

Орловский государственный университет имени И.С. Тургенева

На правах рукописи

Рахматов Бадурдин Амируллоевич

РАЗРАБОТКА «ВНЕШНЕЙ» КОМПАКТНОЙ МОДЕЛИ ОРГАНИЧЕСКОГО  
ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЁТОМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ  
ПРОВОДИМОСТИ

Специальность: 1.3.8 – Физика конденсированного состояния

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:

кандидат физико-математических наук, доцент

Турин В.О.

Орёл – 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ «ВНУТРЕННЕГО» ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА И ОБЩИЙ ПОДХОД К ПРЕОБРАЗОВАНИЮ «ВНУТРЕННЕЙ» КОМПАКТНОЙ МОДЕЛИ ВО «ВНЕШНЮЮ» .....	16
1.1 Основы теории органического полевого транзистора.....	17
1.2 Линейное приближение для учета сопротивления стока и истока при компактном моделировании линейного режима .....	23
1.3 Улучшенная «внутренняя» модель органического полевого транзистора..... .....	27
1.4 Общий подход к преобразованию «внутренней» модели органического полевого транзистора во «внешнюю».....	33
ГЛАВА 2. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО РЕЖИМА ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА В НЕЛИНЕЙНОМ ПРИБЛИЖЕНИИ .... .....	42
2.1 Подходы к построению нелинейной аппроксимации при компактном моделировании линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока .....	42
2.2 Применение итерационного метода для моделирования линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока..... .....	52
2.3 Построение нелинейной аппроксимации при компактном моделировании линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока с использованием итерационного метода для получения начального приближения .....	54
ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКА СТОКА И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В	

РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА .....	62
3.1 Общие подходы к моделированию тока стока и дифференциальной проводимости органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока .....	62
3.2 Расчёт тока стока и дифференциальной проводимости органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока в «точке насыщения» .....	69
3.3 Моделирование тока стока органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока при напряжениях на стоке, существенно превышающих напряжение насыщения .....	80
ГЛАВА 4. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКА СТОКА ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНЫХ И АППРОКСИМАЦИЙ ДЛЯ ТОКА СТОКА В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ И В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ .....	87
4.1 Компактная кусочная «внешняя» модель органического полевого транзистора с линейным приближением, как для линейного, так и для режима насыщения.....	88
4.2 Компактная «внешняя» модель органического полевого транзистора с линейным приближением, как для линейного, так и для режима насыщения с использованием «улучшенной» функции сглаживания.....	92
4.3 Компактное моделирование тока стока «внешнего» ОПТ, обеспечивающее монотонное убывание дифференциальной проводимости при использовании новой функции сглаживания.....	109
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	115
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	117

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Органическая электроника является сравнительно молодым направлением в науке и технике и направлена на разработку электронных устройств на основе органических материалов. Органические материалы обладают рядом преимуществ по сравнению с традиционными монокристаллическими, поликристаллическими и аморфными материалами. Они могут быть гибкими, растяжимыми, дешевыми, биоразлагаемыми, легко наносятся на большие площади, обеспечивают более простые технологии изготовления и практически комнатные температуры технологического процесса. Основные преимущества органической электроники в сравнении с традиционной, заключаются в меньшей стоимости изготовления устройств, в их гибкости, в применении более простых технологий изготовления, в простоте утилизации, а также в возможности изготовления изделий большой площади. Считается, что устройства органической электроники можно будет создавать методами, развитыми в полиграфической промышленности, используя оборудование для трафаретной печати, флексографии, ротогравюрной и офсетной печати, а также струйные принтеры. Всё это делает органическую электронику незаменимой для таких специфических применений, как гражданская и военная «электроника больших площадей» (нанесённые на ткань или на поверхность предметов, зданий и техники солнечные батареи, светоизлучающие устройства, обогревающие элементы, элементы, меняющие окраску, информационные экраны и даже электронные обои), «одноразовая электроника» (радиочастотные метки и сенсоры системы «Интернет вещей» (Internet of Things, IoT), биоразлагаемые электронные импланты) и т.д. Конечно, устройства органической электроники обладают и определёнными недостатками, например, сравнительно низкой подвижностью носителей заряда ( $\sim 0,1 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$  по сравнению с  $10^2\text{-}10^3 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$  в монокристаллическом кремнии), относительно низким разрешением печати компонентов ( $>1 \text{ мкм}$  по сравнению с  $\sim 10 \text{ нм}$  в современном кремниевом техпроцессе изготовления МОП-транзисторов), относительно низким КПД

органических солнечных батарей (<10% по сравнению с 10% - 40% для неорганических), относительно низкой стабильностью по отношению к воздействию окружающей среды, недолговечностью в обычных условиях. Соответственно, органическая электроника вряд ли повсеместно заменит традиционную электронику на основе моно- и поликристаллических, а также аморфных полупроводников, но обязательно займёт свою нишу, где будет более практична и рентабельна.

Основные устройства органической электроники - солнечные батареи, светодиоды и органические полевые транзисторы (ОПТ). Разработка перспективных и эффективное использование традиционных электронных устройств требует глубокого понимания физики их работы. При этом относительно времязатратное приборно-технологическое моделирование методом конечных элементов в программах приборно-технологического моделирования, принято дополнять и верифицировать компактным моделированием в программах электронного САПР. Компактное моделирование основано на быстром решении относительно простой системы алгебраических уравнений, описывающей моделируемый полупроводниковый прибор. Основной областью применения компактных моделей является ускоренная разработка интегральных схем и печатных плат на основе результатов моделирования. Такой переход от прототипирования к моделированию позволяет существенно сократить потребность в производстве опытных партий изделий, оптимизировать выбор электронных компонентов, соответственно, существенно ускорить и удешевить разработки. Отдельным направлением является экстракция параметров компактных моделей на основе экспериментальных данных и конструкционно-технологических параметров приборов.

**Степень научной разработанности темы исследования.** В своем развитии компактные модели органических полевых транзисторов сейчас проходят те же этапы, которые когда-то прошли и компактные модели традиционных МОП-транзисторов. Соответственно, на современном этапе, при разработке компактных моделей ОПТ, важно своевременно учитывать последние достижения в

разработке компактных моделей МОП-транзисторов. Современные компактные модели должны корректно учитывать дифференциальную проводимость в режиме насыщения, возникающую из-за короткоканальных эффектов, что обеспечивается применением корректной функции сглаживания; быть «внешними», т.е. аналитически учитывать сопротивления истока и стока; иметь правильную асимптотику зависимости тока стока от напряжения сток-исток при напряжениях, существенно превышающих напряжение насыщения; учитывать эффект саморазогрева; учитывать подпороговый ток; эффект напряжения подложки и т.д.

**Объект исследования.** Объектом исследования является органический полевой транзистор (ОПТ).

**Предмет исследования.** Предметом исследования является компактная модель органического полевого транзистора.

**Целью диссертационной работы** является разработка компактной модели органического полевого транзистора с корректным учётом дифференциальной проводимости в режиме насыщения и с аналитическим учётом контактных сопротивлений.

**Задачи исследования.** Достижение цели обеспечено решением следующих задач:

1. Провести информационный поиск отечественной и зарубежной научной литературы по тематике исследования.
2. Применить для компактного моделирования надпорогового тока стока «внутреннего» (без аналитического учёта сопротивлений истока и стока) ОПТ улучшенную сглаживающую функцию, основанную на степенном усреднении (известном как усреднение по Гельдеру или как усреднение по Минковскому) уравнения для тока стока в линейном режиме и линейной аппроксимации для тока стока в режиме насыщения. Улучшенная сглаживающая функция ранее была предложена для «улучшенной» компактной модели «внутреннего» МОП-транзистора и обеспечивает корректный учет выходной проводимости в режиме насыщения с монотонным ее убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

3. Разработать общий подход для теоретического преобразования уравнения для тока стока «внутреннего» ОПТ в линейном режиме в уравнение для «внешнего» ОПТ. Разработать аппроксимационные формулы, которые могут быть использованы при компактном моделировании, для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток, основанные на уравнении для тока стока «внешнего» ОПТ, предварительно полученного из «внутреннего» уравнения для линейного режима. Для верификации аппроксимаций разработать подход к численному решению полученного уравнения для тока стока «внешнего» ОПТ.

4. Разработать общий подход для теоретического преобразования уравнений для тока насыщения и «внутреннего» напряжения насыщения «внутреннего» ОПТ в уравнения для тока насыщения и «внешнего» напряжения насыщения «внешнего» ОПТ. Разработать аппроксимационные формулы для тока насыщения «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения затвор-исток, основанные на уравнении для тока насыщения «внешнего» ОПТ, которые могут быть использованы при компактном моделировании. Разработать подход к численному решению уравнения для тока насыщения «внешнего» ОПТ для верификации аппроксимаций.

5. Разработать общий подход для теоретического преобразования линейной аппроксимации, с учётом ненулевой дифференциальной проводимости, для тока стока «внутреннего» ОПТ в режиме насыщения в уравнение для «внешнего» ОПТ. Рассчитать выходное дифференциальное сопротивление «внешнего» ОПТ в «точке насыщения» (аналогично теории истоковой деградации МОП-транзистора, оно должно отличаться от выходного сопротивления «внутреннего» ОПТ в режиме насыщения на величину последовательно включенного сопротивления стока и на величину, пропорциональную сопротивлению истока). На основе расчёта выходного дифференциального сопротивления «внешнего» ОПТ в «точке насыщения» разработать линейную аппроксимацию для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток в окрестности «точки насыщения».

Разработать подход к численному решению уравнения для тока стока «внешнего» ОПТ в режиме насыщения для верификации аппроксимации.

6. Применить для компактного моделирования надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ улучшенную сглаживающую функцию, основанную на степенном усреднении линейных аппроксимаций для тока стока «внешнего» ОПТ в линейном режиме и в режиме насыщения.

7. Изучить асимптотику неявного нелинейного уравнения для тока стока в зависимости от «внешнего» напряжения сток-исток для режима насыщения с учётом ненулевой дифференциальной проводимости для «внешнего» ОПТ при росте «внешнего» напряжения сток-исток. Построить аппроксимацию для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток, пригодную для компактного моделирования в случае сильного превышения «внешним» напряжением сток-исток значения «внешнего» напряжения насыщения.

**Методология и методы исследования.** В надпороговом режиме работы «внутреннего» ОПТ выделяют два основных режима - линейный режим и режим насыщения. (Часто рассматривают, так называемый, режим «до насыщения», который включает линейный режим и нелинейный режим трансформации от линейного режима к режиму насыщения.) Оба режима, как правило, описываются линейной аппроксимацией зависимости тока стока от «внутреннего» напряжения сток-исток. Для получения уравнения для линейного режима «внешнего» ОПТ в литературе предлагается метод линеаризации, приводящий к известной линейной аппроксимации зависимости тока стока ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток. Мы развиваем этот метод и разрабатываем семейство нелинейных аппроксимаций для линейного режима «внешнего» ОПТ. Далее мы разрабатываем семейство аппроксимационных формул, пригодных для использования при компактном моделировании, для тока насыщения «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения затвор-исток, основанных на линеаризации и приближенном решении неявного нелинейного уравнения для тока насыщения «внешнего» ОПТ. (Отметим, что для «внешнего» МОП-

транзистора точная расчётная формула для тока насыщения получается решением квадратного уравнения). Кроме этого, мы используем такие численные методы, как метод итераций и бисекции, для решения неявного нелинейного уравнения для тока насыщения «внешнего» ОПТ. Это необходимо для верификации ранее полученных аппроксимационных формул. При преобразовании уравнения для линейной аппроксимации зависимости тока стока «внутреннего» ОПТ от напряжения сток-исток в режиме насыщения во «внешний» случай получается неявное нелинейное уравнение. Мы предлагаем для режима насыщения в окрестности «точки насыщения» (ток стока равен току насыщения, а напряжение сток-исток равно «внешнему» напряжению насыщения) применить линеаризацию и получить линейную аппроксимацию зависимости тока стока внешнего ОПТ в режиме насыщения от «внешнего» напряжения сток-исток. Иными словами, мы вычисляем выходное сопротивление «внешнего» ОПТ, которое, аналогично теории истоковой деградации МОП-транзистора, отличается от выходного сопротивления «внутреннего» ОПТ на величину последовательно подключенного сопротивления стока и на величину пропорциональную сопротивлению истока. Для получения гладкой аппроксимационной функции для тока стока «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения сток-исток, из полученных ранее кусочно-гладких участков, мы используем улучшенную сглаживающую функцию, основанную на степенном усреднении линейных аппроксимаций для тока стока «внешнего» ОПТ в линейном режиме и в режиме насыщения. Улучшенная сглаживающая функция ранее была предложена для «улучшенной» компактной модели «внутреннего» МОП-транзистора и обеспечивает корректный учет выходной проводимости в режиме насыщения с монотонным ее убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения. Такую гладкую аппроксимацию можно будет использовать для компактного моделирования в электронных САПР. Далее мы анализируем асимптотическое поведение неявного нелинейного уравнения, описывающего зависимость тока стока «внешнего» ОПТ в режиме насыщения, при росте «внешнего» напряжения сток-исток при заданном «внешнем» напряжении затвор-

исток. Кроме этого, для верификации разработанных аппроксимаций, мы используем и численный метод для решения рассматриваемого неявного нелинейного уравнения. Для трансформации от линейной аппроксимации в режиме насыщения в окрестности «точки насыщения» к предельному значению тока стока при асимптотическом росте «внешнего» напряжения сток-исток мы предлагаем сначала использовать участок линейной аппроксимации, который затем переходит в участок нелинейной аппроксимации, полученный аналитическим приближенным решением неявного нелинейного уравнения. Численная реализация задачи осуществлялась на языке BASIC в виде скриптовых функций в электронной таблице LibreOffice Calc (свободное матобеспечение).

**Научная новизна** работы состоит в том, что:

1. Разработана новая «улучшенная» компактная модель для тока стока «внутреннего» ОПТ в надпороговом режиме работы, которая обеспечивает корректный учет дифференциальной проводимости при монотонном ее убывании от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения. При этом применена улучшенная сглаживающая функция, основанная на степенном усреднении уравнения для тока стока в линейном режиме и линейной аппроксимации для тока стока в режиме насыщения. Улучшенная сглаживающая функция ранее была предложена для «улучшенной» компактной модели «внутреннего» МОП-транзистора.

2. Разработаны новые аппроксимационные формулы для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ в линейном режиме от «внешнего» напряжения сток-исток, основанные на линеаризации и приближенном решении уравнения для тока стока «внешнего» ОПТ, полученные преобразованием «внутреннего» уравнения во «внешнее». Эти формулы могут быть использованы при компактном моделировании. Разработанные формулы верифицированы использованием численного метода.

3. Разработано семейство новых аппроксимационных формул для тока насыщения «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения затвор-исток, основанных на линеаризации и приближенном решении уравнения для

тока насыщения «внешнего» ОПТ, которые могут быть использованы при компактном моделировании. Разработанные формулы верифицированы использованием численного метода.

4. Выведено новое уравнение для выходного дифференциального сопротивления «внешнего» ОПТ в «точке насыщения» (аналогично теории истоковой деградации МОП-транзистора). На основе полученного уравнения разработана линейная аппроксимация для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток в окрестности «точки насыщения», пригодная для компактного моделирования. Разработанные формулы верифицированы использованием численного метода.

5. На основе известной линейной аппроксимации для линейного режима и разработанной линейной аппроксимации для режима насыщения «внешнего» ОПТ, разработана новая «улучшенная» компактная модель для тока стока «внешнего» ОПТ в надпороговом режиме работы, которая обеспечивает корректный учет дифференциальной проводимости при монотонном ее убывании от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения. При этом, применена улучшенная сглаживающая функция, основанная на степенном усреднении линейных аппроксимаций для тока стока «внешнего» ОПТ в линейном режиме и в режиме насыщения.

6. На основе изучения асимптотики неявного нелинейного уравнения для тока стока в зависимости от «внешнего» напряжения сток-исток для режима насыщения с учётом ненулевой дифференциальной проводимости для «внешнего» ОПТ при росте «внешнего» напряжения сток-исток было получено новое нелинейное уравнение асимптотики зависимости тока стока от «внешнего» напряжения сток-исток и новое уравнение для предельного асимптотического значения тока стока.

7. На основе изучения асимптотики неявного нелинейного уравнения для тока стока построена новая нелинейная аппроксимация для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток с выходом на предельное асимптотическое значение тока стока. Для

участка трансформации от линейной аппроксимации в окрестности «точки насыщения» до нелинейной аппроксимации, обеспечивающей выход на предельное асимптотическое значение тока стока, предложена новая линейная аппроксимация.

### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Использование «улучшенной» сглаживающей функции для моделирования тока стока «внутреннего» ОПТ в надпороговом режиме работы обеспечивает корректный учет дифференциальной проводимости, т. е. монотонное её убывание от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

2. Для «внешнего» ОПТ в линейном режиме разработаны новые аппроксимационные формулы для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток, основанные на линеаризации и приближенном решении уравнения, получающегося при преобразовании «внутреннего» уравнения для линейного режима во «внешнее» уравнение. Эти формулы могут быть использованы при компактном моделировании.

3. Разработано семейство новых аппроксимационных формул для тока насыщения «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения затвор-исток, основанных на линеаризации и приближенном решении уравнения для тока насыщения «внешнего» ОПТ, полученного преобразованием «внутреннего» уравнения во «внешнее».

4. Выведено уравнение для выходного дифференциального сопротивления «внешнего» ОПТ в «точке насыщения». На основе полученного уравнения разработана линейная аппроксимация для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток в окрестности «точки насыщения».

5. На основе известной линейной аппроксимации для линейного режима «внешнего» ОПТ и разработанной линейной аппроксимации для режима насыщения «внешнего» ОПТ, разработана новая «улучшенная» компактная

модель для тока стока «внешнего» ОПТ в надпороговом режиме работы, которая обеспечивает корректный учет дифференциальной проводимости, т. е. её монотонное убывание от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

6. На основе изучения асимптотики неявного нелинейного уравнения для тока стока в зависимости от «внешнего» напряжения сток-исток для режима насыщения с учётом ненулевой дифференциальной проводимости для «внешнего» ОПТ при росте «внешнего» напряжения сток-исток получено приближенное явное нелинейное уравнение асимптотики для тока стока в зависимости от «внешнего» напряжения сток-исток и уравнение для предельного асимптотического значения тока стока.

7. Предложена линейная аппроксимация для зависимости тока стока ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток для участка трансформации от линейной аппроксимации в окрестности «точки насыщения» до участка нелинейной аппроксимации, обеспечивающей выход на предельное асимптотическое значение тока стока.

**Теоретическая значимость работы.** Разработанные модели в диссертационной работе могут быть использованы в учебниках и лекционных курсах по физике полупроводниковых приборов, а также в виде программных модулей в современных электронных САПР.

**Практическая значимость работы.** Компактная модель ОПТ необходима для эффективного проектирования больших и дешевых органических гибких экранов, систем освещения, солнечных батарей, датчиков температуры и давления, а также интегральных схем. Отдельным направлением использования компактной модели ОПТ является экстракция параметров ОПТ и органических полупроводников на основе экспериментальных данных.

**Достоверность результатов исследования, представленных в работе,** обеспечивается верификацией разработанных аппроксимационных формул, полученных линеаризацией, как правило, неявных нелинейных уравнений,

решением этих уравнений численным методом (методом итераций, методом бисекции).

**Апробация работы** проведена в виде докладов на конференциях различного уровня и публикаций в реферируемых журналах. Основные результаты были представлены на следующих конференциях: XIV международная научно – практическая интернет – конференции «Энерго- и ресурсосбережение – XXI век», г. Орел Орловский государственный университет имени И. С. Тургенева, 15 марта – 30 июня 2016 г; II международная научно-практическая конференция «Современные проблемы физико-математических наук». г. Орёл, 24 – 27 ноября 2016 г; III международная научно-практической конференции «Современные проблемы физико-математических наук». г. Орёл, 23 – 26 ноября 2017 г; IV Всероссийская научно-практическая конференция с международным участием «Современные проблемы физико-математических наук». г. Орёл, 22 – 25 ноября 2018 г; 1<sup>st</sup> International Telecommunication Conference «Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems and Technologies». 22–23 December 2015, Moscow, Russia. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering; 2nd International Telecommunication Conference «Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems and Technologies». 1–2 June 2017, Moscow, Russia. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering; 2019 International Conference on Semiconductor Technology for Ultra Large Scale Integrated Circuits and Thin Film Transistors. ECS Transactions – 2019; Республиканской научно-теоретической конференции профессорско-преподавательского состава и сотрудников ТНУ, посвященной “5500-летию древнего Саразма”, “700-летию выдающегося таджикского поэта Камола Худжанди” и “20-летию изучения и развития естественных, точных и математических наук в сфере науки и образования” (2020-2040 годы); 18th MOS-AK Workshop as Virtual Educational Event at ESSDERC/ESSCIRC. Sept. 6, 2021. Grenoble, France. Modeling of Systems and Parameter Extraction Working Group.

**Публикации.** Основные результаты исследования, сформулированные в диссертации, отражены в 9 научных публикациях, в том числе 4 из списка РИНЦ, а 3 в журналах, индексируемых международной библиографической и реферативной базой данных Scopus. Две публикации в журналах из перечня ВАК РФ.

**Личный вклад автора** заключается в поиске и анализе литературных данных, проведении теоретических исследований и компьютерных расчетов, разработке уравнений для компактного моделирования, верификации этих уравнений с использованием численных методов и подготовке материалов для докладов на конференциях и для научных публикаций.

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа изложена на 129 страниц компьютерного набора и состоит из введения, четырех глав и основных заключений. Диссертация содержит 57 рисунка и 1 таблицу. Библиографический список состоит из 119 источников.

**Соответствие паспорту научной специальности.** Диссертация соответствует паспорту специальности 1.3.8 – Физика конденсированного состояния по следующим пунктам паспорта специальности: по п. 2. Теоретическое и экспериментальное исследование физических свойств неупорядоченных неорганических и органических систем, включая классические и квантовые жидкости, стекла различной природы и дисперсные системы; п. 5. Разработка математических моделей построения фазовых диаграмм состояния и прогнозирование изменения физических свойств конденсированных веществ в зависимости от внешних условий их нахождения.

## **ГЛАВА 1. ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ «ВНУТРЕННЕГО» ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА И ОБЩИЙ ПОДХОД К ПРЕОБРАЗОВАНИЮ «ВНУТРЕННЕЙ» КОМПАКТНОЙ МОДЕЛИ ВО «ВНЕШНЮЮ»**

В органической электронике для изготовления электронных устройств [1, 2], используются органические материалы [3-5] обладающие рядом важных преимуществ и некоторыми недостатками по сравнению с традиционными полупроводниковыми материалами [6-8]. Важнейшим элементом органической электроники является органический полевой транзистор (ОПТ) [9-22].

Как и в случае с другими электронными устройствами, правильная и корректная компактная модель ОПТ [23-25] необходима для разработки органических интегральных схем в современных САПР [26-36]. Желательно, чтобы такая модель аналитически учитывала сопротивления истока и стока ОПТ [37-41].

За основу, в нашей работе, берётся компактная модель ОПТ, предложенная в работе [9] и разработанная на основе компактной модели длинноканального МОП-транзистора MOSFET Level 1 [52, 53]. Основные положения теории длинноканального МОП-транзистора были разработаны Шокли [42]. Отметим, что модель Шокли не учитывает эффект насыщения дрейфовой скорости носителей в сильном электрическом поле, что приемлемо для современных ОПТ, и является «внутренней» моделью, не учитывает аналитически сопротивления стока и истока.

Следует отметить, что в работе [9] простейшим образом учитывается суммарное сопротивление контактов (стокового и истокового), посредством его последовательного подключения к каналу транзистора при расчете проводимости ОПТ в линейном режиме.

В работах [43, 44] для компактного моделирования надпорогового тока стока [45] в «улучшенной» компактной модели ОПТ, предлагается использовать подход, ранее предложенный в работах [46-48], для «улучшенной» компактной модели МОП-транзистора и обеспечивающий корректный учет выходной

проводимости в режиме насыщения с монотонным ее убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

Данная работа посвящена обобщению улучшенной компактной модели ОПТ, описанной в [43, 44], путем учета сопротивлений стока и истока не только в линейном, но и в режиме насыщения [49, 50].

Мы будем использовать подход, предложенный в [51], для построения «внешней» компактной модели ОПТ на основе «внутренней» компактной модели MOSFET Level 1 и BSIM3/4.

### 1.1 Основы теории органического полевого транзистора

При малых напряжениях на стоке  $V_{DS}$  ток стока ОПТ линейно зависит от этого напряжения [43], [54]:

$$I_{LIN} = g_{CH}V_{DS}; \quad (1.1.1)$$

Обозначение  $V_{GS}$  и  $V_{th}$  мы будем использовать для напряжения на затворе и порогового напряжения соответственно. В уравнениях, для краткости, мы часто будем использовать модуль центрированного напряжения на затворе [54]:

$$V_{GT} = |V_{GS} - V_{th}|. \quad (1.1.2)$$

Отметим, что мы, при компактном моделировании, будем все величины вычислять по абсолютной величине, определяя знак тока стока в окончательных формулах по знаку напряжениям между стоком и истоком. Проводимость канала ОПТ  $g_{CH}$  [55, 56] в (1.1.1) для линейного режима определяется как:

$$g_{CH} = \frac{\partial I_{LIN}}{\partial V_{DS}} = K\mu_{FET}V_{GT} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^{\gamma+1} \quad (1.1.3)$$

где  $K = \frac{W}{L} C_i$  – параметр геометрии подзатворного конденсатора и характеристик материала;  $W$  – ширина затвора;  $L$  – длина затвора;  $C_i = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{ox}}{d_{ox}}$  – емкость изолятора на единицу площади;  $\varepsilon_{ox}$  – диэлектрическая проницаемость подзатворного диэлектрика;  $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  Ф/м – электрическая постоянная;  $d_{ox}$  – толщина

подзатворного диэлектрика;  $\mu_{FET} = \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^\gamma$  – подвижность с учетом эффекта поля;  $\mu_0$  – размерный параметр равный  $1 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ;  $V_{aa}$  – характерное напряжение для подвижности с учетом эффекта поля;  $\gamma$  – степенной коэффициент для подвижности с учетом эффекта поля.

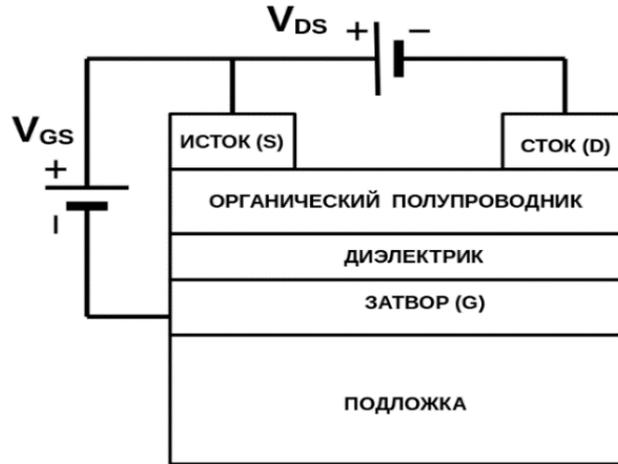


Рисунок 1.1 – Органический полевой транзистор p – типа. Наиболее часто используемая геометрия ОПТ с нижним затвором и с верхними электродами стока и истока

Крутизна полевого транзистора в линейном режиме определяется как:

$$g_{mLIN} = \frac{\partial I_{LIN}}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GS}} V_{DS} = \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} V_{DS} \quad (1.1.4)$$

$$\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{GT}^\gamma = \frac{\gamma + 1}{V_{GT}} g_{CH} \quad (1.1.5)$$

Отсюда, мы имеем:

$$g_{mLIN} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{GT}^\gamma V_{DS} \quad (1.1.6)$$

$$g_{mLIN} = (\gamma + 1) \frac{I_{LIN}}{V_{GT}} = (\gamma + 1) \frac{V_{DS}}{V_{GT}} g_{CH} \quad (1.1.7)$$

С увеличением напряжения сток-исток  $V_{DS}$  ток стока выходит на насыщение. Напряжение насыщения ОПТ определяется как:

$$V_{SAT} = \alpha_S V_{GT} \quad (1.1.8)$$

Здесь  $\alpha_S$  – безразмерный параметр, учитывающий влияние подложки. В этом случае ток насыщения ОПТ определяется как:

$$I_{SAT} = g_{CH} V_{SAT} = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^{\gamma+2} \quad (1.1.9)$$

Крутизна полевого транзистора в режиме насыщения определяется как:

$$g_{mSAT} = \frac{\partial I_{SAT}}{\partial V_{GS}} \quad (1.1.10)$$

Используя уравнение (1.1.8) и (1.1.9), находим:

$$g_{mSAT} = \alpha_S (\gamma + 2) g_{CH} = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 2) V_{GT}^{\gamma+1} \quad (1.1.11)$$

Мы также определяем:

$$b_{mSAT} = \frac{\partial V_{SAT}}{\partial V_{GS}} = \alpha_S \quad (1.1.12)$$

В режиме насыщения ОПТ имеет ненулевую дифференциальную проводимость с асимптотическим значением соответствующим большим значениям напряжения на стоке.

$$g_{ASY} = \lambda I_{SAT} \quad (1.1.13)$$

Здесь коэффициент  $\lambda$  имеет размерность  $V^{-1}$  и соответствует обратному значению напряжения Эрли, хорошо известному из теории биполярных транзисторов. Мы предположим, что  $g_{ASY}$  не может быть больше, чем  $g_{CH}$ . Формально в рассматриваемой модели для случая достаточно большого  $I_{SAT}$ , когда  $g_{ASY} \geq g_{CH}$ , мы будем предполагать, что существует только линейный режим работы транзистора.

