



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**Modelagem compacta para transistores orgânicos:
Uma abordagem comparativa**

Alex Anderson Lima

Brasília, Novembro de 2018

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA – UnB

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica

Alex Anderson Lima

**Modelagem compacta para transistores orgânicos:
Uma abordagem comparativa**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao
Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade
de Brasília como requisito parcial para obtenção do
Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Professor Doutor Stefan Blawid, ENE/UnB

Orientador

Professora Doutora Artemis Marti, ENE/UnB

Examinador interno

Professor Doutor Edil Guimarães, ENE/UnB

Examinador interno

Brasília, Novembro de 2018

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus familiares, pelo apoio incondicional ao longo da minha vida acadêmica e profissional.

Agradecimentos

Agradeço aos queridos amigos que fiz na UnB, que por muitas vezes me auxiliaram ao longo do curso e que tornaram minha estadia na universidade mais divertida. Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia, que sempre foram diligentes com as minhas necessidades. Aos professores que me auxiliaram a criar minha carreira, em especial o orientador deste trabalho.

RESUMO

Neste trabalho, descrevemos o desenvolvimento de modelos compactos novos para transistores de filmes finos orgânicos (OTFTs). Combinamos conceitos básicos emprestados da literatura tópica sobre tecnologias de transistores de silício e orgânicos para derivar um conjunto de equações algébricas modificadas descrevendo as características de corrente-tensão em corrente contínua (CC) de OTFTs com resultados variáveis e com diferentes graus de satisfatoriedade. Como um procedimento elegante e robusto, sugerimos implementar o modelo durante a fase de desenvolvimento primeiro como modelo de interface gráfica definido por equações, EDD e, apenas no estágio final de desenvolvimento como código Verilog-A, uma linguagem de descrição de *hardware* para dispositivos analógicos. Como plataforma de desenvolvimento, o simulador de circuito aberto de código QUCS foi empregado, embora algumas versões do modelo também tenham sido implementadas como código MATLAB. Ao longo do presente trabalho, também comentamos sobre a adequação do QUCS ao fluxo de desenvolvimento sugerido para modelos compactos.

ABSTRACT

In this work, we describe the development of novel compact models for organic thin-film transistors (OTFTs). We combine basic concepts borrowed from the topical literature on both silicon and organic transistor technologies to derive a set of modified algebraic equations describing the DC current-voltage characteristics of OTFTs with different degrees of satisfaction. As an elegant and robust procedure, we suggest to implement the model during the development phase first as equation-defined graphical interface model, EDD, and only in the final development stage as Verilog-A code, a hardware description language for analog devices. As development platform the open source circuit simulator QUCS has been employed, although some model versions has been also implemented as MatLab code. Throughout the present work we also comment on the suitability of QUCS for the suggested development flow for compact models.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	1
LISTA DE TABELAS	2
LISTA DE SIGLAS E NOMENCLATURAS	3
Siglas	3
Nomenclaturas	4
1. INTRODUÇÃO	5
1.1 Contextualização	5
1.2 Definição.....	6
1.3 Objetivo	7
1.4 Estruturação	7
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	9
2.1 Introdução	9
2.2 Transistores.....	9
2.3 QUCS	11
2.4 UMEM.....	12
2.5 Verilog-A	13
2.6 EDD.....	13
2.7 TUD OFET	18
3. DESENVOLVIMENTO	19
3.1 Modelo Shichman-Hodges	19
3.2 Metodologia	20
3.3 Modelo Shichman-Hodges Modificado	21
3.4 Fonte Virtual: Conceito	24
4. RESULTADOS	27
4.1 Comparação: SH, mSH e UMEM.....	27
4.2 Fonte Virtual: Um estudo de caso.....	33

4.3 OVSED.....	42
5. CONCLUSÕES	49
5.1 Aspectos Gerais.....	49
5.2 Conclusões e Contribuições.....	50
5.3 Sugestões Futuras.....	51
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	53
ANEXOS.....	56
I. Código Verilog-A – Output.....	56
II. Código Verilog-A – Transfer	58

LISTA DE FIGURAS

1. Figura 1: Arquiteturas possíveis para um OTFT. A posição dos contatos no semicondutor irá definir a nomenclatura da estrutura. Nas estruturas TGTC e BGBC (coplanares), o dreno e fonte estão localizados no mesmo plano horizontal que o canal de condução, enquanto que, nas estruturas TGBC e BGTC (escaloadas), o canal de condução está separado do dreno e da fonte. [19].....	10
2. Figura 2: Tela inicial do QUCS e sua versão atual, 0.0.18.....	11
3. Figura 3: Menu de criação de um EDD.....	15
4. Figura 4: Propriedades do EDD.....	16
5. Figura 5: EDD de três terminais ao lado de um EDD de um terminal.....	17
6. Figura 6: Caminho de implementação sugerido, mostrando a ordem cronológica para o desenvolvimento de modelos compactos e sua posterior calibração para tecnologias emergentes.....	22
7. Figura 7: EDD mSH com a descrição das equações correspondentes a seus terminais gráficos.....	23
8. Figura 8: Esquemático de um MOSFET e seu diagrama de energia. [15].....	25
9. Figura 9.a: Curva de transferência, com inset, comparando os modelos TUD OFET, mSH Verilog-A, mSH EDD e UMEM.....	29
10. Figura 9.b: Curva de saída comparando os modelos TUD OFET, mSH Verilog-A, mSH EDD e UMEM.....	31
11. Figura 10: Dependência da transcondutância em relação à tensão de porta. O modelo mSH suaviza o ruído experimental dos dados de forma notável.....	32
12. Figura 11: Influência visual da função de transição e seus parâmetros na suavização da corrente e uma comparação simultânea com a função $\tanh(x)$	35
13. Figura 12.a: Curva de saída comparando mSH e MVS.....	36
14. Figura 12.b: Curva de transferência comparando mSH e MVS.....	37
15. Figura 13: Representação da função $f(\eta)=\ln(1+\exp(\eta))$	37
16. Figura 14.a: Comparação da curva de saída entre o mSH e o mMVS.....	40
17. Figura 14.b: Comparação da curva de transferência entre o mSH e o mMVS.....	40
18. Figura 15: Comparação entre as curvas de transferência medidas e simuladas (esquerda) e as de saída (direita) para os OTFTs descritos em [3] (a, b) e [29] (c, d, e, f).....	46

LISTA DE TABELAS

1. Parâmetros extraídos para SH, mSH e UMEM. Devido a efeitos de histerese, os valores dos parâmetros podem ser extraídos separadamente para as curvas de saída e de transferência para melhor efeito. Isto pode levar a sets de parâmetros ligeiramente diferentes, como demonstrado para o modelo mSH.....27
2. Parâmetros utilizados na simulação das curvas que compõem a Figura 14.....41
3. Parâmetros de modelo extraídos.....47

LISTA DE SIGLAS E NOMENCLATURAS

Siglas

QUCS	<i>Quite Universal Circuit Simulator</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
OTFT	<i>Organic Thin-Film Transistor</i>
TUD	<i>Technische Universität Dresden</i>
EDD	<i>Equation-Defined Device</i>
UMEM	<i>Unified Model and Parameter Extraction Method</i>
OFET	<i>Organic Field-Effect Transistor</i>
CAD	<i>Computed-Aided Design</i>
TGTC	<i>Top-gate, top-contact</i>
TGBC	<i>Top-gate, bottom-contact</i>
BGTC	<i>Bottom-gate, top-contact</i>
BGBC	<i>Bottom-gate, bottom-contact</i>
GNU GPL	<i>GNU General Public License</i>
OS	<i>Operational System</i>
CEDIC	<i>Chair for Electron Devices and Integrated Circuits</i>
LDCI	<i>Laboratório de Dispositivos e Circuitos Integrados</i>
VOTFT	<i>Vertical Organic Thin-Film Transistor</i>
MVS	<i>MIT Virtual Source</i>
CCAM	<i>Compact Carbon Nanotube Field-Effect Transistor Model</i>

OVSED *Organic Virtual Source Emission-Diffusion*

DIBL *Drain-Induced Barrier Lowering*

Nomenclaturas

V_{ds} *Tensão dreno-fonte*

V_{gs} *Tensão porta-fonte*

V_{gd} *Tensão porta-dreno*

V_{th} *Tensão de limiar*

I_d *Corrente do dreno*

L *Comprimento do canal*

W *Largura da porta*

R_d *Resistência da fonte*

R_d *Resistência do dreno*

1. INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

MOSFETs são transistores de efeito de campo, geral de quatro terminais. O princípio básico dos transistores de efeito de campo foi patenteado por Julius Edgar Lilienfeld em 1925. O perfil básico do MOSFET é possuir um terminal de porta isolado do resto do dispositivo, sendo este terminal o responsável por determinar a condutividade do canal abaixo da camada de óxido de silício. Diversas aplicações podem ser derivadas deste funcionamento, como o controle chaveado de dispositivos ou a amplificação de sinais através do comando de cargas maiores que a tensão de controle necessária para ativá-las [1]-[2].

O *benchmarking* de dispositivos eletrônicos desta natureza passa, invariavelmente, pela redução dos dispositivos e de seu funcionamento a um sistema de equações que permite prever, com um determinado grau de acurácia que pode ser maior ou menor, a depender do nível de detalhamento que o conjunto de equações – comumente chamado de modelo do dispositivo – possuir e do grau de complexidade destas [3]. Equações diferenciais são ideais para se descrever com propriedade os fenômenos físicos que ocorrem nos dispositivos, entretanto, equações algébricas são comumente preferidas por facilitarem os cálculos, as simulações em dispositivos de simulação e facilitar o desenvolvimento de novas tecnologias para transistores, notadamente, o crescente uso de tecnologias orgânicas.

Associado à redução de custos da fabricação e à diminuição da geração de lixo eletrônico, a utilização de tecnologias orgânicas permite o desenvolvimento de um lado mais verde associado ao mercado de dispositivos eletrônicos, considerado um dos grandes responsáveis pelo crescimento do preço dos recursos minerais associados à fabricação destes dispositivos, e permite o desenvolvimento de mercado emergentes com uma tecnologia abundante. Os impactos positivos ainda podem ser vistos na construção de dispositivos com maior área associada, dispositivos flexíveis, dispositivos descartáveis, dispositivos que possam ser expostos a água e umidade e dispositivos com um menor custo final atrelado [4]-[5].

Este trabalho deve ser lido e analisado com base nos entendimentos básicos sobre eletrônica e microeletrônica. Também devem ser consultadas as listas e anexos apresentados

juntos a este trabalho, conforme estes forem citados ao longo do trabalho, incluindo listas de códigos e itens bibliográficos. Sugestões de trabalhos futuros serão indicados ao longo do trabalho, de modo a auxiliar o desenvolvimento, aprimoramento e documentação de modelos compactos desenvolvidos no LDCI pois, conforme citados em diversos outros estudos ligados à área de tecnologias emergentes e CAD, a documentação de estudos da natureza deste é de extrema importância.

1.2 Definição

Procurou-se, como objetivo deste trabalho, a análise de modelos compactos básicos de FETs, localizando as equações que abrangem as características de dispositivos a base de silício, o estudo de como correlacionar e transformar estas equações para que estas descrevam dispositivos a base de materiais orgânicos e, por fim, transformar o modelo em um modelo para transistores orgânicos [6]. Esta transformação foi baseada em diversos outros trabalhos criados ao longo do século XX, principalmente em suas duas últimas décadas e os avanços feitos em relação à análises das variáveis físicas dos materiais orgânicos – mobilidade, massa efetiva e afins. Com isto, procuramos também adicionar aos modelos estudados outras características, expostas ao longo do trabalho.

Em seguida, testar a eficiência do modelo compacto descrito e suas curvas características de saída e transferência frente a modelos já testados e calibrados, adquiridos através de contato com pesquisadores diversos. O mSH e o seu desenvolvimento teórico ainda foi fruto do desenvolvimento de escopo para outros trabalhos no LDCI, tomando como ponto base o modelo clássico de equações Shichman-Hodges. O mMVS e seu desenvolvimento posterior, o OVSED, são frutos do estudo do modelo MVS que explora o uso da teoria da fonte virtual, um interessante e novo campo de estudo na análise de dispositivos orgânicos.

Por fim, deseja-se documentar totalmente o estudo no trabalho de conclusão percorrido aqui. Pode-se, inclusive, preparar pontos de desenvolvimento futuro de novos modelos para a biblioteca de modelos compactos do LDCI baseados em trabalhos que deram origem a este trabalho, como as análises relativas aos modelos UMEM e MVS, todos comparados com dados experimentais validados por demais pesquisadores independentes, sendo que sua atualização inicial a modelos de materiais orgânicos deu origem ao mMVS e, posteriormente, ao OVSED.

1.3 Objetivo

Utilizou-se as equações do modelo *Shichman-Hodges* (modelo SH) [7]-[8] como base para o desenvolvimento do modelo *modified Shichman-Hodges* (modelo mSH). O mSH foi então descrito de duas formas no QUCS, como um código em Verilog-A e como um EDD [9]-[10]-[11]-[12]-[13]. O estudo deste modelo clássico objetivou a análise da possibilidade de se descrever um dispositivo derivado de um semiconductor orgânico, no interesse de se procurar um modelo simples e que descrevesse, de forma satisfatória, OTFTs com um certo grau de precisão e significado físico.

De igual modo, estudando o conceito de ponto virtual e outras teorias adicionadas ao modelo compacto, o *MIT Virtual Source* (MVS) foi a base para o desenvolvimento dos modelos *modified MIT Virtual Source* (mMVS), onde adicionamos nosso entendimento a respeito do armadilhamento de portadores de carga em semicondutores orgânicos, e o *Organic Virtual Source Emission-Diffusion* (OVSED), onde adicionamos, cumulativamente ao estudo anterior, nosso entendimento a respeito da teoria de emissão-difusão. Após o desenvolvimento do modelo compacto [14]-[15] de dois modos distintos, testamos seu desempenho contra dois outros dados experimentais disponíveis, o TUD OFET, o UMEM [16]-[17]-[18], que é um modelo calibrado com os dados disponíveis também para o TUD OFET e o OVSED, calibrado com dados experimentais provenientes de [3]-[29].

1.4 Estruturação

O trabalho foi escrito em termos de tópicos interligados com base no assunto central de análise de um modelo clássico compacto de transistor do tipo MOSFET, o estudo bibliográfico a respeito deste tipo de dispositivo e o desenvolvimento da ideia central do trabalho: a modificação deste modelo clássico de forma a incluir adaptações ligadas a dispositivos de tecnologias emergentes. Primeiramente, ao analisar as características dos dispositivos clássicos – a base de silício e seu modo de produção –, e mais tarde, a modificação deste modelo compacto de forma a adequar, de forma iterativa, a dados experimentais de outros modelos compactos já calibrados e analisar a robustez do novo modelo em relação a estes outros, e como

seu comportamento traduz o estado da arte de dispositivos produzidos com base em tecnologias emergentes.

Para o desenvolvimento dos outros modelos aqui mostrados, procuramos destrinchar o significado físico de uma teoria, o ponto virtual, simplificando o modelo para que seus parâmetros mantivessem coerência com significados físicos pertinentes e que pudessem agregar outras teorias que consideramos relevantes para o estudo de semicondutores orgânicos, como o armadilhamento de portadores de carga e a teoria de emissão-difusão.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Introdução

Neste capítulo, serão introduzidos os tópicos mais relevantes para o entendimento do assunto abordado ao longo deste trabalho. Os conceitos serão explicados conforme se fizer necessário, começando no viés evolutivo da tecnologia que se deseja agregar ao mundo dos transistores, passando por um pouco do *background* dos modelos utilizados em comparação com o modelo desenvolvido, uma síntese das plataformas utilizadas e explicação do porque o foram. Note-se que as referências bibliográficas são extremamente importantes para o entendimento da base cronológica do trabalho.

2.2 Transistores

Transistores de efeito de campo (FETs) são muito utilizados, atualmente, devido à praticidade que apresentam em questão de aproveitamento de espaço, desempenho esperado e conseguido e possibilidade de se criar circuitos extremamente complexos com o mínimo tamanho possível [1]-[2].

Transistores a base de silício, entretanto, enquanto dominam o mercado eletrônico há décadas, possuem literatura extensa pesquisada e registrada para dezenas de aplicações e outras dezenas de diferentes modelos já consagrados para cada aplicação desejada [3], ainda apresentam problemas relacionados à pegada ecológica devido à sua extração e deficiente e difícil reciclagem, devido à pureza necessária para a aplicação (> 99,99 %). Ainda há a dificuldade de se criar dispositivos com grande área útil e o caro processo de purificação e produção dos *wafers* de silício [4]. Dispositivos orgânicos, entretanto, contornam todos estes problemas, pois os materiais dos quais são fabricados são abundantes, facilmente coletáveis, de manufatura mais barata e aplicações simplesmente impossíveis ao silício, como *wearables*, peles artificiais e afins. O principal atrativo das tecnologias orgânicas viu um *boom* a partir dos anos 80, quando sua performance, ainda embora muito aquém da do silício, começou a crescer [5].

A inovação, no quesito de materiais, é fenômeno notável na indústria eletrônica da atualidade. Estes novos materiais, entretanto, embora promissores, não tem as mesmas facilidades que *designs* em silício encontram, que é a pronta e abundante oferta de modelos, que são a base do estudo de como um circuito/tecnologia se comporta, as possibilidades de intervenção em seu *design*, quase sempre na modalidade CAD. Isso significa que a demanda por modelos calibrados e de natureza preditiva nunca pode ser saciada. A revolução que a criação de simuladores de circuitos causou é vista até hoje – os cortes de gastos na produção de dispositivos eletrônicos foram imensos, dado que com os simuladores de circuitos, os protótipos eram desenvolvidos cada vez mais próximos do comportamento desejado. Portanto, o aumento nesta oferta no caso de tecnologias orgânicas, auxilia também na atração de capital para investimento neste mercado.

