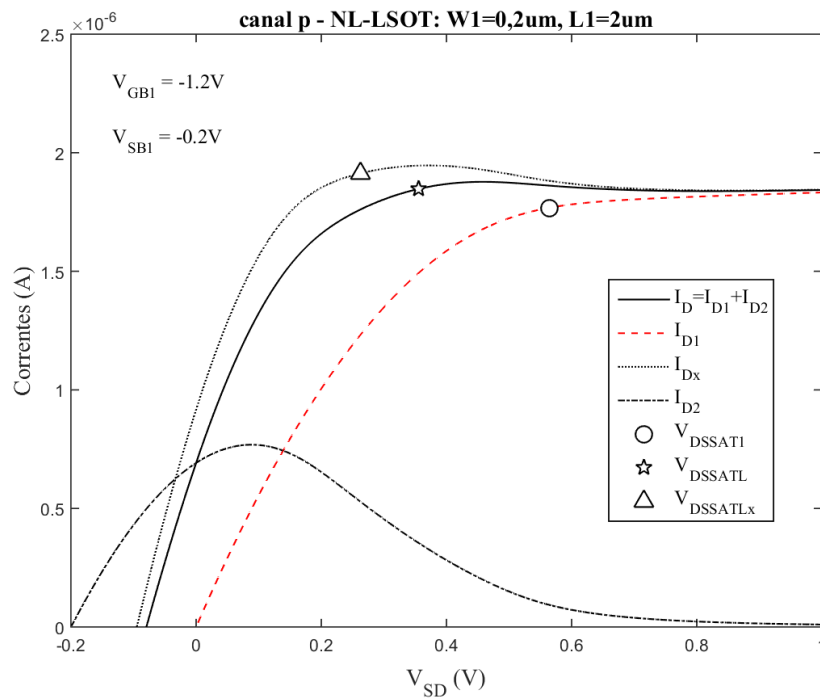


Figura 4.29 – Características de saída do NL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = -0.2\text{volts}$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

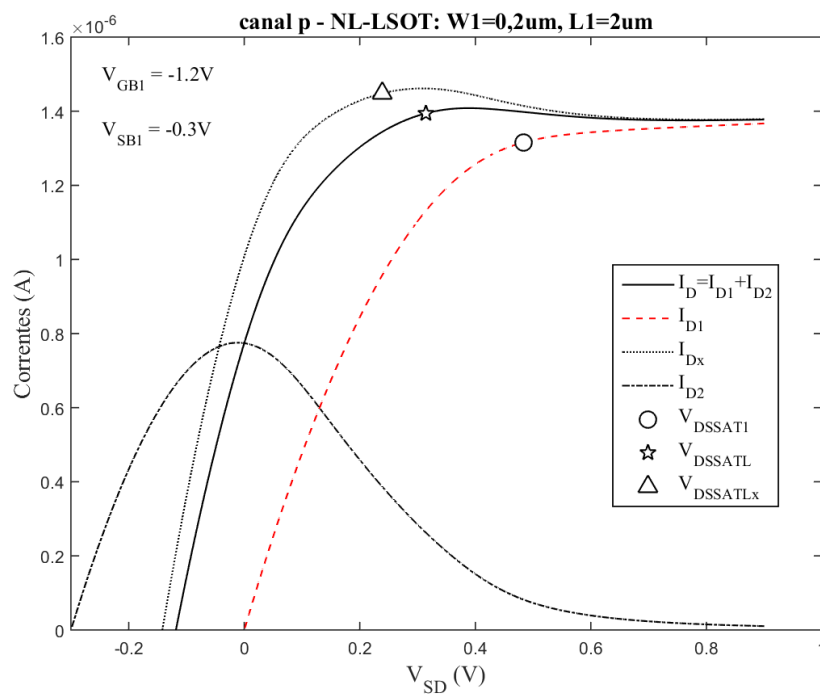


Figura 4.30 – Características de saída do NL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = -0.3\text{volts}$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

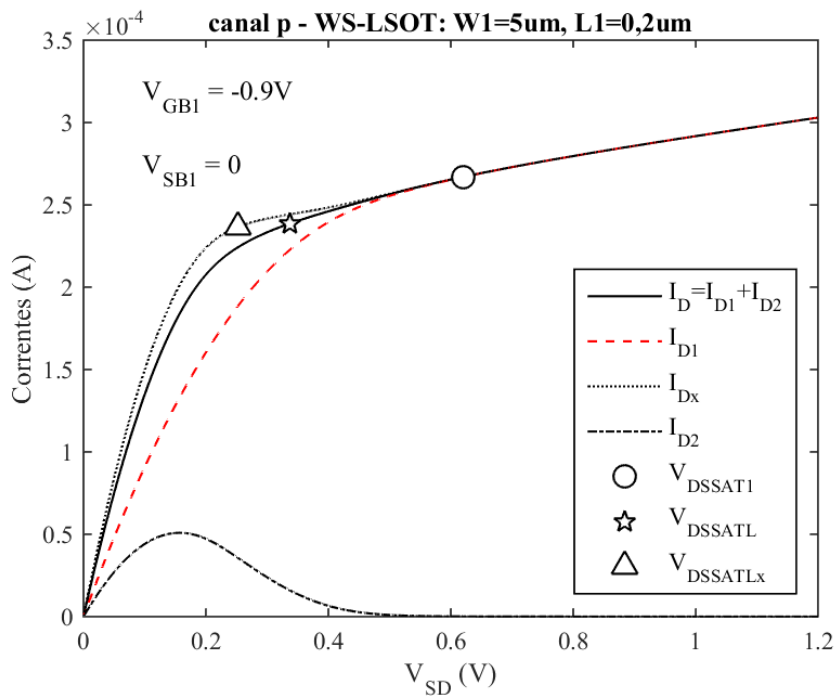


Figura 4.31 – Características de saída do WS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -0.9\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

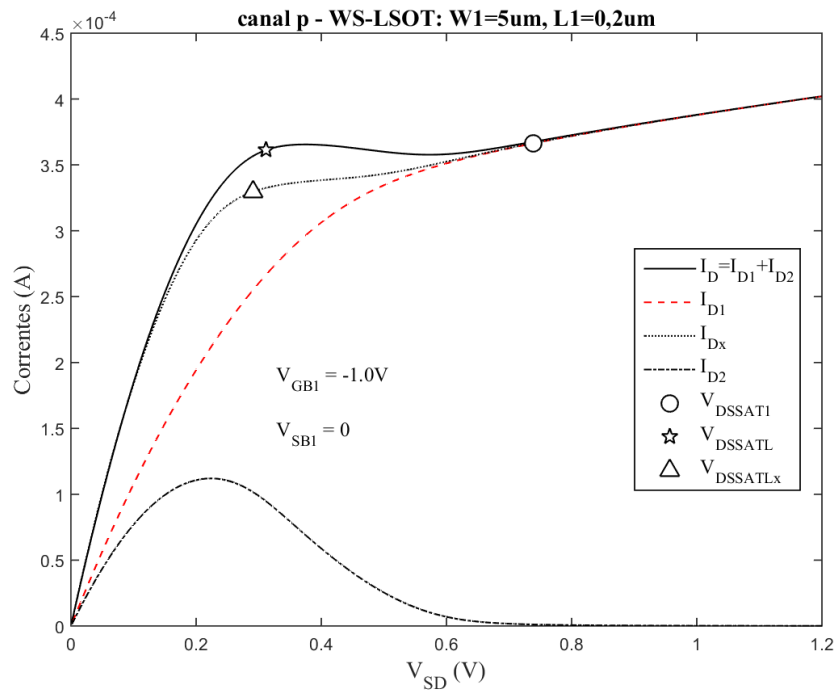


Figura 4.32 – Características de saída do WS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.0\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

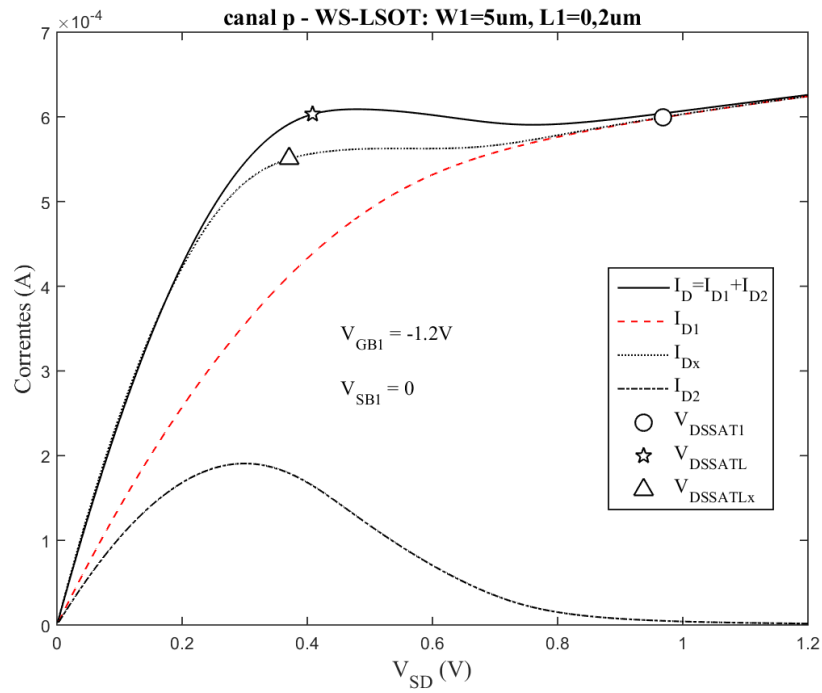


Figura 4.33 – Características de saída do WS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{V}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