В теории МОП-транзисторов наличие положительной дифференциальной проводимости в режиме насыщения связывается с такими эффектами, как модуляция длины канала (CLM – эффект), снижение потенциального барьера под затвором, вызванное напряжением на стоке (DIBL – эффект) и влияние горячих носителей (HSE – эффект).

В работе [9] предлагается асимптотическое поведение тока стока в режиме

насыщения, аналогично используемому в моделях MOSFET Level 1 и RPI TFT:

$$I_{ASY} = I_{SAT}\{1 + \lambda V_{DS}\} \quad (1.1.14)$$

В работе [10] указывается, что для асимптотического поведения тока стока в режиме насыщения ОПТ и компактных моделях МОП-транзистора BSIM3/4 [59-62], лучше использовать уравнение:

$$I_{ASY} = I_{SAT}\{1 + \lambda[V_{DS} - V_{SAT}]\} \quad (1.1.15)$$

Это существенно улучшает характеристики компактной модели ОПТ, но не избавляет ее от некоторых недостатков, проанализированных в работах [43, 44, 46-48]. Крутизна ОПТ для асимптотики тока стока в режиме насыщения определяется выражением:

$$g_{mASY} = \frac{\partial I_{ASY}}{\partial V_{GS}} \quad (1.1.16)$$

После дифференцирования уравнения (1.1.14), использованного в [8], имеем:

$$g_{mASY} = g_{mSAT}\{1 + \lambda V_{DS}\} \quad (1.1.17)$$

Для уравнения (1.1.15), использованного в [9], имеем:

$$g_{mASY} = g_{mSAT}\{1 + \lambda[V_{DS} - V_{SAT}]\} - g_{ASY}b_{mSAT} \quad (1.1.18)$$

Для «внутреннего» (без учета внешних сопротивлений) компактного моделирования надпорогового тока стока ОПТ в [9, 10] предлагается использовать уравнение, традиционное для моделей MOSFET Level 1 и BSIM3/4, где  $m$  – степенной параметр, определяющий плавность перехода от линейного режима к режиму насыщения тока стока.

$$I = \frac{I_{LIN}I_{ASY}}{[I_{LIN}^m + I_{SAT}^m]^{1/m}} \quad (1.1.19)$$

Учитывая (1.1.15) из [10] мы можем переписать это уравнение в таком виде:

$$I = I_0 \cdot \{1 + \lambda[V_{DS} - V_{SAT}]\}. \quad (1.1.20)$$

Здесь  $I_0$  – уравнение для компактного моделирования надпорогового тока стока ОПТ без учета дифференциальной проводимости в режиме насыщения:

$$I_0 = \frac{I_{LIN}I_{SAT}}{[I_{LIN}^m + I_{SAT}^m]^{1/m}}. \quad (1.1.21)$$

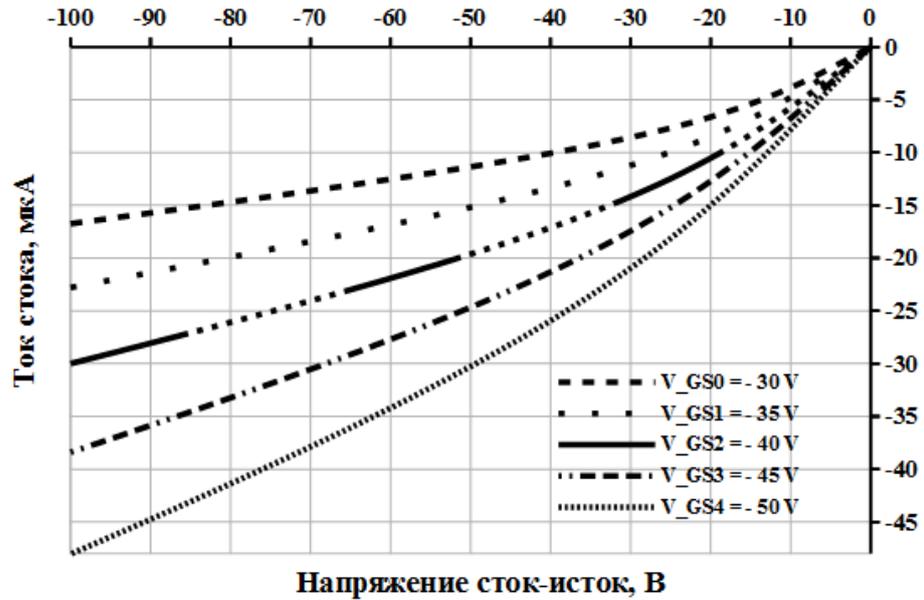


Рисунок 1.2 – Зависимости ток стока от напряжения сток-исток для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$ , для пентаценового ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01\text{ В}^{-1}$ , рассчитанные с использованием «внутренней» компактной модели, следуя подходу [10]

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную из обеих сторон уравнений (1.1.19) или (1.1.20) по отношению к напряжениям сток-исток  $V_{DS}$ :

$$g = \frac{\partial I}{\partial V_{DS}} = g_0 \{1 + \lambda(V_{DS} - V_{SAT})\} + \lambda I_0 \quad (1.1.22)$$

$$g_0 = \frac{\partial I_0}{\partial V_{DS}} = \left(\frac{I_0}{I_{LIN}}\right)^{m+1} g_{CH} \quad (1.1.23)$$

Чтобы получить уравнение крутизны для (1.1.19) или (1.1.20), необходимо, взять производную по отношению к напряжению затвор-исток  $V_{GS}$ :

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_{GS}} = g_{m0} \{1 + \lambda(V_{DS} - V_{SAT})\} - \lambda I_0 b_{mSAT} \quad (1.1.24)$$

$$g_{m0} = \frac{\partial I_0}{\partial V_{GS}} = \left(\frac{I_0}{I_{LIN}}\right)^{m+1} g_{mLIN} + \left(\frac{I_0}{I_{SAT}}\right)^{m+1} g_{mSAT} \quad (1.1.25)$$

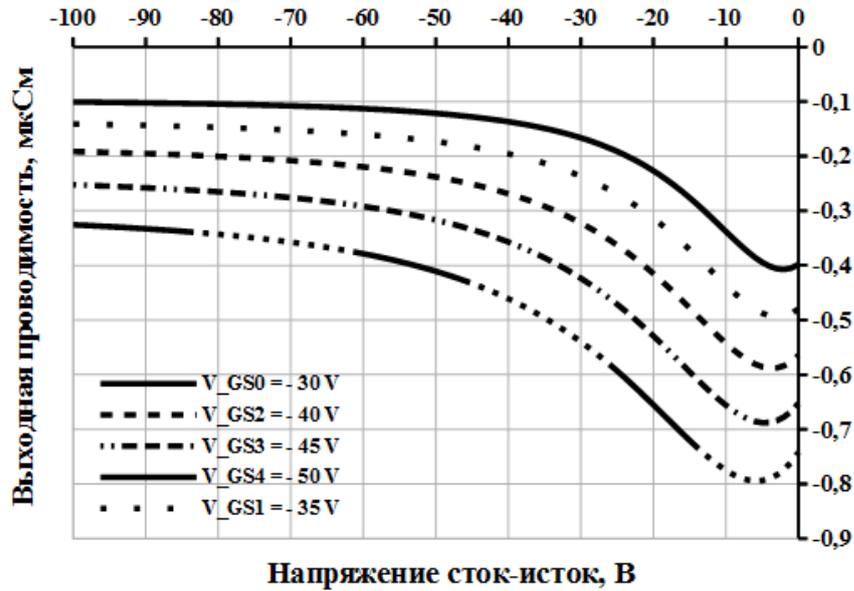


Рисунок 1.3 – Зависимости дифференциальной проводимости от напряжения сток-исток  $V_{DS}$  для напряжения затвор-исток  $V_{GS}$  от  $-30$  В (верхняя кривая) до  $-50$  В (нижняя кривая) с шагом  $-5$  В, для пентаценового ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанные с использованием «внутренней» компактной модели, следуя подходу [10]

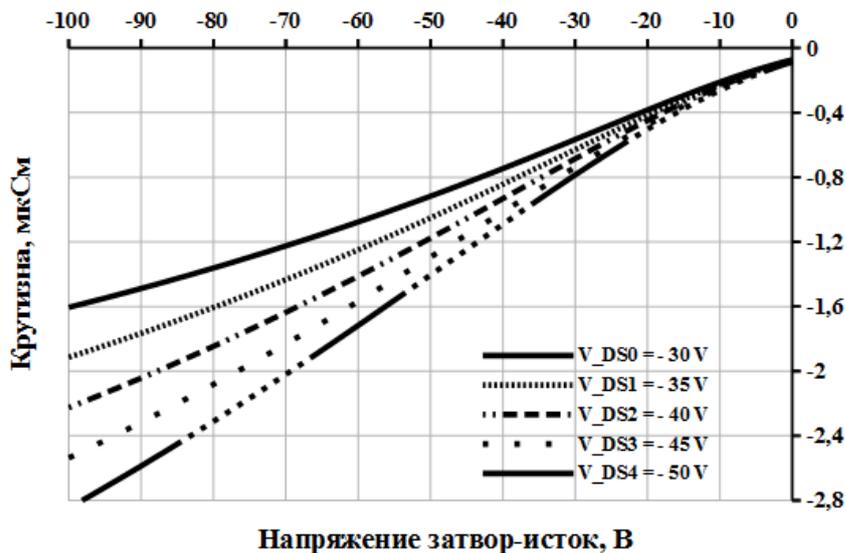


Рисунок 1.4 – Зависимости крутизны от напряжения затвор-исток для напряжения сток-исток от  $-30$  В (верхняя кривая) до  $-50$  В (нижняя кривая) с шагом  $-5$  В, для пентаценового ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанный с использованием «внутренней» компактной модели, следуя подходу [10]

## 1.2 Линейное приближение для учета сопротивления стока и истока при компактном моделировании линейного режима

Для ускорения расчетов в программах моделирования электронных схем типа SPICE и для теоретических исследований удобно, чтобы компактная модель транзистора была «внешняя», т.е. аналитически включающая в свои уравнения отличные от нуля сопротивления истока  $R_S$  и стока  $R_D$  [57, 58]. Мы будем использовать подход к построению «внешней» компактной модели ОПТ, предложенный в работе [51] для построения «внешней» компактной модели МОП-транзистора на основе «внутренней» компактной модели MOSFET Level 1. В модели, описанной в [9] и [10], полное сопротивление контактов учитывалось следующим образом [54]:

$$g_{ch0} = \frac{g_{ch}(V_{gt})}{1 + g_{ch}(V_{gt})R_T} \quad (1.2.1)$$

где  $R_T = R_S + R_D$  – суммарное сопротивление контактов. Отметим, что мы будем использовать заглавные буквы в индексах напряжений в случае «внутренней» модели ( $R_S = R_D = 0$ ). Для «внешней» модели ( $R_S \neq 0$  и/или  $R_D \neq 0$ ) мы будем использовать в подстрочных индексах строчные буквы. Так в уравнении (1.2.1)  $g_{ch}$  – проводимость канала ОПТ с нулевыми значениями сопротивлений стока и истока, а  $g_{ch0}$  уже с учетом сопротивлений контактов [54].

Уравнение (1.2.1) верно только при малых значениях  $V_{ds}$  и, соответственно, при малых значениях тока стока, когда  $V_{DS} \approx V_{ds} - IR_T \approx V_{ds} \approx 0$ . В этом случае можно считать, что  $V_{gt} = V_{GT} + IR_T \approx V_{GT} + g_{ch0}V_{ds}R_T \approx V_{GT}$ , и итоговое выходное сопротивление ОПТ складывается из последовательно соединенных сопротивлений контактов и канала ОПТ:

$$\frac{1}{g_{ch0}} = \frac{1}{g_{ch}(V_{ds} \rightarrow 0)} = \frac{1}{g_{ch}(V_{GT} = V_{gt})} + R_T \quad (1.2.2)$$

Приближенный характер уравнения (1.2.1) и его правомерность только при близких к нулю значениях напряжения на стоке  $V_{ds}$  подчеркивается добавлением нуля к подстрочному обозначению  $ch$  [54].

Для линейного режима работы ОПТ [63, 64] линейное уравнение для «внутреннего» случая (1.1.1), при малых значениях  $V_{ds}$  ( $V_{DS} \approx V_{ds} \approx 0$ ), очевидным образом преобразуется в линейное уравнение для «внешнего» случая:

$$I_{lin 0} = g_{cho} V_{ds} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} V_{ds} \quad (1.2.3)$$

$g_{cho}$  – дифференциальная проводимость для «внешнего» линейного режима работы ОПТ:

$$g_{cho} = \frac{\partial I_{lin 0}}{\partial V_{ds}} = \frac{I_{lin 0}}{V_{ds}} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} = \frac{K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+1}}{1 + R_T K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+1}}. \quad (1.2.4)$$

Это преобразование действительно только для небольших значений  $V_{ds}$ , где  $V_{DS} \approx V_{ds} \approx 0$ . В этом случае снова можно предположить, что  $V_{gt} \approx V_{GT}$  и выходное сопротивление ОПТ является суммой последовательно соединенных контактных сопротивлений и сопротивления канала ОПТ (см. (1.2.2)).

Чтобы получить уравнение для крутизны линейного режима ОПТ, мы можем взять производную от линейного тока (1.2.3) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ :

$$g_{mlin 0} = \frac{\partial I_{lin 0}}{\partial V_{gs}}. \quad (1.2.5)$$

После некоторых расчетов имеем:

$$g_{mlin 0} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}}}{[1 + g_{CH}(V_{gt})R_T]^2} \cdot V_{ds} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}}}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} \cdot (V_{ds} - I_{lin 0} R_T) \quad (1.2.6)$$

$$g_{mlin 0} = (\gamma + 1) \frac{V_{ds}}{V_{gt}} \frac{g_{CH}(V_{gt})}{[1 + g_{CH}(V_{gt})R_T]^2} \quad (1.2.7)$$

$$\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{GT}^\gamma = \frac{\gamma + 1}{V_{GT}} g_{CH}$$

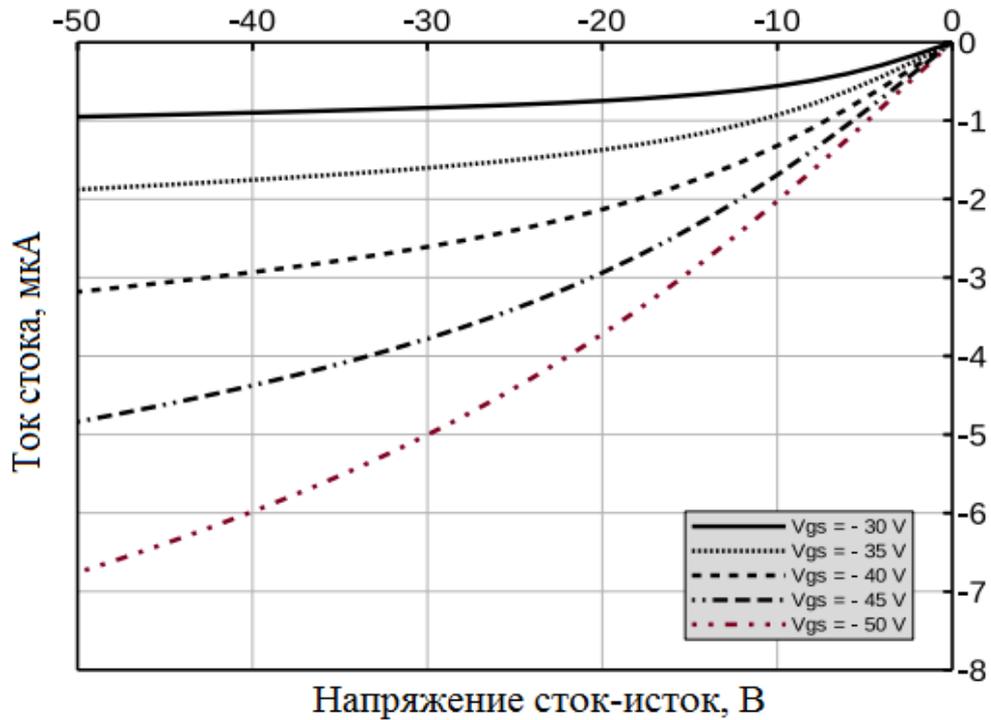


Рисунок 1.5 – Зависимости ток стока от напряжения сток-исток для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентаценового ОПТ с ненулевыми контактными сопротивлениями  $R_T=2,4$  МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , учитываемые только в линейном режиме в линейном приближении, следуя подходу из [10]

Мы можем написать уравнение для компактного моделирования надпорогового тока стока, который используется в [9] и [10] с соответствующий уравнениями  $I_{ASY}$  для ОПТ ((1.1.14) в [9] и (1.1.15) в [10]):

$$I = \frac{I_{lin0} I_{ASY}}{[I_{lin0}^m + I_{ASY}^m]^{1/m}} \quad (1.2.8)$$

Как и в предыдущем параграфе, мы можем переписать это уравнение в следующем виде, учитывая (1.1.15) из [10]:

$$I = I_0 \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - V_{SAT}]\}, \quad (1.2.9)$$

$$I_0 = \frac{I_{lin0} I_{SAT}}{[I_{lin0}^m + I_{SAT}^m]^{1/m}} \quad (1.2.10)$$

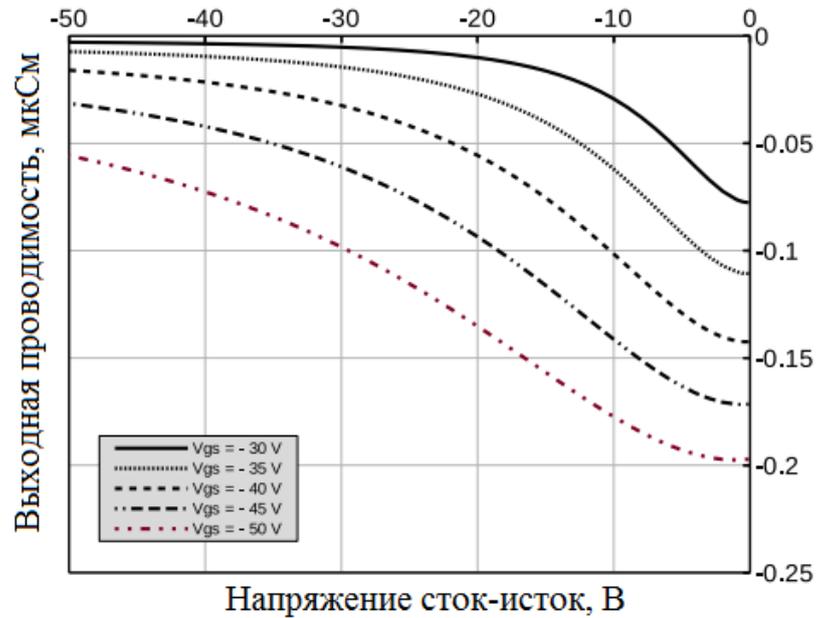


Рисунок 1.6 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения сток-исток для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$  для пентаценового ОПТ с ненулевыми контактными сопротивлениями  $R_T=2,4\text{ МОм}$  и  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ , учитываются только в линейном режиме в линейном приближении, следуя подходу из [10]

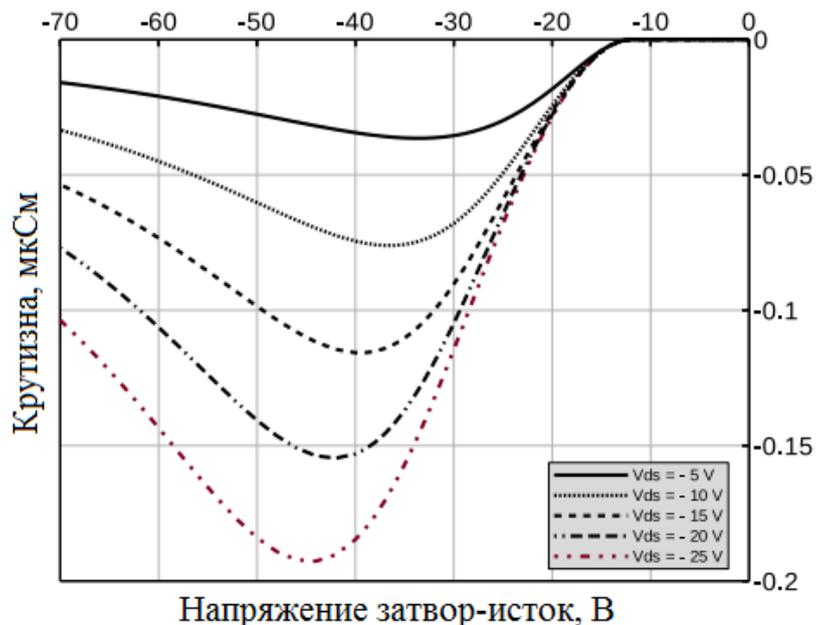


Рисунок 1.7 – Зависимость крутизны от напряжения затвор-исток для напряжения сток-исток от  $-5\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-25\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$  для пентаценового ОПТ с ненулевыми контактными сопротивлениями

Напоминаем, что на этом этапе мы продолжаем использовать все уравнения во «внутренней» форме из основ теории ОПТ из предыдущего параграфа, формально изменяя «внутренние» напряжения  $V_{DS}$  и  $V_{GS}$  на «внешние»  $V_{ds}$  и  $V_{gs}$ .

Следовательно, для дифференциальной проводимости имеем:

$$g = \frac{\partial I}{\partial V_{ds}} = g_0 \cdot \{1 + \lambda \cdot (V_{ds} - V_{SAT})\} + \lambda \cdot I_0, \quad (1.2.11)$$

$$g_0 = \left(\frac{I_0}{I_{lin0}}\right)^{m+1} g_{ch0}. \quad (1.2.12)$$

Для крутизны имеем:

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_{gs}} = g_{m0} \cdot \{1 + \lambda \cdot (V_{ds} - V_{SAT})\} + \lambda \cdot I_0 \cdot b_{mSAT}, \quad (1.2.13)$$

$$g_{m0} = \left(\frac{I_0}{I_{lin0}}\right)^{m+1} g_{mlin0} + \left(\frac{I_0}{I_{SAT}}\right)^{m+1} g_{mSAT}. \quad (1.2.14)$$

### 1.3 Улучшенная «внутренняя» модель органического полевого транзистора

В работах [46, 48] уравнение (1.1.19) было проанализировано для асимптотического множителя  $I_{ASY}$ , определяемого как уравнением (1.1.14), так и уравнением (1.1.15). Соответственно, было показано, что выходная проводимость при этом не убывает монотонно с ростом напряжения на стоке, что является дефектом MOSFET Level 1, RPI TFT и BSIM3/4 моделей [65, 66]. Кроме того, было показано, что в случае использования для  $I_{ASY}$  уравнения (1.1.15) выходная проводимость транзистора при нулевом напряжении на стоке не равна значению  $g_{ch}$ .

Мы предлагаем для компактного моделирования надпорогового тока стока ОПТ использовать подход [43, 44], недавно предложенный в работах [46, 48] для улучшенной компактной модели МОП-транзистора. При этом обеспечивается корректный учёт выходной проводимости в режиме насыщения с монотонным её

убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения. При этом мы сохраняем уравнение для асимптотики тока стока (1.1.15) и модифицируем уравнение для тока стока (1.1.19) следующим образом:

$$I = \frac{I_{LIN} I_{ASY}^*}{[I_{LIN}^m + I_{ASY}^{*m}]^{1/m}}, \quad (1.3.1)$$

$$I_{ASY}^* = k^* \cdot I_{ASY} = \frac{1}{[1 - (g_{ASY}/g_{CH})^m]^{1/m}} \cdot I_{ASY}. \quad (1.3.2)$$

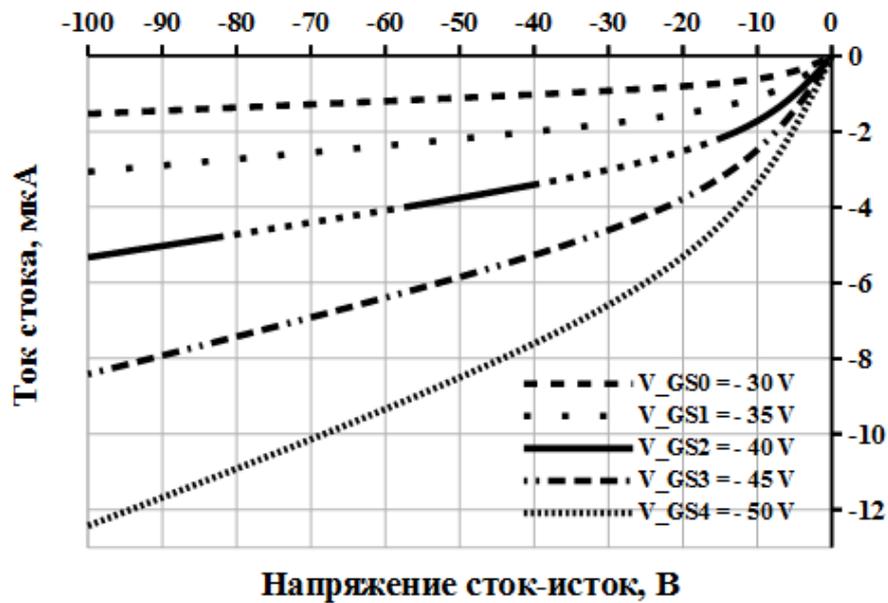


Рисунок 1.8 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентацевого ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанная по «внутренней» компактной модели с корректным учетом дифференциальной проводимости в режиме насыщения, предложенной в [44]

$I_{ASY}^*$  – уравнение для асимптотики тока стока (1.1.15) помноженное на поправочный коэффициент, обеспечивающий правильную асимптотику уравнения (1.3.1), совпадающую с асимптотикой, определяемой уравнением (1.1.15), а  $I_{ASY} = I_{SAT} \{1 + \lambda[V_{DS} - V_{SAT}]\}$ , как в уравнении (1.1.15), следуя [10].