Segundo a literatura atual, OFETs são criados como dispositivos TFTs com contatos em cima ou embaixo (TGTP, TGBC, BGTC ou BGBC), dependendo da aplicação. Sabemos que o foco de pesquisa conforme a indústria se desenvolve, passa do nível de integração entre elementos para o nível de integração de circuito e, portanto, podemos ver a necessidade de bons simuladores, com modelos calibrados e em grande diversidade/oferta. A Figura 1 mostra um esquema das estruturas dos OTFTs.

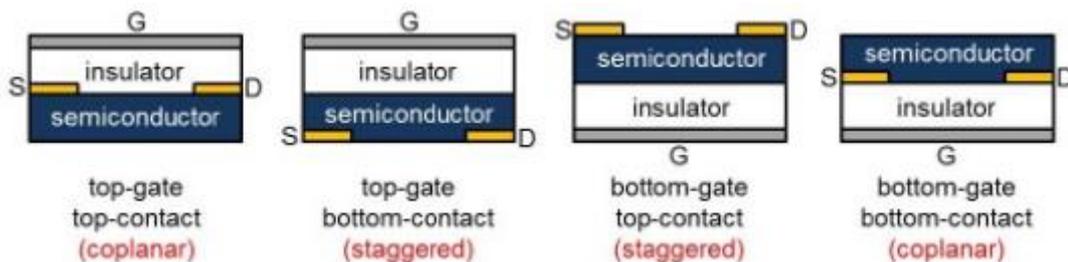


Figura 1: Arquiteturas possíveis para um OTFT. A posição dos contatos no semicondutor irá definir a nomenclatura da estrutura. Nas estruturas TGTC e BGBC (coplanares), o dreno e fonte estão localizados no mesmo plano horizontal que o canal de condução, enquanto que, nas estruturas TGBC e BGTC (escaloadas), o canal de condução está separado do dreno e da fonte. [19]

Transistores baseados em silício focam, atualmente, na diminuição das dimensões do dispositivo em nome da redução do tamanho dos eletrônicos fabricados, da diminuição da energia consumida por estes, dos materiais consumidos durante a fabricação, de maior velocidade. Os transistores emergentes, entretanto, focam em aplicações diferenciadas que a natureza cristalina não pode suprir e na criação de novas conformações físicas – como o desenvolvimento de estruturas VOTFT.

2.3 QUCS

O *Quite Universal Circuit Simulator* (QUCS) é uma ferramenta de simulação de circuitos *open source*, desenvolvida através da contribuição de um grupo internacional de cientistas e engenheiros de diversas áreas.

Notadamente, o desenvolvimento de modelos compactos de transistores se beneficia do uso dos chamados EDD para o desenvolvimento de elementos não-lineares para simulações de circuitos. Foi inicialmente desenvolvido para a plataforma LINUX, entretanto, devido à sua popularidade entre os usuários, foi desenvolvida para outros OS. A Figura 2 mostra a tela inicial do QUCS.

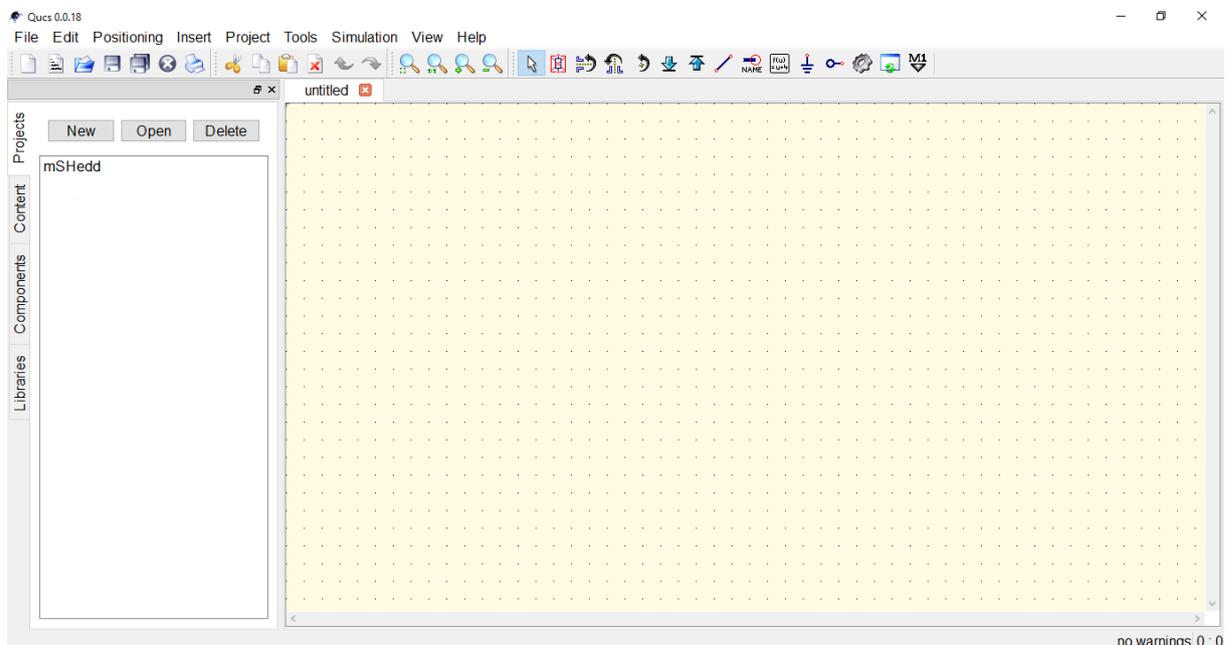


Figura 2: Tela inicial do QUCS e sua versão atual, 0.0.18.

Sobre o QUCS, primeiramente justifica-se sua escolha por ser um simulador de circuitos *open source*. Trabalhando desta forma, o desenvolvimento aproxima-se mais do nível algébrico que se esperava neste primeiro momento. A plataforma é desenvolvida por um grupo internacional de cientistas, engenheiros e entusiastas sob a GNU GPL. Trata-se de uma plataforma em constante aprimoramento e de futuro promissor na área de simulação de modelos compactos de dispositivos.

A *release* número 0.0.11 introduziu os EDD de forma a criar dispositivos sob medida, uma formalização recorrente e comum nos simuladores de circuito mais industriais, uma forma

de aproximar o QUCS aos principais usuários deste tipo de plataforma e permitir o *benchmark* de dispositivos nela [9]-[10]-[11]-[12]. A *release* 0.0.12 dispôs do uso de códigos em Verilog-A [13], que permitem a criação de modelos comportamentais de alto nível e descrições físicas complexas em códigos de leitura relativamente simples.

O QUCS é um programa de fácil utilização devido a uma interface descomplicada. Todos os dispositivos customizados são exibidos de forma discreta e bem específica na interface inicial. Por ser uma plataforma ainda nova e sob constantes aprimoramentos e em desenvolvimento colaborativo – característica da plataforma original, a LINUX – faz com que frequentemente *bugs* do programa sejam corrigidos e que aplicações novas possam contar com ajuda de pesquisadores diversos através dos fóruns online mantidos pelos principais desenvolvedores.

2.4 UMEM

O UMEM, modelo proposto em [16]-[17]-[18] é um modelo compacto para OTFTs, que se diferencia de muito pela possibilidade da extração de parâmetros de simulação a partir de dados experimentais. A partir da análise dos artigos que descrevem seu funcionamento, sabemos que é um algoritmo que possui como entrada curvas de saída e transferência, extraindo os parâmetros a partir destas curvas para reproduzi-las com o modelo de simulação. A tensão de polarização se torna irrelevante após a extração, podendo o usuário simular com os novos parâmetros as mesmas curvas experimentais que usou de *input*, com algum grau maior ou menor de confiabilidade, a depender da qualidade dos dados.

O UMEM não é o único que possui um modelo de extração de parâmetro unificado, mas é um dos mais simples devido à pequena quantidade de parâmetros que usa, o que o torna também um modelo de baixa acurácia e propenso a requerer otimizações gráficas e computacionais. O algoritmo de extração não será escopo deste trabalho.

O UMEM mostra-se como um compilado de expressões analíticas para ambos o modelo algébrico e para o extrator de parâmetros, então os cálculos podem ser realizados por qualquer programa de computação matemática. Foi utilizado o MATLAB para esta implementação. Quando a extração dos parâmetros no UMEM é feita com sucesso, estes podem ser utilizados na equação da corrente de saída definida no modelo para modelar tanto a região acima quanto

abaixo da tensão limiar em OTFTs. O modelo também apresenta, curiosamente, uma descrição de curva de corrente baseada na equação da tangente hiperbólica – curiosidade esta que será explorada neste trabalho.

Um trabalho robusto e bem documentado, baseado no modelo UMEM, com diversos exemplos de aplicações, é apresentado em [19].

2.5 Verilog-A

O Verilog-A é, basicamente, uma linguagem de programação para simuladores de circuitos e para implementar modelos de circuitos analógicos.

A utilização do Verilog-A é baseada, principalmente, no desejo de se criar circuitos descritos de maneira exclusivamente algébrica. Versões mais atuais de compiladores permitem a programação de equações diferenciais, o que não era suportado nos primeiros momentos desta linguagem. Com ela, pode-se encapsular descrições comportamentais de alto nível para descrever circuitos ou sub-rotinas de maneira eficaz e de fácil leitura, parecendo-se muito com outras linguagens conhecidas, como C/C++/C#, Python e afins.

O Verilog-A, entretanto, diferencia-se de todas as outras linguagens não-específicas para seu propósito pelo fato de já ter módulos de componentes passivos e ativos comuns, facilitando o *benchmarking* de novos componentes. Este é um dos grandes atrativos do QUCS em relação a outros simuladores *open source*. Códigos Verilog-A são implementados no QUCS utilizando um compilador ADMS e uma interface XML.

O código utilizado para a criação do modelo compacto do mSH no QUCS em Verilog-A encontra-se na seção Anexos deste trabalho, Anexo I.

2.6 EDD

A segunda ferramenta que tornou o QUCS tão atraente, os EDDs são componentes eletrônicos desenvolvidos através da definição de equações que podem ser atreladas a terminais específicos na interface gráfica que a plataforma também disponibiliza. O modelo básico de um

EDD pode possuir até oito terminais, mas este limite não é *hard-coded* na plataforma. Entretanto, devido às regras de utilização dos parâmetros das equações e dos cálculos iterativos que são realizados quando dois terminais são ligados num mesmo ponto, a utilização de EDDs com um número grande de terminais pode causar confusão ao usuário, já que todos os terminais são dispostos horizontalmente, ao invés de uma maneira que lembre mais um dispositivo eletrônico – a não ser que o usuário crie uma figura para representar seu componente novo e a importe para o QUCS [9]-[10].

O EDD é uma interface que torna possível rapidamente se verificar alterações em um modelo, corrigir imperfeições ou erros nas equações dos terminais e alterá-las nesta interface. O QUCS ainda permite fazer análises DC, AC, transientes e outras nestes modelos, permitindo análises simultâneas de diferentes tipos, muito embora seu desempenho se deteriore conforme o usuário passa a exigir mais respostas simultâneas do programa [11]-[12].

Os parâmetros são inicialmente descritos numa lista chamada *Equation*, e que cada terminal gera duas conexões no EDD, uma de entrada e outra de saída, então temos um dreno, fonte, porta e três terminais que geram o corpo, para um EDD de um transistor padrão. Ainda pode-se criar outros tipos de dispositivos não-lineares conforme o usuário desejar. Os modelos podem ter quantos parâmetros o projetista julgar necessário e que não o atralhe, estes devem ser, entretanto, todos utilizados durante o procedimento de simulação.

Os modelos no Verilog-A e EDD podem ser considerados complementares num modelo de caminho de implementação, mostrando uma ordem cronológica de desenvolvimento que será abordado ao longo do trabalho.

Para a criação de um EDD, o procedimento todo é muito simples.

Na tela inicial, clicando em *New*, o programa pedirá um nome para o projeto. Digitando o nome e clicando em *Ok*, o programa abrirá uma nova tela para que se iniciem os trabalhos do desenvolvedor. Assim, basta clicar no menu *Components*, entre *Libraries* e *Content* e procurar dentro da barra de rolagem onde antes se encontravam os projetos do usuário pela aba *nonlinear componentes*. Ali o usuário poderá selecionar o componente *Equation-Defined Devices*.

O dispositivo padrão possui 1 terminal, ou seja, uma entrada e uma saída. Com este, basta clicar com o botão direito, em propriedades, e pode-se escolher a quantidade de terminais que se deseja. Assim, o EDD está pronto para ser configurado e, mais tarde, utilizado em um circuito próprio do usuário para que este analise o comportamento de seu EDD no circuito que deseja fabricar ou analisar. O processo todo é extremamente rápido, sendo que a parte que mais demanda tempo é a transcrição da equação dos terminais de corrente e de carga. Observe na Figura 3:

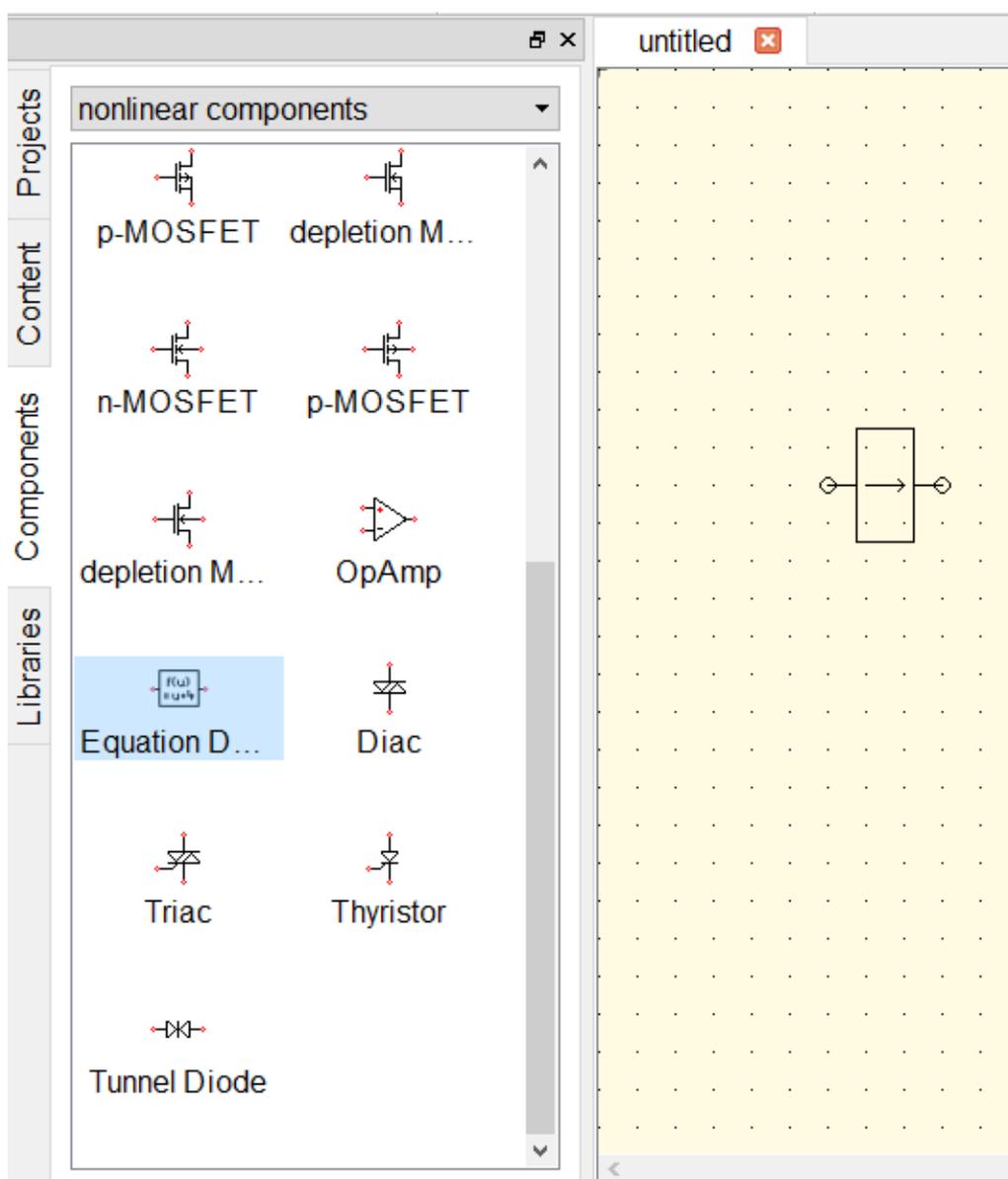


Figura 3: Menu de criação de um EDD.

Após a seleção do EDD, pode-se criar o dispositivo conforme o usuário desejar.