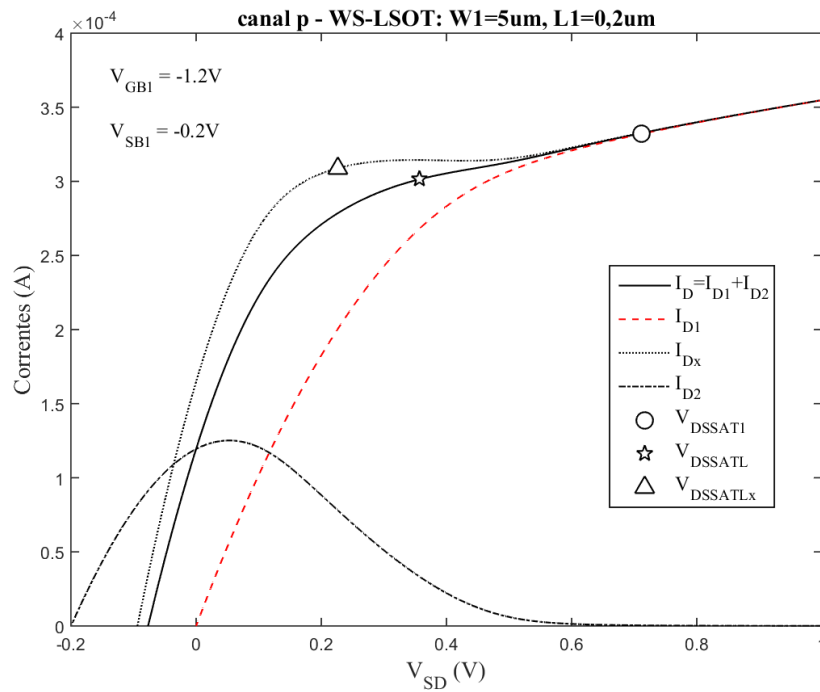


Figura 4.34 – Características de saída do WS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{V}$ e $V_{SB1} = -0.2\text{V}$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

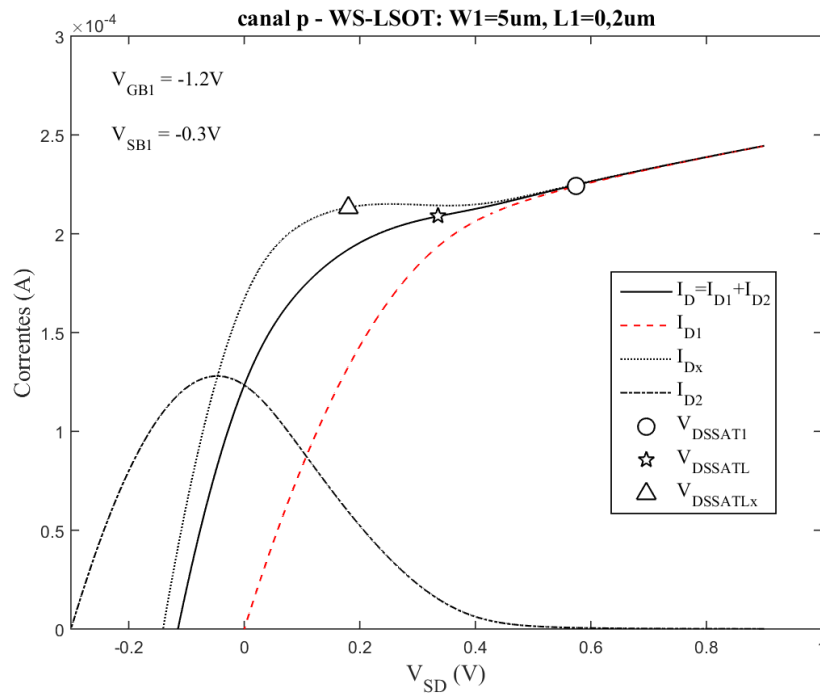


Figura 4.35 – Características de saída do WS-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2\text{volts}$ e $V_{SB1} = -0.3\text{volts}$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

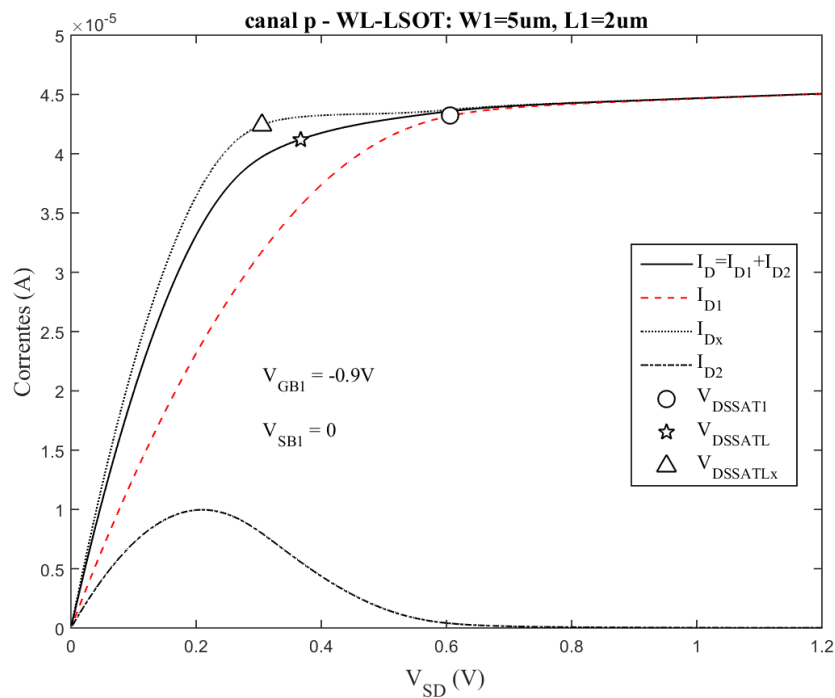


Figura 4.36 – Características de saída do WL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -0.9\text{volts}$ e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

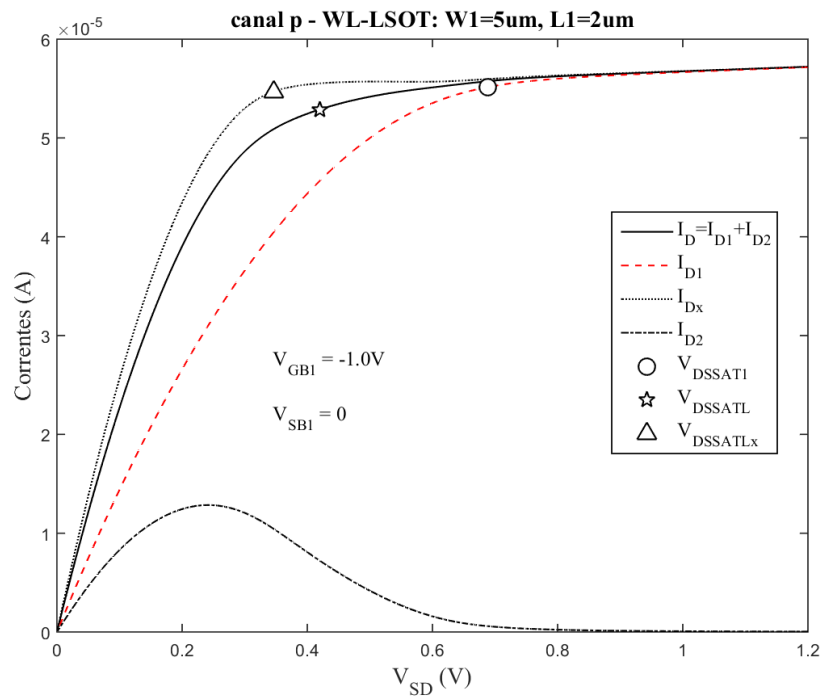


Figura 4.37 – Características de saída do WL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.0$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

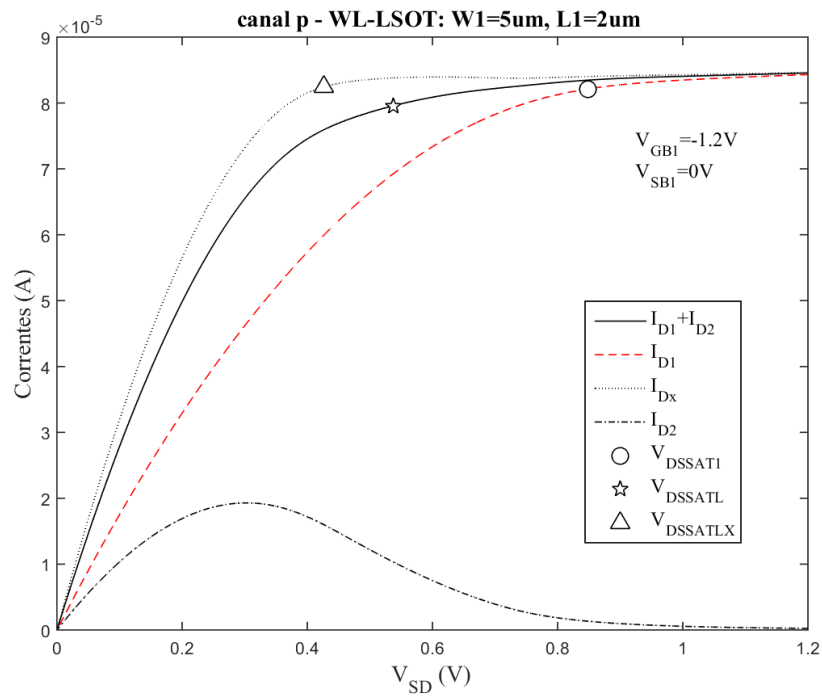


Figura 4.38 – Características de saída do WL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2$ volts e $V_{SB1} = 0$. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

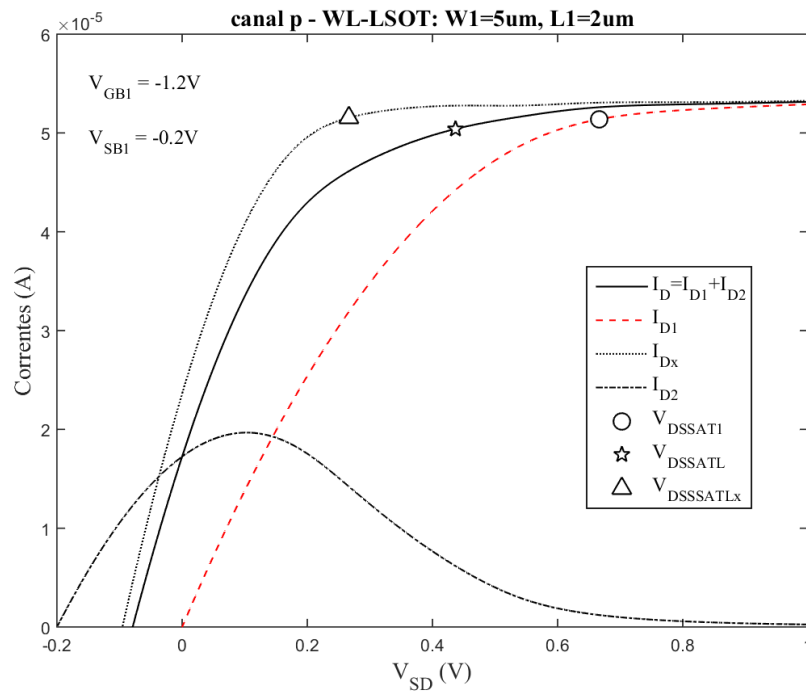


Figura 4.39 – Características de saída do WL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2$ volts e $V_{SB1} = -0.2$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