Мы будем использовать обозначение  $k^*$  как множитель перед  $I_{ASY}$  в (1.3.2):

$$k^* = \frac{1}{[1 - (g_{ASY}/g_{CH})^m]^{1/m}}. \quad (1.3.3)$$

Используя уравнения (1.1.3), (1.1.9) и (1.1.13), мы можем переписать эти уравнения для ОПТ в таком виде:

$$I_{ASY}^* = k^* \cdot I_{ASY} = \frac{1}{[1 - (\lambda\alpha_S V_{GT})^m]^{1/m}} \cdot I_{ASY}, \quad (1.3.4)$$

$$k^* = \frac{1}{[1 - (\lambda\alpha_S V_{GT})^m]^{1/m}}. \quad (1.3.5)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от уравнение (1.3.1) по отношению к напряжению стока  $V_{DS}$ :

$$g = \frac{\partial I}{\partial V_{DS}}. \quad (1.3.6)$$

Однако сначала мы перепишем уравнение (1.3.1) в виде:

$$\frac{1}{I^m} = \frac{1}{I_{LIN}^m} + \frac{1}{I_{ASY}^{*m}}. \quad (1.3.7)$$

Мы можем взять частные производные по  $V_{DS}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left( \frac{1}{I^m} \right) = \frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left( \frac{1}{I_{LIN}^m} \right) + \frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left( \frac{1}{I_{ASY}^{*m}} \right). \quad (1.3.8)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g$ :

$$g = \left( \frac{I}{I_{LIN}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{LIN}}{\partial V_{DS}} + \left( \frac{I}{I_{ASY}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{ASY}^*}{\partial V_{DS}} = \left( \frac{I}{I_{LIN}} \right)^{m+1} g_{CH} + \left( \frac{I}{I_{ASY}^*} \right)^{m+1} g_{ASY}^* = \\ \left( \frac{I}{I_{LIN}} \right)^{m+1} g_{CH} + \left( \frac{I}{I_{ASY}^*} \right)^{m+1} k^* g_{ASY}. \quad (1.3.9)$$

Здесь мы учли, что в рассматриваемом случае  $k^*$  не зависит от  $V_{DS}$ , и следовательно,  $\partial k^* / \partial V_{DS} = 0$ . Отсюда для  $g_{ASY}^*$  имеем:

$$g_{ASY}^* = \frac{\partial I_{ASY}^*}{\partial V_{DS}} = I_{ASY} \frac{\partial k^*}{\partial V_{DS}} + k^* g_{ASY} = k^* g_{ASY}. \quad (1.3.10)$$

В соответствии с [48] уравнение для дифференциальной проводимости имеет вид:

$$g = \frac{g_{CH} I_{ASY}^{*m+1} + k^* g_{ASY} I_{LIN}^{m+1}}{[I_{LIN}^m + I_{ASY}^{*m}]^{\frac{1}{m}+1}}. \quad (1.3.11)$$

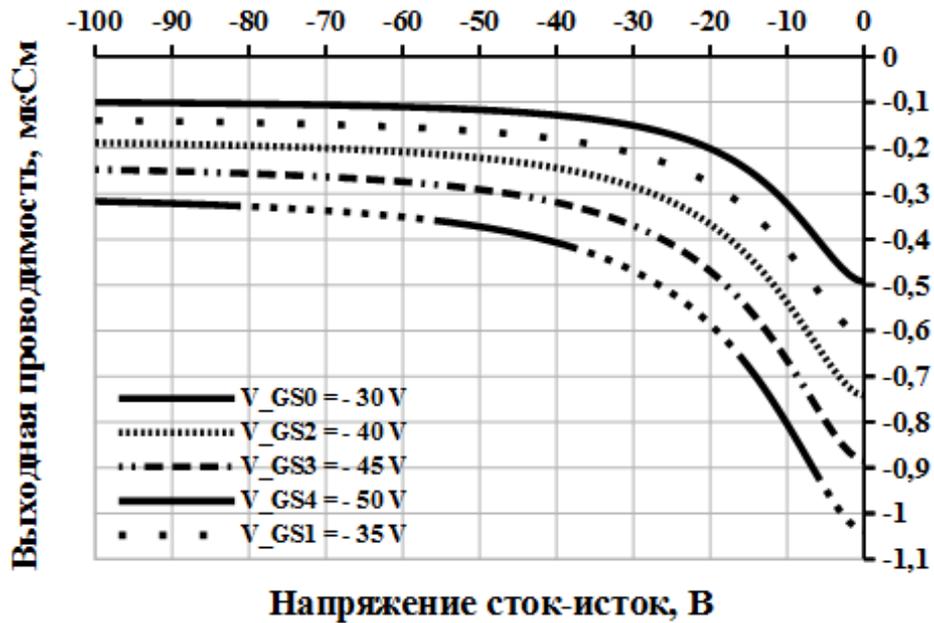


Рисунок 1.9 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$  для пентаценового ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01\text{ В}^{-1}$ , рассчитанные по «внутренней» компактной модели с корректным учетом дифференциальной проводимости в режиме насыщения, предложенной в [44]

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную от уравнения (1.3.1) по отношению к напряжению затвор-исток  $V_{GS}$ :

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_{GS}}. \quad (1.3.12)$$

Далее будем использовать уравнение (1.3.7) и возьмем частные производные по  $V_{GS}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left( \frac{1}{I^m} \right) = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left( \frac{1}{I_{LIN}^m} \right) + \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left( \frac{1}{I_{ASY}^{*m}} \right). \quad (1.3.13)$$

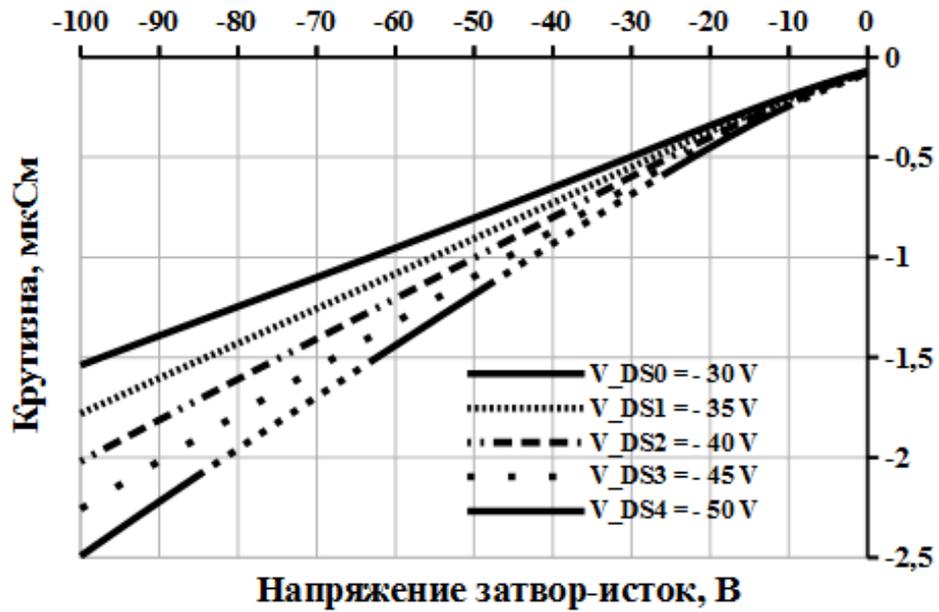


Рисунок 1.10 – Зависимость крутизны от напряжения затвора для напряжения сток-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентаценового ОПТ с нулевыми сопротивлениями стока и истока при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанные по «внутренней» компактной модели с корректным учетом дифференциальной проводимости в режиме насыщения, предложенной в [44]

После дифференцирования мы можем выразить  $g_m$ :

$$g_m = \left( \frac{I}{I_{LIN}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{LIN}}{\partial V_{GS}} + \left( \frac{I}{I_{ASY}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{ASY}^*}{\partial V_{GS}} = \left( \frac{I}{I_{LIN}} \right)^{m+1} g_{mLIN} + \left( \frac{I}{I_{ASY}^*} \right)^{m+1} g_{mASY}^*, \quad (1.3.14)$$

$$g_{mASY}^* = I_{ASY} \frac{\partial k^*}{\partial V_{GS}} + k^* \frac{\partial I_{ASY}}{\partial V_{GS}} = I_{ASY} \frac{\partial k^*}{\partial V_{GS}} + k^* g_{mASY}, \quad (1.3.15)$$

$$\frac{\partial k^*}{\partial V_{GS}} = k^* \frac{(g_{ASY}/g_{CH})^m}{1 - (g_{ASY}/g_{CH})^m} \left( \lambda \cdot \frac{g_{mSAT}}{g_{ASY}} - \frac{1}{V_{DS}} \cdot \frac{g_{mLIN}}{g_{CH}} \right), \quad (1.3.16)$$

$$\frac{\partial k^*}{\partial V_{GS}} = \frac{k^*}{V_{GT}} \cdot \frac{(\lambda \alpha_S V_{GT})^m}{1 - (\lambda \alpha_S V_{GT})^m}. \quad (1.3.17)$$

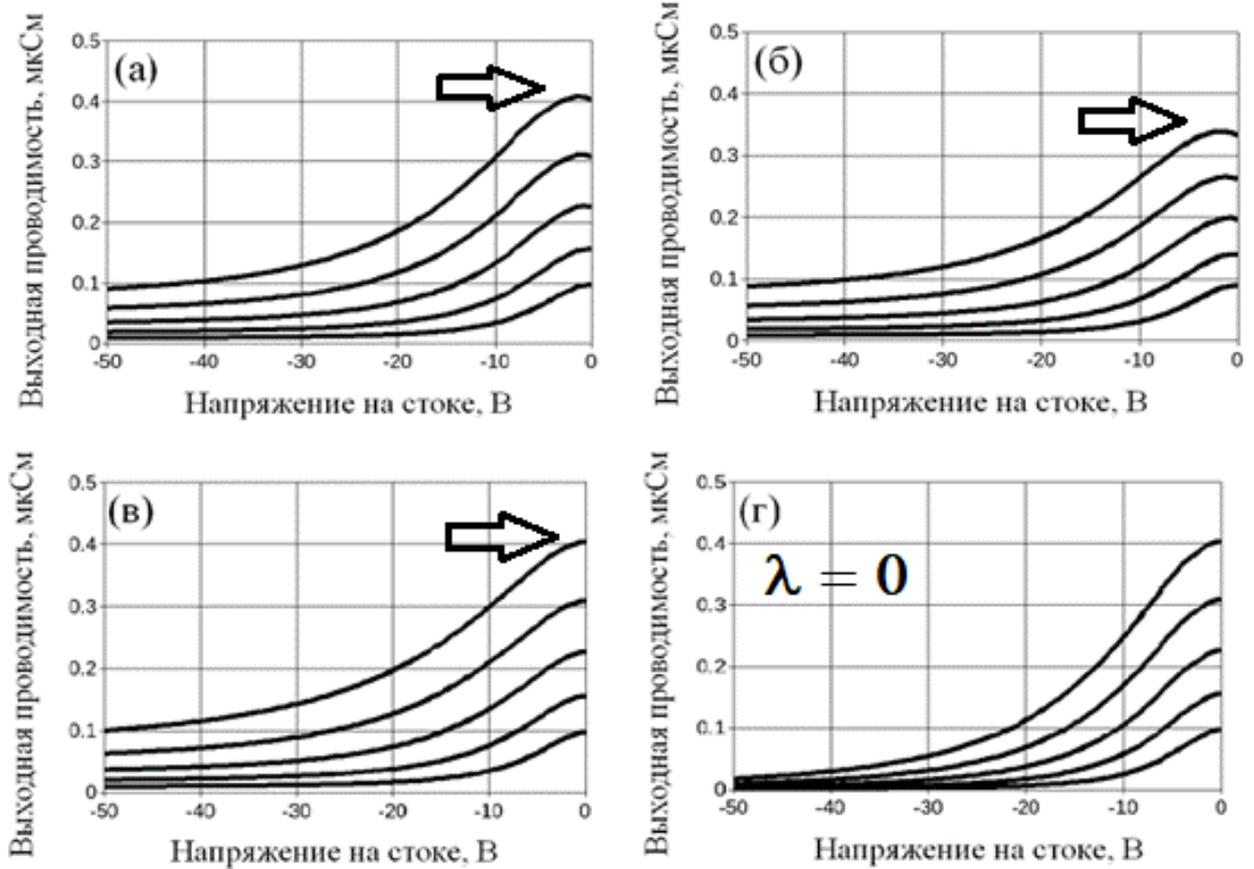


Рисунок 1.11 – Зависимости дифференциальной проводимости от напряжения стока для ОПТ, рассчитанные по различным уравнениям для тока стока. На всех рисунках нижняя кривая для напряжения затвора  $V_{GS}$  от  $-30\text{В}$  до  $-50\text{В}$  с шагом  $-5\text{В}$ ; (а): уравнение для тока стока (1.1.19) с асимптотикой (1.1.14); (б) уравнение для тока стока (1.1.19) с асимптотикой (1.1.15); (в) уравнения тока стока (1.3.1) с асимптотикой (1.3.4); (а), (б) и (в):  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ ; (г):  $\lambda = 0 \text{ В}^{-1}$  [44]

Для справки:

$$\left(\frac{I}{I_{LIN}}\right)^{m+1} = \frac{I_{ASY}^{*m+1}}{[I_{LIN}^m + I_{ASY}^{*m}]^{1+1/m}}, \quad (1.3.18)$$

$$\left(\frac{I}{I_{ASY}^*}\right)^{m+1} = \frac{I_{LIN}^{m+1}}{[I_{LIN}^m + I_{ASY}^{*m}]^{1+1/m}}, \quad (1.3.19)$$

$$\frac{g_{mLIN}}{V_{DS}} = \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GS}} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{GT}^\gamma. \quad (1.3.20)$$

#### 1.4 Общий подход к преобразованию «внутренней» модели органического полевого транзистора во «внешнюю»

Как уже отмечалось ранее, для ускорения расчетов в программах моделирования электронных схем типа SPICE и для теоретических исследований удобно, чтобы компактная модель транзистора была «внешняя», т.е. аналитически включающая в свои уравнения отличные от нуля сопротивления истока  $R_S$  и стока  $R_D$  в линейном режиме и режиме насыщения. Мы будем использовать подход к построению «внешней» компактной модели ОПТ, предложенный в работе [51] для построения «внешней» компактной модели МОП-транзистора на основе «внутренней» компактной модели MOSFET Level 1 и BSIM3/4 [54]. Мы будем использовать заглавные буквы в индексах напряжений в случае «внутренней» модели ( $R_S = R_D = 0$ ). Для «внешней» модели ( $R_S \neq 0$  и/или  $R_D \neq 0$ ) мы будем использовать в подстрочных индексах строчные буквы. Соответственно, между «внешними» и «внутренними» напряжениями на стоке, истоке и затворе выполняются соотношения [54]:

$$V_{ds} = V_{DS} + IR_T, \quad (1.4.1)$$

$$V_{gt} = V_{GT} + IR_S, \quad (1.4.2)$$

$$V_{DS} = V_{ds} - IR_T, \quad (1.4.3)$$

$$V_{GT} = V_{gt} - IR_S. \quad (1.4.4)$$

В нашей работе мы используем в основном численные значения параметров компактной модели из подхода [10] (см. таблицу 1), за исключением контактных сопротивлений и параметр  $\lambda$ . По данным этой таблицы было рассчитано значение  $V_{aa} = 358$  В. Значения  $\lambda = 0,01 \div 0,0025$  В<sup>-1</sup> и общее контактное сопротивление  $R_T = 2,4$  МОм ( $R_S = R_D = 1,2$  МОм) были выбраны достаточно большими и отличаются от значений, приведенных в таблице 1. Это сделано для того, чтобы более четко продемонстрировать влияние этих параметров на тип выходных характеристик при моделировании ОПТ с помощью методов, предложенных в этой работе.

Таблица 1 – Типовые параметры пентаценового ОПТ с каналом р-типа и его компактной модели [10] (в круглых скобках приведены данные, используемые в нашей работе)

$\gamma$	$V_{th}$ , В	$\mu_{FET}$ ( $V_{GS} = -50$ В) $cm^2 / B \cdot c$	$\alpha_S$	$R_T$ , кОм ( $R_S=R_D=R_T/2$ )	$m$	$\lambda$ , $B^{-1}$	$L$ , мкм	$W$ , мкм	$C_i$ , $nF/cm^2$
0,91	-12	0,13	0,46	24 (2400)	1,8	$1,2 \cdot 10^{-3}$ (0,01)	40	1000	3,3

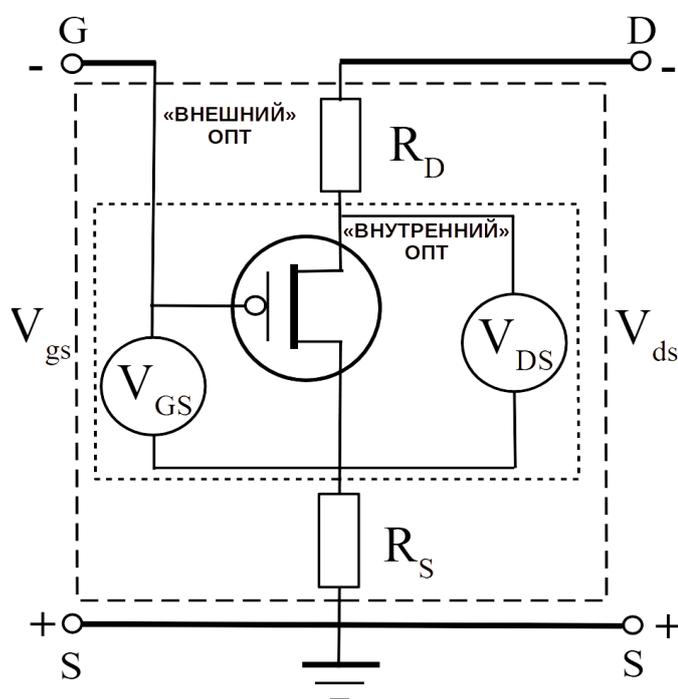


Рисунок 1.12 – Схема включения органического транзистора с каналом р-типа для измерения выходных характеристик. Мелким пунктиром обозначен «внутренний» транзистор. Пунктиром обозначен «внешний» транзистор

Чтобы проверить все компактные модели, которые будут разработаны в нашей работе, нам необходимо численно решить уравнения, которые преобразуют «внутреннюю» модель во «внешнюю».

В нашей работе мы использовали метод деления пополам [71, 72] для получения решений с явленной ошибкой. Кроме того, для каждой конкретной

ситуации мы преобразовываем связанное уравнение в форму, удобную для итераций, и решаем уравнение с помощью итераций [73, 74]. Однако итерационные уравнения использовались главным образом для получения начальных данных для специально построенных уравнений для компактного моделирования.

Для линейного режима нам нужно подставить уравнения (1.4.3) и (1.4.4) в уравнение (1.1.1):

$$I_{lin} = g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S) \cdot (V_{ds} - I_{lin}R_T). \quad (1.4.5)$$

Из этого уравнения можно легко получить прямую связь между «внешним» напряжением стока  $V_{ds}$  и током стока в линейном режиме  $I_{lin}$ :

$$V_{ds} = \frac{I_{lin}}{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S)} + I_{lin}R_T. \quad (1.4.6)$$

Для режима насыщения нам нужно подставить уравнения (1.4.3) и (1.4.4) в уравнение (1.1.15):

$$I_{asy} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S) \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy}R_T - V_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S)]\}. \quad (1.4.7)$$

Отсюда можно получить прямую связь между «внешним» напряжением стока  $V_{ds}$  и асимптотическим значением тока стока в режиме насыщения  $I_{asy}$ :

$$V_{ds} = V_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S) + \frac{1}{\lambda} \left( \frac{I_{asy}}{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S)} - 1 \right) + I_{asy}R_T. \quad (1.4.8)$$

Перед тем, как рассчитать общий ток, нам нужно подставить численно полученное решение уравнения  $I_{asy}$  (1.4.7) в уравнение для модифицированной асимптотики тока стока ОПТ в режиме насыщения (1.3.2):

$$I_{asy}^*(V_{gt}, V_{ds}) = \frac{I_{asy}(V_{gt}, V_{ds})}{[1 - \{\lambda \alpha_S [V_{gt} - I_{asy}(V_{gt}, V_{ds}) R_S]\}^m]^{1/m}} = k^* I_{asy}. \quad (1.4.9)$$

Мы будем использовать обозначение  $k^*$  как множитель перед  $I_{asy}$  в (1.4.9):

$$k^* = \frac{1}{[1 - \{\lambda \alpha_S [V_{gt} - I_{asy}(V_{gt}, V_{ds}) R_S]\}^m]^{1/m}}. \quad (1.4.10)$$

Для расчета тока стока ОПТ нам нужно заменить численно полученное решение  $I_{lin}$  уравнения (1.4.5) и  $I_{asy}^*$  из уравнения (1.4.9) на «внутреннее» уравнение (1.3.1), которое мы используем здесь для «внешнего» случая:

$$I = \frac{I_{lin} I_{asy}^*}{[I_{lin}^m + I_{asy}^{*m}]^{1/m}}. \quad (1.4.11)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от общего тока для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению стока  $V_{ds}$ :

$$g = \frac{\partial I}{\partial V_{ds}}. \quad (1.4.12)$$

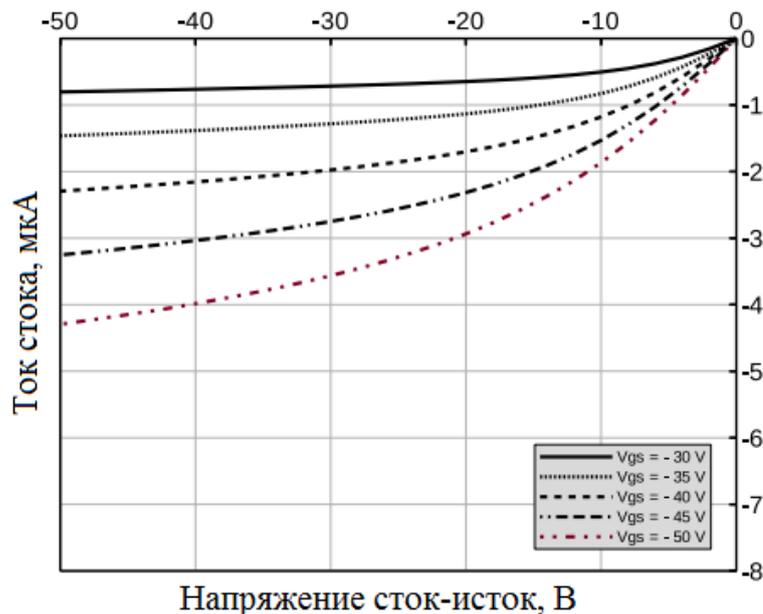


Рисунок 1.13 – Зависимости тока стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (самая нижняя кривая) с шагом – 5В для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями стока и истока  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм, при  $\lambda=0.0025$  В<sup>-1</sup>. Моделирование методом бисекции

Однако сначала мы перепишем уравнение для общего тока (1.4.11) в виде:

$$\frac{1}{I^m} = \frac{1}{I_{lin}^m} + \frac{1}{I_{asy}^{*m}}. \quad (1.4.13)$$

Теперь, мы можем взять частные производные по  $V_{ds}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{1}{I^m} \right) = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{1}{I_{lin}^m} \right) + \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{1}{I_{asy}^{*m}} \right). \quad (1.4.14)$$

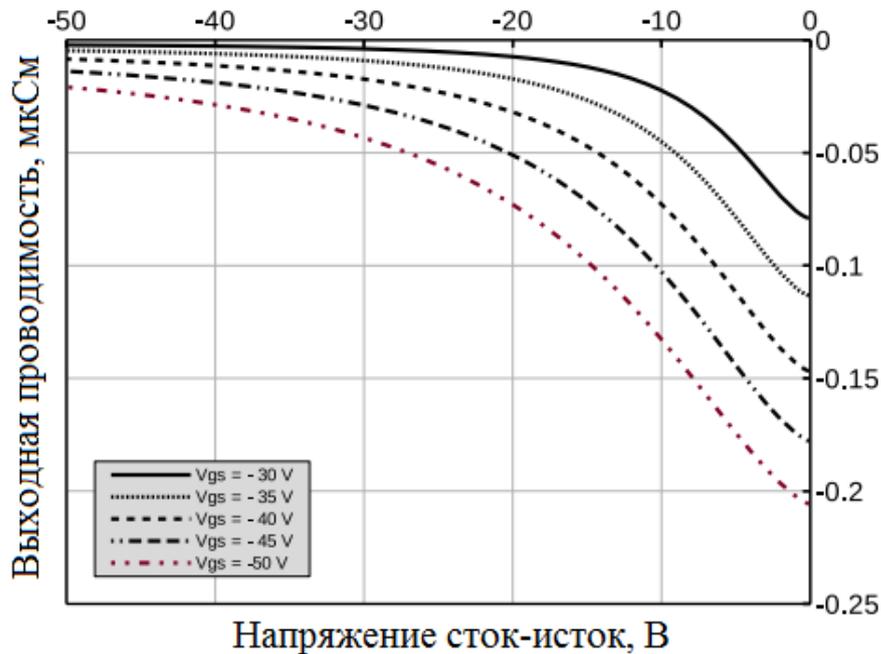


Рисунок 1.14 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентацевого ОПТ с ненулевыми сопротивлениями стока и истока  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм, при  $\lambda=0.0025$  В<sup>-1</sup>. Моделирование методом бисекции

После дифференцирования мы можем выразить  $g$ :

$$g = \frac{\partial I}{\partial V_{ds}} = \left( \frac{I}{I_{lin}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{lin}}{\partial V_{ds}} + \left( \frac{I}{I_{asy}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy}^*}{\partial V_{ds}} = \left( \frac{I}{I_{lin}} \right)^{m+1} g_{ch} + \left( \frac{I}{I_{asy}^*} \right)^{m+1} g_{asy}^*. \quad (1.4.15)$$

$g_{ch}$  - «внешняя» дифференциальная проводимость ОПТ в линейном режиме:

$$g_{ch} = \frac{\partial I_{lin}}{\partial V_{ds}}. \quad (1.4.16)$$

После дифференцирование для  $g_{ch}$  имеем:

$$g_{ch} = \frac{g_{CH}(V_{gt}-I_{lin}R_S)}{1+g_{CH}(V_{gt}-I_{lin}R_S)R_T+\left.\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}}\right|_{V_{gt}-I_{lin}R_S} \cdot R_S \cdot (V_{ds}-I_{lin}R_T)}. \quad (1.4.17)$$

Если взять производные от  $I_{asy}^*$  по отношению  $V_{ds}$ , то получаем:

$$g_{asy}^* = \frac{\partial I_{asy}^*}{\partial V_{ds}} = I_{asy} \frac{\partial k^*}{\partial V_{ds}} + k^* \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} = I_{asy} \frac{\partial k^*}{\partial V_{ds}} + k^* g_{asy}, \quad (1.4.18)$$

$$\frac{\partial k^*}{\partial V_{ds}} = \frac{(\lambda\alpha_S)^m [V_{gt}-I_{asy}R_S]^{m-1}}{(\lambda\alpha_S)^m [V_{gt}-I_{asy}R_S]^{m-1}} k^* g_{asy} R_S. \quad (1.4.19)$$

$g_{asy}$  - «внешняя» дифференциальная проводимость ОПТ в режиме насыщения:

$$g_{asy} = \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}}. \quad (1.4.20)$$

После дифференцирование для  $g_{asy}$  имеем:

$$g_{asy} = \frac{g_{ASY}(V_{gt}-I_{asy}R_S)}{\frac{1+g_{mSAT}(V_{gt}-I_{asy}R_S)R_S I_{asy}}{I_{SAT}(V_{gt}-I_{asy}R_S)+\lambda I_{SAT}(V_{gt}-I_{asy}R_S)[R_T-b_{mSAT}(V_{gt}-I_{asy}R_S)R_S]}}. \quad (1.4.21)$$

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную от полного тока для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжения затвора  $V_{gs}$ :

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_{gs}}. \quad (1.4.22)$$

Мы можем переписать (1.4.11) в форме (1.4.13) и после этого дифференцируем:

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left( \frac{1}{I^m} \right) = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left( \frac{1}{I_{lin}^m} \right) + \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left( \frac{1}{I_{asy}^{*m}} \right). \quad (1.4.23)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_m$ :

$$g_m = \left(\frac{I}{I_{lin}}\right)^{m+1} \frac{\partial I_{lin}}{\partial V_{gs}} + \left(\frac{I}{I_{asy}^*}\right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy}^*}{\partial V_{gs}} = \left(\frac{I}{I_{lin}}\right)^{m+1} g_{mlin} + \left(\frac{I}{I_{asy}^*}\right)^{m+1} g_{masy}^*. \quad (1.4.24)$$

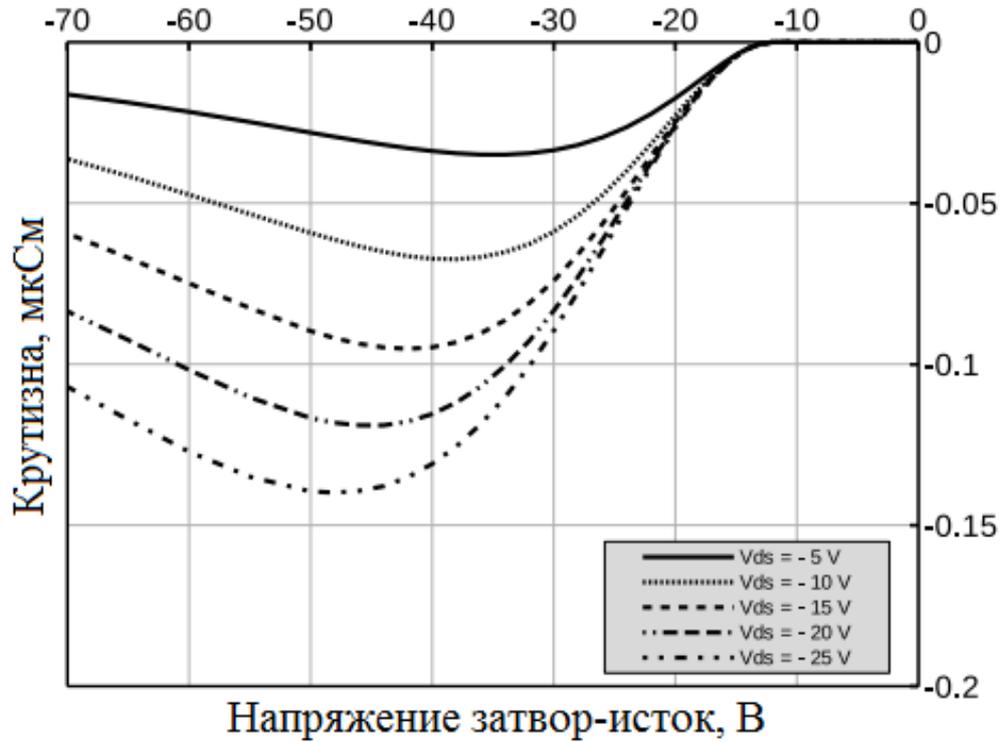


Рисунок 1.15 – Зависимость крутизны от напряжения затвора для напряжения сток-исток от – 5В (верхняя кривая) до – 25В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями стока и истока  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм, при  $\lambda=0.0025$  В<sup>-1</sup>. Моделирование методом бисекции

$g_{mlin}$  - «внешняя» проводимость ОПТ в линейном режиме:

$$g_{mlin} = \frac{\partial I_{lin}}{\partial V_{gs}}. \quad (1.4.25)$$

После дифференцирования для  $g_{mlin}$  имеем:

$$g_{mlin} = \frac{\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}-I_{lin}R_S} \cdot (V_{ds}-I_{lin}R_T)}{1+R_S \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}-I_{lin}R_S} \cdot (V_{ds}-I_{lin}R_T) + g_{CH}(V_{gt}-I_{lin}R_S)R_T}. \quad (1.4.26)$$

Если взять производные от  $I_{asy}^*$  по отношению  $V_{gs}$ , то получаем:

$$g_{masy}^* = \frac{\partial I_{asy}^*}{\partial V_{gs}} = I_{asy} \frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} + k^* \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{gs}} = I_{asy} \frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} + k^* g_{masy}, \quad (1.4.27)$$

$$\frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} = \frac{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy} R_S]^{m-1}}{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy} R_S]^{m-1}} k^* (g_{masy} R_S - 1). \quad (1.4.28)$$

$g_{masy}$  - «внешняя» крутизна ОПТ в режиме насыщения:

$$g_{masy} = \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{gs}}. \quad (1.4.29)$$

После дифференцирование для  $g_{masy}$  имеем:

$$g_{masy} = \frac{g_{mASY}(V_{gt} - I_{asy} R_S)}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S) R_S I_{asy}} \cdot \frac{1}{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S) + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S) [R_T - b_{mSAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S) R_S]}. \quad (1.4.30)$$

### Выводы по главе

Разработка компактной модели ОПТ повторяет те же шаги, что и традиционные компактные модели MOSFET и TFT. Следовательно, для надпорогового тока стока в компактной модели ОПТ обычно используется традиционное уравнение для плавного перехода от линейного режима к режиму насыщения. Однако в случае учета ненулевой дифференциальной проводимости в режиме насыщения это уравнение не обеспечивает монотонное убывание выходной проводимости при увеличении напряжение стока от его максимального значения в линейном режиме, до минимального значения в режиме насыщения.