Abaixo mais detalhes deste processo serão exemplificados. Devemos, também, atentar ao fato de que dispositivos EDD podem ser testados, também, juntamente a dispositivos codificados em Verilog-A. O QUCS se mostrou, irrefutavelmente, como uma ferramenta aberta aos desejos do projetista no quesito de implementação de dispositivos não-lineares novos, sejam estes baseados em tecnologias emergentes, sejam baseados na tecnologia já existente de silício e outros semicondutores diferentes. A eterna atualização e adição de novas técnicas de simulação também é um ponto a se notar como possibilidade de utilização da plataforma para futuros trabalhos. As equações características do dispositivo são mostradas na Figura 4, onde I1 e Q1 podem ser equacionados como o projetista desejar:

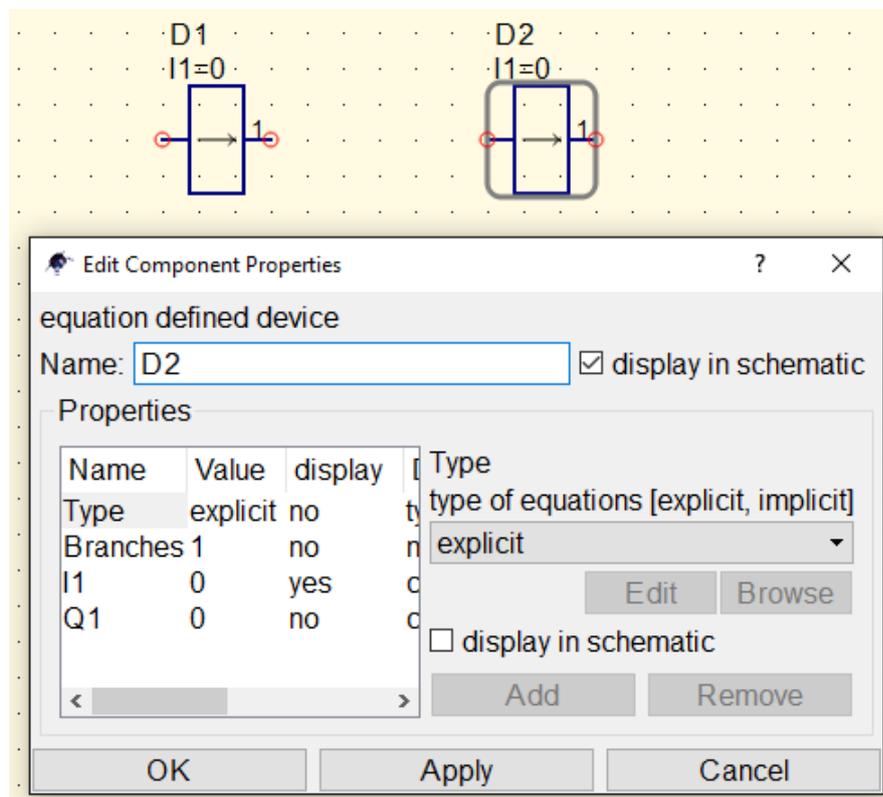


Figura 4: Propriedades do EDD.

No menu de propriedades, pode-se colocar para que as equações sejam explícitas ou implícitas, de forma a ocultar as equações que não sejam relevantes – no caso no mSH, as de carga.

Para a criação do mSH EDD, será necessário um dispositivo de três terminais. Os EDDs podem ser utilizados quantas vezes o usuário desejar no mesmo circuito – outra vantagem do

QUCS, diversos EDDs podem ser testados simultaneamente. Caso o usuário queira testar dois dispositivos customizados e como estes se comportam juntos em um circuito, é um dos poucos simuladores que irá permitir de um modo tão fácil e rápido. Ainda pode-se utilizar EDDs diferentes como pontos de conexão entre si, de forma que o usuário pode testar funções diferentes em EDDs diferentes, configurando uma equação pequena com poucos parâmetros por EDD, de forma a testar projetos extremamente complexos e com possibilidade de fácil customização. A Figura 5 mostra um componente de três terminais, como exemplo:

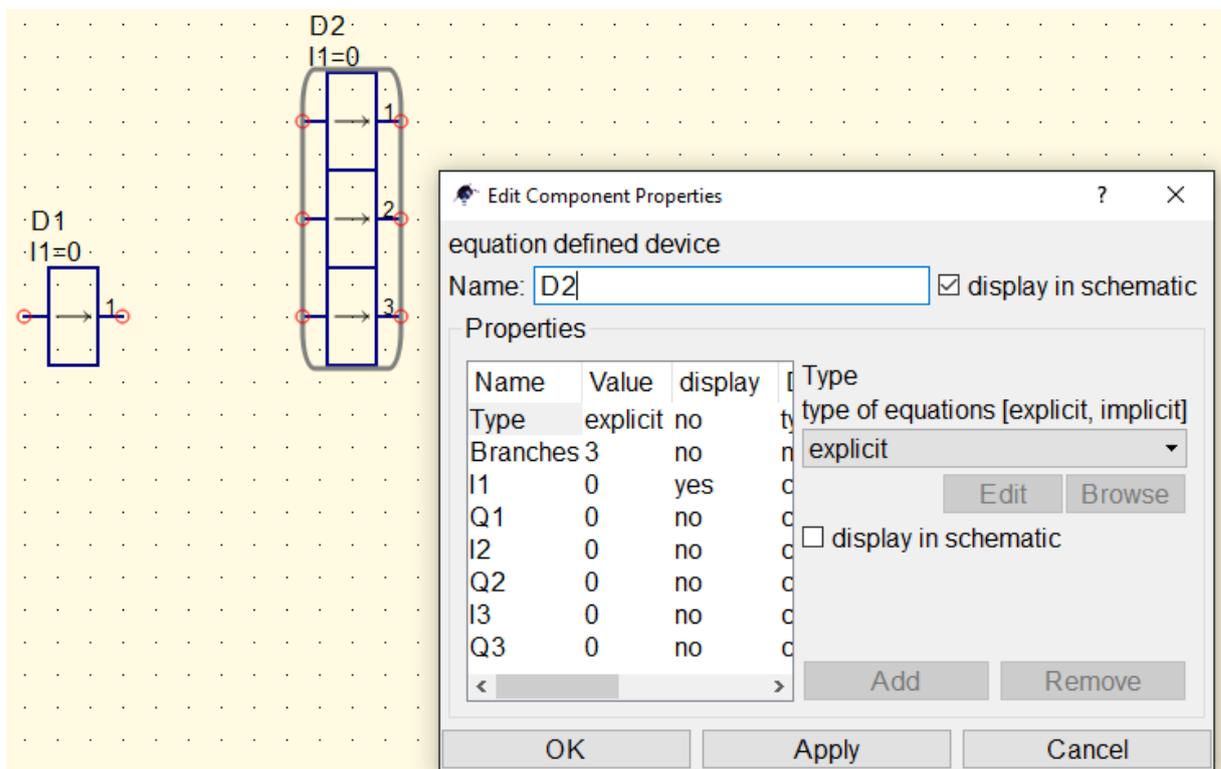


Figura 5: EDD de três terminais ao lado de um EDD de um terminal.

Com isto, o dispositivo está praticamente finalizado, bastando colocar a equação em cada terminal e testá-lo em um circuito.

2.7 TUD OFET

Trabalhos anteriores desenvolvidos no LDCI contaram com dados experimentais em forma de curvas de transferência e saída providenciadas pela CEDIC, TUD, Dresden, Alemanha.

O componente aqui estudado é um OTFT de $L = 50 \mu m$, $W = 1000 \mu m$, caracterizado eletricamente pelos pesquisadores alemães. A estrutura do transistor é TGTC OTFT. Esta estrutura foi escolhida devido ao fato de que esta estrutura se comporta praticamente como um transistor de canal longo ideal. O dispositivo real, dos quais os dados experimentais foram extraídos, é um transistor de semicondutor de pentaceno e contatos de ouro.

Aqui, o TUD OFET será apenas apresentado, seu desenvolvimento não será investigado além dos pontos considerados ideais para a apresentação tempestiva do mSH.

3. DESENVOLVIMENTO

3.1 Modelo Shichman-Hodges

O chamado modelo Shichman-Hodges baseia-a nas equações propostas pelos pesquisadores H. Shichman e D. Hodges [7] em 1968, baseado em equações algébricas.

O modelo SH utiliza uma fonte de controlada para descrever a corrente do dreno (chamada de I_D), como segue na equação 1, abaixo:

$$I_D = \beta_p \times \begin{cases} 0; & |V_{GS}| \leq |V_{th}| \\ (V_{GS} - V_{th})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}; & |V_{DS}| \leq |V_{GS}| - |V_{th}| \\ \frac{(V_{GS} - V_{th})^2}{2}; & |V_{DS}| \geq |V_{GS}| - |V_{th}| \end{cases} \quad 1$$

Este equacionamento é extremamente bem conhecido.

O pré-fator β_p pode ser determinado a partir de um parâmetro tecnológico K_p e um fator geométrico W/D , que aqui é utilizado como um parâmetro do modelo.

Como é conhecido da literatura clássica. O modelo SH descreve três regiões de operação de um FET qualquer, a região de *cut-off*, região linear e região de saturação, por três equações distintas – conforme demonstrado acima.

No trabalho no qual estas equações foram primeiramente enunciadas, diferenciam o sentido em que a corrente do dreno se direciona com base no tipo de canal que o MOSFET possui. Num canal n ou um nMOSFET, as regiões de fonte e dreno não regiões $n+$ e o corpo é uma região p . Num canal p ou um pMOSFET, de igual modo, a fonte e o dreno são regiões $p+$ e o corpo é uma região n . Estas nomenclaturas fazem mérito ao processo de dopagem eletrônica dos semicondutores que são utilizados na produção dos transistores. Notavelmente, os diferentes tipos de MOSFET deveriam, segundo a teoria, se comportar de maneira ligeiramente diferenciada – devido a características físicas dos transportadores de cargas, elétrons e lacunas, já que estes possuem massas efetivas, mobilidade e outras características específicas diferentes entre si. Isto causa, em análises experimentais diferenças na magnitude das correntes das curvas experimentais. Muitas vezes, nos modelos compactos de baixo nível, estas diferenças

não são consideradas e o tipo do canal é apenas um apontador da direção que a corrente percorre entre o dreno e a fonte.

3.2 Metodologia

Equações algébricas para descrever o comportamento de componentes eletrônicos podem ser dependentes em variáveis inter-relacionadas como tensão, corrente, admitância e diversos outros tipos de parâmetros físicos ou empíricos, dependendo do modelo desejado, de um modo muito parecido com o tradicional *C-coding* – o uso de linguagens parecidas com o C/C++/C# e suas particularidades de serem uma linguagem extremamente legível. Pode-se, desta forma, prever particularidades dos dispositivos desta forma, apenas equacionando-as [9]-[10].

Um modelo EDD estável permite um desenvolvimento iterativo de novos componentes não-lineares, e a codificação em Verilog-A ajuda no desdobramento e na distribuição de novos modelos desenvolvidos [11]-[12]. Embora estes modelos EDD sejam lentos – seu funcionamento iterativo, para que se tenha curvas suaves e mais atreladas à realidade –, são muito úteis em *debugging* de desenvolvimento de modelos compactos e no seu posterior desenvolvimento em uma linguagem de descrição de *hardware*.

Devido ao modelo de melhoramento altamente iterativo, é esperado que o tempo de desenvolvimento seja grandemente diminuído, comparadamente a esquemas tradicionais. O QUCS demonstra, como ideal de seus desenvolvedores, ser um meio flexível e relativamente acurado para o desenvolvimento de tecnologias emergentes. A maleabilidade do modelo de desenvolvimento – a comparação do esquema de desenvolvimento da linguagem de descrição de *hardware*, ou seja, o desenvolvimento em Verilog-A, logo após e com o apoio do desenvolvimento do modelo gráfico do EDD –, permite que o modelo final seja confiável e robusto devido às bases de desenvolvimento inerentemente equilibradas, i.e., o desenvolvimento algébrico e em linguagem descritiva comportamental.

Com o desenvolvimento dividido em duas partes, pode-se utilizar o desenvolvimento iterativo do EDD baseado nos dados experimentais iniciais para adequar uma base algébrica para um modelo completamente novo, assim como testar novas descrições matemáticas para

modelos tradicionais, o que também será visto. A metodologia comparativa com modelos já em uso e calibrados por terceiros torna os resultados mais sólidos.

3.3 Modelo Shichman-Hodges Modificado

Basicamente, o modelo mSH descreve a corrente I_D com o mesmos parâmetros que o modelo SH, embora levemente diferentes, principalmente em relação a seu significado. O modelo combina as equações das regiões linear e de saturação em apenas uma, fornecendo uma transição mais suave em relação ao modelo original, que prevê uma troca abrupta entre as regiões. A equação modificada descreve a corrente usando basicamente os mesmos parâmetros, mas com a elegante adição de uma função tangente hiperbólica, como segue na equação 2, abaixo:

$$I_D = \frac{\beta_k}{2} |V_{th}|^n \left(\frac{V_{GS}}{V_{th}} - 1 \right)^n \tanh \left(\frac{\alpha V_{DS}}{V_{GS} - V_{th}} \right) \quad 2$$

Os parâmetros do modelo mSH são V_{th} , β_p (que possui significado semelhante à sua contraparte no modelo SH original), n e α . Note-se que os parâmetros matemáticos adicionais n e α são utilizados para ajustar a transição entre as regiões linear e de saturação. Analisando matematicamente, uma forma que se mostrou interessante por possibilitar, sem trabalhos complexos ou necessidade de desenvolvimento de um código específico para a tarefa, prever o comportamento básico do dispositivo em algumas regiões extremas. Reparemos que, na dependência $(V_{GS}/V_{th} - 1)^n$, o expoente n ajusta a dependência da corrente de saturação na tensão entre a porta e a fonte. Sabemos que essa dependência diferencia materiais orgânicos e o silício. Em geral, acredita-se que esta dependência diferenciada da polarização da porta é causada por uma mobilidade dependente da voltagem.

Primeiramente, para pequenos valores de V_{ds} , a função tangente hiperbólica se transformar numa função linear, descrevendo a região de operação linear do FET. O parâmetro α , portanto, seria apenas o parâmetro de descrição da inclinação da região linear do dispositivo.

Para argumentos maiores, i.e., na região de saturação, a tangente hiperbólica se aproxima de um e a única dependência de V_{ds} se origina da modulação do canal incluída no

parâmetro β_p , como descrito no modelo original SH. Um modelo de corrente sub-limiar (também chamada de *sub-threshold current*) não está incluída no escopo atual do modelo mSH, i.e., $I_D = |V_{gs}| \leq |V_{th}|$.

A utilização de uma função tangente hiperbólica, chamada de função de suavização ou *smoothing function* é bem conhecida na literatura, deve-se notar que um modelo compacto com este desenvolvimento não está prontamente disponível no QUCS até a completude deste trabalho. Pode-se, portanto, atestar que as dadas modificações servem como um exemplo do poder e da versatilidade apresentada pelo QUCS como plataforma independente e *open source* de *benchmarking* para novos modelos compactos e de tecnologias emergentes. Além disso, o mSH é uma útil adição nas bibliotecas de modelos de descrição OTFTs para futuras pesquisas e, mais a frente, implementações.

Seguindo a estratégia mostrada na Figura 6, o mSH foi implementado primeiramente como um EDD.

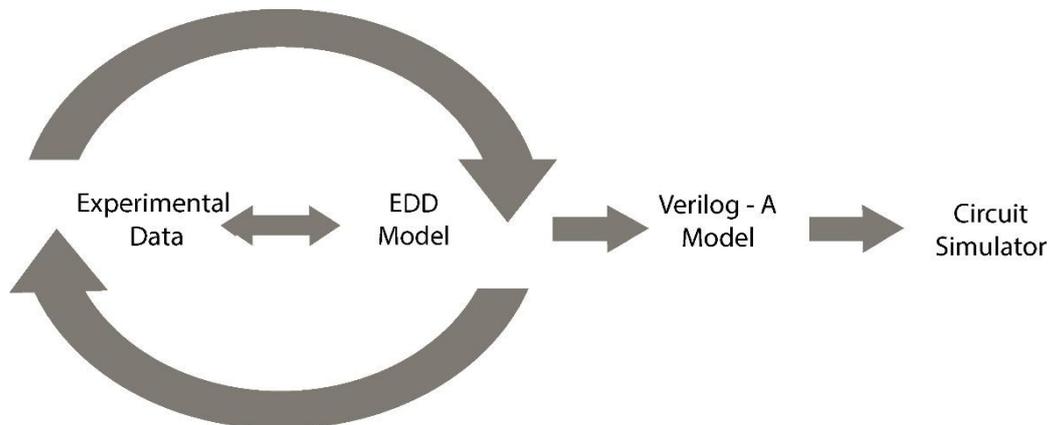


Figura 6: Caminho de implementação sugerido, mostrando a ordem cronológica para o desenvolvimento de modelos compactos e sua posterior calibração para tecnologias emergentes.

Os processos iterativos entre os dados experimentais utilizados como *input* e o modelo EDD consiste na primeira etapa do desenvolvimento. Esta etapa permite que o EDD seja calibrado de forma satisfatória. O aumento da população de dados experimentais auxiliaria a tornar o modelo mais confiável, preditivo e completo.

A próxima tela na simulação do EDD é, após o desenvolvimento do encapsulado (dispositivo EDD, comportamentalmente isolado do circuito em que está sendo testado) que representa o novo dispositivo, testá-lo num circuito com as diversas capacidades de testes que

o QUCS, assim como outros simuladores de circuitos que o mercado disponibiliza, desta forma mostrando o comportamento do circuito em situações mais básicas de funcionamento e providenciando as curvas que podemos comparar com os dados experimentais e verificar a fidedignidade do modelo. Notemos que, nesta simulação, explicitada na Figura 7, o dispositivo se comporta como uma caixa preta. Temos acesso às equações que definem cada terminal, mas ao longo da simulação, o dispositivo se comportará do modo que as diretrizes de simulação ditarem, cabendo ao operador do simulador destrinchar eventuais erros relacionados à estrutura do sistema de teste, como mostrado na Figura 7.