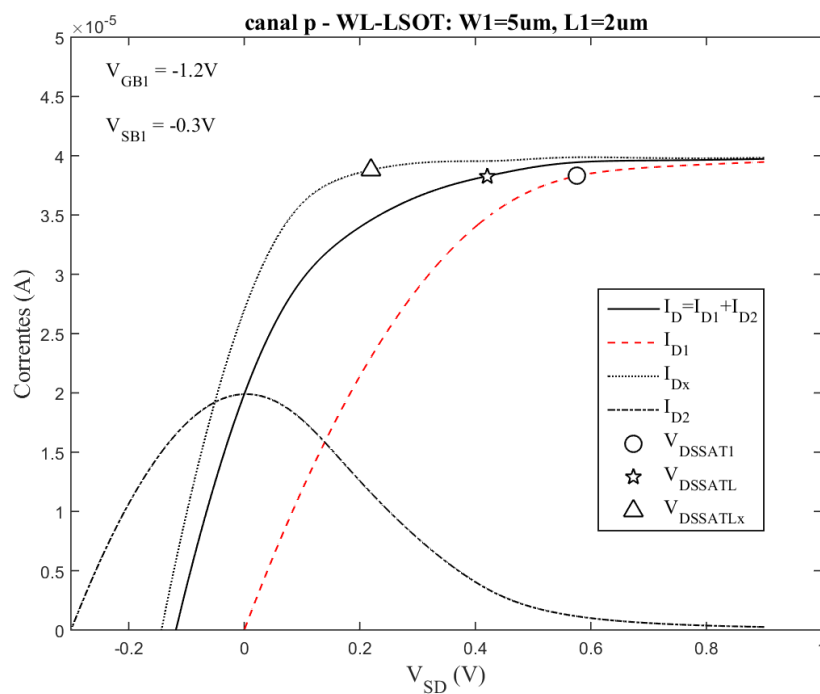


Figura 4.40 – Características de saída do WL-LSOT de canal p, com M_2 calculado pela metodologia proposta (linha sólida) e com $M_{2x} = M_1$ (linha pontilhada), e corrente de M_1 sozinho (linha tracejada). $V_{GB1} = -1.2$ volts e $V_{SB1} = -0.3$ volts. Círculo: V_{DSSAT1} ; pentagrama: V_{DSSATL} ; triângulo: $V_{DSSATLx}$.

Por outro lado, a utilização da metodologia de dimensionamento de M_2 no NS-LSOT e no WS-LSOT de canal p trouxe pouco benefício, também em virtude dos efeitos de canal curto muito pronunciados. A Tabela 4.4 apresenta os valores da grandeza ξ , que, para dispositivos de canal p é definida como a diferença percentual entre o valor de I_D em V_{SDSAT} e o valor médio de I_D para V_{SD} intervalo $[V_{SDSAT}, -V_{SS} - V_{BS1}]$. Pode-se observar na Tabela 4.4 que os valores de ξ e ξ_x são semelhantemente baixos ou negativos no NS-LSOT ou no WS-LSOT, em alguns casos até ocorrendo $\xi_x < \xi$. As maiores vantagens da aplicação da metodologia proposta aos dispositivos de canal p se evidenciaram no caso do NL-LSOT, pois as características com M_{2x} apresentam máximos locais não desprezíveis que foram visivelmente reduzidos ou eliminados nas características com M_2 , como pode ser notado pela comparação dos valores de ξ e ξ_x na Tabela 4.4. No WL-LSOT de canal p, as características com M_{2x} praticamente não apresentam máximos locais e, assim, a aplicação da metodologia de dimensionamento mostrou-se inadequada, pois tornou menos efetiva a antecipação do limiar de saturação.

	V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	ξ_x (%) com M_{2x}	ξ (%) com M_2
NS-LSOT	0	-0,9	-12,99	-10,42
		-1,0	-9,76	-8,55
	-0,2	-1,2	-5,40	-5,92
			-8,25	-7,59
			-10,78	-8,97
NL-LSOT	0	-0,9	0,96	-1,71
		-1,0	1,64	-1,48
	-0,2	-1,2	1,84	-1,20
			-0,15	-2,16
			-1,99	-3,02
WS-LSOT	0	-0,9	-10,20	-10,20
		-1,0	-9,99	-3,42
	-0,2	-1,2	-5,50	-0,15
			-7,58	-1,33
			-9,50	0,49
WL-LSOT	0	-0,9	-3,73	-6,16
		-1,0	-2,73	-5,38
	-0,2	-1,2	-1,86	-4,22
			-3,66	-6,21
			-5,16	-7,92

TABELA 4.4 – ATENUAÇÃO DA CORCUNDA NOS EXEMPLOS DE PROJETO DO LSOT DE CANAL P

4.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE POTÊNCIA E ÁREA

A adição de M_2 para realizar a estrutura LSOT implica em mais área e potência. A variação na área depende das dimensões M_1 . Se M_1 for um dispositivo de canal estreito, pode ser necessário escolher $L_2 > L_1$, para evitar um valor de W_2 abaixo do mínimo de tecnologia. Então, é provável que a área ativa de ambos os dispositivos, $W_2L_2 + W_1L_1$, seja maior que $2W_1L_1$. Por sua vez, se M_1 é um dispositivo de canal largo, é possível escolher $W_2 < W_1$ e a área ativa pode resultar menor que $2W_1L_1$.

Devido ao seu baixo nível de inversão, M_2 não contribui significativamente para o aumento de potência. De fato, a corrente de M_2 tende a se anular gradualmente à medida que M_1 progride para a saturação.

O par M_3 - M_4 deve ser cuidadosamente considerado no projeto do LSOT. O papel de fornecer a tensão adequada na porta de M_2 não é significativamente afetado pelas dimensões de M_3 e M_4 , desde que sejam iguais. Não obstante, seus tamanhos devem ser escolhidos para otimizar a área e a potência, o que mais uma vez depende das dimensões de M_1 .

As Tabelas 4.5 e 4.6 relacionam para cada exemplo de projeto das Tabelas 4.1 e 4.3, respectivamente, as percentagens entre os valores máximos das correntes do transistor M_2 e do ramo M_3 - M_4 em relação ao valor máximo da corrente total do LSOT, assim como a área ativa total, para três diferentes comprimentos de canal de M_3 e M_4 : $L_3 = L_4 = 10 \mu\text{m}$, $1 \mu\text{m}$ e $0,13 \mu\text{m}$. As larguras de M_3 e M_4 são mantidas iguais ao valor mínimo da tecnologia, $W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$. As áreas ativas são calculadas como $W_1.L_1 + W_2.L_2 + 2W_3.L_3$.

As seguintes observações podem ser feitas a partir da análise das Tabelas 4.5 e 4.6:

- (i) No dispositivo estreito-longo (NL-LSOT) a corrente $I_D = I_{D1} + I_{D2}$ é pequena, então a utilização de um canal curto para M_3 e M_4 implica num aumento relativo muito grande da corrente, portanto da potência. Por outro lado, a utilização de um canal longo para M_3 e M_4 aumenta a área ativa total de poucas vezes (nos exemplos em questão, em torno de quatro vezes) em relação à obtida utilizando um canal curto ou médio para estes transistores, desvantagem que é compensado pela significativa redução da potência associada aos mesmos, relativamente a potência dos transistores M_1 e M_2 . Portanto, no caso do NL-LSOT vale a pena utilizar M_3 e M_4 de canal longo.

- (ii) No dispositivo estreito-curto (NS-LSOT), a corrente I_D é mediana, mas ainda assim a utilização de um canal curto para M_3 e M_4 leva a um aumento relativo importante da corrente total. Como as áreas ativas de M_1 e M_2 são pequenas, a utilização de um canal longo para M_3 e M_4 impacta bastante na área total, então o recomendado seria utilizar valores médios de comprimento de canal para estes transistores, levando a acréscimos toleráveis da área ativa e da potência.
- (iii) No dispositivo largo-longo (WL-LSOT), a corrente I_D também é mediana. Contudo a grande área ativa associada a M_1 e M_2 faz com que a área total varie pouco com os valores dos comprimentos adotados para M_3 e M_4 . Assim, a utilização de um canal longo para estes transistores garante uma economia razoável de potência sem prejuízo perceptível no consumo de área.
- (iv) O dispositivo largo-curto (WS-LSOT), finalmente, é o que apresenta a maior corrente I_D . Neste caso a contribuição de M_3 e M_4 para a potência total do circuito é pequena, qualquer que seja seu comprimento de canal. Contudo, como a variação da área ativa total é pequena se considerarmos o uso de um canal curto ou médio para M_3 e M_4 , pode-se pensar em adotar um comprimento de canal médio para estes transistores para otimizar a potência.