В этой работе для расчетов значения надпорогового тока стока ОПТ мы предлагаем использовать новый подход, предложенный недавно для улучшенной компактной модели MOSFET [46] и ОПТ [44]. Такой подход обеспечивает монотонное убывание выходной проводимости при увеличении напряжение стока от максимального значения в линейном режиме, до минимального значения в режиме насыщения.

Расчеты показывают, что при  $\lambda = 1,2 \times 10^{-3} \text{В}^{-1}$  новое уравнение (1.3.1) с асимптотикой (1.3.4) не даёт существенного отличия от уравнения (1.1.19), которое использовалось в [10] для построения графика вольт-амперной характеристики и выходной характеристики проводимости для ОПТ. Однако в [11] использовалось достаточно большое значение  $\lambda = 0,01 \text{В}^{-1}$ , для которого наши расчеты показывают существенную разницу между использованием уравнений (1.3.1) - (1.3.4) вместо (1.1.19). Новые уравнения обеспечивают монотонное убывание дифференциальной проводимости ОПТ (см. рисунок 1.11 (в)).

Уравнение (1.1.19) даёт значительное отклонение от монотонного убывания выходной проводимости ОПТ с использованием обеих асимптот тока стока ОПТ (1.1.14) (см. рисунок 1.11 (а)) и (1.1.15) (см. рисунок 1.11 (б)). Для сравнения на рисунке 1.11 (г) показана выходная проводимость ОПТ для случая  $\lambda = 0 \text{В}^{-1}$ .

Наши расчеты показывают существенный недостаток в использовании традиционного уравнения для набора параметров, характерных для типичного ОПТ со значением  $\lambda = 0,01 \text{В}^{-1}$  или более. С другой стороны, новые уравнения для надпорогового тока стока дают идеальное монотонное убывание выходной проводимости от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

## ГЛАВА 2. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО РЕЖИМА ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА В НЕЛИНЕЙНОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

В полевых транзисторах с напряжением сток-исток, намного меньше, чем напряжение затвора, изменение напряжения затвора изменит сопротивление канала, и ток стока будет пропорционален напряжению стока. В этом режиме полевой транзистор работает как переменный резистор [67, 68].

Управление или ограничение тока через транзистор в линейном режиме в сочетании с возможностью полного включения транзистора очень полезно для таких приложений, автоматические выключатели, твердотельные реле, ограничители пускового тока и даже подавление переходного напряжения [69, 70].

В этом разделе мы разработаем простейший подход к компактному моделированию тока стока в линейном режиме ОПТ, учитывающий нелинейную зависимость от напряжения стока  $V_{ds}$ .

### 2.1 Подходы к построению нелинейной аппроксимации при компактном моделировании линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока

Рассмотрим «внешнее» уравнение (1.4.5) в неявном виде:

$$I_{lin} = g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S) \cdot (V_{ds} - I_{lin}R_T).$$

Напомним, что один из них был получен путем подстановки уравнений (1.4.2) и (1.4.3) во «внутреннее» уравнение для линейного режима (1.1.1). Если мы посчитаем ток стока ничтожным, что ничто не изменяет проводимость канала, мы получим уравнение:

$$I_{lin} \approx g_{CH}(V_{gt}) \cdot (V_{ds} - I_{lin}R_T). \quad (2.1.1)$$

Отсюда видно, что это уравнения эквивалентно уравнению (1.2.3), используемому в работах [9] и [10], имеющий вид:

$$I_{lin 0} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} \cdot V_{ds}.$$

Соответствующая дифференциальная проводимость для линейного режима ОПТ определяющей уравнением (1.2.4):

$$g_{ch 0} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} = \frac{K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+1}}{1 + R_T K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+1}}.$$

Соответствующая крутизна для линейного режима ОПТ определяется уравнением (1.2.6) или (1.2.7):

$$g_{mlin 0} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}}}{1 + g_{CH}(V_{gt})R_T} \cdot (V_{ds} - I_{lin 0} R_T),$$

$$\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{GT}^\gamma = \frac{\gamma + 1}{V_{GT}} g_{CH}.$$

Мы можем рассматривать уравнение (1.2.3) как результат линеаризации [75, 76] уравнения (1.4.5) по члену  $I_{lin}$ . Однако, если более последовательно использовать два первых члена разложения Тейлора [77, 78] для  $g_{CH}$  в уравнении (1.4.5), то для такой линеаризации получаем [79-81]:

$$g_{CH}(V_{GT})|_{V_{gt} - I_{lin} R_S} \approx g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S. \quad (2.1.2)$$

Вместо уравнения (2.1.1) имеем:

$$I_{lin} \approx \left[ g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S \right] \cdot (V_{ds} - I_{lin} R_T). \quad (2.1.3)$$

Причиной учета второго слагаемого в разложении Тейлора является то, что слагаемое первого порядка разложения Тейлора  $\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S$  после умножения на множитель  $V_{ds} - I_{lin} R_T$  будет давать линейное значение по члену

$I_{lin}, \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S \cdot V_{ds}$  в дополнение к линейному по  $I_{lin}$  члену  $g_{CH}(V_{gt}) \cdot$

$I_{lin} R_T$  в (2.1.1). Второй порядок по члену  $I_{lin}, \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin}^2 \cdot R_S \cdot R_T$  возникающий

после умножения, мы можем отбросить, так как мы собираем только линейные по  $I_{lin}$  члены при линеаризации уравнения (1.4.5) [82, 83]. Следовательно, мы можем переписать (2.1.3) с учетом только линейности по членам  $I_{lin}$  как

$$I_{lin} \approx g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} - \left[ g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin}. \quad (2.1.4)$$

Далее, мы можем заменить  $\approx$  в  $I_{lin}$  на  $I_{lin1}$  и переписать это уравнение как

$$I_{lin1} = g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} - \left[ g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin1}. \quad (2.1.5)$$

Мы можем переписать это уравнение следующим образом:

$$I_{lin1} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}} \cdot V_{ds}. \quad (2.1.6)$$

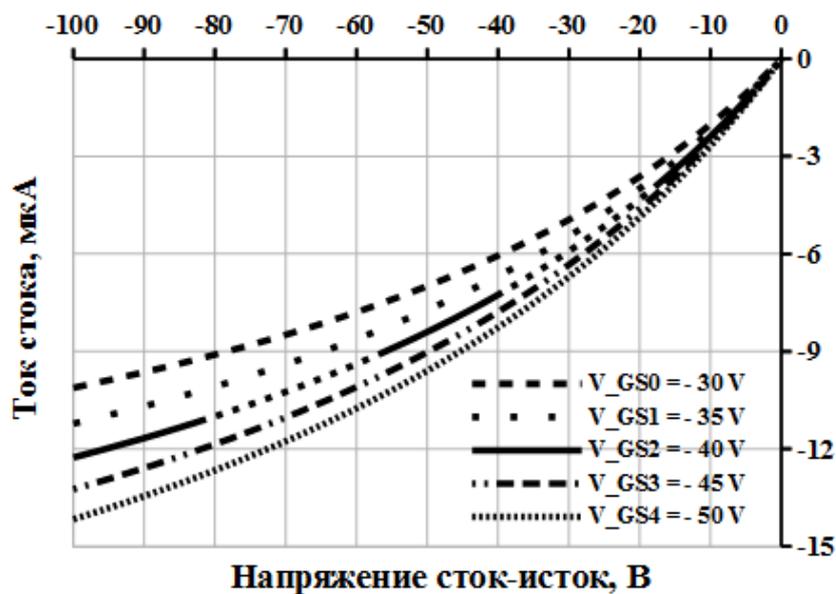


Рисунок 2.1 – Зависимость ток стока от напряжения стока для напряжений затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для нелинейного уравнения при компактном моделировании линейного режима с учётом сопротивлений стока и истока

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.5) по отношению к «внешнему» напряжению стока  $V_{ds}$ , а затем выразить дифференциальную проводимость  $g_{ch1} = \partial I_{lin1} / \partial V_{ds}$ :

$$g_{ch1} = \frac{g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot I_{lin1}}{1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}} \quad (2.1.7)$$

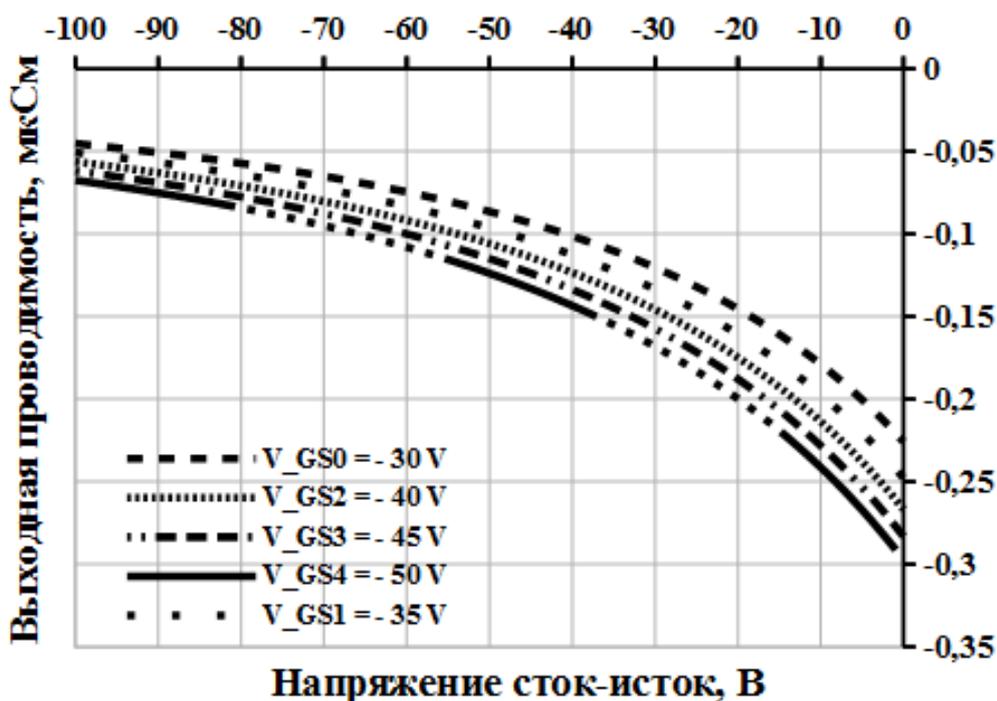


Рисунок 2.2 – Зависимости дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для нелинейного уравнения при компактном моделировании линейного режима с учётом сопротивлений стока и истока

После прямого дифференцирования уравнения (2.1.5) или после подстановки  $I_{lin1}$  из (2.1.6) в (2.1.7) мы можем получить другую форму уравнения для дифференциальной проводимости:

$$g_{ch1} = \frac{g_{CH}(V_{gt}) \cdot (1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T)}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right]^2} \quad (2.1.8)$$

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.5) по отношению к «внешнему» напряжению затвора  $V_{gs}$ , а затем выразить крутизну  $g_{mlin 1} = \partial I_{lin 1} / \partial V_{gs} = \partial I_{lin 1} / \partial V_{gt}$ :

$$g_{mlin 1} = \frac{\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot (V_{ds} - I_{lin 1} \cdot R_T) - \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot I_{lin 1} \cdot R_S \cdot V_{ds}}{1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}}. \quad (2.1.9)$$

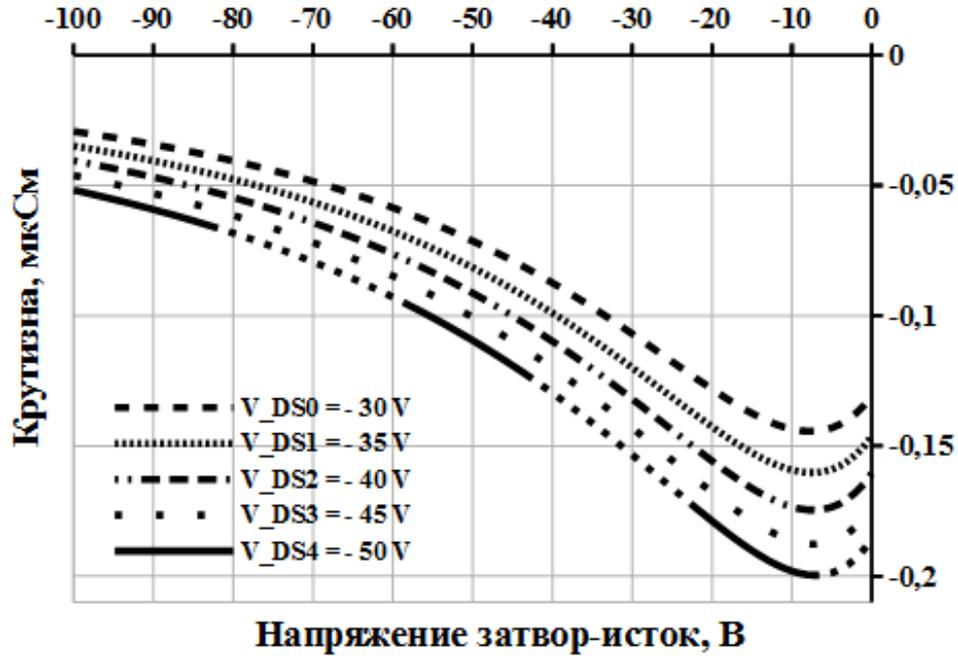


Рисунок 2.3 – Зависимость крутизны от напряжения затвора для напряжений сток-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (самая низкая кривая) с шагом - 5В, для нелинейного уравнения при компактном моделировании линейного режима с учётом сопротивлений стока и истока

После прямого дифференцирования уравнения (2.1.5) или после подстановки  $I_{lin 1}$  из (2.1.6) в (2.1.9) мы можем получить другую форму уравнения для крутизны:

$$g_{mlin 1} = \frac{\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot \left( 1 + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right) - g_{CH}(V_{gt}) \cdot \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right]^2}. \quad (2.1.10)$$

Для справки:

$$g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+1}, \quad (2.1.11)$$

$$\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} = \frac{\gamma+1}{V_{gt}} g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma+1) V_{gt}^\gamma, \quad (2.1.12)$$

$$\left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} = \frac{\gamma(\gamma+1)}{V_{gt}^2} g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} \gamma(\gamma+1) V_{gt}^{\gamma-1}. \quad (2.1.13)$$

Далее мы реализуем более последовательный подход. Здесь существует аналогия между уравнениями (1.2.3) и (2.1.6). Как обсуждалось в предыдущем параграфе (см. уравнение (2.1.1)), уравнение (1.2.3) может быть получено после разложения Тейлора для  $g_{CH}$  в уравнении (1.4.5) только с первым членом. Уравнение (2.1.6) было получено после разложения Тейлора для  $g_{CH}$  с двумя первыми членами. Только первый порядок по слагаемым  $I_{lin}$  был собран для получения уравнения (2.1.6) [84-86].

Следовательно, мы будем использовать разложение Тейлора для  $g_{CH}$  в уравнении (1.4.5) с двумя первыми членами, как мы это делали в предыдущем параграфе (см. уравнение (2.1.2)) [87-89]:

$$g_{CH}(V_{gt} - I_{lin} R_S) \approx g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S.$$

Мы можем подставить это уравнение в уравнение (1.4.5). У нас есть приближенное уравнение (2.1.3), который выглядит так:

$$I_{lin} \approx \left[ g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} \cdot R_S \right] \cdot (V_{ds} - I_{lin} \cdot R_T).$$

Теперь мы не будем отбрасывать второй порядок по члену  $I_{lin}$ , для  $\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin}^2 \cdot R_S \cdot R_T$ , возникающему после умножения, поскольку мы будем собирать не только линейные по слагаемую  $I_{lin}$ , но и будем учитывать и второй порядок по

члену  $I_{lin}$ . Мы можем заменить  $\approx$  в  $=$ ,  $I_{lin}$  на  $I_{lin 2}$  и переписать это уравнение в таком виде:

$$I_{lin 2} = \left[ g_{CH}(V_{gt}) - \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot I_{lin 2} \cdot R_S \right] \cdot (V_{ds} - I_{lin 2} \cdot R_T). \quad (2.1.14)$$

$$I_{lin 2} = g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} - \left[ g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin 2} + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T \cdot I_{lin 2}^2. \quad (2.1.15)$$

Далее мы можем переписать это уравнение в виде квадратного уравнения, решение которого даст  $I_{lin 2}$  в виде нелинейного приближения тока стока в линейном режиме [90]:

$$\frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T \cdot I_{lin 2}^2 - \left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin 2} + g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} = 0. \quad (2.1.16)$$

Отсюда мы можем найти выражений для коэффициентов квадратного уравнения:

$$a_2 = \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T, \quad (2.1.17)$$

$$b_2 = - \left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right], \quad (2.1.18)$$

$$c_2 = g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds}. \quad (2.1.19)$$

Решение квадратного уравнения дает «внешнее» нелинейное уравнение для тока стока в линейном режиме:

$$I_{lin 2} = - \frac{b_2}{2a_2} - \sqrt{\left( \frac{b_2}{2a_2} \right)^2 - \frac{c_2}{a_2}}. \quad (2.1.20)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.15) по отношению к

«внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ , а затем выразить дифференциальную проводимость  $g_{lin2} = \partial I_{lin2} / \partial V_{ds}$ :

$$g_{lin2} = \frac{g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot I_{lin2}}{1 + \left( g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot I_{lin2} \right) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot (V_{ds} - I_{lin2} \cdot R_T)}. \quad (2.1.21)$$

Для крутизны, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.15) по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ , а затем выразить крутизну  $g_{mlin2} = \partial I_{lin2} / \partial V_{gs} = \partial I_{lin2} / \partial V_{gt}$ :

$$g_{mlin2} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot V_{ds} - \left( \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_T + \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right) \cdot I_{lin2} + \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T I_{lin2}^2}{1 + g_{CH}(V_{gt}) R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T 2 I_{lin2}}. \quad (2.1.22)$$

Теперь мы можем реализовать более последовательный подход, и мы будем использовать разложение Тейлора [91-93] для  $g_{CH}$  в уравнении (1.4.5) с учетом трех первых членов разложения, который выглядит так:

$$g_{CH}(V_{gt}) \Big|_{V_{gt} - I_{lin} R_S} \approx g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin} R_S + \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot (I_{lin} \cdot R_S)^2. \quad (2.1.23)$$

Подставляя этого уравнения в уравнение (1.4.5) получаем:

$$I_{lin} \approx \left[ g_{CH}(V_{gt}) - \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S I_{lin} + \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot (R_S \cdot I_{lin})^2 \right] \cdot [V_{ds} - R_T \cdot I_{lin}]. \quad (2.1.24)$$

Теперь оставим в этом уравнении первые нелинейные члены  $I_{lin}$ . Третий порядок по члену  $I_{lin}$  для  $\left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot I_{lin}^3 R_S^2 R_T$ , возникающий после умножения, мы можем отбросить, поскольку мы собираем только линейные и квадратные по  $I_{lin}$

члены в уравнении (2.1.24) [94, 95]. Следовательно, мы можем переписать (2.1.24) с учетом только линейного и квадратного на условиях  $I_{lin}$  как

$$I_{lin} \approx g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} - \left[ g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right] \cdot I_{lin} + \left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 V_{ds} \right] \cdot I_{lin}^2. \quad (2.1.25)$$

Теперь, мы можем заменить  $\approx$  в  $=$ ,  $I_{lin}$  на  $I_{lin3}$  и переписать это уравнение как

$$I_{lin3} \approx g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} - \left[ g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right] \cdot I_{lin3} + \left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 V_{ds} \right] \cdot I_{lin3}^2. \quad (2.1.26)$$

Затем мы можем переписать это уравнение в виде квадратного уравнения [96], решение которого даст  $I_{lin3}$  как более сложную, чем (2.1.6) нелинейная приближения тока стока в линейном режиме, полезная для компактного моделирования:

$$\left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 V_{ds} \right] \cdot I_{lin3}^2 - \left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right] \cdot I_{lin3} + g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} = 0. \quad (2.1.27)$$

Отсюда, мы можем вырезать выражений для коэффициентов квадратного уравнения:

$$a_2 = R_S \cdot R_T \cdot \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} + R_S^2 \cdot V_{ds} \cdot \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}}, \quad (2.1.28)$$

$$b_2 = - \left[ 1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt}) + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right], \quad (2.1.29)$$

$$c_2 = g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds}. \quad (2.1.30)$$

Решение квадратного уравнения дает нелинейное «внешнее» уравнение для тока стока в линейном режиме:

$$I_{lin\ 3} = -\frac{b_2}{2a_2} - \sqrt{\left(\frac{b_2}{2a_2}\right)^2 - \frac{c_2}{a_2}}. \quad (2.1.31)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.26) по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ , а затем выразим дифференциальную проводимость  $g_{ch3} = \partial I_{lin\ 3} / \partial V_{ds}$ :

$$g_{ch3} = \frac{\left[ g_{CH}(V_{gt}) - \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S I_{lin\ 3} + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 I_{lin\ 3}^2 \right]}{\left[ 1 + \left( g_{CH}(V_{gt}) - 2 \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S I_{lin\ 3} \right) R_T + \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S - 2 \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 I_{lin\ 3} \right) V_{ds} \right]}. \quad (2.1.32)$$

Для крутизны, мы можем взять производную с обеих сторон уравнения (2.1.26) по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ , а затем выразить крутизну  $g_{mlin\ 3} = \partial I_{lin\ 3} / \partial V_{gs} = \partial I_{lin\ 3} / \partial V_{gt}$ :

$$g_{mlin\ 3} = \frac{\left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot V_{ds} - \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} \right) \cdot I_{lin\ 3} + \left( \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T + \frac{\partial^3 g_{CH}}{\partial V_{GT}^3} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 V_{ds} \right) I_{lin\ 3}^2 \right]}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S V_{ds} - \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 V_{ds} \right) \cdot 2 I_{lin\ 3} \right]}, \quad (2.1.33)$$

$$\frac{\partial^3 g_{CH}}{\partial V_{GT}^3} \Big|_{V_{gt}} = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} \gamma (\gamma^2 - 1) V_{gt}^{\gamma-2} = \frac{\gamma (\gamma^2 - 1)}{V_{gt}^3} g_{CH}(V_{gt}). \quad (2.1.34)$$

## 2.2 Применение итерационного метода для моделирования линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока

В этом параграфе мы разработаем более общий подход к компактному моделированию тока стока в линейном режиме ОПТ, учитывающий нелинейную зависимость от «внешнего» напряжения сток-исток  $V_{ds}$ . Для начала рассмотрим «внешнее» уравнение (1.4.5) в неявном виде:

$$I_{lin} = g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S) \cdot (V_{ds} - I_{lin}R_T).$$

Этой уравнению можно решить с помощью разнообразных численных методов. Для разработки компактной модели сначала применим метод итераций для решения уравнения (1.4.5) [97]. Тогда мы сможем использовать выбранного результат числа первых итераций в качестве исходных данных для уравнения компактной модели, которое мы разработаем. Чтобы использовать метод итераций, мы можем переписать (1.4.5) в виде:

$$I_{lin} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S) \cdot V_{ds}}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S)}. \quad (2.2.1)$$

Теперь мы можем использовать это уравнение для итераций:

$$I_{lin, i+1} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, i} \cdot R_S) \cdot V_{ds}}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, i} \cdot R_S)}. \quad (2.2.2)$$

Для  $i = 0$  (нулевая итерация) мы можем взять

$$I_{lin, i=0} = 0. \quad (2.2.3)$$

Для  $i = 1$  (первая итерация) мы можем взять

$$I_{lin, i=1} = I_{lin 0} = g_{ch0} \cdot V_{ds} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt})} \cdot V_{ds}. \quad (2.2.4)$$

Отметим, что первая итерация в расчете тока в линейном режиме совпадает с уравнениями (1.2.3) и (1.2.4) для простейшего учета контактных сопротивлений в работах [9] и [10]. Для  $i = 2$  (вторая итерация) имеем:

$$I_{lin, i+2} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, 1} \cdot R_S) \cdot V_{ds}}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, 1} \cdot R_S)} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, 0} \cdot R_S) \cdot V_{ds}}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, 0} \cdot R_S)}. \quad (2.2.5)$$

Используя этот метод можно найти результаты для любого числа итерации, например до n-го:

$$I_{lin, i+n} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, n-1} \cdot R_S) \cdot V_{ds}}{1 + R_T \cdot g_{CH}(V_{gt} - I_{lin, n-1} \cdot R_S)}. \quad (2.2.6)$$

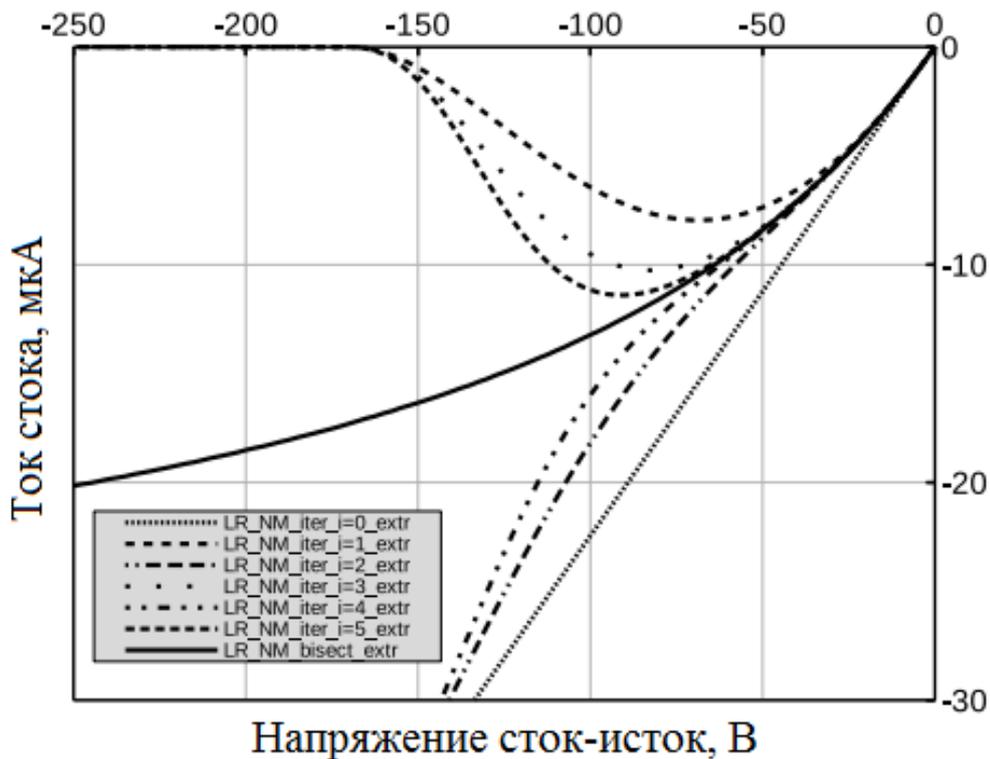


Рисунок 2.4 – Зависимости ток стока в линейном режиме от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Другие линии для метода итераций с разными числами итераций  $i=0 \dots 5$

### 2.3 Построение нелинейной аппроксимации при компактном моделировании линейного режима органического полевого транзистора с учётом сопротивлений стока и истока с использованием итерационного метода для получения начального приближения

Для компактного моделирования электронных устройств используются уравнения, которые решаются в квадратурах, а не численно. Соответственно, мы можем линеаризовать выражения для  $g_{CH}$  в уравнении (1.4.5):

$$g_{CH}(V_{GT} + dV_{GT}) = g_{CH}(V_{GT}) + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{GT}} dV_{GT}. \quad (2.3.1)$$

В качестве начального значения для асимптотики тока стока в режиме насыщения возьмем ток  $I_{lin, i}$ , определенный для фиксированного числа итераций  $i$ , которые мы выбрали с помощью уравнения (2.2.2). На практике расчеты показывают, что, если  $i = 0$  и начальное значение для асимптотики тока стока  $I_{lin, i=0}$ , существует приемлемая точность. Это соответствует выбору начального приближения  $I_{lin 0}$  (см. уравнение (1.2.3)). Начальное значение для «внутреннего» напряжения на затворе определяется как:

$$V_{GT, i} = V_{gt} - I_{lin, i} R_S. \quad (2.3.2)$$

Таким же образом мы можем определить начальное значение для «внутреннего» напряжения на стоке:

$$V_{DS, i} = V_{ds} - I_{lin, i} R_T. \quad (2.3.3)$$

Ток стока может быть представлен как сумма стартового тока  $I_{lin, i}$  и некоторого приращения тока  $dI_{lin}$ :

$$I_{lin} = I_{lin, i} + dI_{lin}. \quad (2.3.4)$$

Центрированное напряжение затвора равно:

$$V_{GT} = V_{gt} - I_{lin} R_S = V_{gt} - \{I_{lin, i} + dI_{lin}\} R_S = V_{GT, i} - dI_{lin} R_S = V_{GT, i} + dV_{GT}, \quad (2.3.5)$$

$$dI_{lin} = I_{lin} - I_{lin, i}, \quad (2.3.6)$$

$$dV_{GT} = -dI_{lin}R_S = -(I_{lin} - I_{lin, i})R_S. \quad (2.3.7)$$

Кроме того, у нас есть

$$V_{DS} = V_{DS} - I_{lin}R_T = V_{ds} - \{I_{lin, i} + dI_{lin}\}R_T = V_{DS, i} - dI_{lin}R_T = V_{DS, i} + dV_{DS}, \quad (2.3.8)$$

$$dV_{DS} = -dI_{lin}R_T = -(I_{lin} - I_{lin, i})R_T. \quad (2.3.9)$$

С учетом (2.3.1), (2.3.4), (2.3.5) и (2.3.9) уравнение (1.4.5) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{lin} &= g_{CH}(V_{gt} - I_{lin}R_S) \cdot (V_{ds} - I_{lin}R_T) = g_{CH}(V_{gt} - \{I_{lin, i} + dI_{lin}\}R_S) \cdot \\ &(V_{ds} - \{I_{lin, i} + dI_{lin}\}R_T) = g_{CH}(\{V_{gt} - I_{lin, i}R_S\} - dI_{lin}R_S) \cdot (\{V_{ds} - I_{lin, i}R_T\} - \\ dI_{lin}R_T) &= g_{CH}(V_{GT, i} + dV_{GT}) \cdot (V_{DS, i} + dV_{DS}) \approx \left[ g_{CH}(V_{GT, i}) + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} dV_{GT} + \right. \\ \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{GT, i}} dV_{GT}^2 &\left. \right] \cdot [V_{DS, i} + dV_{DS}] = \left[ g_{CH}(V_{GT, i}) - \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S \cdot (I_{lin} - I_{lin, i}) + \right. \\ \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot (R_S(I_{lin} - I_{lin, i}))^2 &\left. \right] \cdot [V_{DS, i} - R_T(I_{lin} - I_{lin, i})]. \quad (2.3.10) \end{aligned}$$