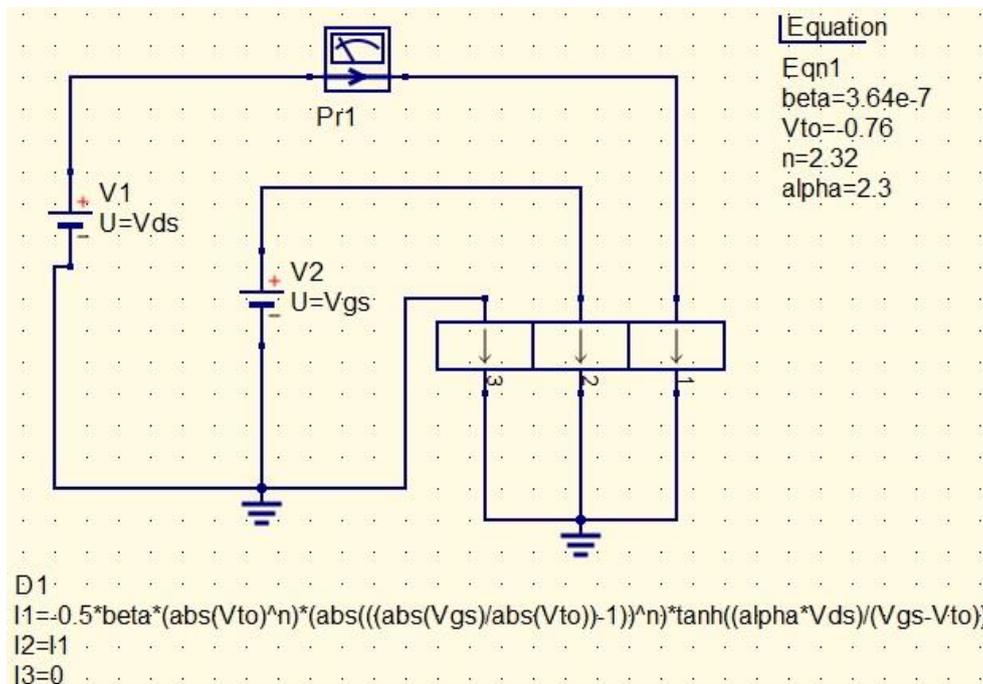


Figura 7: EDD mSH com a descrição das equações correspondentes a seus terminais gráficos.

Como já citado, o mSH é um EDD de três terminais. O usuário deve inserir uma equação para corrente e uma para carga, para cada terminal, obrigatoriamente. As equações de carga são assumidas como zero, uma vez que o modelo não possui interações baseadas em carga, o que seria outro ponto relevante para uma evolução do mSH.

Uma vez que cada terminal tem sua equação, o modelo está pronto para ser usado. Empregou-se o modelo EDD mSH para a extração de parâmetros atrás de curvas experimentais de saída e transferência de um TGTC OTFT. A extração de parâmetros foi realizada em um

ciclo iterativo para encontrar os valores mais adequados para o *fit* entre as curvas corrente-tensão experimentais.

Após a implementação do modelo EDD e da verificação da utilidade do modelo, conforme a linha cronológica de desenvolvimento criada sugere, o modelo foi também implementado em Verilog-A. As seções I e II do capítulo de anexos devem ser consultadas para a verificação dos códigos. Após a implementação, foi necessário testar ambos os modelos para garantir que, dados os mesmos parâmetros, estes retornariam as mesmas curvas experimentais. O código Verilog-A implementado e testado com sucesso pode ser facilmente utilizado em outros simuladores de circuitos.

Aparte ao modo *in house* de desenvolvimento de modelos compactos para tecnologias emergentes ser um ótimo jeito de avançar em um mercado ainda novo, sem domínios regionais totalmente delimitados, é interessante implementar modelos descritos na literatura e compará-los em sua validade para um determinado transistor já caracterizado. O QUCS foi a plataforma de escolha devido ao fato de estes meios de modelagem – EDD e Verilog-A – estarem prontamente disponíveis, sem necessidade de configurações extras ou compras de pacotes aparte. No LDCI, foram implementados e testados diversos modelos compactos, tanto para transistores de filmes finos orgânicos, como o UMEM e o MVS, quanto tecnologias a base de nanotubos de carbono, como o CCAM. Aqui, usamos a implementação QUCS do modelo UMEM para o *benchmark* de qualidade do modelo mSH.

3.4 Fonte Virtual: Conceito

O conceito de conjuntos de equação que levam ao desenvolvimento de modelos compactos com base na teoria de uma fonte virtual (*Virtual Source*, VS) foi outra rota de estudos interessante no que diz respeito à análise de modelos que pudessem ser transcritos para uma abordagem baseada em tecnologias emergentes [20].

O MVS é um modelo baseado em interações de primeiro grau, seguindo o entendimento de transporte de portadores (de carga) subjacentes em dispositivos modernos de canais curtos. O modelo, principalmente, atrai por sua simplicidade e acurácia satisfatória, providenciando uma visão única a respeito da operação do dispositivo sob consideração, através da utilização de poucos parâmetros cujos conceitos físicos são conhecidos, como suas dimensões físicas ou

facilmente disponíveis através das curvas de características elétricas do dispositivo. O MVS torna, assim, fácil projetar um modelo facilmente inteligível e facilita o *benchmarking* de dispositivos para a melhoria de seu desempenho [21]-[22]-[23]-[24]-[25].

Um conceito chave do modelo é a noção de uma fonte virtual (referida VS, a partir de agora), a partir da qual as portadoras de carga são injetadas no canal do transistor. A VS é localizada no ponto x_0 , onde o perfil da banda de condução tem seu pico, como mostrado na Figura 8.

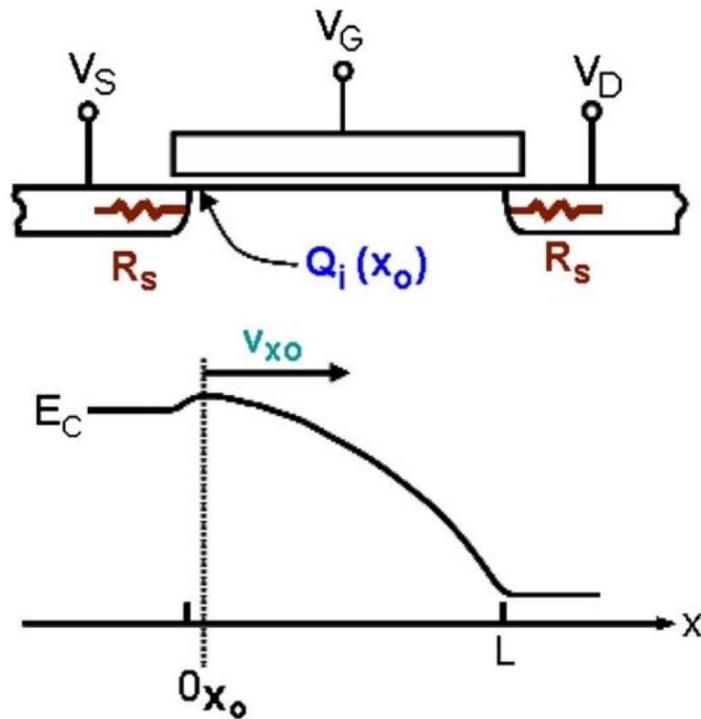


Figura 8: Esquemático de um MOSFET e seu diagrama de energia. [15]

A velocidade correspondente dos portadores de carga que são injetados é de grande importância tecnológica mas não pode ser diretamente medida. O modelo oferece uma descrição tanto de corrente quanto de cargas. As cargas do terminal são relevantes para a operação dinâmica do dispositivo e são supridas pelas correntes de deslocamento através dos terminais do dispositivo. Sabe-se que, entretanto, as equações são simplificadas em nome de um possível desenvolvimento e melhoria do modelo MVS. As equações são simplificadas em visão das originais que, respeitando a análise de fenômenos físicos que governam o movimento de portadores de carga, sabe-se que equações diferenciais de segundo, terceiro e outros graus são a melhor possibilidade para a definição da interações das partículas portadoras de corrente.

Podemos notar que, por conta disto, o canal em si é menor do que o valor L , sendo que seu comprimento é dado por $L - x_o$. O ponto de injeção das cargas no canal é “dentro” do próprio canal.

Mesmo polarizando o dispositivo para um novo ponto de operação DC, correntes adicionais fluem durante o período transiente, sustentando a requerida variação das cargas do canal, que depende do tempo. Cálculos auto-consistentes para cargas e transporte são empregadas para derivar a descrição do modelo MVS descrita em [21]-[23] para simular curvas características de corrente-tensão.

O modelo foi disponibilizado em uma forma de código MATLAB.

4. RESULTADOS

4.1 Comparação: SH, mSH e UMEM

Curvas de características de transferência e saída foram providenciadas para este trabalho – e diversos outros do LDCI – pela CEDIC, sediada na TUD, Alemanha. Como citado anteriormente, um transistor de filme fino orgânico, OTFT, de características físicas $L = 50 \mu\text{m}$ e $W = 1000 \mu\text{m}$ foi eletricamente caracterizado. De acordo com as informações cedidas pela CEDIC, os contatos de dreno e fonte, assim como a porta, estão posicionados no topo do dispositivo, tornando a estrutura um TGTC OTFT. O transistor original possui contatos de ouro e um semicondutor de pentaceno.

Como ponto de partida, os parâmetros de um FET modelo SH foram extraídos baseados nas características experimentais de saída e transferência providenciadas. Os valores dos parâmetros foram dados na Tabela I abaixo, tanto para o modelo SH, quanto para o mSH e para o UMEM.

Model	Parameter	Value (Transfer)	Value (Output)	Unit
<i>SH</i>	V_{th}	-0.76	-0.76	V
	β_p	$6.02 \cdot 10^{-7}$	$6.02 \cdot 10^{-7}$	AV^{-2}
<i>mSH</i>	V_{th}	-0.365	-0.76	V
	β_k	$3.64 \cdot 10^{-7}$	$3.64 \cdot 10^{-7}$	AV^{-n}
	α	0.05	2.3	–
	n	4	2.32	–
<i>UMEM</i>	V_{th}	-1.19	-1.19	V
	γ	0.396	0.396	–
	α_s	0.66	0.66	–
	m	1.476	1.476	–
	λ	-0.02	-0.02	V^{-1}
	RS	$3.325 \cdot 10^3$	$3.325 \cdot 10^3$	Ω
	RD	$3.325 \cdot 10^3$	$3.325 \cdot 10^3$	Ω
	V_{aa}	24.142	24.142	V

Tabela 1: Parâmetros extraídos para SH, mSH e UMEM. Devido a efeitos de histerese, os valores dos parâmetros podem ser extraídos separadamente para as curvas de saída e de transferência para melhor efeito. Isto pode levar a sets de parâmetros ligeiramente diferentes, como demonstrado para o modelo mSH.

Os parâmetros extraídos para o modelo SH foram providenciados pela TUD junto aos dados experimentais. O *fitting* com os parâmetros nas curvas características de saída e transferência de mostrou pobre.

Como previamente descrito, extraímos os parâmetros do modelo mSH EDD e do modelo UMEM. Os parâmetros correspondentes são dados pela Tabela I.

A determinação dos parâmetros do modelo UMEM empregaram um algoritmo de extração automatizado implementado em MATLAB por outro aluno do LDCI. Para o SH e mSH, entretanto, os parâmetros foram extraídos manualmente. Muito embora algoritmos de extração tem uma grande vantagem em eficiência, eles dependem de uma quantidade suficiente de dados de *input*, que não foram dados para o presente estudo de caso [16].

Segundo a literatura sabemos que os valores de resistência de contatos são geralmente altos em dispositivos orgânicos [3]-[5]-[6]-[14], resistências de fonte (R_s) e resistência de dreno (R_d) são incluídas no modelo UMEM. Estas resistências são altas devido à tendência de grande parte dos materiais orgânicos a serem isolantes, necessitando um processo de dopagem semelhante a semicondutores que pode ser feita de diversas formas, sendo uma delas com reações de oxirredução.

Tensões internas e externas são relacionadas por equações de tensão dreno-fonte e porta-fonte, descritas como, respectivamente, $V_{ds} = V'_{ds} + I_d(R_s + R_d)$ e $V_{gs} = V'_{gs} + I_d R_d$. Em respeito aos outros parâmetros do modelo UMEM, descrevem-se como: α_s é um parâmetro de saturação, m é um parâmetro de inflexão da característica de saída, V_{th} tem o mesmo significado que nos outros modelos, a tensão de limiar. V_{aa} é o parâmetro de mobilidade em campo baixo (*low field mobility parameter*), γ modifica a dependência da mobilidade na relação $(V_{gs} - V_{th})$ e λ é a condutância de saída.

Dois *sets* de parâmetros são necessários para descrever as curvas de características de saída e de transferência separadamente. A razão deste acontecimento podemos dar à ocorrência de efeitos de histerese, comuns em dispositivos baseados em tecnologias emergentes devido ao ainda pobre método de fabricação dos dispositivos, que leva a diferentes correntes de dreno para um mesmo ponto de operação, dependendo da sequencia de *ramping* das tensões.

Consideramos dois diferentes conjuntos de parâmetros apenas para o modelo mSH, muito embora uma certa quantidade de histerese na consideração dos outros dispositivos

poderia torná-los melhor documentados. Entretanto, mantendo o escopo de desenvolvimento do novo modelo compacto o mSH é o modelo de atenção neste trabalho. Além disso, dificilmente dispositivos de tecnologias emergentes podem ser modelados utilizando apenas um conjunto de dados, e isto serve para ilustrar uma das dificuldades encontradas para o desenvolvimento de modelos compactos para estes dispositivos, uma vez que uma lista única de parâmetros é um pre-requisito para simulações de circuitos.

As figuras 9.a e 9.b demonstram as curvas de característica de saída e de transferência simuladas e os dados experimentais.

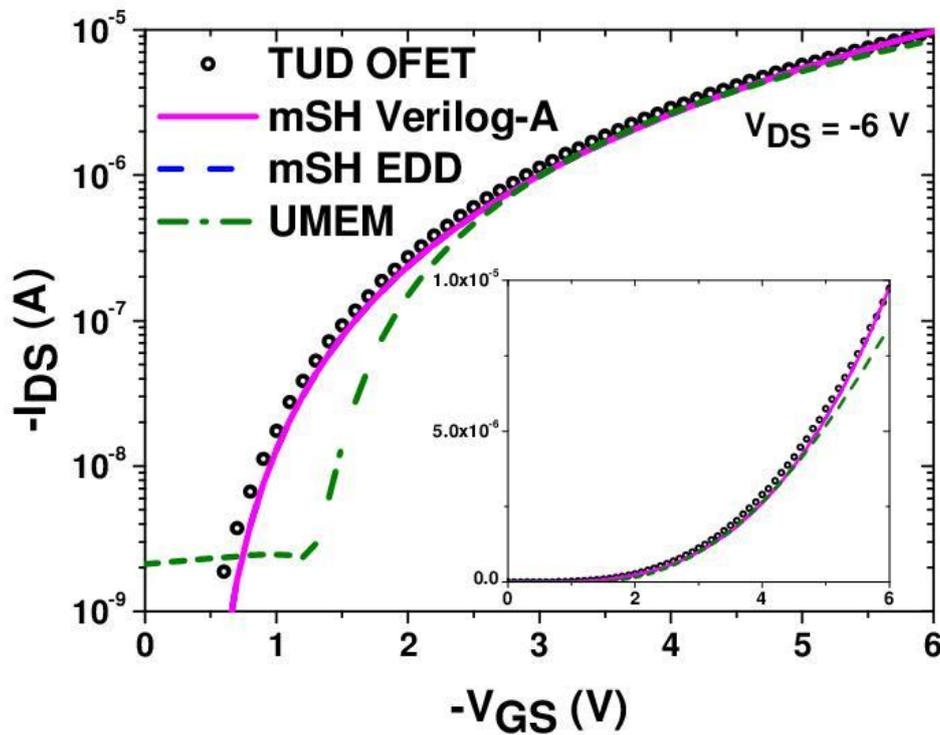


Figura 9.a: Curva de transferência, com inset, comparando os modelos TUD OFET, mSH Verilog-A, mSH EDD e UMEM.

O que vemos na Figura 9 é a comparação de características elétricas medidas de um TGTC OTFT com simulações empregando os modelos mSH e UMEM. A legenda de (a) também se aplica em (b).

Na Figura 9.a, observamos a curva de transferência para um $V_{ds} = -6 V$ em uma escala semi-log e em escala linear (como *inset*). Desta figura, inicialmente notemos a interação entre a curva empregando o mSH Verilog-A e o mSH EDD. Notemos que ambas as curvas se

sobrepõe perfeitamente, sem espaçamento entre elas. Isto demonstra o que desejávamos obter anteriormente: que os dois modelos retornam dados idênticos ou pelo menos extremamente próximos, de forma que visualmente, os resultados se tornam idênticos.

Em segundo lugar, notemos o desempenho do modelo UMEM. Como previsto anteriormente, apenas de possuir um algoritmo de extração automático, o modelo é o pior na comparação – principalmente na região sublinear. Isto se deve, principalmente, pela pouca oferta de dados para a extração do UMEM e por este modelo de extração ser pobre, o que resulta em *fittings* pouco convincentes. Já na região de saturação, todos os modelos, aparentemente, são satisfatórios. Analisando o inset, por outro lado, temos uma possibilidade de observação mais rebuscada da área de saturação, onde podemos ver que ambas as implementações do modelo mSH satisfatoriamente acompanham os dados experimentais, enquanto o modelo UMEM não consegue se aproximar do ponto final em $V_{gs} = -6 V$.

A escala semi-log é a melhor para se analisar a região sublinear da curva, enquanto a escala linear é a melhor para se analisar a região de saturação. Podemos, com alto grau de confiança, dizer que analisar apenas uma ou outra nos deixaria com um resultado parcial, onde o pior dos modelos – o UMEM – se apresentaria como uma escolha "não tão ruim", enquanto que na realidade, o modelo mSH é superior ao modelo de extração unificada no exemplo visto. As discrepâncias são notadas, em maior grau, em tensões de porta do tipo $|V_{gs}| < 2 V$. Estas discrepâncias foram concluídas como devido à baixa disponibilidade de dados experimentais. O UMEM é um modelo avançado para FETs orgânicos, junto ao seu algoritmo de extração de parâmetros automatizado. Entretanto, qualquer algoritmo precisa de ambas curvas linear e de saturação, no âmbito de curvas de característica de transferência, para poder ganhar qualidade, o que não estava disponível para o estudo. Foram utilizadas inter e extrapolação de dados para aumentar a quantidade de número de pontos de dados, o que não se mostrou suficiente para o UMEM. Ainda, o UMEM não leva em conta a histerese, cuja presença prejudicou a qualidade do modelo sensivelmente.

Na Figura 9.b, podemos ver as curvas de característica de saída para três pontos de tensão diferentes, estes sendo $V_{gs} = -6 V$, $V_{gs} = -4 V$ e $V_{gs} = -2 V$.