	V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	$L_3 = L_4 = 10 \mu\text{m}$			$L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$			$L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$		
			I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)	I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)	I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)
NS-LSOT	0	0,9	1,86	15,58	3,51	14,67	15,35	0,63	68,81	13,31	0,35
		1,0	1,82	15,73	3,5	14,43	15,55	0,62	67,97	13,52	0,3416
	0,2	1,2	1,74	16,91	3,5	13,99	16,83	0,62	65,78	14,85	0,3416
			2,49	24,15	3,5	13,99	16,83	0,62	65,78	14,85	0,3416
			3,14	30,41	3,5	13,99	16,83	0,62	65,78	14,85	0,3416
NL-LSOT	0	0,9	10,38	18,97	4,11	81,79	18,81	1,23	384,32	16,67	0,95
		1,0	10,03	19,45	4,11	79,74	19,35	1,23	376,94	17,18	0,95
	0,2	1,2	9,47	20,23	4,11	75,97	20,23	1,23	359,56	18,22	0,95
			13,17	28,15	4,11	75,97	20,23	1,23	359,56	18,22	0,95
			16,16	34,54	4,11	75,97	20,23	1,23	359,56	18,22	0,95
WS-LSOT	0	0,9	0,08	7,21	5,02	0,64	7,08	2,14	3,03	6,02	1,86
		1,0	0,080	7,62	5,02	0,633	7,50	2,14	2,97	6,43	1,86
	0,2	1,2	0,076	18,13	5,99	0,611	17,99	3,11	2,86	15,68	2,83
			0,10	25,20	5,95	0,61	17,59	3,07	2,86	15,33	2,79
			0,13	15,06	5,02	0,61	8,23	2,14	2,86	7,15	1,86
WL-LSOT	0	0,9	0,36	16,53	17,92	2,87	16,36	15,04	13,49	14,43	14,76
		1,0	0,35	17,55	18,06	2,81	17,44	15,18	13,26	15,42	14,90
	0,2	1,2	0,33	18,94	18,2	2,69	18,92	15,32	12,71	16,99	15,04
			0,47	26,62	18,2	2,69	18,92	15,32	12,71	16,99	15,04
			0,58	32,50	18,12	2,69	18,61	15,24	12,71	16,71	14,96

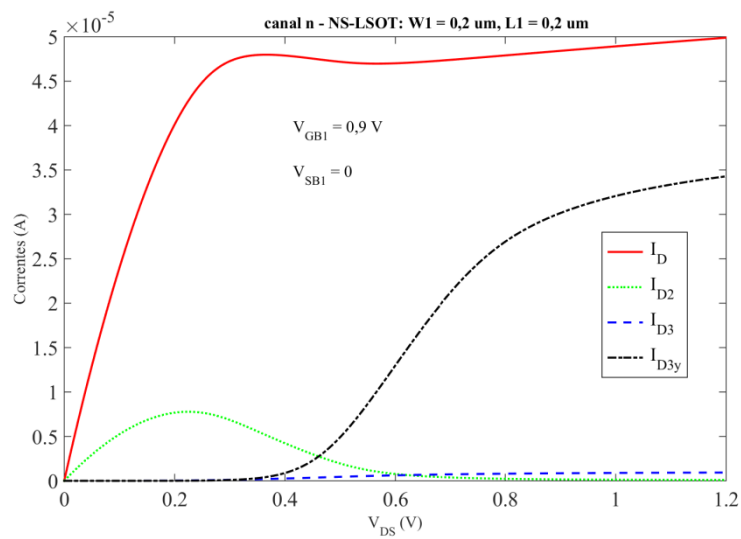
TABELA 4.5 – INFLUÊNCIA DOS COMPRIMENTOS DE M_3 E M_4 NOS PROJETOS DO LSOT DE CANAL N

	V_{SB1} (V)	V_{GB1} (V)	$L_3 = L_4 = 10 \mu\text{m}$			$L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$			$L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$		
			I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)	I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)	I_{D3}/I_D (%)	I_{D2}/I_D (%)	Área ativa (μm^2)
NS-LSOT	0	-0,9	1,51	21,37	3,3	13,81	20,85	0,42	59,96	18,83	0,14
		-1,0	1,36	21,28	3,3	12,54	20,80	0,42	58,38	18,80	0,14
	-0,2	-1,2	1,15	21,46	3,3	10,68	21,05	0,42	53,97	19,01	0,14
			2,07	40,72	3,3	10,67	22,14	0,42	53,96	20,01	0,14
			3,04	62,13	3,3	10,67	23,02	0,42	53,96	20,80	0,14
NL-LSOT	0	-0,9	10,25	24,83	4,3	93,34	24,43	1,45	405,13	22,92	1,17
		-1,0	9,74	25,53	4,36	89,54	25,14	1,48	416,84	23,49	1,20
	-0,2	-1,2	8,85	25,38	4,3	82,21	25,05	1,45	415,75	23,31	1,17
			14,12	40,47	4,3	82,21	25,05	1,45	415,75	23,31	1,17
			18,90	54,15	4,3	82,21	25,05	1,45	415,75	23,31	1,17
WS-LSOT	0	-0,9	0,05	10,28	4,95	0,47	10,08	2,07	2,07	9,32	1,79
		-1,0	0,04	17,87	4,9	0,43	17,43	2,05	2,04	15,60	1,77
	-0,2	-1,2	0,04	19,26	4,9	0,38	18,88	2,02	1,95	16,98	1,74
			0,07	18,65	6,02	0,38	10,45	3,14	1,95	9,63	2,86
			0,10	52,34	4,94	0,38	20,09	2,06	1,95	18,07	1,78
WL-LSOT	0	-0,9	0,35	22,07	20,72	3,21	21,72	17,84	13,93	20,43	17,56
		-1,0	0,33	22,39	20,58	3,09	22,06	17,70	14,38	20,68	17,42
	-0,2	-1,2	0,30	22,75	20,36	2,85	22,47	17,48	14,44	21,01	17,20
			0,48	37,01	20,58	2,85	22,98	17,70	14,44	21,49	17,42
			0,65	50,07	20,6	2,85	23,24	17,72	14,44	21,73	17,44

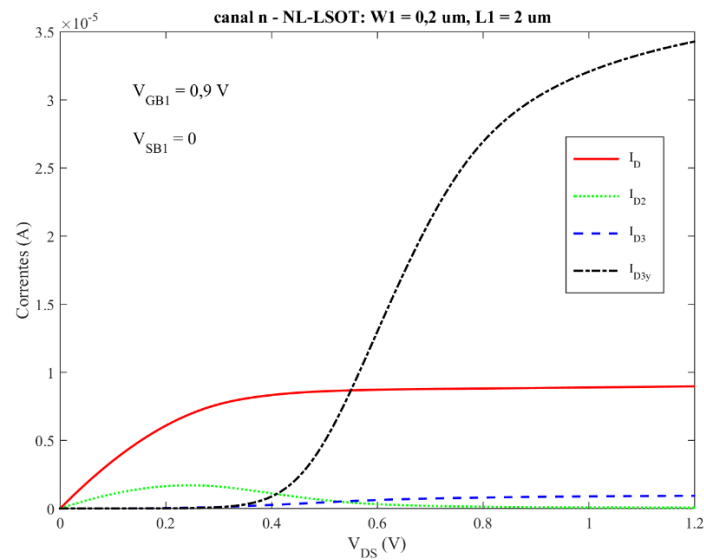
TABELA 4.6 – INFLUÊNCIA DOS COMPRIMENTOS DE M3 E M4 NOS PROJETOS DO LSOT DE CANAL P

Para complementar a análise prévia sobre área e potência, a Fig. 4.41 mostra os resultados de simulação da corrente de M₃-M₄ em comparação com as correntes M₁ e M₂, para alguns dos exemplos de rede LSOT de canal n, constantes da Tabela 4.1. A corrente designada I_{D3y} corresponde aos dispositivos M₃-M₄ com os valores mínimos de largura e comprimento, que são, respectivamente, 0,16 μm e 0,13 μm na tecnologia CMOS 130 nm usada nas simulações. I_{D3} é para dispositivos com largura mínima e um canal bastante longo, $L_3 = L_4 = 10\mu\text{m}$.

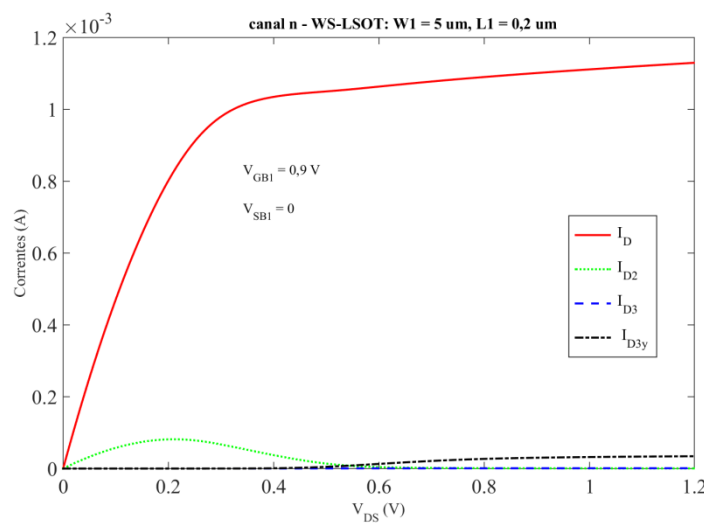
Conforme mostrado na Fig. 4.41 (c), para valores altos da razão de aspecto de M₁, W_1/L_1 , mesmo a escolha de tamanhos mínimos para M₃ e M₄, que proporciona economia na área de silício, o aumento na potência é relativamente pequeno, uma vez que I_{D3} é uma pequena fração da corrente geral da rede. No entanto, no caso de W_1/L_1 médio ou baixo, como ilustrado nas Figs. 4.41 (a) e 4.41 (b), respectivamente, M₃ e M₄ mínimos consomem uma porção muito importante de toda a energia da rede em saturação. Portanto, é imperativo usar dispositivos mais longos, o que requer uma área maior para a implementação da rede.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.41 – Comparação entre correntes: corrente externa do LSOT (linha sólida), corrente de M_2 (linha pontilhada), corrente de M_3 - M_4 (I_{D3}) para $W_3 = 0,16 \mu\text{m}$ e $L_3 = 10 \mu\text{m}$ (linha tracejada), corrente de M_3 - M_4 (I_{D3y}) para $W_3 = L_3 = 0,16 \mu\text{m}$ (linha tracejada-pontilhada). (a) NS-LSOT; (b) NL LSOT; (c) WS-LSOT. $V_{GB1} = 0,9 \text{ V}$ e $V_{SB1} = 0$.