Рассмотрим только последнюю строку в этих расчетах. Третий порядок на  $I_{lin} - I_{lin, i}$ , член  $\frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_T \cdot R_S^2 \cdot (I_{lin} - I_{lin, i})^3$ , возникающие после умножения, мы отбрасываем, потому что собираем только линейные и квадратные по  $I_{lin} - I_{lin, i}$  слагаемые [98]. Теперь мы заменим  $\approx$  в  $=$  и  $I_{lin}$  на  $I_{lin\text{ см}}$ . Отсюда, мы получаем квадратное уравнение, которое определяет  $I_{lin\text{ см}}$  для компактного моделирования:

$$\left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S^2 \cdot V_{DS, i} \right] \cdot (I_{linCM} - I_{lin, i})^2 - \left[ 1 + g_{CH}(V_{GT, i}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S \cdot V_{DS, i} \right] \cdot (I_{linCM} - I_{lin, i}) + g_{CH}(V_{GT, i}) \cdot V_{DS, i} - I_{lin, i} = 0 \quad (2.3.11)$$

Отсюда, мы можем найти выражение для коэффициентов квадратного уравнения:

$$a = \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S^2 \cdot V_{DS, i}, \quad (2.3.12)$$

$$b = - \left[ 1 + g_{CH}(V_{GT, i}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{GT, i}} \cdot R_S \cdot V_{DS, i} \right], \quad (2.3.13)$$

$$c = g_{CH}(V_{GT, i}) \cdot V_{DS, i} - I_{lin, i}. \quad (2.3.14)$$

Решение квадратного уравнения дает «внешнее» нелинейное уравнение для тока стока в линейном режиме, полезное для компактного моделирования:

$$I_{linCM} = I_{lin, i} - \frac{b}{2a} - \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}}. \quad (2.3.15)$$

Напоминаем, что в общем случае принятия  $I_{lin, i}$  ( $i$ -й итерации для тока стока в линейном режиме) в качестве исходных данных для расчета  $I_{linCM}$ , нелегко получить точные уравнения для дифференциальной проводимости и крутизны:

$$g_{chCM} = \partial I_{linCM} / \partial V_{ds},$$

$$g_{mlinCM} = \partial I_{linCM} / \partial V_{gs}.$$

Следовательно, для получения точных уравнений для дифференциальной проводимости и крутизны необходимо найти частные производные от  $I_{linCM}$  на  $V_{ds}$  и  $V_{gs}$ . Однако для оценки дифференциальной проводимости для линейного режима работы ОПТ мы будем использовать уравнение (1.4.17), путем

подстановки в одном  $I_{lin\ CM}$  из уравнения (2.3.15), используемого для компактного моделирования вместо  $I_{lin}$ :

$$g_{ch\ CM} \approx \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S)}{1 + R_S \cdot \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S} \cdot (V_{ds} - I_{lin\ CM} R_T) + g_{CH}(V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S) R_T} \quad (2.3.16)$$

$$\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S} = \frac{\gamma + 1}{V_{gt}} g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{gt}^\gamma$$

Чтобы оценить крутизну в линейном режиме ОПТ, мы можем использовать уравнение (1.4.26), подставив вместо  $I_{lin}$ ,  $I_{lin\ CM}$  из уравнения (2.3.15), используемое для компактного моделирования:

$$g_{mlin\ CM} \approx \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S} \cdot (V_{ds} - I_{lin\ CM} R_T)}{1 + R_S \cdot \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S} \cdot (V_{ds} - I_{lin\ CM} R_T) + g_{CH}(V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S) R_T}, \quad (2.3.17)$$

$$\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{lin\ CM} R_S} = \frac{\gamma + 1}{V_{gt}} g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{gt}^\gamma.$$

Если мы возьмем нулевую итерацию (2.2.3)  $I_{lin, i=0} = 0$  в качестве начальных данных для компактного моделирования с уравнением (2.3.11), то начальное значение для «внутреннего» напряжения на затворе будет:

$$V_{GT, 0} = V_{gt}. \quad (2.3.18)$$

Таким же образом мы можем определить начальное значение для «внутреннего» напряжения на стоке:

$$V_{DS, 0} = V_{ds}. \quad (2.3.19)$$

Уравнение (2.3.11) преобразуется в

$$\left[ \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T + \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin\ CM 0}^2 - \left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin\ CM 0} + g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} = 0 \quad (2.3.20)$$

Напоминаем, что это уравнение такое же, как и уравнение (2.1.27), с той лишь разницей в обозначении тока стока в линейном режиме, что и  $I_{linCM0}$  в (2.3.20) и  $I_{lin3}$  в (2.1.27):

$$\left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin3}^2 - \left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{lin3} + g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} = 0.$$

В этом случае, как было показано ранее, достаточно просто получить точные уравнения для дифференциальной проводимости и крутизны (см. уравнения (2.1.32) и (2.1.33)):

$$g_{ch3} = \frac{\left[ g_{CH}(V_{gt}) - \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot I_{lin3} + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot I_{lin3}^2 \right]}{\left[ 1 + \left( g_{CH}(V_{gt}) - 2 \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot I_{lin3} \right) \cdot R_T + \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S - 2 \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot I_{lin3} \right) \cdot V_{ds} \right]}. \quad (2.3.21)$$

$$g_{mlin3} = \frac{\left[ \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot V_{ds} - \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right) \cdot I_{lin3} + \left( \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T + \frac{\partial^3 g_{CH}}{\partial V_{GT}^3} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot V_{ds} \right) \cdot I_{lin3}^2 \right]}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} - \left( \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot R_T + \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S^2 \cdot V_{ds} \right) \cdot 2I_{lin3} \right]}. \quad (2.3.22)$$

Напоминаем, что если мы соберем только линейные по  $I_{linCM0}$  члены в уравнении (2.3.20), то получим уравнение

$$\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right] \cdot I_{linCM0} - g_{CH}(V_{gt}) \cdot V_{ds} = 0. \quad (2.3.23)$$

Мы можем преобразовать это уравнение в эту форму:

$$I_{linCM0} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}} \cdot V_{ds}. \quad (2.3.24)$$

Обратите внимание, что это уравнение такое же, как и в уравнение (2.1.6), с той лишь разницей в обозначении тока стока в линейном режиме, что и  $I_{linCM0}$  в (2.3.24) и  $I_{lin1}$  в (2.1.6):

$$I_{lin1} = \frac{g_{CH}(V_{gt})}{1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}} \cdot V_{ds}.$$

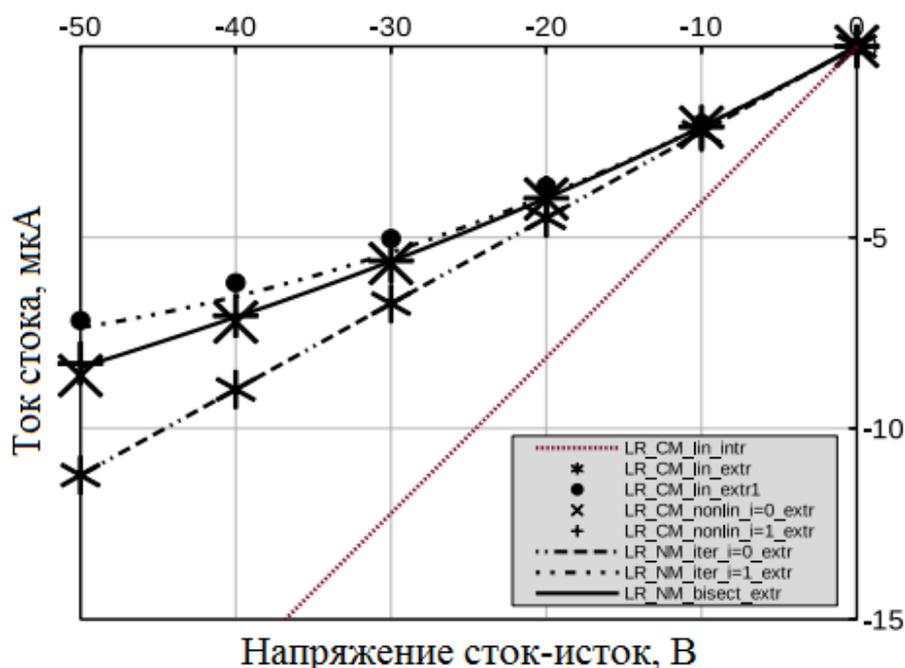


Рисунок 2.5 – Зависимости ток стока в линейном режиме от напряжения стока для напряжения затвор-исток  $-50\text{В}$ , для пентацевого ОПТ с общим сопротивлением  $2,4\text{МОм}$  и  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ . Ультратонкая пунктирная линия – внутренняя модель, \* точки для компактной модели с учетом полного сопротивления в линейном режиме для линейного приближения. 2 точки 3 пунктирная линия для итераций с  $i = 0$  (что соответствует предыдущей компактной модели с учетом полного сопротивления в линейном режиме для линейного приближения). X точки за предложенную компактную модель с внешним случаем с нелинейным приближением в линейном режиме, который принимает итерации с  $i = 0$  в качестве исходных данных. 2 точки 1 пунктирная линия для итераций с  $i = 1$ . + точки за предложенную компактную модель с внешним случаем с нелинейным приближением в линейном режиме, который принимает итерации с  $i = 1$  в качестве исходных данных. Сплошная линия для расчетов методом бисекции

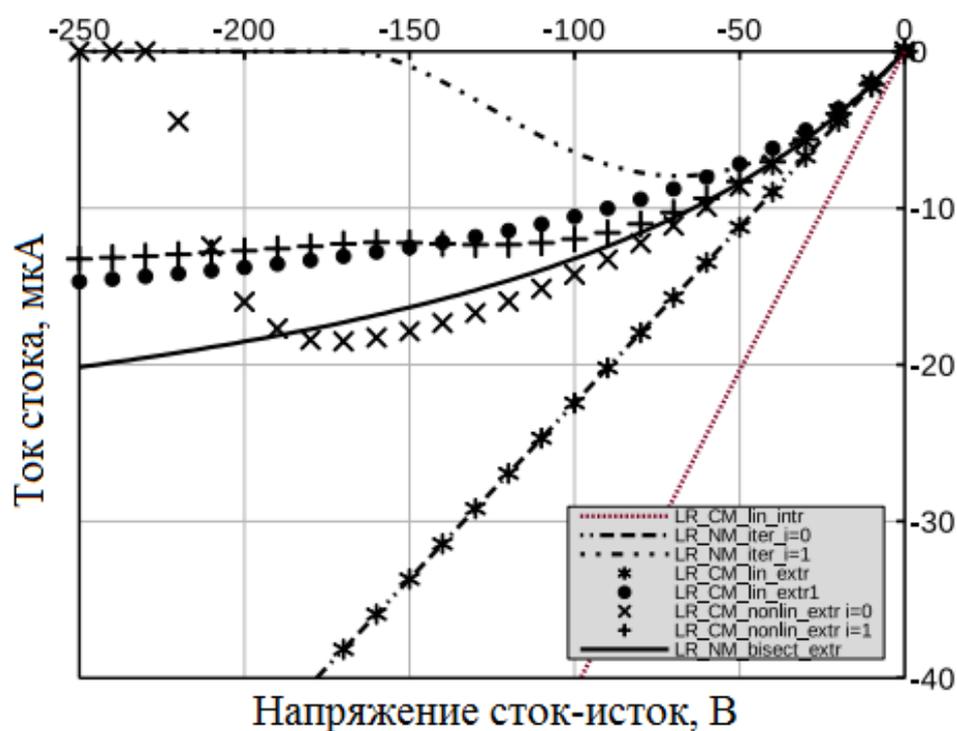


Рисунок 2.6– Зависимости ток стока в линейном режиме от напряжения стока на большом масштабе для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$

Отсюда, как было показано ранее, достаточно просто получить точные уравнения для дифференциальной проводимости и крутизны (см. уравнения (2.1.8) и (2.1.10)):

$$g_{ch1} = \frac{g_{CH}(V_{gt}) \cdot (1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T)}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right]^2},$$

$$g_{mlin1} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot \left( 1 + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right) - g_{CH}(V_{gt}) \cdot \left. \frac{\partial^2 g_{CH}}{\partial V_{GT}^2} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds}}{\left[ 1 + g_{CH}(V_{gt}) \cdot R_T + \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt}} \cdot R_S \cdot V_{ds} \right]^2}.$$

### Выводы по главе

В этом главе получены общие результаты для линейного режима ОПТ, в нелинейных приближениях, с использованием методов итерации, деления пополам и компактного моделирования. Для точек  $\times$ , предложенной компактной модели с внешним случаем с нелинейным приближением в линейном режиме, который принимает итерации с  $i = 0$  в качестве исходных данных, мы получили очень хорошее согласие с моделированием методом деления пополам только для низкого напряжения сток-исток.

Получено хорошее согласие с методом деления пополам в очень большом диапазоне напряжения сток-исток до  $-180\text{В}$ . Для высокого напряжения сток-исток в модель используемой для метода итерации с нечетными числами, наблюдается быстрое падение тока стока до нулевого значения, что плохо для использования, уравнение средней мощности для приближения общего тока стока, что в данном случае ограничивает использование для компактного моделирования для очень высокого напряжения сток-исток. Для точек  $+$ , предложенной компактной модели с внешним случаем с нелинейным приближением в линейном режиме, который принимает итерации с  $i = 1$  в качестве исходных данных, мы также можем видеть очень хорошее согласие с моделированием методом деления пополам только для низкого напряжения сток-исток. Мы видим очень хорошее согласие с методом деления пополам в очень большом диапазоне напряжения сток-исток до  $-100\text{В}$ . Однако для высокого напряжения сток-исток модель дает насыщение тока стока без резкого спада до нулевого значения, что хорошо для использования уравнения средней мощности с мощностью  $-m$  (или средним Гельдера) для приближения полного тока стока.

# ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКА СТОКА И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА

## 3.1 Общие подходы к моделированию тока стока и дифференциальной проводимости органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока

В нашей работе мы численно моделируем ток насыщения ОПТ с учетом сопротивления стока и истока методом бисекции с хорошей точностью, чтобы проверить итеративное моделирование с различным числом итераций, так и компактного моделирования, при использовании в нем начального значения тока насыщения, полученного методом итерации при различных числах итераций [99].

Подставляя уравнение (1.4.4) в уравнение для тока насыщения (1.1.9), получаем неявное уравнение для тока насыщения [99]:

$$I_{sat} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S) = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat}R_S)^{\gamma+2}. \quad (3.1.1)$$

Из этого уравнения легко получить прямую связь между «внешним» напряжением на затворе  $V_{gs}$  и значением тока стока в режиме насыщения  $I_{sat}$ :

$$V_{gs} = V_{th} + \left( \frac{1}{\alpha_S K} \frac{V_{aa}^\gamma}{\mu_0} I_{sat} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} + I_{sat}R_S. \quad (3.1.2)$$

Чтобы получить уравнение для крутизны ОПТ в режиме насыщения, мы можем взять производную тока насыщения (3.1.1) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$  [99]:

$$g_{msat} = \frac{\partial I_{sat}}{\partial V_{gs}} = \frac{g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S)}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S)R_S}. \quad (3.1.3)$$

Уравнение (3.1.1) можно использовать для вычисления тока насыщения методом итераций [100]:

$$I_{sat, i+1} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat, i}R_S)^{\gamma+2}. \quad (3.1.4)$$

Для нулевого значения итерации тока насыщения мы можем принять

$$I_{sat, i=0} = 0. \quad (3.1.5)$$

Для первой итерации имеем:

$$I_{sat, i=1} = I_{SAT}(V_{gt}) = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt})^{\gamma+2}. \quad (3.1.6)$$

Для второй итерации имеем:

$$I_{sat, i=2} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{SAT}(V_{gt})R_S) = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{SAT}(V_{gt})R_S)^{\gamma+2}. \quad (3.1.7)$$

Итерационные методы иногда используются для компактного моделирования [101], но уравнения, которые можно решить с помощью квадратуры, предпочтительнее для компактного моделирования. Для этого мы будем линеаризовать уравнение (3.1.1), чтобы получить приближенное уравнение, которое можно решить с помощью квадратуры. В качестве начального значения тока насыщения при линеаризации мы берем ток  $I_{sat, i}$ , определенный для выбранного фиксированного числа итераций  $i$  с использованием уравнения (3.1.4).

Обычно для компактного моделирования электронных устройств, когда оперативно необходимо одновременно моделировать их большое количество, желательны уравнения, которые можно решать в квадратурах, вместо того, чтобы решать их с помощью численных методов. Соответственно, мы будем линеаризовать уравнение (3.1.1), чтобы попытаться получить приближенное уравнение, которое можно решить в квадратурах. Для этого в качестве начального значения тока насыщения при линеаризации мы берем ток  $I_{sat, i}$ , определенный для выбранного фиксированного числа итераций  $i$  с помощью уравнения (3.1.4). На практике расчеты показывают, что, если  $i = 0, 2, 4, \dots$  (четные числа), существует приемлемая точность для некоторого начального диапазона значений  $V_{gs}$ , однако, когда точность хуже по сравнению со случаем  $i = 1, 3, 5, \dots$  (нечетные числа). Следовательно, допустимый выбор количества итераций –  $i=1$ .

Ток насыщения может быть представлен как сумма стартового тока  $I_{sat, i}$  и некоторого приращения тока  $dI_{sat}$  [54]:

$$I_{sat} = I_{sat, i} + dI_{sat}. \quad (3.1.8)$$

Напряжения на затворе для данного случая можно получить в таком виде:

$$V_{GT} = V_{gt} - I_{sat}R_S = V_{gt} - \{I_{sat, i} + dI_{sat}\}R_S = V_{GT, i} - dI_{sat}R_S = V_{GT, i} + dV_{GT}, \quad (3.1.9)$$

$$dI_{sat} = I_{sat} - I_{sat, i}, \quad (3.1.10)$$

$$V_{GT, i} = V_{gt} - \{I_{sat, i}R_S\}, \quad (3.1.11)$$

$$dV_{GT} = -dI_{sat}R_S = -(I_{sat} - I_{sat, i})R_S. \quad (3.1.12)$$

С помощью этих уравнений, а также уравнений (3.1.11) и (3.1.8) можно преобразовать уравнение (3.1.1) в таком виде:

$$\begin{aligned} I_{sat} &= I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S) = I_{SAT}(V_{gt} - \{I_{sat, i} + dI_{sat}\} \cdot R_S) = I_{SAT}(\{V_{gt} - \\ I_{sat, i}R_S\} - dI_{sat} \cdot R_S) &= I_{SAT}(V_{GT, i} + dV_{GT}) \approx I_{SAT}(V_{GT, i}) + \left. \frac{\partial I_{SAT}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GT, i}} dV_{GT} = \\ I_{SAT}(V_{GT, i}) + g_{mSAT}(V_{GT, i})dV_{GT} &= I_{SAT}(V_{GT, i}) - g_{mSAT}(V_{GT, i}) \cdot dI_{sat} \cdot R_S = \\ I_{SAT}(V_{GT, i}) - g_{mSAT}(V_{GT, i}) \cdot R_S \cdot [I_{sat} - I_{sat, i}] &= I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) - \\ g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) \cdot R_S \cdot [I_{sat} - I_{sat, i}]. \end{aligned} \quad (3.1.13)$$

Оставляя только последнюю строку в этих вычислениях и заменяя  $\approx$  в  $=$  и  $I_{sat}$  на  $I_{satCM}$ , мы получаем уравнение, которое определяет  $I_{satCM}$  для компактного моделирования:

$$I_{satCM} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) - g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) \cdot R_S \cdot [I_{satCM} - I_{sat, i}]. \quad (3.1.14)$$

Отсюда легко получить приближенное уравнение для тока насыщения ОПТ во «внешнем» случае и для случая нулевой дифференциальной проводимости в режиме насыщения, которое подходит для компактного моделирования [99]:

$$I_{satCM} = \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) \cdot I_{sat, i}R_S}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i}R_S) \cdot R_S}. \quad (3.1.15)$$

Используя уравнения (1.1.9) и (1.1.11) для  $I_{SAT}$  и  $g_{mSAT}$ , и как обсуждалось выше, принимая в качестве начального значение  $I_{sat, i=0} = 0$ , получим:

$$I_{satCM 0} = \frac{I_{SAT}(V_{gt})}{1 + g_{mSAT}(V_{gt}) \cdot R_S}. \quad (3.1.16)$$

Мы можем переписать это уравнение для практического расчета:

$$I_{satCM 0} = \frac{\alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+2}}{1 + \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma+2) V_{gt}^{\gamma+1}}. \quad (3.1.17)$$

Если мы возьмем в качестве начального значения  $I_{sat, i=1} = I_{SAT}(V_{gt}) = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{gt}^{\gamma+2}$ , тогда мы будем иметь:

$$I_{satCM 1} = \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i=1} R_S) + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i=1} R_S) \cdot I_{sat, i=1} \cdot R_S}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i=1} R_S) \cdot R_S}. \quad (3.1.18)$$

Если возьмем в качестве начального значения  $I_{sat, i=2} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{SAT}(V_{gt}) R_S)$ , тогда получаем:

$$I_{satCM 2} = \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat, i=2} R_S) + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i=2} R_S) \cdot I_{sat, i=2} \cdot R_S}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{sat, i=2} R_S) \cdot R_S}. \quad (3.1.19)$$

Используя внутренняя напряжения насыщения, мы можем рассчитать «внешнее» напряжение насыщения ОПТ с легкостью:

$$V_{SAT} = V_{SAT}(V_{gt} - I_{sat} R_S) = \alpha_S (V_{gt} - I_{sat} R_S) \quad (3.1.20)$$

$$V_{sat} = V_{SAT} + I_{sat} R_T = \alpha_S (V_{gt} - I_{sat} R_S) + I_{sat} R_T \quad (3.1.21)$$

$$V_{sat} = \alpha_S V_{gt} + I_{sat} ((1 - \alpha_S) R_S + R_D). \quad (3.1.22)$$

На практике расчеты показывают, что даже если мы возьмем нулевую итерацию  $i = 0$  в качестве начального значения тока насыщения, мы получим приемлемую точность для некоторого начального диапазона напряжения  $V_{gt}$ . Здесь мы можем использовать для «внешнего» тока насыщения значение, полученное любым обсуждавшийся ранее методом: методом бисекции [102, 103], итераций или с использованием уравнения для компактного моделирования [104].

Рисунок 3.1 представляет зависимости тока насыщения в зависимости от «внешнего» центрированного напряжения на затворе  $V_{gt}$ , полученные методом итераций при различном числе итераций ( $i = 1 \dots 6, 20, 21$ ) в сравнении с методом бисекции (сплошная линия). Видно, что четное количество итераций, начиная с некоторого напряжения на затворе, приводит к резкому уменьшению до нуля расчетного значения тока насыщения. При нечетном количестве итераций

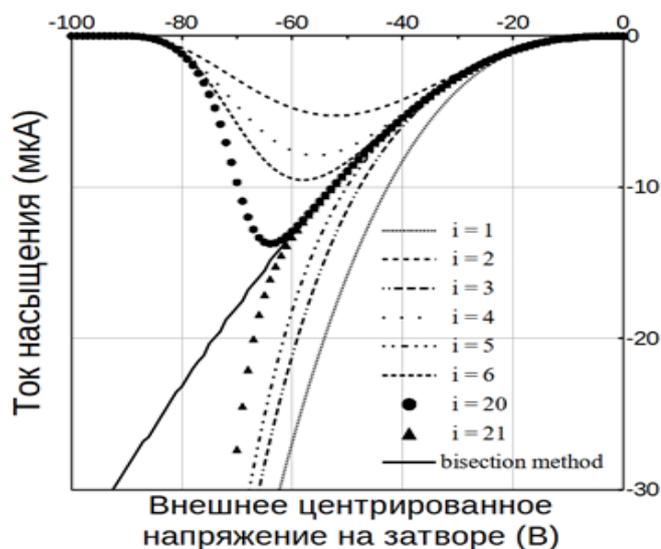


Рисунок 3.1 – Зависимость тока насыщения от «внешнего» центрированного напряжения на затворе  $V_{gt}$ , для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Другие линии для метода итераций с различными числами итераций  $i = 1 \dots 6, 20, 21$

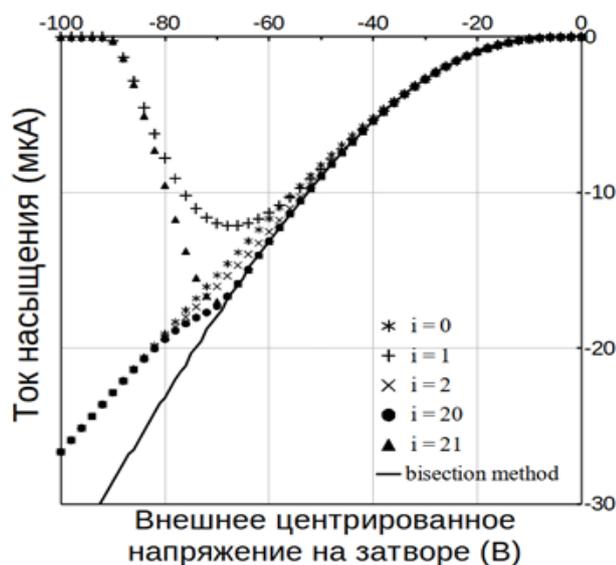


Рисунок 3.2 – Зависимости тока насыщения в зависимости от «внешнего» центрированного напряжения на затворе  $V_{gt}$ , полученные компактным моделированием с начальным значением тока насыщения, полученным методом итераций с различным числом итераций ( $i = 0, 1, 2, 20, 21$ ) в сравнении с методом бисекции (сплошная линия), для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$

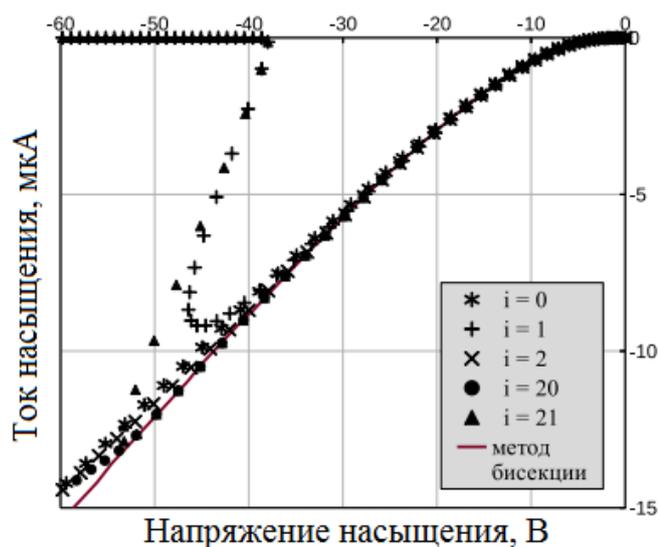


Рисунок 3.3– Зависимости тока насыщения от напряжения насыщения  $V_{sat}$ , полученные компактным моделированием с начальным значением тока насыщения, полученным методом итераций с различными числами итераций ( $i = 0, 1, 2, 20, 21$ ) в сравнении с методом бисекции (сплошная линия), для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$

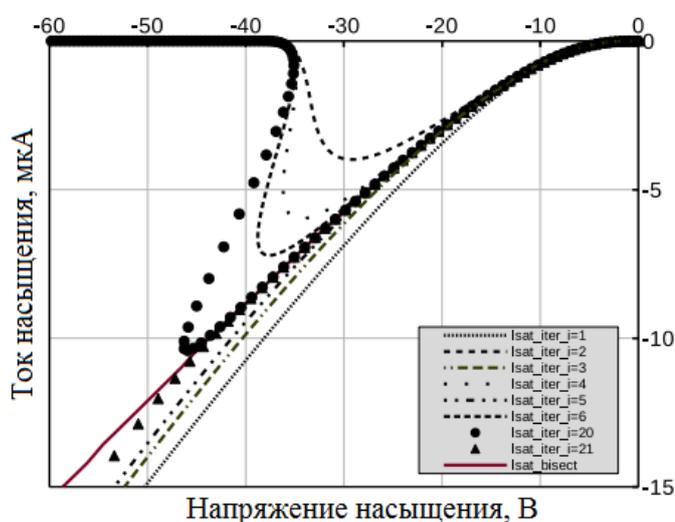


Рисунок 3.4 – Зависимость тока насыщения от напряжения насыщения  $V_{sat}$  для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Другие строки для метода итераций с разными числами итераций  $i = 1 \dots 6, 20, 21$

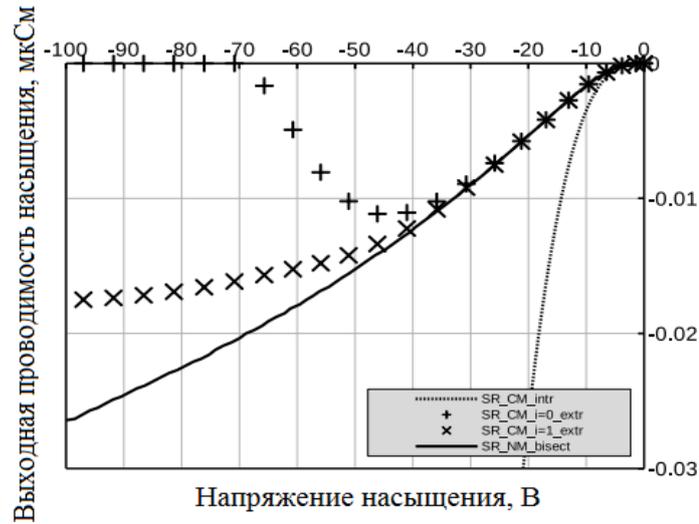


Рисунок 3.5 – Зависимость дифференциальной проводимости в «точке насыщения» от  $V_{sat}$ , для ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Пунктирная линия для внутренней компактной модели, + предлагаемая внешняя компактная модель, которая в качестве начальной точки принимает  $i = 0$ . × точки предложенной внешней компактной модели, которая берет результат  $i = 1$  в качестве начальной точки. Сплошная линия - метод бисекции

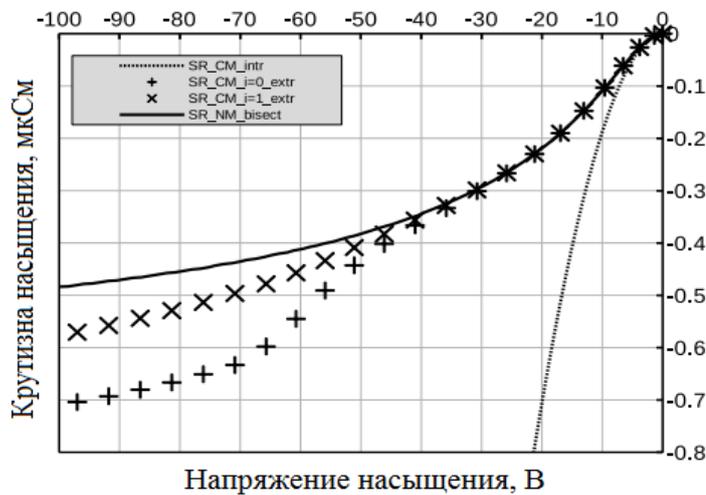


Рисунок 3.6 – Зависимость крутизны в «точке насыщения» от  $V_{sat}$ , для ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Пунктирная линия для внутренней компактной модели, + предлагаемая внешняя компактная модель, которая в качестве начальной точки принимает  $i = 0$ . × точки за предложенную внешнюю компактную модель, которая берет  $i = 1$  в качестве начальной точки. Сплошная линия - метод бисекции

наблюдается некоторое увеличение расчетного значения тока насыщения в сравнении с методом бисекции [105].