Observemos que, novamente, as implementações EDD e Verilog-A do mSH cumprem o mesmo desempenho mostrado na curva de transferência – se sobrepondo de forma indiscernível. Isto mostra o sucesso da implementação do modelo de forma absoluta para os parâmetros que estavam sendo esperados durante o desenvolvimento do projeto. Este ponto, apenas, já mostra que o *approach* foi de sucesso.

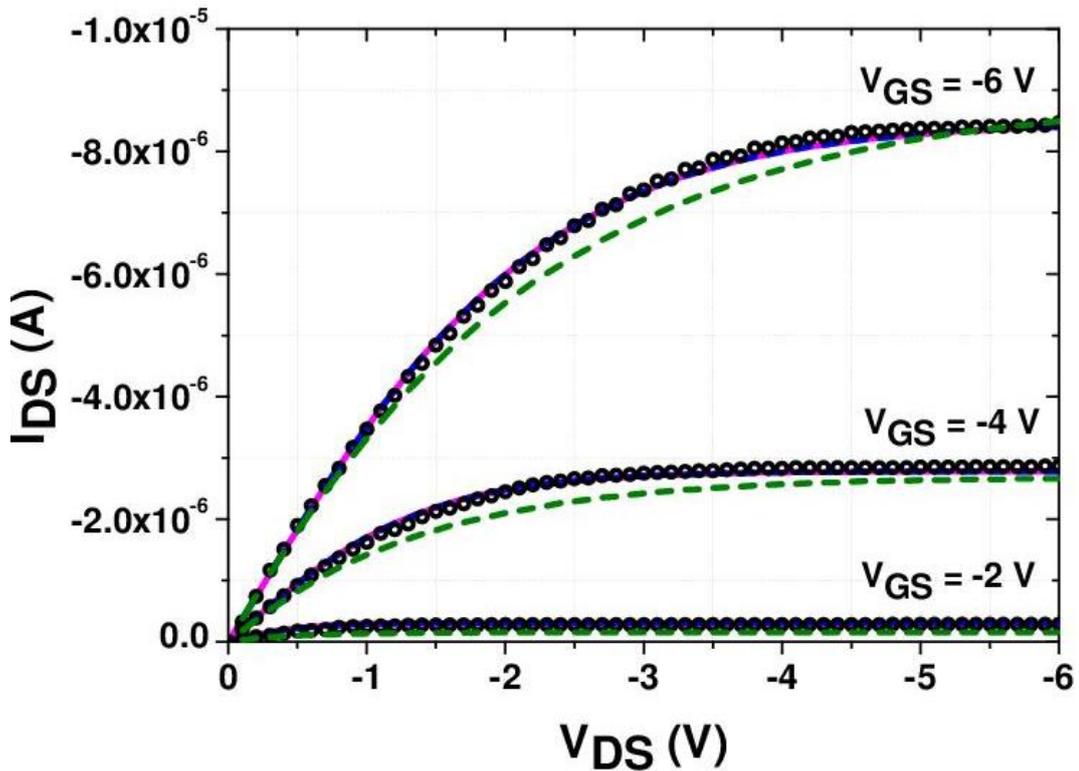


Figura 9.b: Curva de saída comparando os modelos TUD OFET, mSH Verilog-A, mSH EDD e UMEM.

Observemos que o modelo mSH se mostra extremamente próximo aos dados experimentais, sendo que apenas alguns pontos tornam possível a distinção entre as três curvas. O modelo UMEM, novamente, sem ostra distanciado de um grau de sucesso considerado aceitável para esta aplicação. A área onde as regiões linear e de saturação se encontram são o pior ponto do UMEM – a baixa qualidade na suavização da passagem entre as regiões é evidente, ainda mais na curva $V_{gs} = -6$ V, mesmo com a presença da função de suavização da tangente hiperbólica estando no arsenal do modelo UMEM. Já o mSH, que também emprega esta função de suavização, mostra um desempenho satisfatório.

O surpreendente *fitting* do mSH aponta para o fato, já previamente colocado neste trabalho e resgatado da literatura de que a estrutura TGTC OTFT se comporta quase que como um transistor ideal de canal longo. Interessantemente, nenhuma resistência serial foi

requerida para explicar a dependência da tensão do dreno medida durante o estudo de caso, enquanto o algoritmo UMEM extraiu resistências de dreno e fonte na ordem de muitos $k\Omega$.

Voltando ao tema da comparação entre as implementações do mSH em EDD e em Verilog-A, temos que estas comparações, i.e., testes de regressão, podem ser usados para confirmar que ambas implementações são equivalentes. A simultânea disponibilidade de ambos os modelos de implementação no QUCS prova, portanto, ser extremamente útil para o desenvolvimento de modelos compactos de transistores.

Em seguida, a Figura 10 mostra a transcondutância g_m como uma função da tensão de porta derivada da curva de transferência.

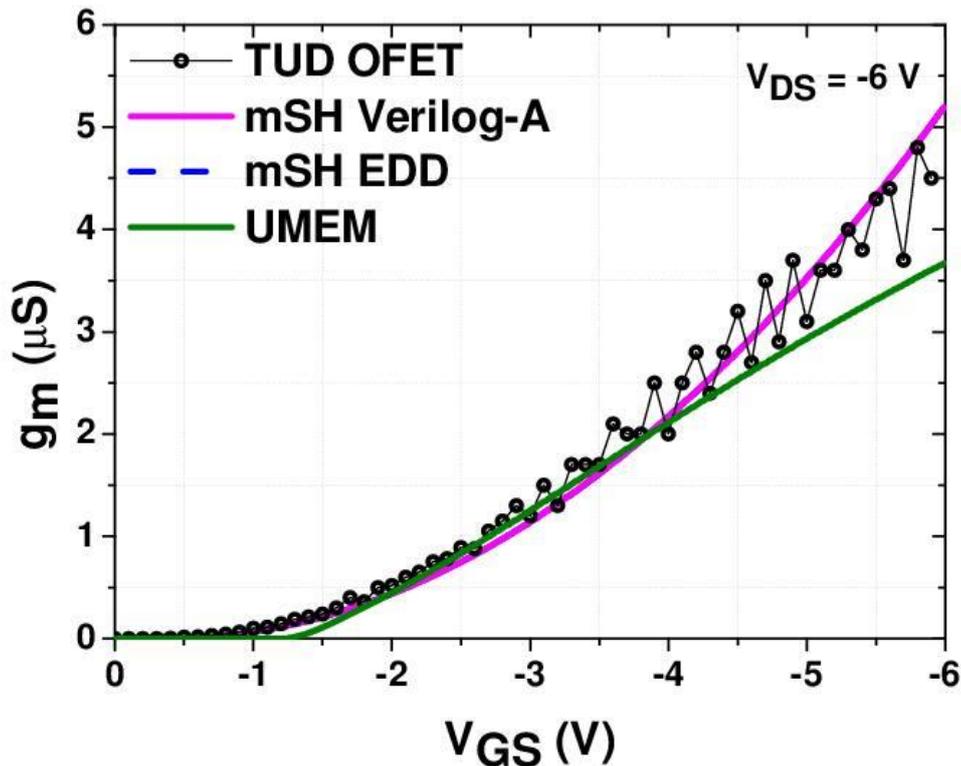


Figura 10: Dependência da transcondutância em relação à tensão de porta. O modelo mSH suaviza o ruído experimental dos dados de forma notável.

Devido aos esparsos pontos de medida, existe um considerável ruído quando se calcula numericamente a derivada da corrente de dreno em relação à tensão da porta. O modelo mSH prediz uma dependência da transcondutância g_m em relação à tensão V_{gs} de forma precisa e suaviza a curva experimental notavelmente.

Uma vez que a transcondutância, essencialmente, determina o ganho de amplificadores de estágios, transistores são comumente polarizados para entregar um valor de g_m específico. Portanto, um bom modelo de transistor para ser usado em simulações de circuitos tem de prever a transcondutância corretamente. O mSH satisfaz este requerimento.

Atestamos que o mSH descrever bem a transição entre os regimes linear e de saturação. A isso atribuímos a descrição através da equação $\tanh x$, sendo x o argumento utilizado para a transição.

Sabemos, adicionalmente, que a corrente de saturação possui o formato $I_D \sim (|V_{GS}| - |V_{th}|)^n$, com $n > 2$. Normalmente, esse parâmetro pode variar entre $n \approx 1$ (canais curtos) até $n \approx 2$. Sabemos que, para materiais orgânicos, este comportamento é descrito por n maiores, alcançando até comportamentos cúbicos, em alguns modelos e materiais.

4.2 Fonte Virtual: Um estudo de caso

Após o estudo a respeito do modelo mSH, foram investigados outros modelos que pudessem servir de comparação entre os outros dois mostrados anteriormente, e que mostrassem um desempenho satisfatório. Com a pesquisa bibliográfica feita anteriormente, aplicou-se o conhecimento a respeito de TFT ao MVS. Materiais orgânicos possuem um conjunto de propriedades que enquanto indiscutivelmente inferiores à performance do silício – por hora – tem certas qualidades como flexibilidade, processos de fabricação menos energéticos e mais baratos, áreas de aplicação maiores e dobrabilidade [4]-[5].

Considerando que OFETs apresentam composições diferentes entre si e entre FETs de silício, algumas alterações do modelo MVS são esperadas para se aprimorar a predição de curvas de características corrente-tensão DC, já que este é um modelo para transistores tradicionalmente cristalinos. Inicialmente, as resistências internas, para transistores orgânicos, chamadas de $R_s + R_d$, são normalmente muito maiores que para dispositivos tradicionais. Na faixa de alguns $k\Omega$. OFETs são fabricados como TFTs e, portanto, não possuem um corpo de semiconductor. Portanto, sabemos que o efeito do corpo (tradicionalmente, *body effect*) pode ser negligenciado. Outra propriedade é que possuem velocidades de portadoras de carga

$$I_{DS} = Q_i(x_o) v_{x0} F_{sat} W$$

consideravelmente menores, em comparação aos transistores de silício. Primeiramente, observemos as equações fundamentais da corrente e da carga para o MVS:

3

$$Q_i(x_o) = C_{inv} n V_T \ln(1 + \exp(\eta)) \quad 4$$

$Q_i(x_o)$ é a densidade de cargas do canal no ponto de entrada deste – o ponto VS. F_{sat} é a função empírica de transição entre as regiões de transporte linear e de saturação. Sabemos ainda que v_{xo} é a velocidade da portadora na fonte virtual. A inclinação sublimiar $S = n \ln(10) V_T = n60 \text{ mVdec}^{-1}$ é determinada pelo parâmetro n , dado por $n = n_0 + n_d V_{dsi}$. O argumento η é basicamente o *overdrive* do transistor dividido pelo nVT . W é a largura da porta.

Mais importante ainda, a função F_{sat} é dada por :

$$F_{sat} = \frac{V_{dsi}/V_{dsat}}{(1 + (V_{dsi}/V_{dsat})^\beta)^{\beta-1}} \quad 5$$

Notavelmente, esta diretamente influencia na corrente. V_{vdsi} refere-se à queda de tensão interna então o dreno e a fonte, $V_{dsi} = V_{ds} - I_{ds}(R_S + R_D)$. Os parâmetros V_{dsat} e β se referem à tensão de saturação e ao fator de saturação, respectivamente. O último, normalmente, está entre 1,5 e 1,8. A tensão de saturação é uma média ponderada da tensão térmica e a chamada *high-gate-voltage*, V_{dsats} , dada por:

$$V_{dsat} = V_{dsats} (1 - FF) + V_T FF \quad 6$$

$$V_{dsats} = (v_{xo} L_{eff})/\mu \quad 7$$

Onde μ é a mobilidade da portadora. FF refere-se à função de Fermi, que depende da diferença entre a tensão porta-fonte e a tensão de limiar V_{tp} .

$$FF = 1/[1 + \exp((V_{gscorr} - V_{tp})/(\alpha V_T))] \quad 8$$

$$V_{tp} = V_{t0bs} - \delta V_{dsi} - \alpha V_T/2 \quad 9$$

$$V_{t0bs} = V_{t0} + \gamma (\sqrt{|\Phi_B - V_{bscorr}|} - \sqrt{|\Phi_B|}) \quad 10$$

A função V_{t0bs} se refere ao efeito que o corpo tem sobre a tensão de limiar e Φ_B é a tensão efetiva do corpo, que nos dá a escala da dependência da função V_{t0bs} na tensão do corpo. Temos também o termo αV_T , que descreve a correção de modelos baseados no potencial de limiar em comparação com os baseados em potenciais de superfície. Variáveis com a subscrição *corr* se referem a um fator de correção de cara tensão, em geral um fator pequeno, portanto, $V_{gscorr} \approx V_{gsi}$. Em [25] há uma explicação mais detalhada do significado exato destas equações e suas variáveis. Podemos notar que a relação entre F_{sat} e V_{dsi}/V_{dsat} , conforme visto na Figura 11, influencia na corrente I_{DS} . Conforme a razão cresce (e.g., V_{dsi} cresce), a curva tende a saturar. Pelo outro lado, o FET opera na região linear para razões menores (e.g., largo V_{dsat}). O parâmetro β suaviza a região de transição. Ao mesmo tempo, a função $\tanh(x)$ é adicionada à comparação para analisar a possibilidade da substituição de F_{sat} por ela. Como pode ser visto, um valor de $\beta = 2,88$ aproxima satisfatoriamente a uma função de suavização com $\tanh(x)$.

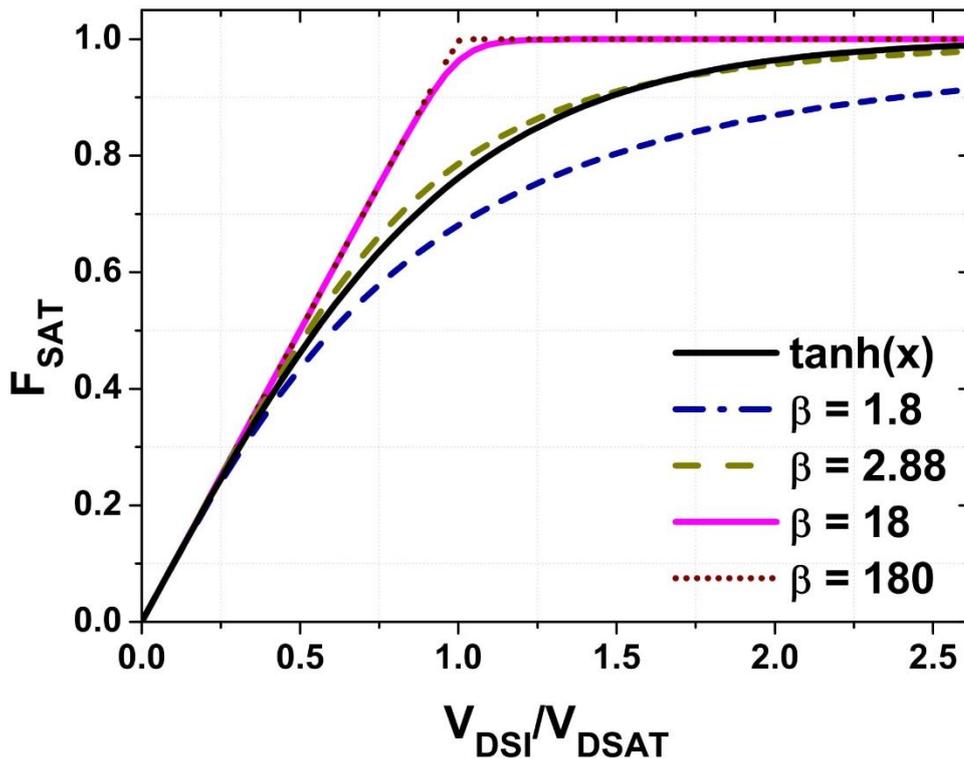


Figura 11: Influência visual da função de transição e seus parâmetros na suavização da corrente e uma comparação simultânea com a função $\tanh(x)$.

O modelo MVS foi criado para descrever, especificamente, transistores de canal curto, enquanto OFETs normalmente apresentam longos canais. Como a OTFT é uma tecnologia de baixo custo, a definição geométrica empregada dos contatos metálicos não permite distâncias

muito pequenas. Portanto, não podemos ter certeza se o MVS pode ser utilizado para descrever OTFTs. Para satisfazer a falta de efeito de corpo (parâmetro γ no MVS) e do efeito DIBL (*drain-induced barrier lowering*, ou diminuição da barreira induzida pelo dreno), descrito no MVS pelo parâmetro δ . É um efeito negligenciável em transistores de canais longos. Com isso, podemos reescrever algumas equações que contam com estas grandezas, já que as consideramos nulas para OTFTs. Em [15], é possível observar, detalhadamente, quais são as modificações que são feitas para adequar o MVS ao tipo de transistores considerados, e quais são as equações que são mais especificamente influenciadas por estes parâmetros. Abaixo, vemos uma comparação inicial entre o mSH, desenvolvido no LDCI e o MVS, em sua originalidade, nas Figuras 12.a e 12.b:

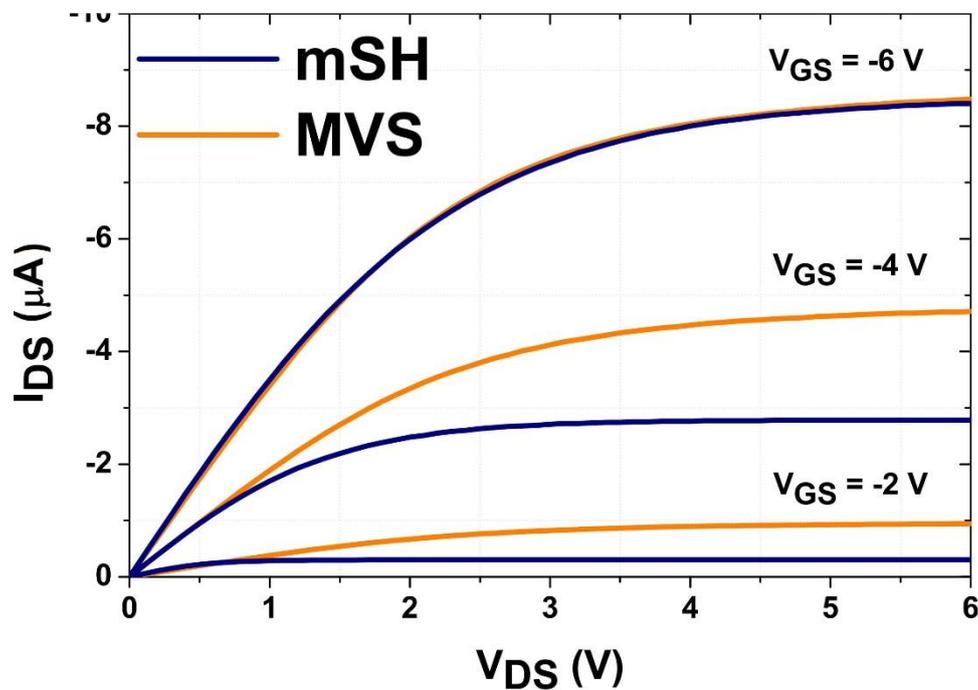


Figura 12.a: Curva de saída comparando mSH e MVS.