4.3 SIMULAÇÃO DE VERSÃO MODIFICADA DO LSOT

A corrente através do ramo M_3 - M_4 aumenta drasticamente em saturação avançada de M_1 , onde esse par de dispositivos não é mais funcional para a estrutura do LSOT. De acordo com a análise sobre área e potência realizada na Seção 4.2, este aumento é irrelevante para o caso em que M_1 do LSOT possui razão de aspecto grande (WS-LSOT), uma vez que a corrente I_D já é elevada. Contudo, nos casos em que a razão de aspecto de M_1 é pequena (NL-LSOT), principalmente, ou até mesmo média, a contribuição do ramo M_3 - M_4 para a potência total do circuito pode se tornar crítica, forçando uma opção por comprimentos de canal maiores para M_3 e M_4 . Portanto, uma alternativa para mitigar esse problema em casos particulares poderia ser a introdução da chave analógica M_5 em série com M_3 e M_4 , conforme ilustrado na Fig. 4.42. Com o aumento da tensão de dreno de M_1 , a chave tende a desligar, de modo que a corrente de M_3 e M_4 é interrompida, conforme ilustrado na Fig.4.43. Infelizmente, M_2 também pode interromper a condução muito abruptamente, fazendo com que a característica de saída do LSOT apresente uma inflexão indesejável. Para suavizar essa característica, o transistor M_5 deve ser grande o suficiente para desligar com maior potencial e adiar a interrupção de I_{D2} . Caso contrário, esta solução não seria prática.

No exemplo da Fig. 4.43, $W_5 = 2 \mu\text{m}$, $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$, $W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$, $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ e as dimensões de M_1 e M_2 são as da Tabela 4.1 para o NS-LSOT com $V_{GB1} = 0,9 \text{ V}$ e $V_{SB1} = 0$. A área ativa total é, portanto, $1,21 \mu\text{m}^2$, consideravelmente menor que a área ativa total do projeto original (com $W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$ e $L_3 = L_4 = 10 \mu\text{m}$), $4,11 \mu\text{m}^2$.

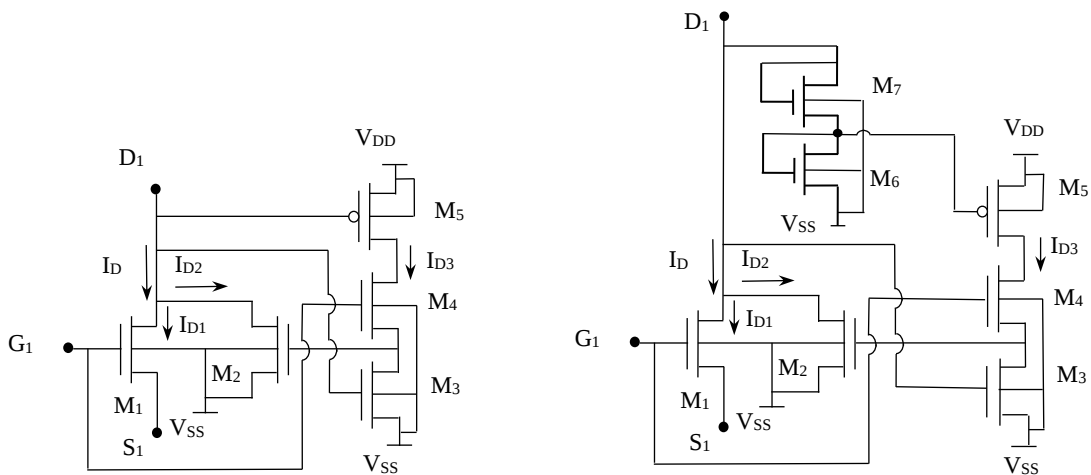


Figura 4.42 – Esquemático do LSOT de canal n com chave de canal p. (a) Chave acionada pelo potencial em D_1 . (b) Chave acionada pelo potencial de saída do divisor de tensão M_6 - M_7 .

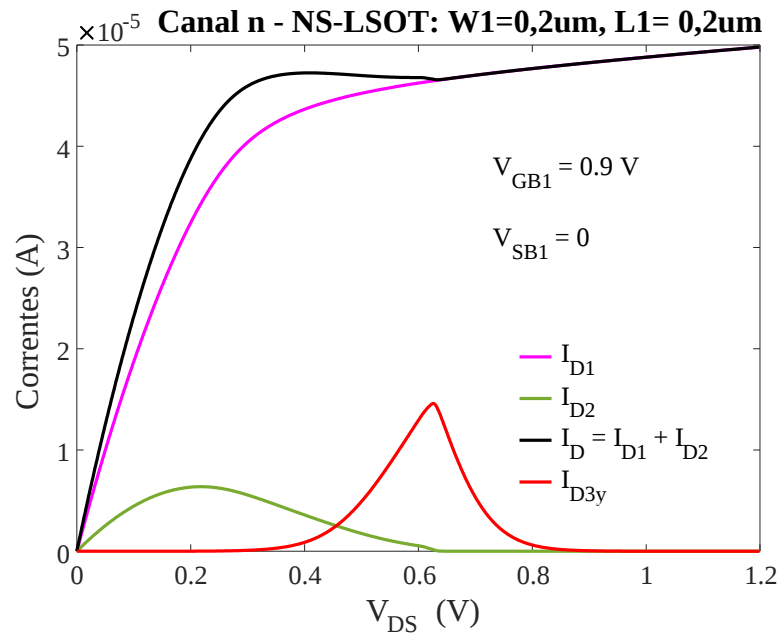


Figura 4.43 – Comparação entre correntes no NS-LSOT com chave M_5 , como ilustrado na Fig. 4.42(a): corrente externa do LSOT (cor preta), corrente de M_1 (cor rosa), corrente de M_2 (cor verde), corrente de M_3 - M_4 (cor vermelha). $W_5 = 2 \mu\text{m}$, $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$, $W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$, $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$.

O exemplo previamente descrito e com resultados de simulação ilustrados na Fig. 4.43 requereu uma chave bastante larga para atenuar a inflexão na característica de saída do LSOT. Nos exemplos que seguem, relativos ao NS-LSOT e ao NL-LSOT, foi utilizado um divisor de tensão com cargas ativas de canal n, M_6 e M_7 , entre D_1 e o substrato, como ilustrado na Fig. 4.42(b) para reduzir o potencial no terminal de porta da chave M_5 , retardando e impedindo sua completa abertura. Assim, foi possível utilizar uma chave de pequenas dimensões, $W_5 = 0,3 \mu\text{m}$ e $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$.

As Figs. 4.44 a 4.46 mostram as características DC para as três configurações do NS-LSOT e do NL-LSOT a seguir: (A) M_3 e M_4 com comprimentos mínimos ($L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$) sem chave; (B) M_3 e M_4 com comprimentos médios ($L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$) sem chave; (C) M_3 e M_4 com comprimentos mínimos ($L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$) com a chave de dimensões $W_5 = 0,3 \mu\text{m}$ e $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$ acionada por meio do divisor a carga ativa, como na Fig. 4.42(b), formado por transistores de dimensões mínimas, ou seja, $W_6 = W_7 = 0,16 \mu\text{m}$ e $L_6 = L_7 = 0,13 \mu\text{m}$ (curvas em cor vermelha). A largura de M_3 e M_4 é mínima ($W_3 = W_4 = 0,16 \mu\text{m}$) em todas as configurações. As dimensões de M_2 são aquelas da Tabela 4.1 correspondentes a $V_{GB1} = 0,9 \text{ V}$ e $V_{SB1} = 0$.

No caso do NS-LSOT (Fig. 4.44) as correntes I_D ou I_{D2} das três configurações resultaram muito próximas, especialmente aquelas correspondentes a M_3 e M_4 com comprimentos mínimos, com e sem chave. Além disto não houve variação abrupta na curva I_D vs. V_{DS} com a chave sendo acionada pela saída do divisor de tensão. No caso do NL-LSOT (Fig. 4.45) a rede com a chave apresenta uma corcunda ligeiramente saliente na curva I_D vs. V_{DS} , porém praticamente sem variação abrupta; as correntes nas outras duas configurações ficaram bastante próximas.

A corrente I_{D3} é independente das dimensões de M_1 e M_2 e é apresentada na Fig. 4.46 para as três configurações. No caso de M_3 e M_4 com comprimentos mínimos sem chave, configuração (A), I_{D3} atinge um valor máximo da ordem de grandeza de I_D , o que torna esta configuração desvantajosa do ponto de vista da potência. No caso de M_3 e M_4 com comprimentos médios, configuração (B), I_{D3} cresce continuamente até um valor máximo de $7,3 \mu A$. No caso de M_3 e M_4 com comprimentos mínimos e com a chave, configuração (C), I_{D3} alcança um máximo de $16,9 \mu A$ e depois decai até $4,5 \mu A$; além disto, embora não mostrado, a corrente do divisor M_6 - M_7 , desprezível até o limiar de saturação do LSOT, cresce a partir daí até um máximo de $11,5 \mu A$. Conclui-se, pois, que a configuração (B) ainda é mais vantajosa que a (C) no que concerne à potência.

Em termos de área, a configuração (C) apresentou uma pequena economia comparada à configuração (B) para os dois dispositivos testados: no NS-LSOT a área ativa total resultou igual a $0,620 \mu m^2$ na configuração (B) e $0,422 \mu m^2$ na configuração (C); no NL-LSOT as áreas ativas totais são $1,368 \mu m^2$ na configuração (B) e $1,170 \mu m^2$ na configuração (C). Como no NL-LSOT a economia de área proporcionada pela configuração (C) é pequena em termos relativos (inferior a 15%), o prejuízo na potência e a ligeira degradação na característica I_D vs. V_{DS} associados a esta configuração, justificam a opção pela configuração (B). No caso do NS-LSOT a economia relativa de área é um pouco maior com a configuração (C), cerca de 32%, e a característica I_D vs. V_{DS} não se deteriora pela inclusão da chave, apresentando até uma maior atenuação da corcunda. Além disto, as potências dos ramos M_3 - M_4 - M_5 e M_6 - M_7 representam um percentual menor da potência total do circuito, que no caso do NL-LSOT. Assim sendo, pode-se considerar a aplicação da chave com divisor de corrente uma alternativa competitiva no caso particular do NS-LSOT.