Рисунок 3.2 представляет зависимости тока насыщения в зависимости от «внешнего» центрированного напряжения на затворе  $V_{gt}$ , полученные компактным моделированием с начальным значением тока насыщения, полученным методом итераций с различным числом итераций ( $i = 0, 1, 2, 20, 21$ ) в сравнении с методом бисекции (сплошная линия). Компактное моделирование с использованием уравнения (3.1.17) ( $i = 0$ ) представлено звездочками \*, с использованием уравнения (3.1.18) ( $i = 1$ ) – плюсами +, с использованием уравнения (3.1.19) ( $i = 2$ ) – знаком умножения ×, итераций при  $i = 21$  – треугольниками ▲. Все зависимости в достаточно большом диапазоне напряжений на затворе хорошо совпадают с расчетом методом деления пополам.

Рисунок 3.3 представляет зависимости тока насыщения в зависимости от «внешнего» напряжения насыщения  $V_{sat}$ , полученные компактным моделированием с начальным значением тока насыщения, полученным методом с использованием уравнения (3.1.15) с начальным значением тока насыщения, полученным методом итераций при  $i = 20$  – кружками ●, с использованием уравнения (3.1.15) с начальными значением тока насыщения, полученным методом итераций с различным числом итераций ( $i = 0, 1, 2, 20, 21$ ) в сравнении с методом бисекции (сплошная линия). Уравнения и символы, использованные для расчета и представления результатов, соответствуют описанию используемых уравнений и символов на рисунке 3.2.

### **3.2 Расчёт тока стока и дифференциальной проводимости органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока в «точке насыщения»**

Для получения асимптотики и ненулевая дифференциальная проводимость в «точке насыщения», используем «внутреннее» центрированное напряжение на затворе  $V_{GT}$ , выраженное с помощью уравнения (1.4.4), и «внутреннее»

напряжение между стоком и истоком  $V_{DS}$ , выраженное с помощью уравнения (1.4.3), в уравнение для асимптотики тока стока в режиме насыщения (1.1.15) и, обозначая ток, протекающий через транзистор, как  $I_{asy}$ , получаем [106, 107]:

$$I_{asy} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S) \cdot \left(1 + \lambda(V_{ds} - I_{asy}R_T - V_{SAT}(V_{gt} - I_{asy}R_S))\right) \quad (3.2.1)$$

Зависимость  $I_{asy}$  от  $V_{ds}$ , при заданном  $V_{gt}$ , проходит через «точку насыщения» ( $I_{sat}$ ,  $V_{sat}$ ), рассчитываемую по уравнениям (3.1.16) и (3.1.22), при заданном  $V_{gt}$ . «Внешняя» асимптотическая дифференциальная проводимость ОПТ в режиме насыщения определяется так:

$$g_{asy} = \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}}. \quad (3.2.2)$$

Для того чтобы её найти, продифференцируем обе части уравнения (3.2.1) по «внешнему» напряжению  $V_{ds}$ :

$$\frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} = \frac{\partial I_{SAT}}{\partial V_{GT}} \frac{\partial V_{GT}}{\partial V_{ds}} \left(1 + \lambda(V_{ds} - I_{asy}R_T - V_{SAT})\right) + \lambda I_{SAT} \left(1 - \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} R_T - \frac{\partial V_{SAT}}{\partial V_{GT}} \frac{\partial V_{GT}}{\partial V_{ds}}\right). \quad (3.2.3)$$

Дифференцируя уравнение (1.4.4), и полагая  $I = I_{asy}$ , получаем:

$$\frac{\partial V_{GT}}{\partial V_{ds}} = -\frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} R_S. \quad (3.2.4)$$

Из уравнения (3.2.2), с учётом (1.1.11), (1.1.12), (1.1.13), (3.2.1), (3.2.2) и (3.2.4) получаем [107]:

$$g_{asy} = \frac{g_{ASY}}{1 + g_{mSAT} R_S I_{asy} / I_{SAT} + g_{ASY} (R_T - b_{mSAT} R_S)}. \quad (3.2.5)$$

Здесь аргументом всех функций  $I_{SAT}$ ,  $g_{mSAT}$ ,  $b_{mSAT}$  и  $g_{ASY}$  является  $V_{GT} = V_{gt} - I_{asy}R_S$ . Функция  $I_{asy}$  определяется уравнением (3.2.1) и зависит от  $V_{GT} = V_{gt} - I_{asy}R_S$  и от  $V_{ds}$ .

Для построения линейной аппроксимации зависимости тока стока от «внешнего» напряжения между стоком и истоком  $V_{ds}$  в режиме насыщения нам необходимо знать значение «внешней» асимптотической дифференциальной проводимости ОПТ  $g_{asy}$  в «точке насыщения» (обозначим эту величину как  $g_{sat}$ ), где  $I_{asy} = I_{sat}$  и  $V_{ds} = V_{sat}$ . При этом, мы можем использовать  $I_{sat}$  и  $V_{sat}$ , задаваемые приближенными уравнениями (3.1.16) и (3.1.22). Соответственно, уравнение (3.2.5) в «точке насыщения» переписывается следующим образом [107]:

$$g_{sat} = \frac{g_{ASY}}{1 + g_{mSAT} \cdot R_S + g_{ASY} \cdot (R_T - b_{mSAT} \cdot R_S)}. \quad (3.2.6)$$

Здесь учтено, что  $I_{sat} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S)$ , согласно уравнению  $I_{sat} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S)$ , и  $I_{asy} = I_{sat}$ , как обсуждалось выше. Аргументом всех функций  $I_{SAT}$ ,  $g_{ASY}$ ,  $g_{mSAT}$  и  $b_{mSAT}$  является  $V_{GT} = V_{gt} - I_{sat}R_S$ . Функция  $I_{sat}$  определяется уравнением (3.1.16).

Получим уравнение  $g_{sat}$  в удобной форме для анализа [107]:

$$\frac{1}{g_{sat}} = \frac{1}{g_{ASY}} + R_D + \left(1 - b_{mSAT} + \frac{g_{mSAT}}{g_{ASY}}\right) \cdot R_S, \quad (3.2.7)$$

$$\frac{1}{g_{sat}} = \frac{1}{\lambda I_{sat}} + R_D + \left(1 - \alpha_S + \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\gamma+2}{(V_{gt} - I_{sat}R_S)}\right) \cdot R_S. \quad (3.2.8)$$

Анализ этого уравнения показывает, что выходное дифференциальное сопротивление ОПТ в режиме насыщения в «точке насыщения» складывается из дифференциального сопротивления канала транзистора  $r_{ch} = 1/\lambda I_{sat}$ , сопротивления стока  $R_D$  и модифицированного сопротивления истока  $R_S^*$ , зависящего от «внутреннего» центрированного напряжения между истоком и затвором  $V_{GT}$  (см. уравнение (1.4.4)):

$$R_S^* = \left(1 - \alpha_S + \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\gamma+2}{(V_{gt} - I_{sat}R_S)}\right) \cdot R_S. \quad (3.2.9)$$

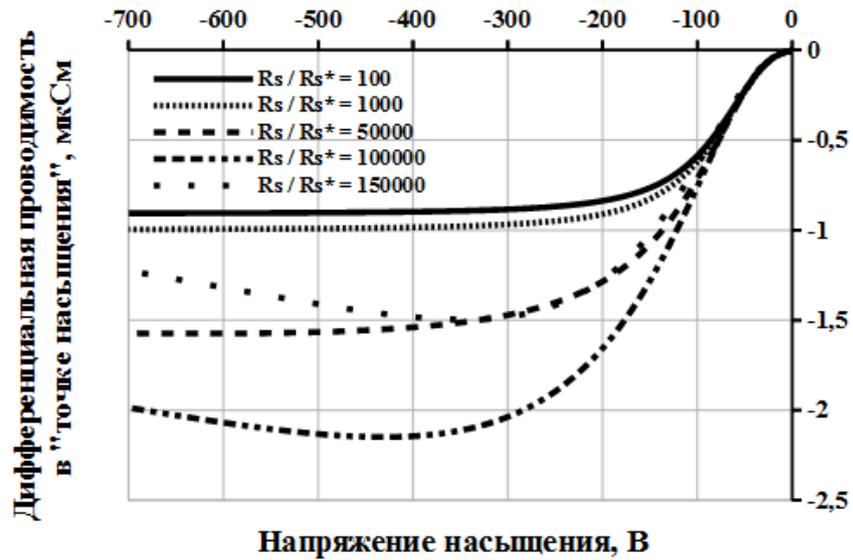


Рисунок 3.7– Зависимости дифференциальной проводимости в «точке насыщения», от напряжения насыщения (для модели BSIM3/4) для различного значения сопротивления истока  $R_S$ , при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$

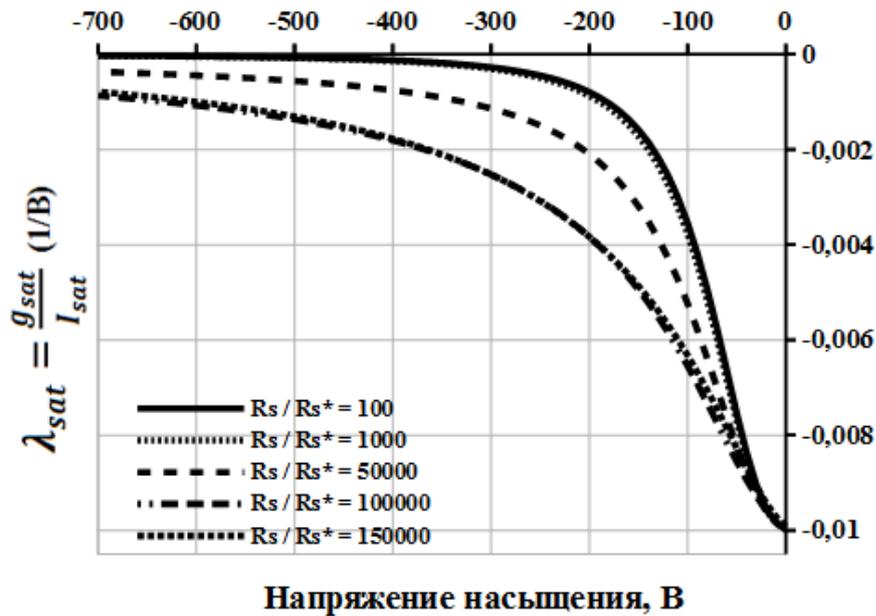


Рисунок 3.8 – Зависимости параметра  $\lambda_{sat}$  (уравнения 3.2.11, для модели BSIM3/4) от напряжения насыщения для различного значения сопротивления истока  $R_S$ , при  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$

Таким образом, мы предлагаем для компактного моделирования ОПТ использовать линейное приближение для зависимости асимптотики тока стока от «внешнего» напряжения на стоке:

$$I_{asy} = I_{sat} \cdot (1 + \lambda_{sat}(V_{ds} - V_{sat})). \quad (3.2.10)$$

$$\lambda_{sat} = \frac{g_{sat}}{I_{sat}}. \quad (3.2.11)$$

Таким образом, для компактного моделирования асимптотики тока стока ОПТ в режиме насыщения, мы предлагаем линейное по «внешнему» напряжению  $V_{ds}$  уравнение (3.2.10). Асимптота, определяемая этим уравнением, гарантированно проходит через «точку насыщения»  $(V_{sat}, I_{sat})$  и обеспечивает правильное значение дифференциальной проводимости  $g_{sat}$  в этой точке.

В этом параграфе мы также разрабатываем подход к расчету асимптотического поведения тока стока в режиме насыщения ОПТ с нелинейной зависимостью  $I_{asy}$  от напряжения стока  $V_{ds}$ . Мы можем легко преобразовать уравнение (1.4.7 или 3.2.1) в форму, полезную для вычисления  $I_{asy}$ , путем итераций:

$$I_{asy, i+1} = \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy, i} R_S) \cdot \{1 + \lambda [V_{ds} - V_{SAT}(V_{gt} - I_{asy, i} R_S)]\}}{1 + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy, i} R_S) R_T}. \quad (3.2.12)$$

Для начального значения асимптотического тока стока в режиме насыщения  $I_{asy, i=0}$ , соответствующего нулевой итерации, мы можем взять начальное значение тока насыщения  $I_{sat}(V_{gt})$ , рассчитанное одним из методов, описанных выше. Однако наиболее последовательный подход в случае компактного моделирования заключается в использовании приближенного значения  $I_{satCM}(V_{gt})$ , полученного из уравнения (3.1.17):

$$I_{asy, i=0} = I_{satCM}(V_{gt}). \quad (3.2.13)$$

На рисунке 3.9 представлена зависимость асимптотики тока стока в режиме насыщения от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Другие линии для метода итераций с разными числами итераций  $i = 0 \dots 5$ .

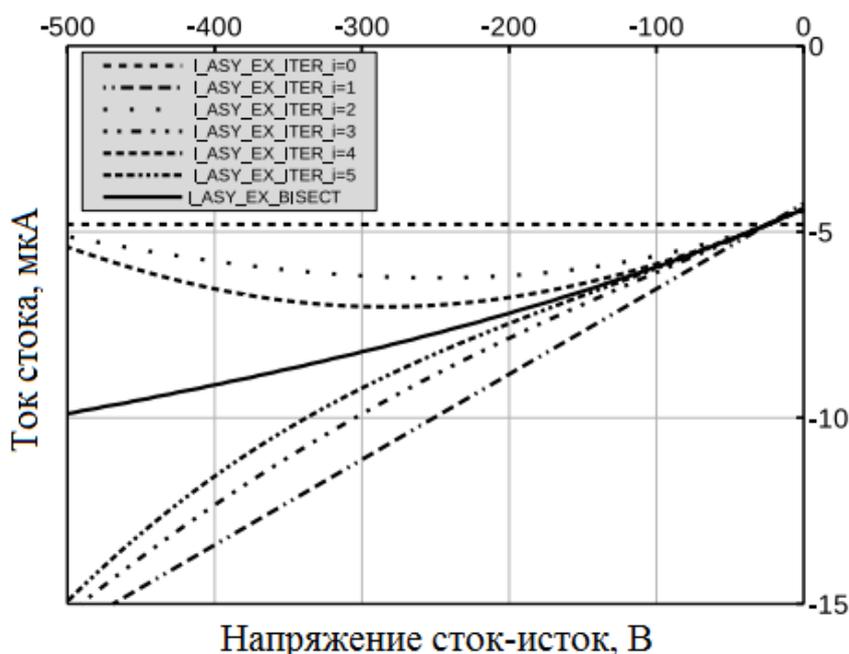


Рисунок 3.9 – Зависимость асимптотики тока стока в режиме насыщения от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Другие линии для метода итераций с различными числами итераций  $i = 0 \dots 5$

Для компактного моделирования мы можем линеаризовать  $I_{SAT}$  и  $V_{SAT}$ , которые включены в уравнение (1.4.7) для  $I_{asy}$ :

$$I_{SAT}(V_{GT0} + dV_{GT}) = I_{SAT}(V_{GT0}) + g_{mSAT}(V_{GT0})dV_{GT}, \quad (3.2.14)$$

$$V_{SAT}(V_{GT0} + dV_{GT}) = V_{SAT}(V_{GT0}) + b_{mSAT}(V_{GT0})dV_{GT}. \quad (3.2.15)$$

В качестве начального значения для асимптотики тока стока в режиме насыщения мы берем ток  $I_{asy, i}$ , определенный для фиксированного числа итераций  $i$ , которые мы выбрали с помощью уравнения (3.2.12). На практике расчеты показывают, что если  $i = 0$ , то приемлемая точность есть [108]. Это соответствует выбору начального приближения  $I_{asy, 0} = I_{sat}(V_{gt})$ .

Тогда начальное значение для «внутреннего» напряжения на затворе:

$$V_{GT, i} = V_{gt} - I_{asy, i}R_S. \quad (3.2.16)$$

Таким же образом мы можем определить начальное значение для «внутреннего» напряжения на стоке:

$$V_{DS, i} = V_{ds} - I_{asy, i} R_T. \quad (3.2.17)$$

Ток стока можно представить как сумму стартового тока  $I_{asy, i}$  и некоторого приращения тока  $dI_{asy}$ :

$$I_{asy} = I_{asy, i} + dI_{asy}. \quad (3.2.18)$$

Напряжения на затворе равно:

$$V_{GT} = V_{gt} - I_{asy} R_S = V_{gt} - \{I_{asy, i} + dI_{asy}\} R_S = V_{GT, i} - dI_{asy} R_S = V_{GT, i} + dV_{GT}, \quad (3.2.19)$$

$$dI_{asy} = I_{asy} - I_{asy, i} \quad (3.2.20)$$

$$dV_{GT} = -dI_{asy} R_S = -(I_{asy} - I_{asy, i}) R_S. \quad (3.2.21)$$

Используя (3.2.16) и (3.2.17), можно преобразовать уравнение (1.4.7) в таком виде:

$$\begin{aligned} I_{asy} &\approx I_{SAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S) \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{gt} - I_{asy} R_S)]\} = \\ &I_{SAT}(V_{gt} - \{I_{asy, i} + dI_{asy}\} R_S) \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{gt} - \{I_{asy, i} + \\ &dI_{asy}\} R_S)]\} = I_{SAT}(V_{GT, i} - dI_{asy} R_S) \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{GT, i} - \\ &dI_{asy} R_S)]\} = I_{SAT}(V_{GT, i} + dV_{GT}) \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{GT, i} + dV_{GT})]\} \approx \\ &[I_{SAT}(V_{GT, i}) + g_{mSAT}(V_{GT, i}) dV_{GT}] \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{GT, i}) - \\ &b_{mSAT}(V_{GT, i}) dV_{GT}]\} = [I_{SAT}(V_{GT, i}) - g_{mSAT}(V_{GT, i}) dI_{asy} R_S] \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - \\ &I_{asy} R_T - V_{SAT}(V_{GT, i}) + b_{mSAT}(V_{GT, i}) dI_{asy} R_S]\} = \\ &[I_{SAT}(V_{GT, i}) - g_{mSAT}(V_{GT, i})(I_{asy} - I_{asy, i}) R_S] \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy} R_T - \\ &V_{SAT}(V_{GT, i}) + b_{mSAT}(V_{GT, i})(I_{asy} - I_{asy, i}) R_S]\}. \end{aligned} \quad (3.2.22)$$

Оставляя только последнюю строку в этих вычислениях и заменяя  $\approx$  на  $=$ ,

мы получаем уравнение, которое определяет  $I_{asy}$  для компактного моделирования:

$$I_{asy} = [I_{SAT}(V_{GT, i}) - g_{mSAT}(V_{GT, i})(I_{asy} - I_{asy, i})R_S] \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy}R_T - V_{SAT}(V_{GT, i}) + b_{mSAT}(V_{GT, i})(I_{asy} - I_{asy, i})R_S]\}. \quad (3.2.23)$$

Последнее уравнение является квадратным уравнением относительно  $I_{asy}$  с решением, которое будет использоваться в компактном моделировании:

$$g_{mSAT}(V_{GT, i})R_S\lambda\{b_{mSAT}(V_{GT, i})R_S - R_T\}(I_{asy} - I_{asy, i})^2 + [1 + g_{mSAT}(V_{GT, i})R_S\{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy, i}R_T - V_{SAT}(V_{GT, i})]\}] - \lambda I_{SAT}(V_{GT, i})\{b_{mSAT}(V_{GT, i})R_S - R_T\}](I_{asy} - I_{asy, i}) + I_{asy, i} - I_{SAT}(V_{GT, i})\{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy, i}R_T - V_{SAT}(V_{GT, i})]\} = 0. \quad (3.2.24)$$

Отсюда, для коэффициентов квадратного уравнения найдем:

$$a = g_{mSAT}(V_{GT, i})R_S\lambda[b_{mSAT}(V_{GT, i})R_S - R_T], \quad (3.2.25)$$

$$b = 1 + g_{mSAT}(V_{GT, i})R_S\{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy, i}R_T - V_{SAT}(V_{GT, i})]\} - \lambda I_{SAT}(V_{GT, i})[b_{mSAT}(V_{GT, i})R_S - R_T], \quad (3.2.26)$$

$$c = I_{asy, i} - I_{SAT}(V_{GT, i})\{1 + \lambda[V_{ds} - I_{asy, i}R_T - V_{SAT}(V_{GT, i})]\}, \quad (3.2.27)$$

$$I_{asyCM} = I_{asy, i} - \frac{b}{2a} - \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}}. \quad (3.2.28)$$

Как обсуждалось ранее, в качестве начального приближения мы можем выбрать  $I_{asy, i=0} = I_{sat}(V_{gt})$ , определяющие уравнением (3.1.17). В этом случае значение  $V_{GT, i}$  в (3.2.23) мы выбрали как  $V_{GT, i=0}$ , которое определяется как:

$$V_{GT, i=0} = V_{gt} - I_{sat}(V_{gt})R_S. \quad (3.2.29)$$

Используя уравнения (1.1.9), (1.1.11) и (1.1.12) для  $I_{SAT}$ ,  $g_{mSAT}$  и  $b_{mSAT}$ , мы

можем переписать (3.2.24) в удобной форме, для практических расчетов:

$$\begin{aligned} & \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 2) (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+1} R_S \lambda \{ \alpha_S R_S - R_T \} (I_{asy} - I_{sat}(V_{gt}))^2 + \\ & \left[ 1 + \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 2) (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+1} R_S \{ 1 + \lambda [V_{ds} - I_{sat}(V_{gt}) R_T - \right. \\ & \left. \alpha_S (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S) \} \right] - \lambda \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+2} \{ \alpha_S R_S - R_T \} \left( I_{asy} - \right. \\ & \left. I_{sat}(V_{gt}) \right) + I_{sat}(V_{gt}) - \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+2} \{ 1 + \lambda [V_{ds} - I_{sat}(V_{gt}) R_T - \\ & \left. \alpha_S (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S) \} \right] \} = 0. \end{aligned} \quad (3.2.30)$$

Получаем следующие коэффициенты квадратного уравнения:

$$a = \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 2) (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+1} R_S \lambda \{ \alpha_S R_S - R_T \}; \quad (3.2.31)$$

$$\begin{aligned} b = 1 + \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 2) (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+1} R_S \{ 1 + \lambda [V_{ds} - I_{sat}(V_{gt}) R_T - \\ \alpha_S (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S) \} \} - \lambda \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+2} \{ \alpha_S R_S - R_T \}; \end{aligned} \quad (3.2.32)$$

$$\begin{aligned} c = I_{sat}(V_{gt}) - \alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S)^{\gamma+2} \{ 1 + \lambda [V_{ds} - I_{sat}(V_{gt}) R_T - \\ \alpha_S (V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S) \} \}. \end{aligned} \quad (3.2.33)$$

Решение квадратного уравнения (3.2.30) имеет вид:

$$I_{asyCM} = I_{sat}(V_{gt}) - \frac{b}{2a} - \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}}. \quad (3.2.34)$$

Чтобы использовать уравнение (3.2.34) для  $I_{asy}$ , вместо  $I_{ASY}$  в уравнении (1.3.4), мы должны использовать «внешний» множитель  $k^*$  перед  $I_{ASY}$ .

Перепишем уравнение (1.3.4) для «внешнего» случая:

$$I_{asy}^*(V_{gt}, V_{ds}) = \frac{I_{asy}(V_{gt}, V_{ds})}{\left[ 1 - \{ \lambda \alpha_S [V_{gt} - I_{asy}(V_{gt}, V_{ds}) R_S] \}^m \right]^{1/m}} = k^* \cdot I_{asy}. \quad (3.2.35)$$

$$k^* = \frac{1}{\left[ 1 - \{ \lambda \alpha_S [V_{gt} - I_{asy}(V_{gt}, V_{ds}) R_S] \}^m \right]^{1/m}}. \quad (3.2.36)$$

Чтобы найти дифференциальную проводимость для ОПТ в режиме насыщения, мы можем использовать уравнение (1.4.21), подставив  $I_{asyCM}$  из уравнения (3.2.34), используемого для компактного моделирования вместо  $I_{asy}$ :

$$g_{asyCM} \approx \frac{g_{ASY}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S I_{asyCM}} \cdot \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S) + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)[R_T - b_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S]}{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S) + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)[R_T - b_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S]} \quad (3.2.37)$$

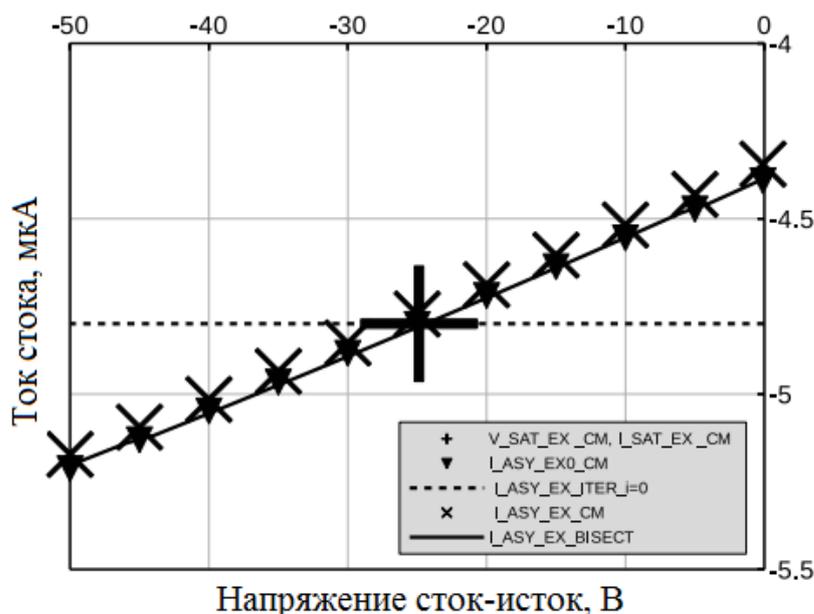


Рисунок 3.10 – Зависимость асимптотики тока стока в режиме насыщения от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Большой крест в рисунке является «точка насыщения». Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Горизонтальная тонкая пунктирная линия предназначена для итерации с  $i = 0$ . Треугольные точки для асимптотического тока стока внешней компактной модели в режиме насыщения в нелинейном приближении. × точек асимптотического тока стока внешней компактной модели в режиме насыщения в линейном приближении. Мы видим очень хорошее согласие между методом бисекции и обеими компактными моделями в представленном диапазоне напряжение сток-исток

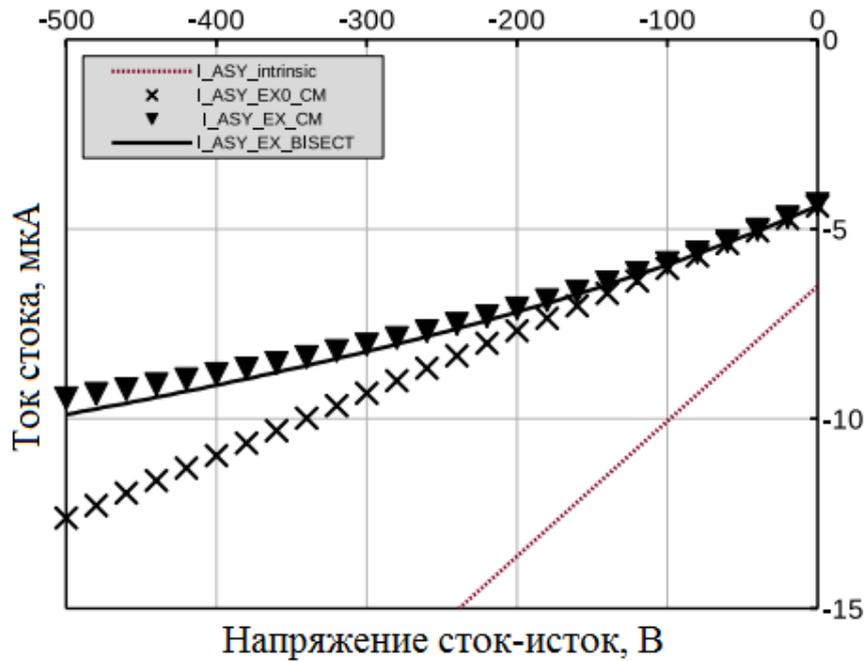


Рисунок 3.11 – Зависимость тока стока в режиме насыщения от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ . Сплошная линия для расчетов методом бисекции. Треугольные точки для асимптотического тока стока внешней компактной модели в режиме насыщения в нелинейном приближении. × точек асимптотического тока стока внешней компактной модели в режиме насыщения в линейном приближении. Мы используем большой диапазон напряжение сток-исток, чтобы показать асимптотическое поведение всех моделей. Мы видим очень хорошее согласие с методом деления пополам в очень большом диапазоне напряжение сток-исток до – 180В

Для крутизны в ОПТ в режиме насыщения мы можем использовать уравнение (1.4.30), подставляя уравнение  $I_{asyCM}$  (3.2.34), используемое для компактного моделирования вместо  $I_{asy}$ .

$$g_{masyCM} \approx \frac{g_{mASY}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)}{1 + g_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S I_{asyCM}} \cdot \frac{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S) + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)[R_T - b_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S]}{I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S) + \lambda I_{SAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)[R_T - b_{mSAT}(V_{gt} - I_{asyCM}R_S)R_S]} \quad (3.2.38)$$

### 3.3 Моделирование тока стока органического полевого транзистора в режиме насыщения с учётом сопротивлений истока и стока при напряжениях на стоке, существенно превышающих напряжение насыщения

При компактном моделировании важно корректное асимптотическое поведение используемых модельных уравнений. Например, уравнение (3.2.1) даёт бесконечный рост тока стока при увеличении напряжения на стоке. Это не имеет физического смысла и хорошо бы при компактном моделировании в используемую модель заложить физически оправданное ограничение на величину тока стока.