Notemos que, da Figura 12.a, podemos inferir um comportamento especial do mSH: os intervalos entre duas curvas de saída consecutivas são não-lineares no mSH, ao contrário do que é visto no MVS. Este comportamento sugere uma dependência não-linear da tensão da porta, pela corrente de saturação.

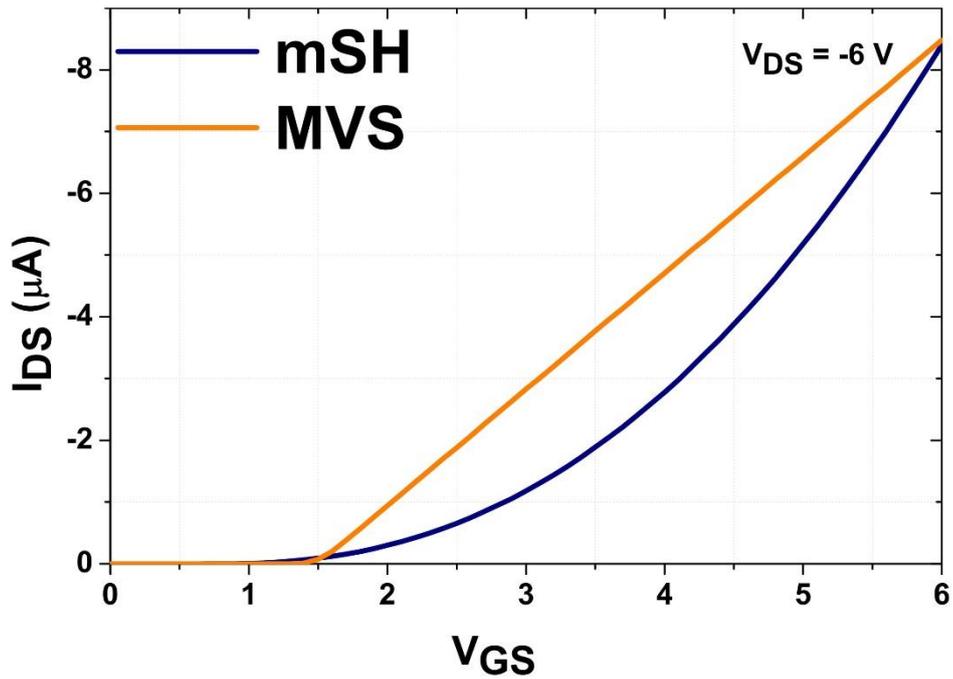


Figura 12.b: Curva de transferência comparando mSH e MVS.

O comportamento da curva de transferência também é pobre, mostrando não poder acompanhar o mSH em sua região de saturação. A região ôhmica, muito embora pareça satisfatória, não terminou na tensão limiar que deveria também. A partir da Figura 12.b, podemos ver que uma função relevante para determinar a carga do canal é necessária. Uma

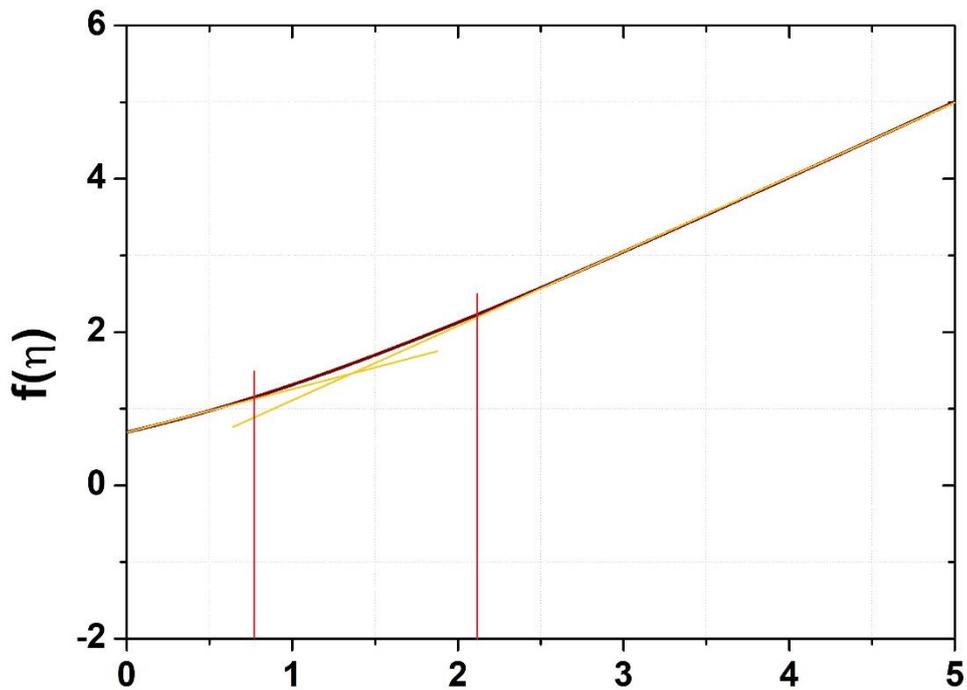


Figura 13: Representação da função $f(\eta) = \ln(1 + \exp(\eta))$.

dependência não-linear com o MVS é, claramente, difícil de se conseguir. A Figura 13 mostra esta função relevante.

A falta de um comportamento parabólico/não-linear da função $\ln(\mathbf{1} + \mathbf{exp}(\boldsymbol{\eta}))$ não permite uma recriação com sucesso do aumento não-linear da corrente de saturação observada na Figura 12.a. O único intervalo da função $f(\boldsymbol{\eta})$ que resulta em uma leve não-linearidade é identificado a partir das linhas vermelhas da Figura 13, o que prova não ser suficiente para a correção das curvas de corrente descritas. Isto reflete também no fato da Figura 12.b ser insatisfatória.

Notavelmente, o MVS apresenta um desempenho sofrível quando comparado ao mSH – dados os mesmos parâmetros utilizados nas comparações com o UMEM. Optamos por modificar as equações do modelo MVS para atingir a não-linearidade que precisamos. A equação abaixo, a partir do efeito dominó que estas modificações trazem, como o desaparecimento dos efeitos de corpo e DIBL, nos resultam em uma equação de corrente para o modelo mSH com o seguinte aspecto:

$$I_D = \frac{\tilde{\Xi}_p}{2} |V_{t0}|^k \left(\frac{V_{GS}}{V_{t0}} - 1 \right)^k \tanh \left(\frac{\sigma V_{DS}}{V_{GS} - V_{t0}} \right) \quad 11$$

Como sugerido em [15], a carga domina a corrente no regime de saturação, e como verificado, o MVS não pode descrever este comportamento. Esta é uma das modificações mais importantes feitas ao MVS – cuja versão modificada foi chamada de mMVS.

Utilizando alguns limites analíticos, vemos que:

$$I_D = \frac{\tilde{\Xi}_p}{2} \times \begin{cases} (V_{GS} - V_{t0})^{k-1} \sigma V_{DS} ; \sigma V_{DS} \ll V_{GS} - V_{t0} \\ (V_{GS} - V_{t0})^k ; \sigma V_{DS} \gg V_{GS} - V_{t0} \end{cases} \quad 12$$

$$I_D = v_{x0} W Q_i(x_o) \times \begin{cases} V_{dsi}/V_{dsat} ; V_{dsi} \ll V_{dsat} \\ 1 ; V_{dsi} \gg V_{dsat} \end{cases} \quad 13$$

$$Q_i(x_o) = \frac{C_{inv}}{2} \times \begin{cases} \tilde{K} + V_{gsi} - V_{t0} ; V_{gsi} - V_{tp} \ll \alpha V_T \\ 2(V_{gsi} - V_{t0}) ; V_{gsi} - V_{tp} \gg \alpha V_T \end{cases} \quad 14$$

$$V_{dsat} = \begin{cases} \frac{V_{dsats}(1 + \varepsilon) + V_T}{2 + \varepsilon} ; V_{gsi} - V_{tp} \ll \alpha V_T \\ V_{dsats} ; V_{gsi} - V_{tp} \gg \alpha V_T \end{cases} \quad 15$$

Notemos que $K = 2nV_T \ln 2$ e ε é dado pela razão $(V_{gsi} - V_{tp})/\alpha V_{tp}$. No caso de ε tender a zero, consideramos os dois primeiros termos da expansão de Taylor, $\exp(\varepsilon) \approx 1 + \varepsilon$. Destes limites, podemos observar que a carga do canal e, portanto, a corrente do dreno é fortemente influenciada por uma função linear da tensão da porta (e η). Podemos notar que os limites $Q_i(x_o)$ e V_{dsat} são comparações comportamentais entre os modelos mSH e MVS que explicam a falha do segundo.

Outra observação marcante feita, em relação ao MVS, é que embora as cargas calculadas no modelo, estas não devem ser as mesmas utilizadas no cálculo da corrente, dado que uma quantidade considerável de cargas são esperadas que sejam armadilhadas [26], e apenas cargas livres contribuem para o cálculo da corrente:

$$Q_{FREE} = qN_V \times \left(\frac{Q_i(x_o)}{qN_T} \right)^l \quad 16$$

Onde Q_{FREE} é a densidade de cargas livres para serem utilizadas no cálculo de corrente. N_v é a densidade de cargas por cm^{-2} e N_t é a densidade de cargas armadilhadas. O parâmetro l é um parâmetro fenomenológico que, aqui, funciona como k no modelo mSH, e q é a carga fundamental do elétron. A equação da tensão de limiar também varia, uma vez que os efeitos de corpo e DIBL desaparecem:

$$V_{tp} = V_{t0} - \alpha V_T/2 \quad 17$$

Finalmente, após as últimas modificações feitas ao MVS, como descritas ao longo deste capítulo, o novo modelo – agora mMVS –, mostrou-se muito mais eficiente quando comparado ao mSH. A inclusão de um modelo de previsão de armadilhas de carga vai de encontro aos trabalhos que tem sido feitos identificando estes fenômenos, o que mostra o quão relatável a fatos reais os modelos modernos são, como pode ser visto nas Figuras 14.a e 14.b:

Agora, o novo modelo se mostrou muito mais eficiente quando comparado aos dados do OTFT que procuramos descrever anteriormente, o que mostra que, muito embora modelos que são feitos para descrever transistores de silício são eficientes e muito bem descritos/calibrados, o *benchmark* de modelos que possam descrever dispositivos relacionados a novas tecnologias, notadamente as relacionadas a tecnologias emergentes, ainda precisam ser revisados, recalibrados e testados contra dados experimentais disponibilizados por pesquisadores competentes.

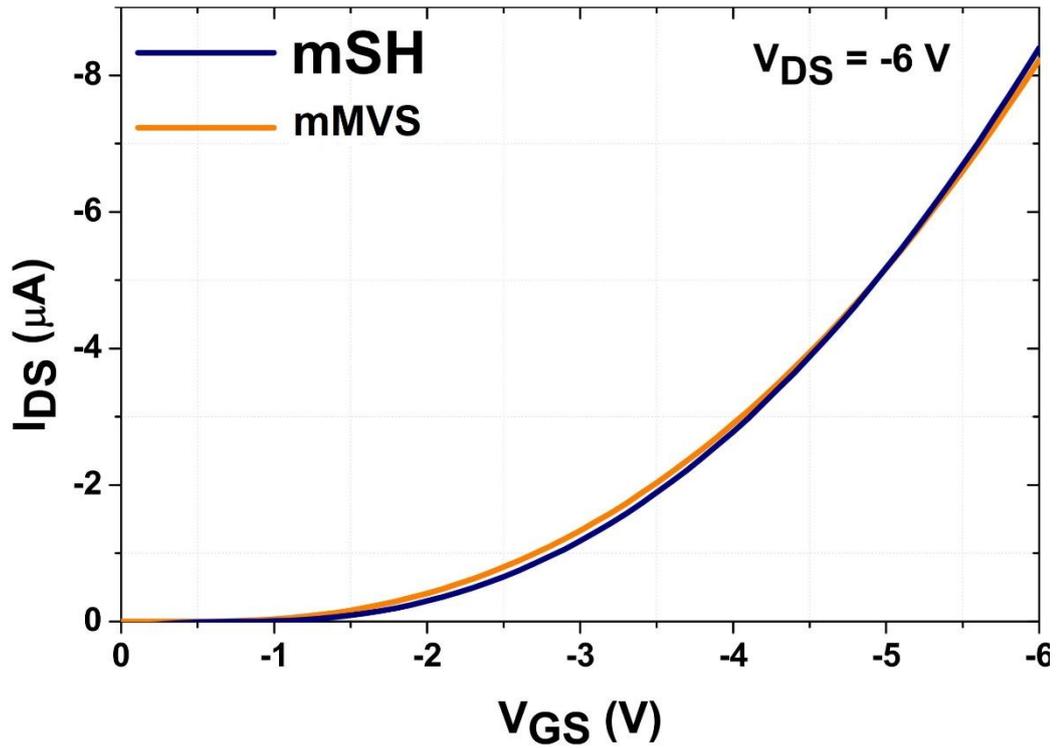


Figura 14.a: Comparação da curva de transferência entre o mSH e o mMVS.

A Figura 14 já mostra a eficiência do tratamento de um modelo disponível e bem calibrado, quando do seu intento de ser utilizado como modelo para *benchmark* de dispositivos baseados em tecnologias emergentes.

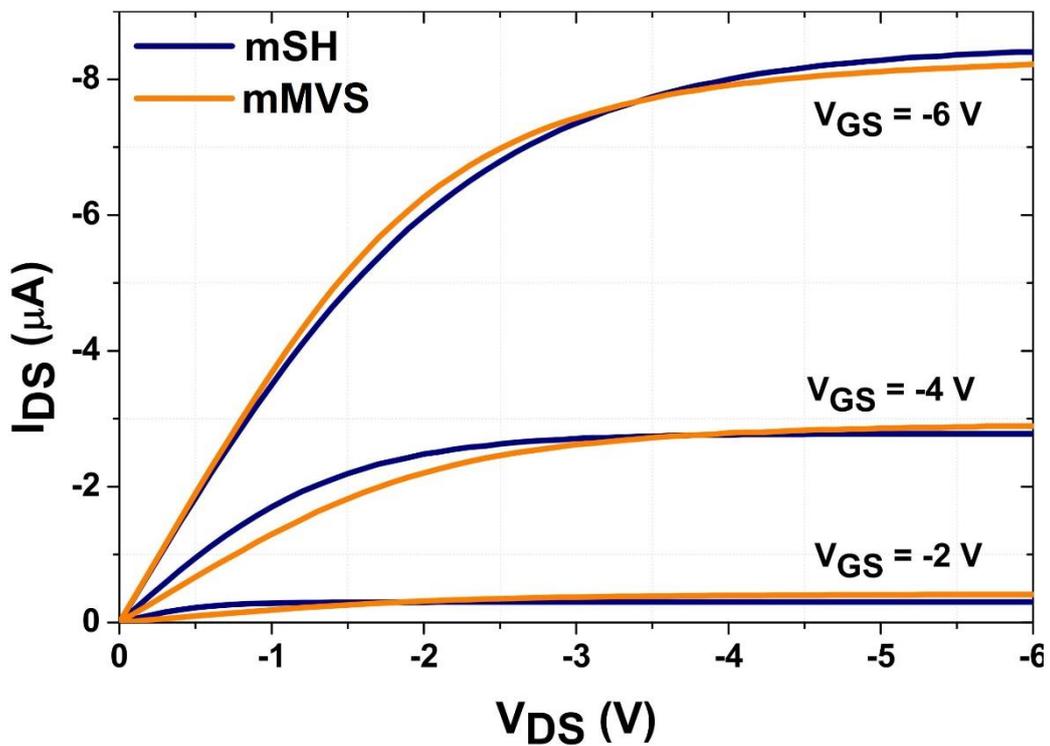


Figura 14.b: Comparação da curva de saída entre o mSH e o mMVS.

Na Tabela 2, os parâmetros utilizados para as simulações que compõe a Figura 14.

mMVS Parameters	Values
C_{inv} [μFcm^{-2}]	0.2774
L_G [cm]	50×10^{-4}
L_{OV} [nm]	0
W [cm]	1000
WR_S [$\Omega\mu\text{m}$]	0
β	2.88
α	3.5
V_{t0} [V]	0.479
v_{xo} [cms^{-1}]	58×10^{-3}
δ [VV^{-1}]	0
μ [$\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$]	0.132×10^{-3}
n_0	1.5
nd [V^{-1}]	0
N_V [cm^{-2}]	1×10^{16}
N_T [cm^{-2}]	1×10^{13}
l	2.32

Tabela 2: Parâmetros utilizados na simulação das curvas que compõem a Figura 14.