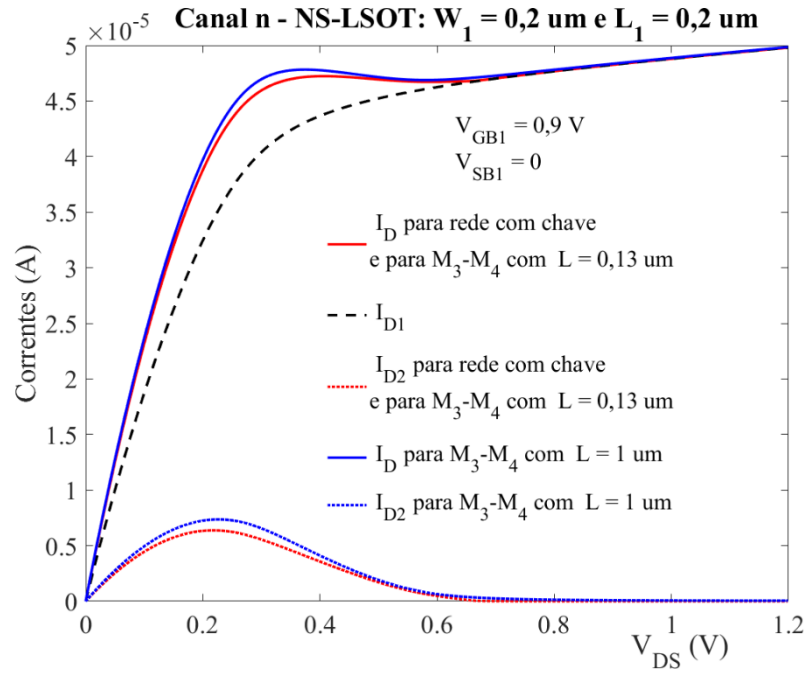


Figura 4.44 – Comparação entre correntes no NS-LSOT para três configurações: $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ com chave e divisor de tensão, como ilustrado na Fig. 4.42(b), sendo $W_5 = 0,3 \mu\text{m}$, $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$, $W_6 = W_7 = 0,16 \mu\text{m}$, $L_6 = L_7 = 0,13 \mu\text{m}$.

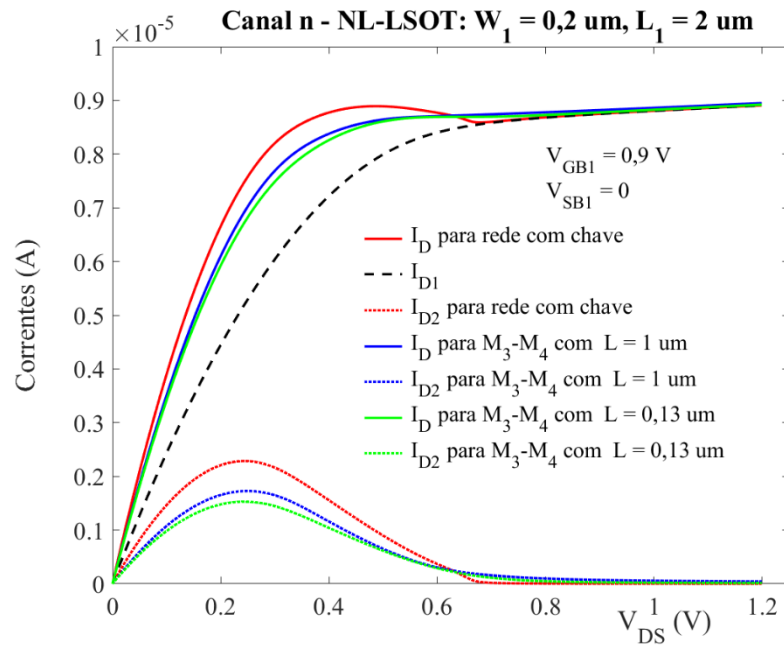


Figura 4.45 – Comparação entre correntes no NL-LSOT para três configurações: $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ com chave e divisor de tensão, como ilustrado na Fig. 4.42(b), sendo $W_5 = 0,3 \mu\text{m}$, $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$, $W_6 = W_7 = 0,16 \mu\text{m}$, $L_6 = L_7 = 0,13 \mu\text{m}$.

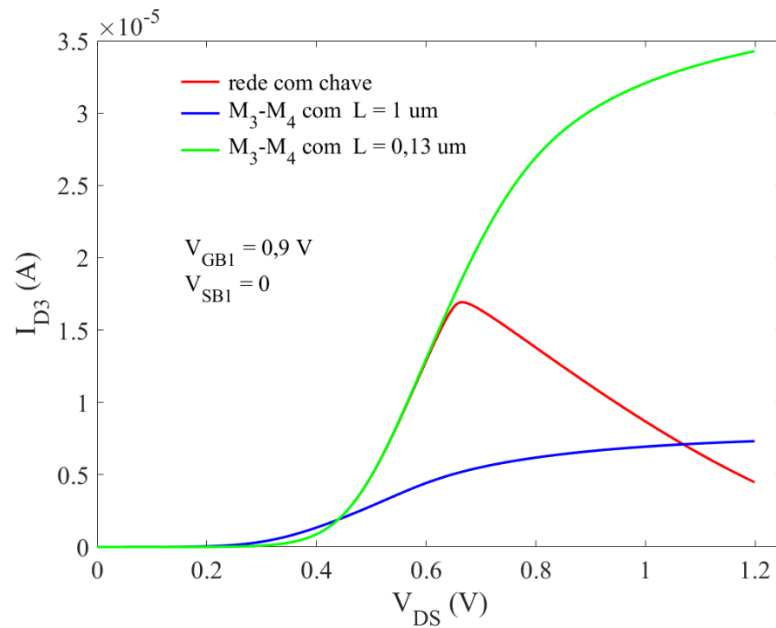


Figura 4.46 – Correntes do ramo M_3 - M_4 do LSOT para três configurações: $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 1 \mu\text{m}$ sem chave; $L_3 = L_4 = 0,13 \mu\text{m}$ com chave e divisor de tensão, como ilustrado na Fig. 4.42(b), sendo $W_5 = 0,3 \mu\text{m}$, $L_5 = 0,13 \mu\text{m}$, $W_6 = W_7 = 0,16 \mu\text{m}$, $L_6 = L_7 = 0,13 \mu\text{m}$.

4.4 APLICAÇÃO EM ESPELHO DE CORRENTE CASCODE REGULADO

Em [5] é avaliada a aplicabilidade do LSOT na substituição de um dos transistores do ramo de saída de um espelho de corrente cascode tradicional. Concluiu-se que a substituição do dispositivo de saída com terminais de fonte e substrato conectados logrou êxito na ampliação da excursão do potencial de saída.

Neste trabalho, complementamos esta investigação aplicando o LSOT ao espelho de corrente cascode regulado RCCM [2] [3]. Seguindo a mesma estratégia adotada em [5] aos espelhos cascode tradicionais, o transistor M_4 do RCCM ilustrado na Fig. 2.4 foi substituído por um LSOT. Todos os demais transistores do diagrama da Fig. 2.4 foram assumidos com dimensões iguais às do transistor M_1 do LSOT da Fig. 2.3, resultando em um espelho de razão unitária. Por meio do *software* SMASH e utilizando o modelo BSIM3v3, foram realizadas simulações de características de saída I_{OUT} vs. V_{OUT} , sendo I_{OUT} e V_{OUT} respectivamente a corrente e o po-

tencial de saída, de alguns exemplos de projetos de RCCM tradicional, espelho cascode tradicional e RCCM com LSOT, para diferentes níveis de corrente de entrada. Todos os dispositivos são do tipo canal n. Os resultados das simulações são apresentados nas Figs. 4.47 a 4.51. Em todos os projetos, adotou-se para M_3 e M_4 do LSOT da Fig.2.3, largura mínima e comprimento de $1\ \mu\text{m}$. As dimensões de M_1 e M_2 do LSOT da Fig.2.3 são indicadas no topo de cada gráfico. Ressaltamos que as dimensões de M_2 foram obtidas por meio da metodologia proposta neste trabalho e descrita no Capítulo 3.

Nos gráficos das Figs. 4.47 a 4.51, os pontos marcados por triângulo, círculo e pentagrama correspondem aos valores mínimos (V_{OUTmin}) do potencial de saída dos espelhos cascode tradicional, RCCM tradicional e RCCM com LSOT. O valor V_{OUTmin} é aqui definido como o valor de V_{OUT} a partir do qual a variação da magnitude de I_{OUT} é inferior à 5% do valor de I_{OUT} para $V_{OUT} = V_{DD} = 0,6\ \text{V}$. Pode-se perceber que o RCCM já proporciona redução de V_{OUTmin} em relação ao espelho cascode tradicional. Entretanto, a aplicação do LSOT no RCCM enfatiza ainda mais esta redução em todos os exemplos de projeto aqui apresentados. Foram utilizados dispositivos do tipo WS-LSOT nos espelhos com correntes de saída $250\ \mu\text{A}$, $600\ \mu\text{A}$ e 1mA , do tipo NS-LSOT no espelho com corrente de saída de $30\ \mu\text{A}$ e do tipo NL-LSOT no espelho com corrente de saída de $2\ \mu\text{A}$.

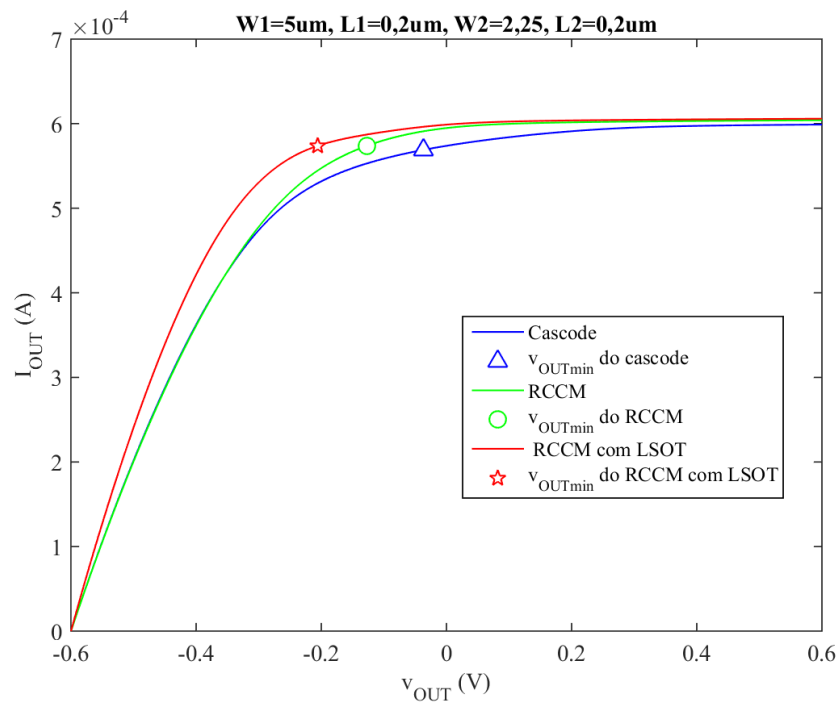


Figura 4.47 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional, projetados para corrente de entrada de $600\ \mu\text{A}$.