Здесь уравнения для асимптотики тока стока, проходящего через точку насыщения, будем переписать в следующем виде:

$$I_{lin\ 2} = I_{sat}(1 + \lambda_{sat}(V_{ds} - V_{sat})) = I_{sat} + g_{sat}(V_{ds} - V_{sat}), \quad (3.3.1)$$

Легко найти точку пересечения уравнения для линейной аппроксимации тока стока в режиме насыщения  $I_{lin\ 2}$  (3.3.1) с линейной аппроксимацией для тока стока в линейном режиме  $I_{lin\ 1}$ :

$$V_{12} = \frac{I_{sat} - g_{sat}V_{sat}}{g_{cho} - g_{sat}}, \quad (3.3.2)$$

$$I_{12} = g_{cho}V_{12}, \quad (3.3.3)$$

$$I_{lin\ 1} = g_{cho}V_{ds}.$$

Введём обозначение  $I_{lim} = V_{gt}/R_S$ . Далее будет показано, что  $I_{lim}$  это предельное значение тока стока при «внешнем» напряжении на стоке  $V_{ds}$ , стремящемся к бесконечности:

$$I_d \rightarrow I_{lim} = \frac{V_{gt}}{R_S}, \quad V_{ds} \rightarrow \infty. \quad (3.3.4)$$

Уравнение для асимптоты тока стока «внутреннего» транзистора в режиме насыщения (1.1.15), с использованием уравнений (1.4.3) и (1.4.4), можно переписать следующим образом:

$$(V_{gt} - V_{GT})/R_S = I_{SAT}(V_{GT}) \times \left(1 + \lambda \left(V_{ds} - (V_{gt} - V_{GT}) \cdot R_T/R_S - V_{SAT}(V_{GT})\right)\right). \quad (3.3.5)$$

Здесь мы выразили  $I_{ASY}$  с помощью уравнения (1.4.4):  $I_{ASY} = (V_{gt} - V_{GT})/R_S$ . При этом  $V_{DS}$  мы выразили с помощью уравнения (1.4.3):  $V_{DS} = V_{ds} - I_{ASY}R_T = V_{ds} - (V_{gt} - V_{GT}) \cdot R_T/R_S$ . Из полученного уравнения можно выразить  $V_{ds}$ :

$$V_{ds} = V_E \cdot \frac{I_{lim} - V_{GT}/R_S}{I_{SAT}(V_{GT})} + V_{SAT}(V_{GT}) + \frac{R_T}{R_S}(V_{gt} - V_{GT}) - V_E. \quad (3.3.6)$$

Используя уравнения (1.1.8) и (1.1.9) для  $V_{SAT}$  и  $I_{SAT}$ , перепишем это уравнение в виде:

$$V_{ds} = V_E \frac{V_{gt}}{R_S} \frac{1}{\alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^{\gamma+2}} - V_E \frac{1}{R_S} \frac{1}{\alpha_S K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^{\gamma+1}} + \alpha_S V_{GT} - \frac{R_T}{R_S} V_{GT} + \frac{R_T}{R_S} V_{gt} - V_E. \quad (3.3.7)$$

Анализ этого уравнения показывает, что при стремлении центрированного «внутреннего» напряжения на затворе к нулю ( $V_{GT} \rightarrow 0$ ) «внешнее» напряжение на стоке стремится к бесконечности ( $V_{ds} \rightarrow \infty$ ). При этом асимптотическая зависимость  $V_{ds}$  от  $V_{GT}$  определяется уравнением (мы оставили в рассмотрении только первые два слагаемых, неограниченно растущих при  $V_{GT} \rightarrow 0$ ):

$$V_{ds} \cong V_E \cdot \frac{I_{lim} - V_{GT}/R_S}{I_{SAT}(V_{GT})} = V_E \cdot \frac{I_{asy}}{A \cdot (V_{gt} - I_{asy} R_S)^{\gamma+2}}, \quad V_{GT} \rightarrow 0. \quad (3.3.8)$$

Введём величину  $dI = I_{lim} - I_{asy}$ , определяющую разницу между током стока и предельным значением тока стока. Выразив  $I_{asy} = I_{lim} - dI$ , уравнение (3.3.8) можно переписать так:

$$\frac{dI}{I_{lim}} = R_S^{-1} \cdot A^{-\frac{1}{\gamma+2}} \cdot I_{lim}^{-\frac{\gamma+1}{\gamma+2}} \cdot \left(\frac{V_E}{V_{ds}}\right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \cdot \left(1 - \frac{dI}{I_{lim}}\right)^{\frac{1}{\gamma+2}} = B \cdot \left(1 - \frac{dI}{I_{lim}}\right)^{\frac{1}{\gamma+2}}. \quad (3.3.9)$$

Здесь  $A = \alpha_S K \mu_0 / V_{aa}^\gamma$  и  $B = R_S^{-1} \cdot A^{-\frac{1}{\gamma+2}} \cdot I_{lim}^{-\frac{\gamma+1}{\gamma+2}} \cdot \left(\frac{V_E}{V_{ds}}\right)^{\frac{1}{\gamma+2}}$  – константы, введённые для удобства, которая будем использовать в дальнейшем. Для решения уравнения (3.3.9) может быть использована итерационная схема:

$$\left(\frac{dI}{I_{lim}}\right)_0 = 0, \quad \left(\frac{dI}{I_{lim}}\right)_1 = B, \quad \left(\frac{dI}{I_{lim}}\right)_2 = B \cdot (1 - B)^{\frac{1}{\gamma+2}}, \dots \quad (3.3.10)$$

Остановившись на второй итерации и применив разложение в ряд Тейлора

$(1 - B)^{\frac{1}{\gamma+2}}$  до члена первого порядка, получим приближенное уравнение:

$$\frac{dI}{I_{lim}} \approx B - \frac{1}{\gamma+2} B^2. \quad (3.3.11)$$

Соответственно, для асимптотического поведения тока стока «внешнего» ОПТ в зависимости от напряжения на стоке получаем уравнение:

$$I_{asy} \cong I_{lim} \cdot \left( 1 - R_S^{-1} \cdot A^{-\frac{1}{\gamma+2}} \cdot I_{lim}^{-\frac{\gamma+1}{\gamma+2}} \left( \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} + \frac{1}{\gamma+2} \left( R_S^{-1} A^{-\frac{1}{\gamma+2}} \cdot I_{lim}^{-\frac{\gamma+1}{\gamma+2}} \cdot \left( \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \right)^2 \right).$$

Это уравнение можно переписать в более компактной форме:

$$I_{asy} \cong I_{lim} \cdot \left( 1 - \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} + \frac{1}{\gamma+2} \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{2}{\gamma+2}} \right). \quad (3.3.12)$$

Используя уравнение (3.3.12) мы можем оценить асимптотическое поведение дифференциальной проводимости «внешнего» ОПТ в зависимости от напряжения на стоке:

$$g_{asy} \cong \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} = \frac{1}{\gamma+2} \frac{I_{lim}}{V_{ds}} \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \times \left( 1 - \frac{2}{\gamma+2} \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \frac{V_E}{V_{ds}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \right). \quad (3.3.13)$$

Легко найти точку пересечения уравнения для линейной аппроксимации тока стока в режиме насыщения  $I_{lin2}$  (3.3.1) с предельным значением тока стока  $I_{lim}$  (3.3.4):

$$V_{ds}^{**} = \frac{(I_{lim} - I_{sat})}{g_{sat}} + V_{sat}. \quad (3.3.14)$$

Здесь  $I_{sat}$  даётся уравнением (3.1.1) или приближённо вычисляется с помощью уравнения (3.1.16),  $V_{sat}$  даётся уравнением (3.1.21), а  $g_{sat}$  уравнением (3.2.6).

Используя уравнение (3.3.12) можно оценить значение тока стока «внешнего» ОПТ  $I_d^{**}$  при напряжении  $V_{ds}^{**}$ :

$$I_d^{**} \cong I_{lim} \cdot \left( 1 - \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}^{**}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} + \frac{1}{\gamma+2} \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}^{**}} \right)^{\frac{2}{\gamma+2}} \right). \quad (3.3.15)$$

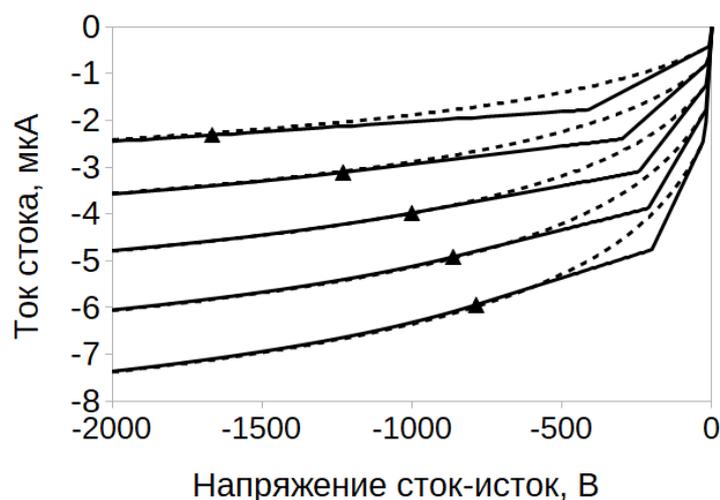


Рисунок 3.12 – Выходная характеристика «внешнего» ОПТ в кусочно-линейном приближении (3.3.1) до напряжения (3.3.14) (помечено треугольниками) с дальнейшим выходом на уровень предельного тока (3.3.12). Пунктир – численный метод. Ток насыщения - численный метод (3.1.1). Верхняя зависимость для напряжения затвор-исток – 30В, далее: -35В, -40В, -45В, -50В

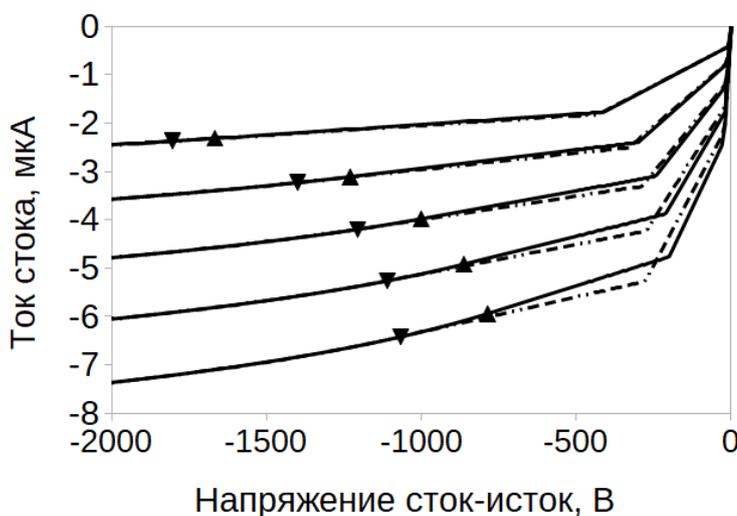


Рисунок 3.13– Выходная характеристика «внешнего» ОПТ в кусочно-линейном приближении (3.3.1) до напряжения (3.3.14) (треугольники) с дальнейшим выходом на уровень предельного тока (3.3.12). Сплошная линия и треугольники вершиной вверх - ток насыщения рассчитывался численным методом (3.1.1). Штрих пунктир и треугольники вершиной вниз – ток насыщения рассчитывался по формуле (3.1.16). Верхняя зависимость для напряжения затвор-исток – 30В, далее: -35В, -40В, -45В, -50В

Точку  $(V_{ds}^{**}, I_d^{**})$  будем называть «точка развитой истоковой деградации». Используя уравнение (3.3.13) оценим дифференциальную проводимость «внешнего» ОПТ при напряжении  $V_{ds}^{**}$  (3.3.14):

$$g^{**} \cong \frac{1}{\gamma+2} \cdot \frac{I_{lim}}{V_{ds}^{**}} \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}^{**}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \cdot \left( 1 - \frac{2}{\gamma+2} \cdot \left( \frac{I_{lim}}{I_{SAT}(V_{gt})} \cdot \frac{V_E}{V_{ds}^{**}} \right)^{\frac{1}{\gamma+2}} \right). \quad (3.3.16)$$

Мы предлагаем использовать линейную аппроксимацию для тока стока в режиме насыщения в окрестности «точки развитой истоковой деградации»:

$$I_{lin\ 3} = I_d^{**} + g^{**}(V_{ds} - V_{ds}^{**}). \quad (3.3.17)$$

Легко определяется точка пересечения линейной аппроксимации для тока стока в режиме насыщения в окрестности «точки насыщения»  $I_{lin\ 2}$  (3.3.1) и линейной аппроксимации для тока стока в режиме насыщения в окрестности «точки развитой истоковой деградации»  $I_{lin\ 3}$  (3.3.17):

$$V_{ds}^* = \frac{I_d^{**} - I_{sat} + g_{sat}V_{sat} - g^{**}V_{ds}^{**}}{g_{sat} - g^{**}}, \quad (3.3.18)$$

$$I_d^* = I_{sat} + g_{sat}(V_{ds}^* - V_{sat}). \quad (3.3.19)$$

Точку « $V_{ds}^*, I_d^*$ » будем называть «точкой слабой истоковой деградации». Легко определяется и напряжение на стоке  $V_{lim}$ , при котором линейная аппроксимация для тока стока в режиме насыщения в окрестности «точки развитой истоковой деградации»  $I_{lin\ 3}$  достигает предельного значения тока стока  $I_{lim}$ :

$$V_{lim} = \frac{1}{g^{**}}(I_{lim} - I_d^{**}) + V_{ds}^{**}. \quad (3.3.20)$$

Точку  $(V_{lim}, I_{lim})$  будем называть «точкой сильной истоковой деградации». Как альтернативу применению линейной аппроксимации  $I_{lin\ 3}$  (3.3.17) после точки «точки развитой истоковой деградации»  $(V_{ds}^{**}, I_d^{**})$  до «точки сильной истоковой деградации»  $(V_{lim}, I_{lim})$  с дальнейшим равенством тока стока предельному значению тока стока  $I_{lim}$ , можно применять нелинейную зависимость  $I_{asy}(V_{ds},$

$V_{gt}$ ) (3.3.12), которая с ростом напряжения сток-исток обеспечивает медленный асимптотический выход на соответствующее предельное значение тока стока. Это уравнение обеспечивает переход третьего линейного участка в четвёртый нелинейный участок с совпадением значения тока стока и дифференциальной проводимости в «точке развитой истоковой деградации» ( $V_{ds}^{**}, I_d^{**}$ ).

### **Выводы по главе**

Проведенные расчеты позволяют делать выводы что, четное количество итераций, начиная с некоторого напряжения на затворе, приводит к резкому уменьшению до нуля расчетного значения тока насыщения. Нечетное количество итераций дает некоторое увеличение расчетного значения тока насыщения в сравнение с методом бисекции (см. рисунок 3.1).

При взятии за начальную точку при компактном моделировании тока насыщения, результатов расчета тока насыщения методом итерации при нечетных значениях количества итераций, происходит падение тока насыщения, до нулевого значения начиная с некоторого значения напряжения на затворе. При взятии за начальную точку при компактном моделировании для тока насыщения, результатов расчета тока насыщения методом итерации при четных значениях количества итераций, качественный вид зависимости тока насыщения при компактном моделировании не отличается от результатов моделирования методом бисекции (см. рисунок 3.2).

Сравнение результатов расчета тока насыщения методом итераций, при заданном количестве итераций  $i$ , (рисунок 3.1) и методом компактного моделирования (рисунок 3.2), с использованием начального значения для тока насыщения, полученным методом итераций при том же количестве итераций  $i$ , позволяет сделать вывод, что компактное моделирование дает хорошую точность в существенно более широком диапазоне напряжений на затворе, чем соответствующий итерационный расчет.

Наши расчеты показывают, что даже нулевая итерация  $i = 0$ , что соответствует нулевому начальному значению тока насыщения, взятая за начальную точку при компактном моделировании тока стока (уравнение (3.1.17)), дает приемлемую точность для достаточно большого диапазона напряжений на затворе и качественно верный вид зависимости тока насыщения от напряжения на затворе.

Таким образом, для компактного моделирования асимптотики тока стока ОПТ в режиме насыщения, мы предлагаем линейное по «внешнему» напряжению  $V_{ds}$  уравнение (3.2.10). Асимптота, определяемая этим уравнением, гарантированно проходит через «точку насыщения»  $(V_{sat}, I_{sat})$  и обеспечивает правильное значение дифференциальной проводимости  $g_{sat}$  в этой точке.

В параграфе 3.2 была разработана компактная модель для внешнего асимптотического тока стока в режиме насыщения в линейном и нелинейном приближении. Мы использовали большой диапазон напряжений сток-исток, чтобы показать асимптотическое поведение всех моделей. Из результатов мы видим очень хорошее согласие с методом деления пополам в очень большом диапазоне напряжений сток-исток до  $-180\text{В}$  (см. рисунки 3.10 и 3.11).

Для ОПТ разработана линейно-кусочная «внешняя» (с аналитическим учётом сопротивлений стока и истока) модель выходной характеристики из четырёх участков: линейного режима, режима насыщения для относительно небольших напряжений на стоке, режима развитой истоковой деградации и предельного тока стока, определяемого эффектом сопротивления истока для больших напряжений на стоке. Как альтернативный вариант, для четвёртого участка, можно использовать уравнение для нелинейного роста тока стока с ростом напряжения сток-исток с асимптотическим выходом на соответствующее постоянное предельное значение тока стока. Это уравнение обеспечивает переход третьего линейного участка в четвёртый нелинейный участок с совпадением значения тока стока и дифференциальной проводимости в точке перехода и очень хорошо совпадает с расчётом по точному уравнению, который может быть проведён численным методом с наперёд заданной точностью.

## **ГЛАВА 4. КОМПАКТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКА СТОКА ОРГАНИЧЕСКОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИСТОКА И СТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНЫХ И АППРОКСИМАЦИЙ ДЛЯ ТОКА СТОКА В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ И В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ**

Компактная модель является отличным инструментом для проектирования интегральных схем (ИС), а также уникальным мостом между производством и дизайном ИС. С помощью компактной модели можно учитывать производительность и надежность схемы. В качестве примера можно привести модели MOSFET Level и BSIM [109, 110]. Компактные модели позволяют инженерам создавать передовые проекты с первого раза, без использования прототипов и итераций проектирования. По сравнению с другими моделями компактная модель может учитывать такие эффекты, как электротермический эффект и эффект захвата [111].

Основной целью использования компактного моделирования является получение простых, быстрых и точных аналитических (математических уравнений) представлений характеристик транзисторов. Компактное моделирование транзисторов необходимо для быстрого расчета числовых характеристик транзисторов в схемных симуляторах и оптимизации характеристик кремниевых монолитных интегральных схем, которые содержат от одной тысячи до миллиона транзисторов. В последние годы для улучшения компактных моделей были разработаны численные алгоритмы и формулировки, обеспечивающие быстрый и точный поиск параметров модели [112].

Точные и физические компактные модели необходимы для цифровых и аналоговых схем, и они являются критической стадией в цикле проектирования современных микросхем [113].

Несмотря на впечатляющие улучшения, достигнутые для ОПТ, до сих пор не существует универсальной модели, которая охватывала бы огромное разнообразие материалов и структур устройств, доступных для современного

ОПТ. В настоящее время существует острая необходимость в конкретных компактных моделях ОПТ.

Компактная модель является первым и ключевым шагом в процессе успешного развития монолитных интегральных схем (МИС) и, при использовании в электронных схемных симуляторах, может привести к успешному результату и занять первое место на рынке высоких технологий.

#### **4.1 Компактная кусочная «внешняя» модель органического полевого транзистора с линейным приближением, как для линейного, так и для режима насыщения**

В нашей работе, на основе параметров пентаценового ОПТ с каналом р-типа (см. Таблица 1), разработана кусочная «внешняя» аппроксимация выходной характеристики из четырёх участков. Еще раз напоминаем, что первый участок соответствует линейному режиму «внешнего» транзистора и описывается известной линейной по напряжению сток-исток аппроксимацией для тока стока [10]. Сопротивление «внешнего» транзистора определяется как последовательное соединение сопротивления канала «внутреннего» транзистора в линейном режиме и суммарного сопротивления контактов [9, 10].

Второй участок соответствует режиму насыщения «внешнего» транзистора при напряжениях на стоке в окрестности «внешнего» напряжения насыщения. Здесь тоже используется линейная по напряжению сток-исток аппроксимация для тока стока с учётом ненулевой дифференциальной проводимости «внутреннего» транзистора в режиме насыщения. Иными словами, мы вычисляем выходное дифференциальное сопротивление «внешнего» ОПТ в «точке насыщения», которое отличается от выходного сопротивления «внутреннего» ОПТ из-за последовательно подсоединённого сопротивления стока. Предлагаемая линейная аппроксимация выходной характеристики проходит через пересчитанную из «внутреннего» случая во «внешний» случай «точку насыщения», что совпадает с точным решением численным методом. При этом «внешняя» дифференциальная проводимость определяется пересчётом во «внешний» случай «внутренней»

дифференциальной проводимости в «точке насыщения», что тоже совпадает с точным решением в этой точке.

Третий участок тоже описывается линейной по напряжению сток-исток аппроксимацией для тока стока и соответствует развитию эффекта истоковой деградации, заключающемуся в уменьшении «внутреннего» напряжения затвор-исток и в ограничении роста тока стока с увеличением напряжения сток-исток из-за влияния сопротивления истока. Этот участок служит для трансформации от линейной аппроксимации в режиме насыщения в окрестности «точки насыщения» к участку нелинейной аппроксимации.

Четвёртый участок представляет собой нелинейную аппроксимацию и обеспечивает функционально верную асимптотику выхода на предельный ток. Эта нелинейная аппроксимация получена как приближённое аналитическое решение уравнения, полученного как асимптотический предел неявного нелинейного уравнения. Для расчёта предельного значения тока стока было проанализировано асимптотическое поведение уравнения для тока стока «внешнего» транзистора в режиме насыщения с ростом напряжения сток-исток. Показано, что «внутреннее» напряжение на затворе стремится к пороговому, а рост тока стока насыщается до предельного уровня, равного отношению «внешнего» напряжения на затворе, центрированного на пороговое напряжение, к сопротивлению истока. Дополнительный анализ функциональной зависимости асимптотического роста тока с ростом напряжения сток-исток показывает, что этот рост происходит очень медленно. Переход третьего линейного участка в четвёртый нелинейный участок обеспечивается с совпадением значения тока стока и дифференциальной проводимости в точке перехода.

Для построения линейной аппроксимации зависимости тока стока от «внешнего» напряжения между истоком и стоком  $V_{ds}$  в режиме насыщения нам необходимо знать значение «внешней» асимптотической дифференциальной проводимости ОПТ  $g_{asy}$  в «точке насыщения» (обозначим эту величину как  $g_{sat}$ ), где  $I_{asy} = I_{sat}$  и  $V_{ds} = V_{sat}$ .

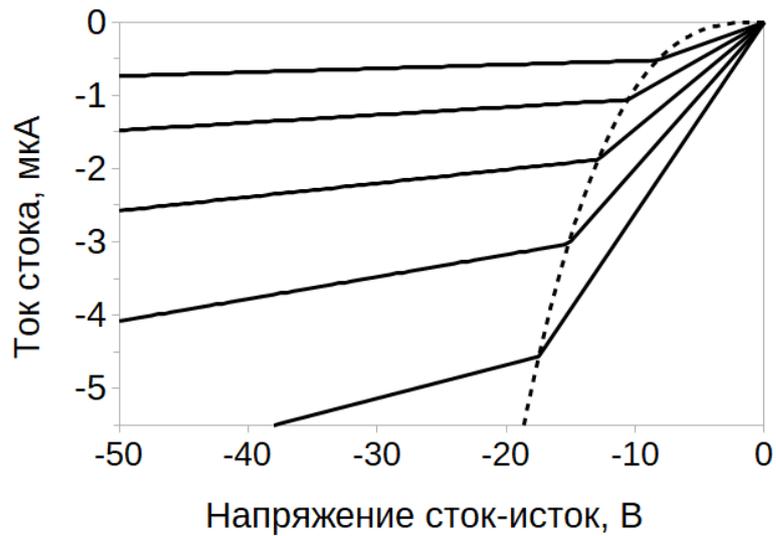


Рисунок 4.1 – Выходные характеристики «внутреннего» ОПТ в кусочно-линейном приближении (уравнения (1.1.1) и (1.1.15)) для различных напряжений на затворе

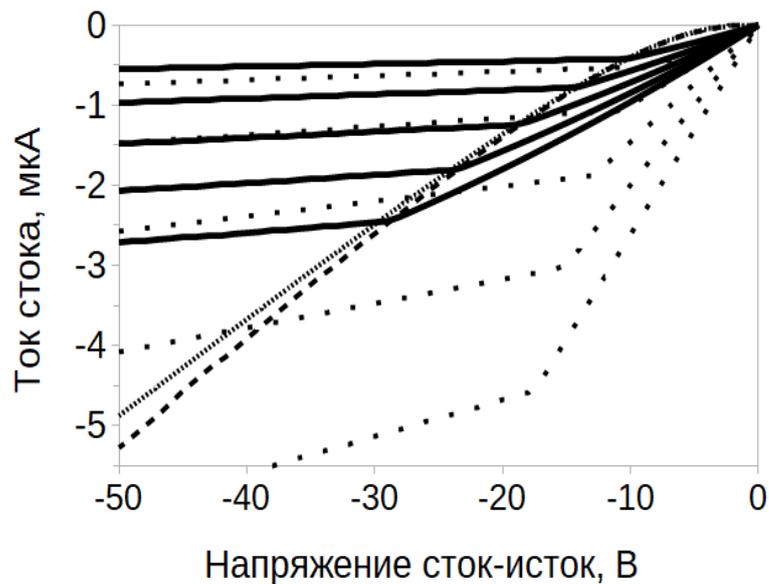


Рисунок 4.2– Выходные характеристики «внешнего» ОПТ рассчитанные численным методом (1.4.5), (1.4.7) на основе кусочно-линейного приближения для «внутреннего» ОПТ (см. рис. 1.12) для различных напряжений на затворе

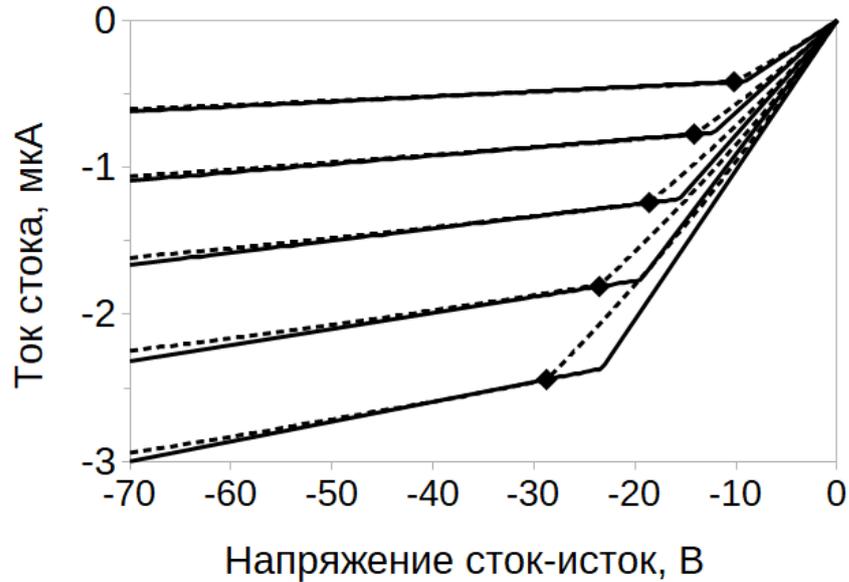


Рисунок 4.3– Выходные характеристики «внешнего» ОПТ в кусочно-линейном приближении (1.2.3), (3.3.1) для различных напряжений на затворе в сравнении с численным методом (1.4.5), (1.4.7)

Уравнение (3.2.8) можно переписать в более привычной для анализа истоковой деградации форме:

$$R_{eq} = R_S + R_D + r_0 + (g_{mSAT}r_0 - b_{mSAT})R_S \quad (4.1.1)$$

Здесь  $r_0 = 1/g_{ASY}$  выходное дифференциальное сопротивление «внутреннего» ОПТ, а  $R_{eq}$  это эквивалентное выходное сопротивление ОПТ с учётом истоковой деградации.