A principal mudança do mMVS em relação ao modelo original se tratou de, principalmente, a remoção (também pode ser visto como escolha seletiva do valor zero) de parâmetros cuja influência sejam próprios de cristais cristalinos (já que os semicondutores orgânicos são na forma de cristais amorfos), o que altera o mecanismo de transporte, principalmente, além das características voltadas ao canal, como a influência da tensão do dreno no comprimento do canal de condução, o que não é verificado nos dispositivos de canais longos. Geralmente, por representarem um viés mais econômico da fabricação, o custo de se fabricar dispositivos de canais curtos não é interessante para esta tecnologia, o que causa com que OTFTs sejam tradicionalmente dispositivos de canais longos. Ao contrário do modelo mSH, o modelo mMVS explica a dependência incomum da corrente de dreno na tensão da porta pela densidade dos portadores de carga, e não pela sua mobilidade.

4.3 OVSED

O modelo OVSED trata-se de uma adaptação do modelo MVS, a partir da evolução do mMVS. Na seção anterior, pode-se notar que algumas alterações são necessárias em modelos tradicionais, criados e calibrados para dispositivos baseados em silício. Uma grande variedade de materiais de camada ativa e arquiteturas de dispositivos são investigadas na criação de modelos compactos baseados em materiais orgânicos. A performance, entretanto, destes novos materiais, ainda está atrás da dos dispositivos tradicionais baseados em cristais inorgânicos, o que explica a dificuldade na penetração destes materiais em setores comerciais de grande escala. Especialmente, a baixa mobilidade dos portadores de carga em semicondutores orgânicos, seja na forma de polímeros ou pequenas moléculas, é desafiador. A interação TFT-circuito pode ser estudada apenas com o auxílio de modelos de corrente-tensão simplificados, que preferencialmente devam ser baseados em princípios gerais e sejam de fácil calibração para garantir aplicabilidade independente da tecnologia.

Como já citado, o conceito da VS foi primeiramente descrito para MOSFETs de canal curto em [21]. Em geral, a velocidade das cargas injetadas no ponto VS vai ser limitada por um campo de saturação efetivo, $1/v_{inj} = 1/v_{injo} + 1/v_{sat}$. Originalmente, o modelo VS introduziu uma transição empírica $F_{sat}(V_S, V_G, V_D)$ entre os regimes de *low* e *high drain bias* empregando uma saturação de campo dependente da porta, que é obtida através da interpolação entre seus valores de acumulação fraca e forte. Entretanto, a corrente no ponto VS é difusiva e a teoria de emissão-difusão permite colocar F_{sat} em uma fundação mais física [27]-[28]. Adaptamos o modelo para TFTs através do reconhecimento de um crescente número de armadilhas presentes em materiais amorfos. O modelo OVSED é um desenvolvimento maior do mMVS, exposto anteriormente. Também, como estudo de caso, extraímos e discutimos os parâmetros do modelo OVSED a partir de dados experimentais de OTFTs retirados de [3] e [29].

As equações do modelo são dadas em termos de tensões internas. Nós internos são conectados a nós externos por resistências em série, R_d e R_s . A seguir, o modelo de um transistor do tipo p é descrito. Assim, todas as tensões referenciadas na fonte são negativas. Correntes positivas são definidas como fluindo para um terminal. A densidade da corrente de dreno no ponto VS é dada a seguir:

$$J_D = I_D/W = -v_{sat} F_{sat} Q_{free} \quad 18$$

$$Q_{free} = q \sigma_V \times \left(\frac{Q_{tot}}{q \sigma_{traps}} \right)^l \quad 19$$

Para uma quantidade exponencial de estados de armadilhamento alcançando desde borda da banda de valência, entrando no *gap* entre as bandas, a densidade livre e total de portadores de carga são relacionados por uma lei de potência, uma vez que todos os estados estão ocupados de acordo com a mesma função de Fermi [26]. Aqui, σ_V e σ_{traps} denotam a densidade de valência e estados de armadilhamento na monocamada do semiconductor orgânico no ponto VS, respectivamente. A distinção entre portadores de carga livres e armadilhados é a principal adaptação do modelo para materiais de filmes finos.

Para um semiconductor orgânico esgotado, uma acumulação exponencial de buracos é esperada com o aumento do campo da porta, que cessa quando uma triagem substancial pela folha de cargas acumulada ocorre. A seguinte expressão, primeiramente proposta em [30] é empregada:

$$Q_{tot} = C_I n V_T \ln \left[1 + \exp \left(\frac{\psi_{VS} - V_G}{n V_T} \right) \right] \quad 20$$

$$\psi_{VS} = V_{th0} + |\delta| V_{DS} \quad 21$$

A capacitância do isolante é determinada pela constante do dielétrico e pela espessura do isolante da porta, $C_I = \epsilon/t_I$. A transição da acumulação fraca para a forte é modelada pelos parâmetros n , V_{th0} e δ . Em OTFTs, o começo da acumulação forte é, algumas vezes, deslocada para um maior campo da porta, para uma maior tensão de dreno. Portanto, δ não simboliza o efeito de redução da barreira induzida pelo dreno (DIBL).

A velocidade de injeção das cargas Q_{free} no canal do transistor é, frequentemente, discutida como $v_{inj} = v_{sat} F_{sat}$. Entretanto, preferimos uma interpretação diferente. Velocidades de portadoras de carga são escritas como $v = \mu \epsilon_{eff} = \mu V_{eff}/L$. No ponto VS, o campo efetivo (parametrizado pelas tensões efetivas) vem das derivadas da quasi Fermi e não do potencial eletrostático. Portanto, descrevemos v_{sat} como a velocidade de difusão determinada pelo movimento térmico:

$$v_{\text{sat}} = \mu V_T / L$$

Uma vez que apenas portadores de carga de um único tipo são injetadas em, basicamente, um semicondutor orgânico intrínseco, o comprimento de difusão pode ser muito largo e comparável às dimensões do dispositivo dado pelo comprimento da porta $L = L_G$. Como veremos, F_{sat} vai introduzir uma escala de comprimento λ (normalizada para L_G), que efetivamente substitui $L = L_G \rightarrow \frac{L_G}{\lambda} = \lambda_{\text{free}}$.

A função remanescente F_{sat} descreve a drenagem dos buracos acumulados. Para OTFTs de canal longo, a teoria de emissão-difusão [27]-[28] representa um *framework* interessante para se determinar F_{sat} :

$$F_{\text{sat}} = \frac{1}{1 + 2t} \frac{1 - \exp(-V_{\text{SD}}/V_T)}{1 + \exp(-V_{\text{SD}}/V_T)/(1 + 2t)} \quad 23$$

Para uma tensão de dreno suficientemente maior que a tensão térmica, a função de transição se resume a $F_{\text{sat}} = 1/(1 + 2t)$. O fator de probabilidade crítica t é dado pela média do fator de Boltzmann através da porção do canal sob o controle da porta e pode ser calculada através do perfil de potencial específico. Para dispositivos de canais longos, a forma analítica a seguir é aconselhada:

$$t = \frac{2\lambda}{m^2(1 - \eta^2)} [(1 - m\eta) \exp[-m(1 - \eta)] - (1 - m)] \quad 24$$

$$\eta = 1 - \tanh(V_{\text{SD}}/mV_T) \quad 25$$

$$m = \frac{2V_{\text{Gt}}/V_T}{1 + \sqrt{2V_{\text{Gt}}/V_{\text{crit}}}}, \quad V_{\text{Gt}} = Q_{\text{tot}}/C_I \quad 26$$

Note-se que empregamos, como função de transição entre os regimes de tensão de dreno baixa e alta uma função $\tanh(x)$ livre de parâmetros. Se necessário, essa função de transição pode ser substituída por $x/(1 + x^\beta)^{1/\beta}$ introduzindo um parâmetro de *fitting* adicional β . A transição mais simples prova ser suficiente para descrever os dados experimentais no estudo de caso apresentado aqui.

Na saturação, $V_{SD} \gg mV_T$, i.e., $\eta = 0$, e para $V_{crit} \gg V_{Gt} \gg V_T$, o fator de probabilidade vira $t \approx \frac{2\lambda}{m} = \lambda V_T / V_{Gt}$. Para $\lambda \gg \frac{V_{Gt}}{2} / V_T$ mesmo um *overdrive* de transistor grande pode resultar em um grande $t \gg 0,5$ e $F_{sat} \approx \frac{1}{2} / t = \frac{V_{Gt}}{V_T} / 2\lambda$. Portanto, a corrente aumenta com Q_{tot}^{1+l} . No caso de $l = 1$, o conhecido aumento parabólico da corrente de saturação com o *overdrive* do transistor é recuperado. Uma dependência linear de F_{sat} em V_{SD} pode ser observada apenas quando $V_T \gg V_{SD}$. Portanto, uma característica de saída pronunciadamente linear de um OTFT indica altas resistências em série R_d e R_s . Uma vez que $t \approx \lambda$ e, portanto, $1/(1+t) \approx 1/\lambda$, a função de drenagem pode ser calculada como $F_{sat} \approx \frac{V_{SD}}{V_T} / 2\lambda$. Em ambos os regimes de tensão de dreno alta e baixa, $F_{sat} \sim 1/2\lambda$, modificando a escala de comprimento característico para a velocidade de difusão.

Os parâmetros do modelo OVSED foram, portanto, resumidos em sete: $J_T, V_{th0}, \delta, l, n, \lambda$ e V_{crit} . Elementos parasitários incluem as resistências em série R_d e R_s e uma corrente de vazamento constante $J_{D,leak}$, que é adicionada como componente intrínseco. A extração de diferentes parâmetros se dá em diferentes porções das curvas de transferência e saída: (i) A curva de transferência em baixa tensão de dreno dá $V_{th0}, l, n, J_{D,leak}$, (ii) a curva de transferência em alta tensão de dreno dá δ, l, n , (iii) a curva linear de saída dá R_s e λ e (iv) a curva de saída saturada dá V_{crit} e λ . Interpolando todas as curvas de saída e transferência disponíveis para a mesma grade de tensão permite aplicar um algoritmo de quadrados-mínimos para determinar todos os parâmetros de uma vez, que é o procedimento de escolha.

Os resultados da extração de parâmetros estão sumarizados na Figura 15 e na Tabela 3. Três dispositivos foram analisados, com diferentes geometrias e materiais componentes de seus canais. Em todos os casos, o modelo OVSED, calibrado, está em excelente concordância com as características medidas, provando que o método utilizado é eficiente. Interessantemente, o FlexOS™ TFT, pela NeuDrive Limited, exibe a menor R_s .

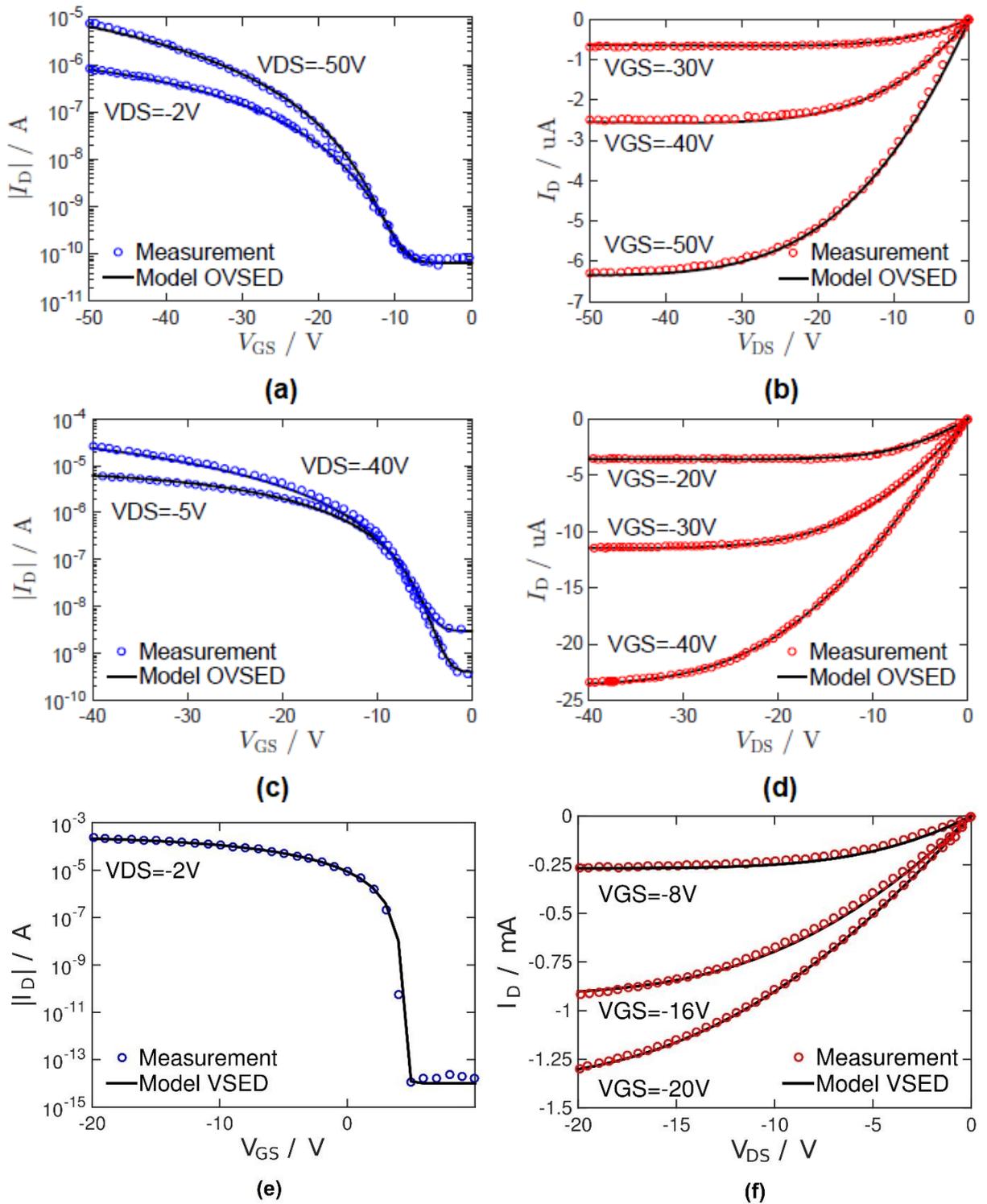


Figura 15: Comparação entre as curvas de transferência medidas e simuladas (esquerda) e as de saída (direita) para os OTFTs descritos em [3] (a, b) e [29] (c, d, e, f).

Material	pentacene	C16IDT-BT	FlexOS™
Geometry	TCBG [3]	BCTG [29]	BCTG [29]
	W=0.1 cm	W=0.1 cm	W=0.1115 cm
V_{tho}/V	-8.57	-3.44	+4.47
δ	0.0123	0.0032	0.0029
n	108	57.4	5.14
l	3.18	2.14	2.4
λ	1490	3010	586
V_{crit}/V	32.3	15.8	14.7
$J_{\text{T}}/\mu\text{A cm}^{-1}$	0.097	5.68	0.358
$I_{\text{D,leak}}/\text{nA}$	0.065	0.4-3	10^{-5}
$R_{\text{S}}/\text{k}\Omega$	500	242	3.13

Tabela 3: Parâmetros de modelo extraídos.

Os parâmetros do modelo OVSED possuem claro significado físico. λ é o caminho livre médio inverso da portadora, normalizado pelo comprimento do canal $\frac{L_G}{\lambda} = \lambda_{\text{free}}$. O pentacene TCBG [3], com $L_G = 40 \mu\text{m}$ serve como exemplo. O valor extraído de λ implica um relativamente grande $\lambda_{\text{free}} = 27 \text{ nm}$. Conhecimento da velocidade média unidirecional da portadora, v_T , permitiria estimar a mobilidade. Entretanto, a massa efetiva requerida pode ser ampliada por efeitos polarônicos e vai diferir de sua estimativa em densidade de estados. Injeção de portadoras de modo pulsado através do lado da fonte e medidas de tempo de transição fonte-dreno em um campo de arrasto pode providenciar um limite superior, uma vez que a fronteira da nuvem de cargas injetadas move-se com $v_{\text{drift}} + v_T > v_T$. Tais medidas foram feitas, resultando em uma velocidade de $4,4 \times 10^3 \text{ cm s}^{-1}$ [31]. Portanto:

$$\mu = \frac{v_T}{V_T} \bar{\lambda}_{\text{free}} < 0.45 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1} \quad 27$$

O que é uma estimativa razoável para um OTFT baseado em pentaceno. A mobilidade no OVSED não exhibe uma dependência explícita na tensão da porta. O limite superior providenciado é levemente maior que o valor extraído em [3] para o maior *overdrive* da porta. Isso deve ser esperado, uma vez que parasíticos como defeitos e resistências em série são inclusos aqui.

Os valores extraídos de J_T e l permitem estimar a densidade de armadilhas. Para o dispositivo considerado, $C_I = 3,3 \text{ nF cm}^{-2}$. Como estimativa para a densidade de estados de valência em uma monocamada de pentaceno, multiplicamos a terceira raiz do volume de célula unitária, $0,69 \text{ nm}^3$ [32], com uma densidade de volume levemente abaixo da de moléculas de pentaceno, i.e., 10^{21} cm^{-3} [33], resultando em:

$$\sigma_{\text{traps}} = \frac{C_I n V_T}{q} \left(\frac{q \sigma_V v_{\text{sat}}}{J_T} \right)^{1/l} = 3.9 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2} \quad 28$$

A densidade de estados de armadilhamento relativa em relação aos estados estendidos equivale a $\frac{\sigma_{\text{traps}}}{\sigma_V} = 0,0044$, que é levemente abaixo de outras estimativas, variando de 0,1 a 0,01 [33]. Entretanto, o VS pode não estar localizado diretamente na interface do isolante, mas mais profundamente no corpo, onde um número de defeitos menor é esperado.

5. CONCLUSÕES

5.1 Aspectos Gerais

Inicialmente, extraímos os parâmetros do modelo para os modelos SH, mSH e para o UMEM a partir de curvas de características DC de um transistor orgânico de filmes finos do tipo *top-gate top-contact* (TGTC OFTF).