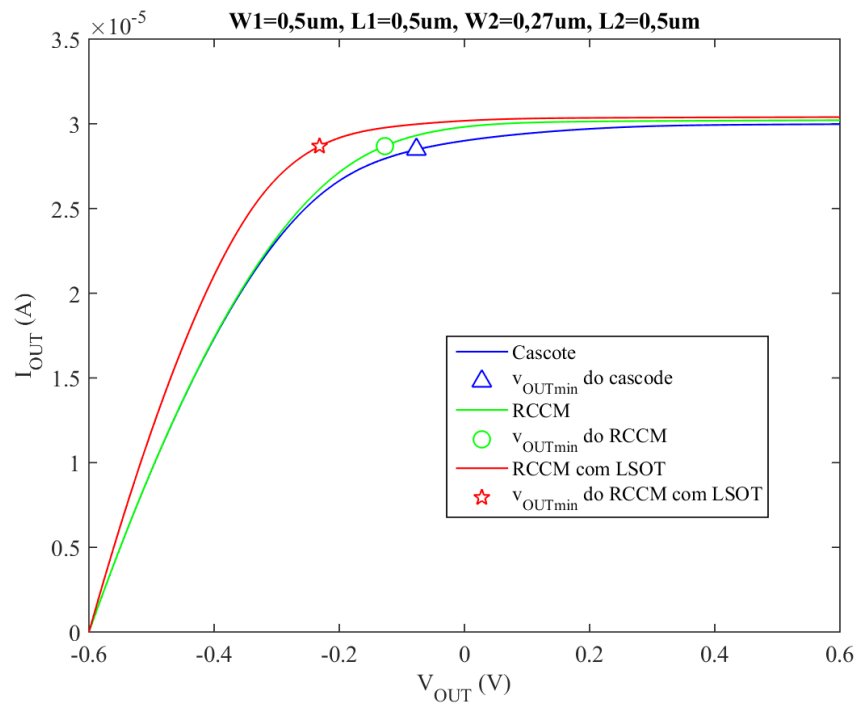


Figura 4.48 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional, projetados para corrente de entrada de 30 μA .

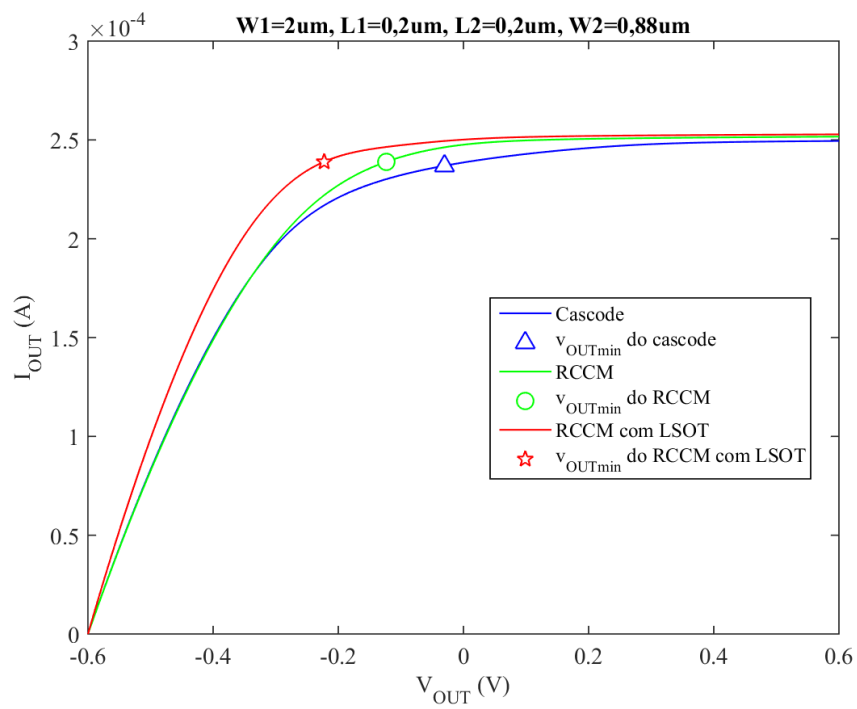


Figura 4.49 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional, projetados para corrente de entrada de 250 μA .

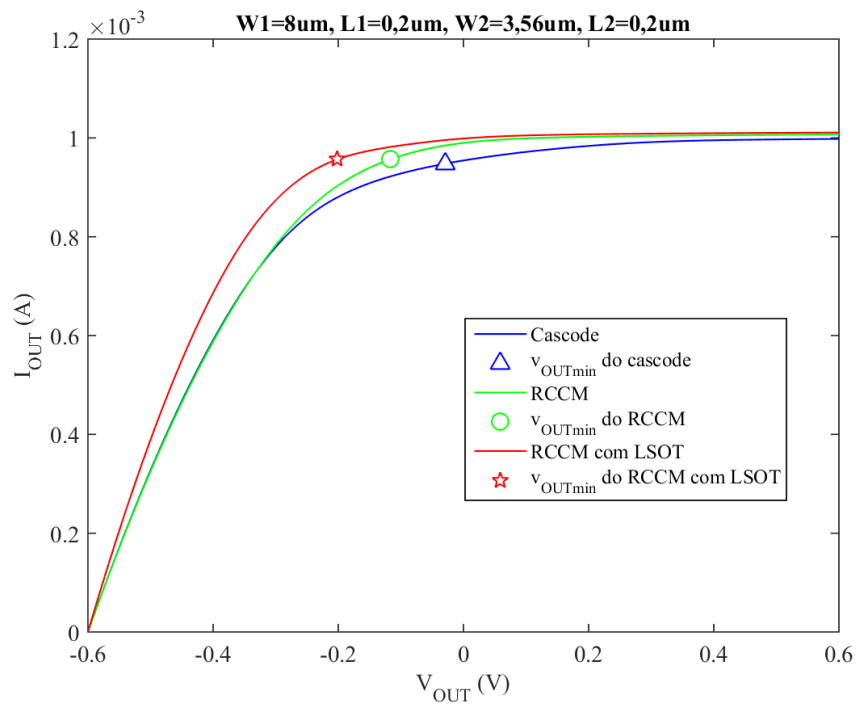


Figura 4.50 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional, projetados para corrente de entrada de 1mA.

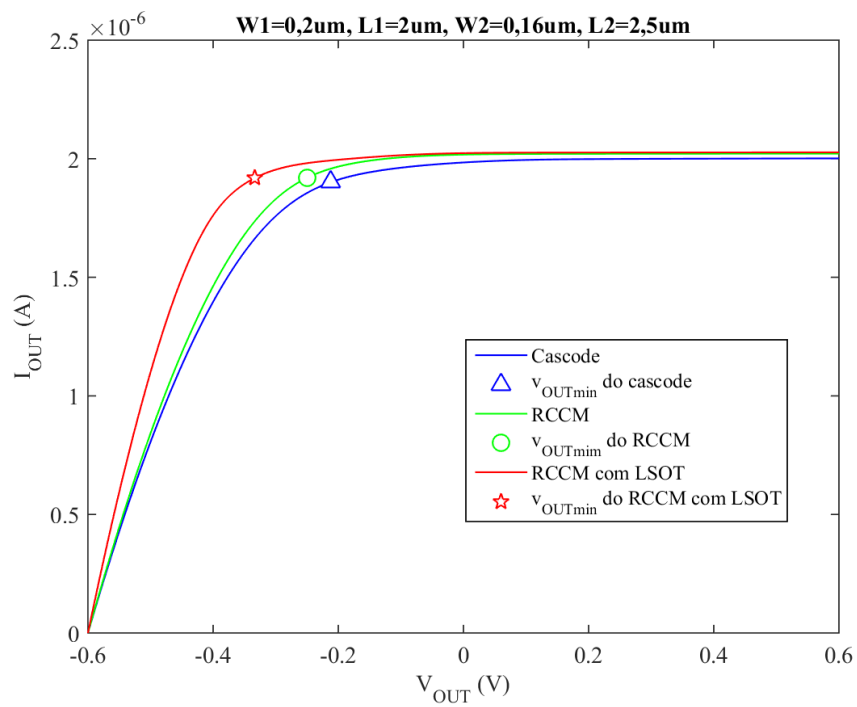


Figura 4.51 – Comparação entre RCCM tradicional, RCCM com LSOT e espelho de corrente cascode tradicional, projetados para corrente de entrada de 2 μ A.

A Tabela 4.7 sumariza alguns parâmetros de desempenho dos espelhos testados extraídos das características de saída simuladas. Além do valor mínimo de v_{OUT} , são apresentados dois parâmetros tomados para $v_{OUT} = V_{DD}$: a condutância de saída $g_{out} = dI_{OUT}/dv_{OUT}$ e o erro de espelhamento em por cento, definido por

$$\varepsilon = 100 \left(\frac{W_{IN}/L_{IN}}{W_{OUT}/L_{OUT}} \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} - 1 \right) \quad (4.1)$$

em que I_{IN} é a corrente de entrada e W_{IN}/L_{IN} e W_{OUT}/L_{OUT} são as razões de aspecto dos dispositivos de entrada e saída, respectivamente, que no caso dos espelhos testados são iguais.

Projeto	V_{OUTmin} (V)			g_{OUT} (μS)			ε (%)		
	cascode	RCCM	RCCM com LSOT	cascode	RCCM	RCCM com LSOT	cascode	RCCM	RCCM com LSOT
$I_{IN} = 600 \mu A$	-0,037	-0,127	-0,206	5	4	3	-0,185	0,670	0,970
$I_{IN} = 30 \mu A$	-0,077	-0,127	-0,231	0,2	0,1	0,1	-0,071	0,706	1,320
$I_{IN} = 250 \mu A$	-0,030	-0,123	-0,223	2	2	1	-0,206	0,670	1,133
$I_{IN} = 1 mA$	-0,029	-0,117	-0,202	9	10	10	-0,198	0,699	1,091
$I_{IN} = 2 \mu A$	-0,212	-0,250	-0,333	0,01	0,00	0,00	0,071	1,066	1,342

TABELA 4.7 – PARÂMETROS DE DESEMPENHO DOS ESPELHOS DE CORRENTE TESTADOS

Pode-se observar na Tabela 4.7 que os valores de V_{OUTmin} nos exemplos de RCCM são reduzidos com a introdução do LSOT por valores entre 79 e 104mV. Os valores baixos da condutância de saída são preservados e o erro de espelhamento é ligeiramente aumentado mas permanece inferior a 1,5%. Como estes erros são constantes em boa parte da faixa de operação dos espelhos, caso estes sejam aplicados para fins de polarização de circuitos, o erro de espelhamento pode ser minimizado por uma pequena correção na razão de aspecto do transistor de entrada (M_1 no diagrama do RCCM da Fig.2.4).

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho de pesquisa foi proposta uma metodologia para dimensionar o transistor de compensação (M_2) da rede LSOT, metodologia esta baseada em um modelo compacto do transistor MOS (modelo ACM melhorado) que leva em consideração a degradação da mobilidade devida ao campo elétrico transversal, mais pronunciado em forte inversão, e alguns efeitos de canal curto. Por causa da presença destes efeitos, assumir dimensões iguais para o transistor principal (M_1) e o transistor de compensação do LSOT, leva a uma sobrecompensação que resulta em uma corcunda, por vezes pronunciada, na característica corrente-tensão nas vizinhanças do limiar de saturação. Daí a necessidade de se adotar uma razão de aspecto menor para M_2 , preferencialmente determinada de forma sistemática.

O método aqui desenvolvido foi experimentado em exemplos de redes LSOT de canal n e de canal p, onde se adotaram para o transistor principal dimensões tais que permitiram classificar a rede em quatro categorias, conforme as ordens de grandeza combinadas da largura e do comprimento de M_1 . No caso dos dispositivos de canal n, a metodologia provou ser muito útil quando o transistor principal no LSOT é de canal curto, resultando em características corrente-tensão de saída muito suavizadas em relação às obtidas adotando transistores M_1 e M_2 iguais. Para M_1 de canal n e longo, o método mostrou-se bastante conservativo e o uso de dimensões iguais proporcionou corcundas de amplitudes toleráveis combinadas com maior redução do limiar de saturação.

Por outro lado, no caso dos dispositivos de canal p, o método é efetivo para M_1 de canal curto ou longo. Na condição em que M_1 apresenta canal largo e longo, as corcundas tem amplitude desprezível já com o uso de transistores iguais e a aplicação da metodologia reduziu menos o limiar de saturação. Para dispositivos de canal p e curto, a inclinação das características na saturação é tão acentuada que a aplicação do método, embora reduzindo os máximos locais, não aportou benefícios visíveis, já que a variação da corrente na região de saturação revelou-se por vezes maior que na região da corcunda.

Para os casos em que o transistor principal M_1 possui uma pequena razão de aspecto, deve ser dada especial atenção ao par de transistores (M_3 - M_4) que estabelece a tensão de porta do transistor de compensação M_2 . Este ramo do circuito pode demandar uma grande área de silício ou lidar com uma fração expressiva da corrente total do LSOT e, portanto, de sua energia. A última condição é agravada enquanto o transistor de compensação não é mais útil, ou seja,

quando M_1 entra em saturação avançada. Uma análise sobre o consumo de energia pelo ramo M_3 - M_4 , assim como sobre a área ativa total da rede, trouxe esclarecimentos para o dimensionamento mais adequado do referido ramo, visando otimizar estas propriedades. Foram sugeridas diretrizes para a escolha criteriosa das dimensões de M_3 e M_4 , conforme o tipo do LSOT. Percebeu-se que, em geral, é melhor utilizar M_3 e M_4 de canal longo se M_1 é longo, principalmente se for largo, e que, em geral é melhor utilizar M_3 e M_4 de canal médio se M_1 é curto.

Num esforço para tornar viável a utilização de M_3 e M_4 de canal curto, otimizando a área, levou a concepção de uma versão modificada da topologia do LSOT, que inclui um quinto transistor em série com M_3 e M_4 , funcionando como uma chave que deve abrir à medida que o potencial de dreno cresce e o LSOT avança na saturação, e eventualmente um divisor de tensão com dois transistores funcionando como carga ativa. Entretanto, apenas em casos muito particulares a reduções na potência e na área do circuito mostraram-se significativas o bastante para justificar o uso da estrutura com chave. Além disto, o uso da chave só é viável se, além de possibilitar um melhor o compromisso entre potência e área, não contribua para degradar a suavidade da característica corrente-tensão em virtude do corte abrupto do transistor M_2 .

As estruturas cascode fornecem alta regulação de corrente mesmo com o uso de dispositivos de canal curto, que por sua vez são preferíveis para reduzir a área e estender a faixa de frequência operacional. Uma das aplicações mais interessantes do LSOT é substituir um ou dois dispositivos de espelhos cascode ou de fontes e sorvedores de corrente para melhorar a excursão da tensão de saída. Portanto, a metodologia de dimensionamento aqui apresentada é adequada para muitas situações práticas. Foi avaliada a aplicabilidade do LSOT na melhora da excursão de saída de espelhos cascode regulados (RCCM) e demonstrou-se que a utilização de três dos tipos aqui explorados, WS-LSOT, NS-LSOT e NL-LSOT, conforme a intensidade da corrente a ser espelhada, é exitosa para este fim.

Como trabalhos futuros, sugerimos a aplicação do LSOT em outros espelhos de alto desempenho e em estruturas cascodadas de amplificadores.

Trabalho Publicado: Eliana Silva dos Santos, Fabian Souza de Andrade, Maicon Deivid Pereira, Ana Isabela Araújo Cunha, “Improvements on the Design of the Low Saturation Onset Transistor,” International Conference on Electronics Circuits and Systems – ICECS 2020, Glasgow.

REFERÊNCIAS

- [1] B. Aggarwal, M. Gupta and A. K. Gupta, “A comparative study of various current mirror configurations: topologies and characteristics,” *Microelectronics Journal*, vol. 53, pp. 134-155, May 2016.
- [2] Säckinger, E., Guggenbühl, W. “A high swing, high impedance MOS cascode circuit” *IEEE J. Solid State*, Vol. 25, pp. 289-298, Feb. 1990
- [3] S. S. Rajput, P. Vajpayee and G. K. Sharma, “1 V high performance current mirror for low voltage analog and mixed signal applications in submicron regime,” in *Proc. TENCON*, Singapore, 2009.
- [4] J. Ramírez-Angulo, R. G. Carvajal and A. Torralba, “Low Supply Voltage High-Performance CMOS Current Mirror With Low Input and Output Voltage Requirements,” *Transaction on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 51, no. 3, March 2004.
- [5] C. C. Enz, F. Krummenacher and E. A. Vittoz, “An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low voltage and low-current applications,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 8, 1995, pp. 83–114.
- [6] A. A. Fernandes, F. S. de Andrade, A. J. S. de Sousa, G. C. Gonçalves, E. P. Santana, M. D. Pereira and A. I. A. Cunha, “Low saturation onset MOS transistor: an equivalent network,” in *Proc. 34th Symposium on Microelectronic Technology and Devices (SBMICRO)*, São Paulo, 2019.
- [7] A. A. Fernandes, “Rede Equivalente a Transistor MOS com Baixo Limiar de Saturação,” *Projeto de Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal da Bahia, Salvador, 2019.
- [8] INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES CORPORATION (IBM). “Design Kit and Technology Training CMOS8RF (CMRF8SF) V1700.” New York. 2010.
- [9] A. J. Costa, “Melhoramentos no Modelo Avançado Compacto do Transistor MOS para Projeto de Circuitos Integrados Analógicos”, Ph.D qualification, Universidade Federal da Bahia, Salvador, 2017.

- [10] Tsividis, Y. "Operation and modeling of the MOS transistor", McGraw-Hill, New York, 1987.
- [11] A. I. A. Cunha, M. C. Schneider and C. Galup-Montoro, "An MOS Transistor Model for Analog Circuit Design," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 1510-1519, October 1998
- [12] A. I. A Cunha. Um Modelo do Transistor MOS para o Projeto de Circuitos Integrados. 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.
- [13] M. C. Schneider e C. Galup-Montoro, "CMOS analog design using all-region MOSFET modeling," Cambridge University Press, 2010.
- [14] A. J. Costa, F. M. Cardoso, E. P. Santana, A. I. A. Cunha, "Improvements to a compact MOSFET model for design by hand," in *Proc. 15th IEEE International NEWCAS Conference*, Strasburg, 2017.
- [15] A.J. Costa, B.J. Alves, S. S. Soares, E. P. Santana, A.I.A. Cunha, "Improving a MOSFET Model for Design by Hand," in *Proc.15th IEEE International LASCAS Conference*, Bariloche, 2017.
- [16] Y. S. Chauhan, S. Venugopalan, N. Paydavosi, P. Kushwaha, S. Jandhyala, J. P. Duarte, S. Agnihotri, C. Yadav, H. Agarwal, A. Niknejad and C. C. Hu, "BSIM Compact MOSFET Models for SPICE Simulation," in *Proc. 20th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems - MIXDES 2013*, Gdynia, 2013.
- [17] E. Mehdipour, "Use of MOSFET series association in CMOS analog design," M.S. thesis, Dept. of Electrical and Comput. Engineering, Univ. Federal da Bahia (UFBA), Salvador, BA, 2019.
- [18] E. S. dos Santos, F. S. de Andrade, M. D. Pereira and A. I. A. Cunha, "Improvements on the Design of the Low Saturation Onset Transistor," in *Proc. International Conference on Electronics Circuits and Systems – ICECS 2020*, Glasgow, 2020.

- [19] O. C. Gouveia-Filho, “Um modelo compacto do transistor MOS para simulação de circuitos,” Ph.D. dissertation, Dept. of Electrical Engineering, Univ. Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, 1999.