O modelo mSH mostrou um *crossover* superior, na região linear-para-saturação, em relação ao modelo comparado, o UMEM, através da substituição do comportamento ditado por uma lei de segundo grau por uma equação regida por uma tangente hiperbólica, também conhecida como equação de suavização, providenciando dois parâmetros adicionais para auxiliar no ajuste da condutâncias do canal em baixa polarização, independentemente do comportamento de saturação. Surpreendentemente, o modelo mSH descreveu as curvas tensão-corrente DC de forma superior até mesmo ao famoso modelo UMEM, um modelo avançado e criado especificamente para o desenvolvimento de transistores de filmes finos.

O mSH e o mMVS foram calibrados utilizando dados experimentais cedidos pela CEDIC, TUD. O OVSED, por sua vez, também foi calibrado com estes, porém, as curvas foram preteridas em função das curvas de simulação mostradas na Figura 14, onde pudemos visualizar uma comparação com geometrias e materiais diversas, mostrando toda eficiência do modelo.

O mMVS se mostra como uma ótima segunda alternativa para a criação de outros modelos compactos para descrição de dispositivos baseados em tecnologias emergentes. Seu desempenho se aproximou muito do mSH, o que nos fez entender que as modificações foram adequadas do ponto de vista físico e matemático. O modelo modificado, em relação ao original, mostrou predições altamente melhoradas. O OVSED se mostrou ainda mais eficiente e poderoso, se forma que pode ser no futuro, um modelo desenvolvido em plataformas mais rebuscadas de modo a procurar interações em dispositivos mais poderosos. O trabalho apresentou grande quantidade de teorias clássicas que, sozinhas, já poderiam gerar trabalhos extensos e detalhados, ainda sim como papers no quesito de modelagem de dispositivos e construção de modelos compactos. Espera-se o posterior desenvolvimento de outros temas relacionados ao estudo de transistores com os modelos aqui expostos.

Sabemos que a principal contribuição das modificações iniciais do MVS, o mMVS, são principalmente a retirada de parâmetros ligados a condições específicas de dispositivos de canais curtos (DIBL) ou ligados ao transporte dos portadores (por camadas de valência e condução), uma vez o principal mecanismo de transporte de cargas em semicondutores orgânicos é caracterizado por desordem na posição dos níveis de energia ao longo das moléculas. Os estados eletrônicos são localizados nas moléculas individuais, e o transporte por esses estados ocorre por tunelamento quântico assistido por fônons, conhecido como “hopping” [34]. O transporte se dá via saltos termicamente motivados – este é outro motivo pela mudança no entendimento físico do equacionamento da velocidade de difusão das portadoras de carga [35].

Além deste fato, temos o conhecimento de que a adição da equação 16 ao conjunto do MVS gerou um entendimento melhor a respeito do comportamento de cargas em semicondutores orgânicos – revelando que as cargas livres não são, numericamente, iguais ao número de cargas totais presentes no ponto de injeção, o ponto de fonte virtual. Tratando os modelos como medida evolutiva, sabemos que a principal contribuição do OVSED é a relação de dependência da mobilidade correspondente quanto à tensão da porta, mudando o formato posteriormente considerado de $(|V_{GS}| - |V_{th}|)^{\nu}$, sugerimos o formato $Q_{free} \sim Q_{tot}^l$, o que alteraria a relação fenomenológica que notamos na corrente de saturação quando esta responde a uma lei de potência, normalmente maior que 2 nestes materiais. Por fim, introduzimos a Teoria Emissão-Difusão para o campo de estudos de OTFTs.

5.2 Conclusões e Contribuições

O presente estudo de caso demonstra um novo fluxo de desenvolvimento de modelos compactos, implementando equações do modelo primeiramente – feito aqui por via da utilização de EDDs – o que permite rápidas interações iterativas, de forma a melhorar a relação corrente-tensão que governa as características elétricas.

Apenas após encontrar um conjunto de equações que seja satisfatório do ponto de vista operacional e físico, o modelo é implementado em uma linguagem de descrição de dispositivos, como o Verilog-A. Esta última implementação pode ser facilmente distribuída para diferentes simuladores de circuito que sejam robustos o suficiente para utilizar esta linguagem. Além

disso, a implementação em EDD pode ser utilizada para testes de regressão do código Verilog-A. Um fluxo de desenvolvimento como este pode ser especialmente útil para o desenvolvimento de bibliotecas de modelos compactos para tecnologias emergentes. Uma vez que estas tecnologias ainda estão sob desenvolvimento, existe uma contínua demanda por novos modelos de transistores. Consideramos importante a avaliação de mais de uma possibilidade para modelo compacto baseado em tecnologias emergentes devido a algo já citado antes – este tipo de tecnologia precisa de incentivos ao seu desenvolvimento, para que suas aplicações possam se tornar de interesse do mercado.

As contribuições que possibilitaram e contam com os resultados expostos neste trabalho envolvem, principalmente, modelagem de sistemas de fonte virtual a ser desenvolvidos em trabalhos futuros com o auxílio da equipe do CEDIC/TUD.

Quanto ao OVSED, aplicamos o conceito de fonte virtual juntamente à teoria de emissão-difusão na presença de armadilhas de portadoras de cargas para a modelagem de TFTs orgânicos. O modelo OVSED permite uma fácil extração de parâmetros através de diferentes plataforma de tecnologias. Foi implementado, assim como o mMVS, como código Verilog-A em um simulador de circuitos, possibilitando a rápida avaliação do impacto do dispositivos nas figuras de mérito de circuitos baseados em TFTs. Ainda mais, o modelo parametriza diretamente o caminho médio livre das portadores e de quantidades exponenciais da densidade dos estados de armadilha. Tais parâmetros são, usualmente, não utilizados em modelos compactos. De uma perspectiva *top-down*, o modelo OVSED abre, portanto, novas rotas para otimização de dispositivos e materiais, uma vez que descreve bem o comportamento até mesmo de dispositivos comerciais (Figura 14.e e 14.f).

5.3 Sugestões Futuras

Ao longo do trabalho, conforme citado anteriormente, foram descritas sugestões de trabalhos futuros com base no que foi atestado aqui e no que não pode ser realizado devido a diversos motivos, principalmente, a falta de novos dados de transistores caracterizados e calibrados, baseados em tecnologias emergentes, e que estivessem em quantidade o suficiente para que fosse possível testar o mSH contra diversos dados experimentais. O próprio modelo mSH ainda necessita de testes contra dados experimentais de outras fontes – dispositivos de

outras geometrias, de outros materiais. É necessário verificar se as dependência geométrica influenciam a resposta do modelo.

Ainda é sugerido que, como evolução dos artigos que produziram alguns dos resultados aqui apresentados – estes, provenientes de estudos realizados no LDCI – foquem em adicionar o estudo de características AC dos dispositivos estudados, uma vez que as características DC foram exploradas de modo cuidadoso aqui, e aquelas são mais relevantes aos estudos mais avançados do que estas. Sabemos que, por exemplo, o mSH necessita de um desenvolvimento do equacionamento de cargas, o que não foi considerado neste trabalho, esta sendo a principal diferença que desconecta o mSH do MVS e, por conseguinte, motivou o estudo do MVS após o mSH. Esta deficiência se mostraria como profundamente limitadora ao mSH, fosse procurado desenvolver estudos em relação ao seu comportamento AC.

Aconselha-se que estas sugestões sejam tomadas como pontos para futuros trabalhos. Principalmente em relação ao último modelo apresentado, o OVSED, recomenda-se a atenção especial às curvas IV simuladas de OTFTs para diferentes geometrias, o que mostra sua robustez como modelo compacto, e a atenção a este modelo para o desenvolvimento de posteriores projetos de circuito. O OVSED foi iniciado em testes contra dispositivos comerciais, porém, testes contra outras geometrias de dispositivos também comerciais seria vantajoso.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ALLEN, P. E.; HOLBERG, D. R. *CMOS Analog Circuit Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 2002.
- [2] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. [S.l.]: Pearson, 2007.
- [3] KIM, C.-H.; BONNASSIEUX, Y.; HOROWITZ, G. *Compact DC modeling of organic field-effect transistors: Review and perspectives*. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, v. 61, n. 2, p. 278–287, Fevereiro 2014.
- [4] Organic Electronics Saxony. (2012) *Advantages and Properties of Organic Materials*. [Online]. Disponível: <http://www.oes-net.de/en/organic-electronic/>
- [5] H. Klauk, Ed., *Organic Electronics - Materials, Manufacturing and Applications*. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2006.
- [6] ESTRADA, M. et al. “*Accurate modeling and parameter extraction method for organic TFTs*”. Solid-State Electronics, v. 49, p. 1009–1016, 2005.
- [7] H. Shichman and D. Hodges, “*Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits*”, IEEE J. Solid State Circuits, vol. 3, 1968.
- [8] MathWorks. (2015) *Model N-Channel MOSFET using Schichman-Hodges Equation* - MathWorks. [Online]. Disponível: http://www.mathworks.com/help/physmod/elec/ref/nchannelmosfet.html?stid=gn_loc_drop#bfrdr4-10
- [9] (2015) *QUCS (Quite Universal Circuit Simulator)*, Versão 0.0.18. [Online]. Disponível: <http://qucs.sourceforge.net/index.html>
- [10] S. Jahn and M. Brinson. “*Notes on Constructing QUCS Verilog-A Compact Device Models and Circuit Macromodels*”. [Online]. Disponível: http://qucs.sourceforge.net/docs/Qucs_Verilog_ANotes.pdf
- [11] S. Jahn, M. Margraf, V. Habchi, e R. Jacob. (2007) *QUCS Technical Papers*. [Online]. Disponível: <http://qucs.sourceforge.net/technical.html>

- [12] M. Brinson and V. Kuznetsov, “*QUCS Equation-Defined and Verilog-A RF Device Models for Harmonic Balance Circuit Simulation*”, in Proceedings of the 22nd International Conference “Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Toru, Poland, Jun. 25–27, 2005.
- [13] *Verilog-AMS Language Reference Manual*, Accellera Organization, Inc., 2004.
- [14] M. Estrada, I. Mejía, A. Cerdeira, J. Pallares, L. F. Marsal, and B. Iñiguez, “*Mobility model for compact device modelling of OTFTs made with different materials*”, *Solid-State Electronics*, vol. 52, pp. 787–794, 2008.
- [15] A. A. Lima, M. Cheralathan, and S. Blawid, “*“Green” RF Circuits Based on Organic Thin-Film Transistors (OTFTs)*”, 23º Congresso de Iniciação Científica do Distrito Federal, Nov. 2017.
- [16] A. R. de A. Lima. (2015). “*Complemento de um simulador geral de circuitos (QUCS) com um modelo e método de extração unificados (UMEM)*”, Universidade de Brasília.
- [17] CERDEIRA, A. et al. “*New procedure for the extraction of basic a-Si:H TFT model parameters in the linear and saturation regions*”. *Solid-State Electron*, v. 45, p. 1077–1080, Fevereiro 2001.
- [18] CERDEIRA, A. et al. “*Modeling the subthreshold region of OTFTs*”. 8th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, 2011.
- [19] L. M. Torres. (2016). “*Aplicação de um modelo e método de extração unificado (UMEM) para circuitos com transistores verticais de filmes finos organicos*”, Universidade de Brasília.
- [20] A. Khakifirooz and D. Antoniadis, “*Transistor Performance Scaling: The Role of Virtual Source Velocity and Its Mobility Dependence*”, *IEDM Tech. Dig.*, pp. 667–670, 2006.
- [21] A. Khakifirooz, O. M. Nayfeh, and D. Antoniadis, “*A Simple Semiempirical Short-Channel MOSFET Current-Voltage Model Continuous Across All Regions of Operation and Employing Only Physical Parameters*”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, pp. 1674–1670, Aug. 2009.
- [22] S. Rakheja and D. Antoniadis, “*MVS Nanotransistor Model (Silicon)*”, Dec 2015. [Online]. Available: <https://nanohub.org/publications/15/4>

- [23] L. Wei, O. Mysore, and D. Antoniadis, “*Virtual-Source-Based Self-Consistent Current and Charge FET Models: From Ballistic to Drift-Diffusion Velocity-Saturation Operation*”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 59, pp. 1263–1271, May 2012.
- [24] A. Khakifirooz and D. Antoniadis, “*Transistor Performance Scaling: The Role of Virtual Source Velocity and Its Mobility Dependence*”, IEDM Tech. Dig., pp. 667–670, 2006.
- [25] *Silicon MIT Virtual Source Model*, Massachusetts Institute of Technology, 2015.
- [26] P. Mark and W. Helfrich, “*Space-Charge-Limited Currents in Organic Crystals*”, Journal of Applied Physics, vol. 33, no. 1, pp. 205–215, Jan 1962.
- [27] Rakheja, S., Lundstrom, M. and Antoniadis, D.: “*A Physics-Based Compact Model for FETs from Diffusive to Ballistic Carrier Transport Regimes*”, IEEE Int. Electron Devices Meeting, 2014, pp. 35.1.1-35.1.4
- [28] Lundstrom, M., Datta, S. and Sun, X.: “*Emission-Diffusion Theory of the MOSFET*”, IEEE Trans. Electron Devices, 2015, 62, pp. 4174-4178.
- [29] Zhao, J., Yu, P., Qiu, S., et al.: “*Universal Compact Model for Thin-Film Transistors and Circuit Simulation for Low-Cost Flexible Large Area Electronics*”, IEEE Trans. Electron Devices, 2017, 64, pp. 2030-2037.
- [30] Wright, G.T: “*Threshold modelling of MOSFETs for CAD of CMOSVLSI*”, Electron. Lett., 21, p. 223.
- [31] Manaka, T., Lim, E., Tamura, E., et al.: “*Direct imaging of carrier motion in organic transistors by optical second-harmonic generation*”, Nature Photon., 2007, 1, pp. 581-584.
- [32] Kakudate, T., Yoshimoto, N. and Saito, Y.: “*Polymorphism in pentacene thin films on SiO₂ substrate*”, Appl. Phys. Lett., 2007, 90, pp. 081903-4.
- [33] Kalb, W.L. and Batlogg, B.: “*Calculating the trap density of states in organic field-effect transistors from experiment: A comparison of different methods*”, Phys. Rev. B, 2010, 81, pp. 523-13.
- [34] S. Roth, “*One-Dimensional Metals: Physics and Materials Science*”, VCH Publishers, New York, 1995.

[35] Souza, Juliana de Fátima Prestes, “*Transporte de cargas em polímeros semicondutores para aplicação em dispositivos fotovoltaicos*”, Tese de Pós-graduação em Engenharia, Universidade Federal do Paraná, 2014.

ANEXOS

I. Código Verilog-A – Output

```
// Modified Shichman-Hodges model for MOS in QUCS
```

```
// A. A. Lima, M. Cheralathan and S. Blawid
```

```
// Brasilia, Brazil
```

```
// June 17th, 2016
```

```
// CHIP on the Mountains
```

```
`include "constants.vams"
```

```
`include "discipline.vams"
```

```
module mshverilogaoutput(d,g,s);
```

```
inout d,g,s;
```

electrical d,g,s;

parameter real width = 1000e-6 from (0:inf);

parameter real length = 50e-6 from (0:inf);

parameter real vto = -0.76 ; //from (0:inf); // -0.66 for transfer, -0.76 for output

parameter real lambda = 0 from [0:inf);

parameter real ld = 0 from [0:inf);

parameter real beta = 3.64e-7 from [0:inf);

parameter real ene = 2.32 from [0:inf); // 4 for transfer, 2.32 for output

parameter real alp = 2.3 from [0:inf); // 0.05 for transfer, 2 for output

parameter real type= -1; //1 for n and -1 for p

real Vds;

real Vgs;

real Vgd;

real id;

real leff;

real CP;

real vgth;

real vgth1;

analog

begin

Vds = type * V(d, s);

Vgs = type * V(g, s);

leff = length - 2*ld;

vgth1 = (Vgs - vto);

CP = ((abs(Vgs)/abs(vto))-1);

if (abs(Vgs) <= abs(vto))

begin

id = 0;

end

else begin

id = 0.5*beta*(pow(abs(vto),ene))*(pow(abs(CP),ene))*(tanh((alp*Vds)/vgth1));

end

I(d, s) <+ type * id;

end

endmodule

II. Código Verilog-A – Transfer

// Modified Shichman-Hodges model for MOS in QUCS

// A. A. Lima, M. Cheralathan and S. Blawid

// Brasilia, Brazil

// June 17th, 2016

// CHIP on the Mountains

`include "constants.vams"

`include "discipline.vams"

module mshverilogatransfer(d,g,s);

inout d,g,s;

electrical d,g,s;

```

parameter real width = 1000e-6 from (0:inf);
parameter real length = 50e-6 from (0:inf);
parameter real vto = -0.66 ; //from (0:inf);           // -0.66 for transfer, -0.76 for output
parameter real lambda = 0 from [0:inf);
parameter real ld = 0 from [0:inf);
parameter real beta = 3.64e-7 from [0:inf);
parameter real ene = 4 from [0:inf);                 // 4 for transfer, 2.32 for output
parameter real alp = 0.05 from [0:inf);             // 0.05 for transfer, 2 for output
parameter real type = -1;                            // 1 for n and -1 for p

```

```

real Vds;
real Vgs;
real Vgd;
real id;
real leff;
real CP;
real vgth;
real vgth1;

```

```

analog
begin

```

```

Vds = type * V(d, s);

```

```

Vgs = type * V(g, s);

```

```

leff = length - 2*ld;

```

```

vgth1 = (Vgs - vto);

```

```

CP = ((abs(Vgs)/abs(vto))-1);

```

```

if (abs(Vgs) <= abs(vto))

```

begin

id = 0;

end

else begin

id = 0.5*beta*(pow(abs(vto),ene))*(pow(abs(CP),ene))*(tanh((alp*Vds)/vgth1));

end

I(d, s) <+ type * id;

end

endmodule