Анализ уравнения (3.2.7) показывает, что выходное дифференциальное сопротивление ОПТ в режиме насыщения в «точке насыщения» ( $V_{sat}$ ,  $I_{sat}$ ) складывается из дифференциального сопротивления канала транзистора  $r_0 = (\lambda I_{sat})^{-1}$ , сопротивления стока  $R_D$  и модифицированного сопротивления истока  $R_S^*$ :

$$R_S^* = \left( 1 - \alpha_S + \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\gamma + 2}{(V_{gt} - I_{sat}R_S)} \right) \cdot R_S.$$

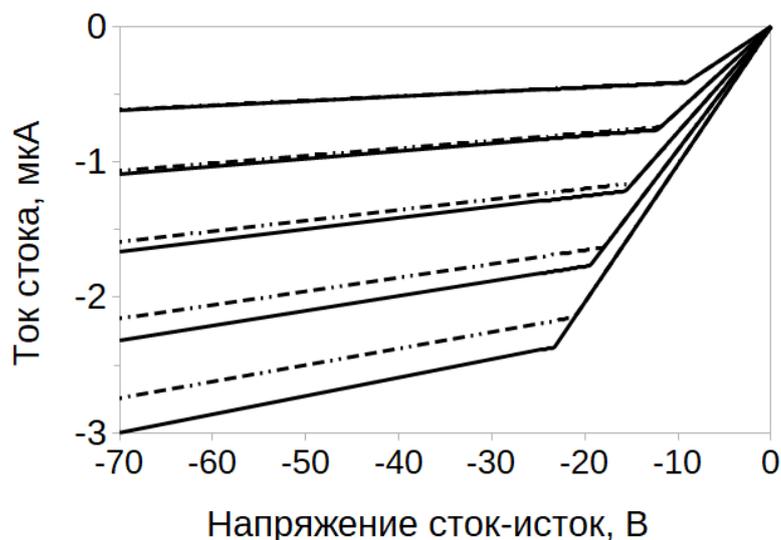


Рисунок 4.4– Выходные характеристики «внешнего» ОПТ в кусочно-линейном приближении (1.2.3), (3.3.1) для различных напряжений на затворе для расчёта тока насыщения численным методом (3.1.1) и по приближенной формуле (3.1.16)

Для компактного моделирования ОПТ, мы предлагаем использовать линейное приближение для зависимости асимптотики тока стока от «внешнего» напряжения на стоке (3.3.1).

В наших расчётах мы использовали относительно большое гипотетическое значение  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ , чтобы подчеркнуть влияние ненулевой дифференциальной проводимости на характеристики ОПТ. В расчётах использовалось значение  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ . Верхняя зависимость для напряжения затвор-исток -30 В, далее: -35 В, -40 В, -45 В, -50. Отметим, что эффект насыщения скорости носителей в ОПТ несущественен.

#### 4.2 Компактная «внешняя» модель органического полевого транзистора с линейным приближением, как для линейного, так и для режима насыщения с использованием «улучшенной» функции сглаживания

Для определения вольт-амперных характеристик мы будем использовать «внутренние» уравнения (1.3.1) для «упрощенного внешнего» случая в функции

сглаживания [114-116]:

$$I_0 = \frac{I_{lin\ 0} I_{asy\ 0}^*}{[I_{lin\ 0}^m + I_{asy\ 0}^{*m}]^{1/m}}. \quad (4.2.1)$$

На рисунке 4.5 представлены выходные характеристики для пентаценового ОПТ, полученные в рамках «упрощенной внешней» модели. Сопротивлениями для стока и истока 1,2 МОм и  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ .

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от полного тока (4.2.1) для «упрощенного внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ :

$$g_0 = \frac{\partial I_0}{\partial V_{ds}}. \quad (4.2.2)$$

Однако сначала мы перепишем уравнение (4.2.1) в упрощенной для дифференцирования форме:

$$\frac{1}{I_0^m} = \frac{1}{I_{lin\ 0}^m} + \frac{1}{I_{asy\ 0}^{*m}}. \quad (4.2.3)$$

Мы можем взять частные производные по  $V_{ds}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_0^m} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_{lin\ 0}^m} + \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_{asy\ 0}^{*m}}. \quad (4.2.4)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_0$  в таком виде:

$$\begin{aligned} g_0 &= \left( \frac{I_0}{I_{lin\ 0}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{lin\ 0}}{\partial V_{ds}} + \left( \frac{I_0}{I_{asy\ 0}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy\ 0}^*}{\partial V_{ds}} = \\ &= \left( \frac{I_0}{I_{lin\ 0}} \right)^{m+1} g_{ch\ 0} + \left( \frac{I_0}{I_{asy\ 0}^*} \right)^{m+1} g_{asy\ 0}^*. \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

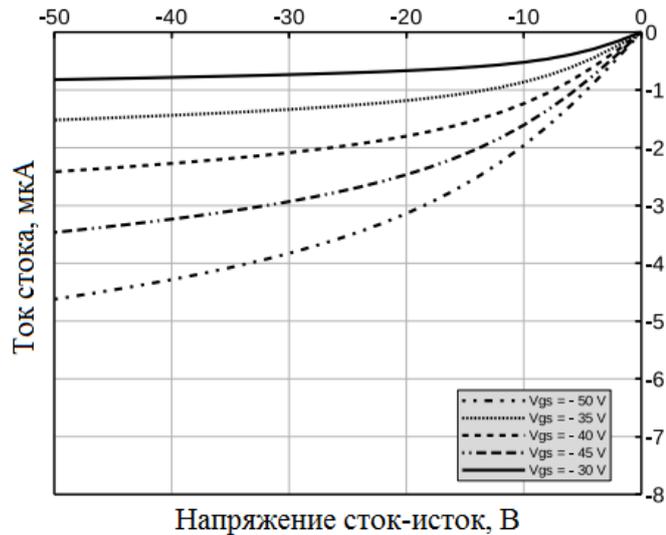


Рисунок 4.5 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$  для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2\text{МОм}$  и  $R_D=1,2\text{МОм}$  при  $\lambda = 0,0025\text{В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и режиме насыщения в линейном приближении

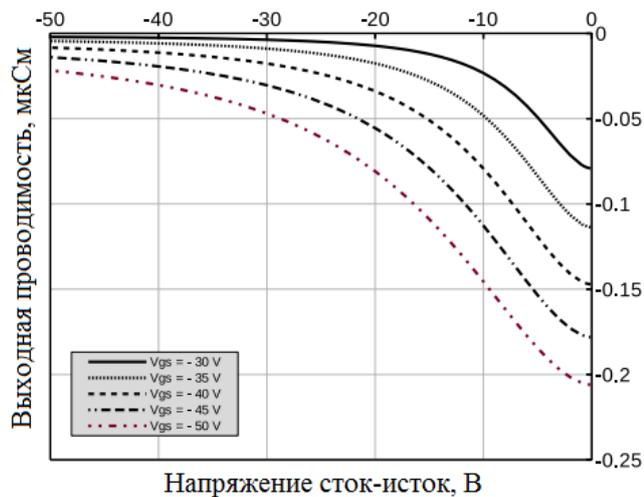


Рисунок 4.6 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$ , для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2\text{МОм}$  и  $R_D=1,2\text{МОм}$  при  $\lambda = 0,0025\text{В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и режиме насыщения в линейном приближении

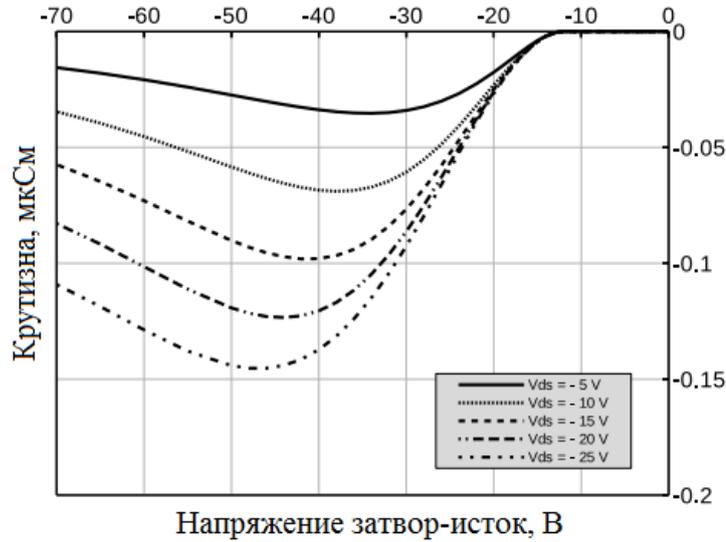


Рисунок 4.7 – Зависимость крутизны от напряжения затвора для напряжения сток-исток от – 5В (верхняя кривая) до – 25В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и режиме насыщения в линейном приближении

$$g_{asy0}^* = I_{asy0} \frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{ds}} + k_{asy0}^* \frac{\partial I_{asy0}}{\partial V_{ds}} = I_{asy0} \frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{ds}} + k_{asy0}^* g_{asy0}, \quad (4.2.6)$$

$$\frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{ds}} = \frac{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy0} R_S]^{m-1}}{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy0} R_S]^m - 1} \cdot k_{asy0}^* \cdot g_{asy0} \cdot R_S. \quad (4.2.7)$$

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную полного тока (4.2.1) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ :

$$g_{m0} = \frac{\partial I_0}{\partial V_{gs}}. \quad (4.2.8)$$

Однако, опять же, мы сначала перепишем уравнение (4.1.1) в виде (4.1.3). Мы можем взять частные производные с обеих сторон уравнения (4.1.3) по  $V_{gs}$ :

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_0^m} = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{lin0}^m} + \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{asy0}^{*m}}. \quad (4.2.9)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_{m0}$  в таком виде:

$$\begin{aligned} g_{m0} &= \left( \frac{I_0}{I_{lin0}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{lin0}}{\partial V_{gs}} + \left( \frac{I_0}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy0}^*}{\partial V_{gs}} = \\ &= \left( \frac{I_0}{I_{lin0}} \right)^{m+1} g_{mlin0} + \left( \frac{I_0}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} g_{masy0}^*, \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

$$g_{masy0}^* = I_{asy0} \frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{gs}} + k_{asy0}^* \frac{\partial I_{asy0}}{\partial V_{gs}} = I_{asy0} \frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{gs}} + k_{asy0}^* \cdot g_{masy0}, \quad (4.2.11)$$

$$\frac{\partial k_{asy0}^*}{\partial V_{gs}} = \frac{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy0} R_S]^{m-1}}{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asy0} R_S]^{m-1}} \cdot k_{asy0}^* \cdot (g_{masy0} \cdot R_S - 1). \quad (4.2.12)$$

Анализируя дифференциальную зависимость проводимости от напряжения сток-исток, для компактной модели ОПТ с линейными уравнениями, как для линейного, так и для режима насыщения, мы можем заключить, что наклон кривых при малых напряжениях сток-исток отличается от решений, полученных методом деления пополам. Следовательно, можно считать, что более адекватной компактной моделью будет модель с нелинейным приближением (2.3.15) для тока стока в линейном режиме вместо простейшего линейного уравнения (1.2.3). В этом случае выходные вольт-амперные характеристики ОПТ рассчитываются с использованием «внутреннего» уравнения (1.3.1):

$$I_1 = \frac{I_{linCM} I_{asy0}^*}{[I_{linCM}^m + I_{asy0}^{*m}]^{1/m}}. \quad (4.2.13)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от полного тока (4.2.13) по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ :

$$g_1 = \frac{\partial I_1}{\partial V_{ds}}. \quad (4.2.14)$$

Однако сначала мы перепишем уравнение (4.2.13) в виде:

$$\frac{1}{I_1^m} = \frac{1}{I_{linCM}^m} + \frac{1}{I_{asy0}^{*m}}. \quad (4.2.15)$$

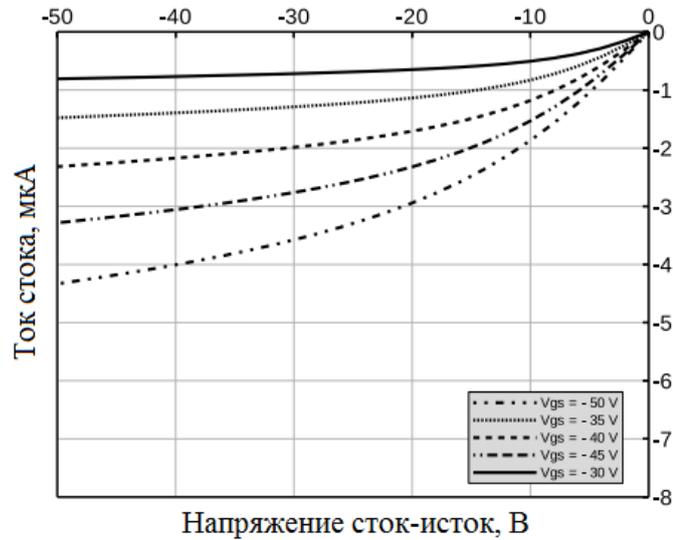


Рисунок 4.8 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$ , для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2\text{МОм}$  и  $R_D=1,2\text{МОм}$  при  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме в нелинейном приближении и в режиме насыщения в линейном приближении

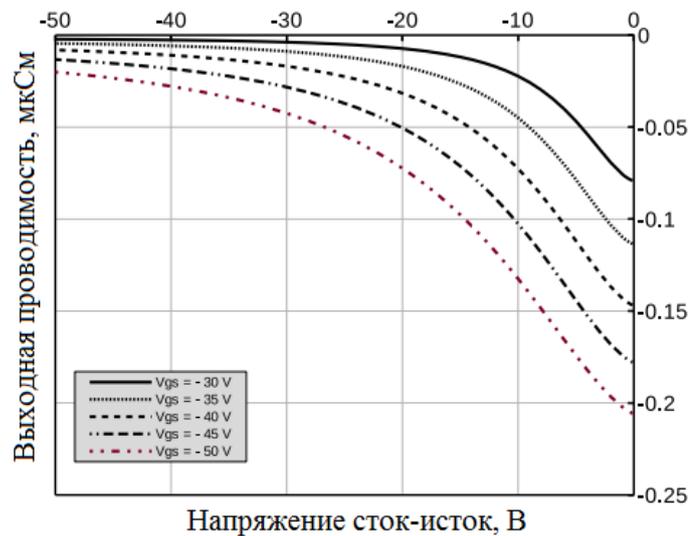


Рисунок 4.9– Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения сток-исток для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$ , для ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2\text{МОм}$  и  $R_D=1,2\text{МОм}$  при  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме в нелинейном приближении и в режиме насыщения в линейном приближении

Теперь мы можем взять частные производные по  $V_{ds}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_1^m} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{1}{I_{linCM}^m} \right) + \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{1}{I_{asy0}^{*m}} \right). \quad (4.2.16)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_1$ :

$$\begin{aligned} g_1 &= \left( \frac{I_1}{I_{linCM}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{linCM}}{\partial V_{ds}} + \left( \frac{I_1}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy0}^*}{\partial V_{ds}} = \\ &= \left( \frac{I_1}{I_{linCM}} \right)^{m+1} g_{chCM} + \left( \frac{I_1}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} g_{asy0}^*, \end{aligned} \quad (4.2.17)$$

$$g_{chCM} = \frac{\partial I_{linCM}}{\partial V_{ds}} = \frac{g_{CH}(V_{gt} - I_{linCM}R_S)}{1 + R_S \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \Big|_{V_{gt} - I_{linCM}R_S} (V_{ds} - I_{linCM}R_T) + g_{CH}(V_{gt} - I_{linCM}R_S) \cdot R_T}. \quad (4.2.18)$$

Это уравнение получается путем подстановки  $I_{linCM}$  из уравнения (2.3.15), и  $g_{asy0}^*$  определяется уравнением (4.2.6).

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную от полного тока (4.2.13) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ :

$$g_{m1} = \frac{\partial I_1}{\partial V_{gs}}. \quad (4.2.19)$$

Однако снова мы сначала перепишем уравнение (4.2.13) в виде (4.2.15). Мы можем взять частные производные из обеих сторон уравнения (4.2.15) по  $V_{gs}$ :

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_1^m} = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{linCM}^m} + \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{asy0}^{*m}}. \quad (4.2.20)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_{m1}$ :

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \left( \frac{I_1}{I_{linCM}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{linCM}}{\partial V_{gs}} + \left( \frac{I_1}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asy0}^*}{\partial V_{gs}} = \left( \frac{I_1}{I_{linCM}} \right)^{m+1} g_{mlinCM} + \\ &+ \left( \frac{I_1}{I_{asy0}^*} \right)^{m+1} g_{masy0}^*, \end{aligned} \quad (4.2.21)$$

$$g_{m\text{linCM}} = \frac{\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{\text{linCM}} \cdot R_S} (V_{ds} - I_{\text{linCM}} \cdot R_T)}{1 + R_S \cdot \left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{\text{linCM}} \cdot R_S} (V_{ds} - I_{\text{linCM}} \cdot R_T) + g_{CH}(V_{gt} - I_{\text{linCM}} \cdot R_S) \cdot R_T}, \quad (4.2.22)$$

$$\left. \frac{\partial g_{CH}}{\partial V_{GT}} \right|_{V_{gt} - I_{\text{linCM}} R_S} = \frac{\gamma + 1}{V_{gt}} g_{CH}(V_{gt}) = K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} (\gamma + 1) V_{gt}^\gamma.$$

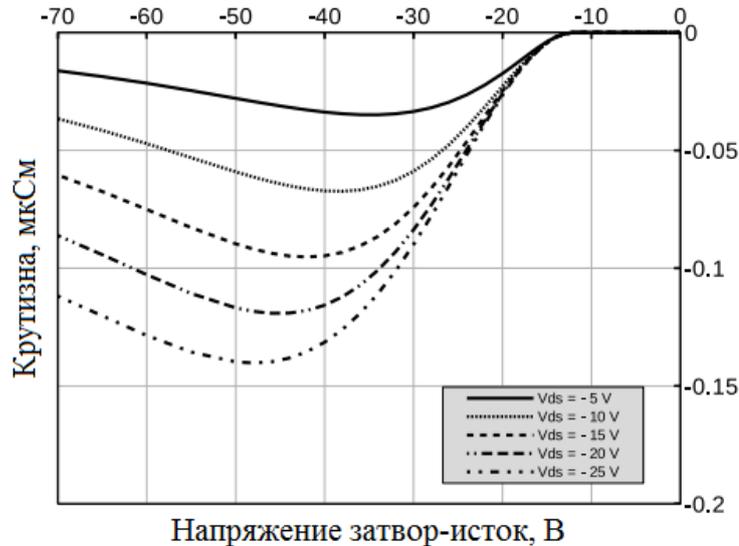


Рисунок 4.10 – Зависимость крутизны от напряжения затвор-исток для напряжения сток-исток от – 5В (верхняя кривая) до – 25В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме в нелинейном приближении и в режиме насыщения в линейном приближении

Для расчета выходных вольт-амперных характеристик ОПТ нам необходимо преобразовать «внутреннее» уравнение (1.3.1) для «внешнего» случая в следующую форму:

$$I_2 = \frac{I_{\text{linCM}} I_{\text{asyCM}}^*}{\left[ I_{\text{linCM}}^m + I_{\text{asyCM}}^{*m} \right]^{1/m}}. \quad (4.2.23)$$

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от полного тока (4.2.23) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ :

$$g_2 = \frac{\partial I_2}{\partial V_{ds}}. \quad (4.2.24)$$

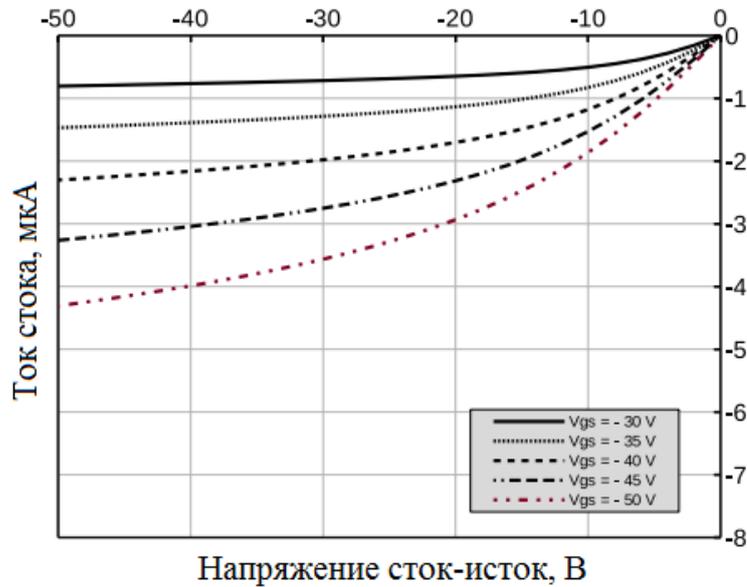


Рисунок 4.11 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от  $-30\text{В}$  (верхняя кривая) до  $-50\text{В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5\text{В}$ , для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2\text{МОм}$  и  $R_D=1,2\text{МОм}$  при  $\lambda = 0,0025\text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и в режимах насыщения в нелинейном приближении

Однако сначала мы перепишем уравнение (4.2.23) в виде:

$$\frac{1}{I_2^m} = \frac{1}{I_{linCM}^m} + \frac{1}{I_{asyCM}^{*m}}. \quad (4.2.25)$$

Мы можем взять частные производные по  $V_{ds}$  с обеих сторон этого уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_2^m} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_{linCM}^m} + \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \frac{1}{I_{asyCM}^{*m}}. \quad (4.2.26)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_2$ :

$$g_2 = \left( \frac{I_2}{I_{linCM}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{linCM}}{\partial V_{ds}} + \left( \frac{I_2}{I_{asyCM}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asyCM}^*}{\partial V_{ds}} =$$

$$= \left( \frac{I_2}{I_{linCM}} \right)^{m+1} g_{chCM} + \left( \frac{I_2}{I_{asyCM}^*} \right)^{m+1} g_{asyCM}^*. \quad (4.2.27)$$

Здесь  $g_{chCM}$  задается уравнением (4.2.18), а  $g_{asyCM}^*$  определяется уравнением  $g_{asyCM}^* = I_{asyCM} \frac{\partial k^*}{\partial V_{ds}} + k^* \frac{\partial I_{asyCM}}{\partial V_{ds}} = I_{asyCM} \frac{\partial k^*}{\partial V_{ds}} + k^* \cdot g_{asyCM}$ .

Чтобы получить уравнение для крутизны, мы можем взять производную от полного тока (4.2.23) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ :

$$g_{m2} = \frac{\partial I_2}{\partial V_{gs}}. \quad (4.2.28)$$

Однако снова мы сначала перепишем уравнение (4.2.23) в виде (4.2.3). Мы можем взять частные производные с обеих сторон уравнения (4.2.23) по  $V_{gs}$ :

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_2^m} = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{linCM}^m} + \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \frac{1}{I_{asyCM}^{*m}}. \quad (4.2.29)$$

После дифференцирования мы можем выразить  $g_{m2}$ :

$$g_{m2} = \left( \frac{I_2}{I_{linCM}} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{linCM}}{\partial V_{gs}} + \left( \frac{I_2}{I_{asyCM}^*} \right)^{m+1} \frac{\partial I_{asyCM}^*}{\partial V_{gs}} = \left( \frac{I_2}{I_{linCM}} \right)^{m+1} g_{mlinCM} +$$

$$+ \left( \frac{I_2}{I_{asyCM}^*} \right)^{m+1} g_{masyCM}^*, \quad (4.2.30)$$

$$g_{masyCM}^* = I_{asyCM} \frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} + k^* \frac{\partial I_{asyCM}}{\partial V_{gs}} = I_{asyCM} \frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} + k^* \cdot g_{masyCM}. \quad (4.2.31)$$

$$\frac{\partial k^*}{\partial V_{gs}} = \frac{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asyCM} R_S]^{m-1}}{(\lambda \alpha_S)^m [V_{gt} - I_{asyCM} R_S]^{m-1}} \cdot k^* \cdot (g_{masyCM} \cdot R_S - 1). \quad (4.2.32)$$

Чтобы найти уравнения асимптотики для «внешнего» вида мы переписываем уравнение (3.2.35) в следующем виде:

$$I_{asy}^{**} = \frac{I_{asy}}{[1 - \{\lambda \alpha_S V_{gt}\}^m]^{1/m}} = k^* \cdot I_{asy}, \quad (4.2.33)$$

$$k^* = \frac{1}{[1 - \{\lambda \alpha_S V_{gt}\}^m]^{1/m}},$$

$$I_{asy} = I_{SAT}(V_{gt}) \cdot \{1 + \lambda[V_{ds} - V_{sat}]\}.$$

Отсюда  $I_{SAT}(V_{gt})$  определяется уравнением (3.1.6).

Для того чтобы найти дифференциальную проводимость нам необходимо взять производную от полного тока (4.2.33) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ :

$$g_{asy}^{**} = \frac{\partial I_{asy}^{**}}{\partial V_{ds}} = k^* \cdot \frac{\partial I_{asy}}{\partial V_{ds}} = k^* \cdot \lambda \cdot I_{SAT}(V_{gt}). \quad (4.2.34)$$

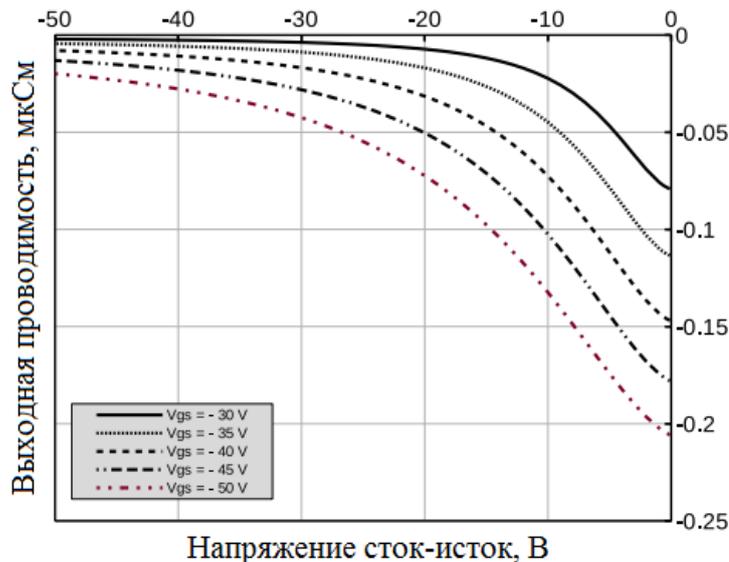


Рисунок 4.12 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения сток-исток для напряжения затвор-исток от – 35В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и в режимах насыщения в нелинейном приближении

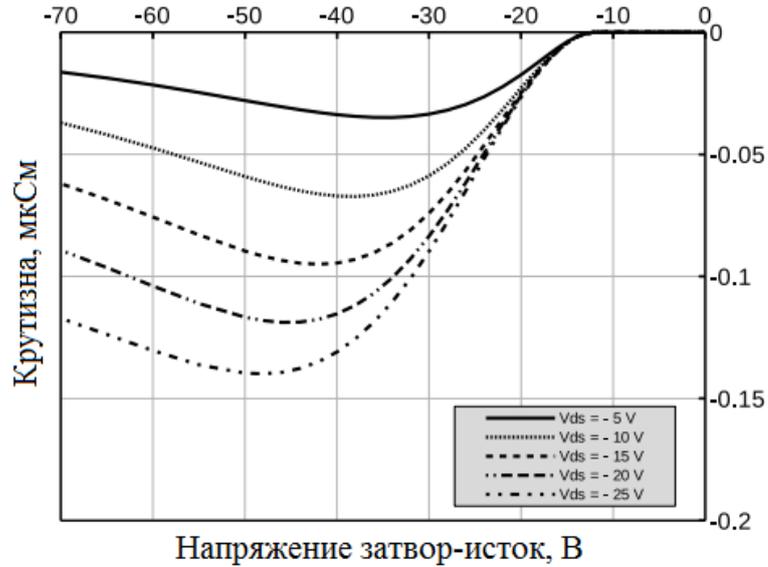


Рисунок 4.13 – Зависимость крутизны от напряжения затвор-исток для напряжения сток-исток от – 5В (верхняя кривая) до – 25В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , учитываемые в линейном режиме и в режимах насыщения в нелинейном приближении

Для крутизны также будем взять производную с обеих сторон уравнения (4.2.33) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению  $V_{gs}$ :

$$g_{masy}^{**} = \frac{\partial I_{asy}^{**}}{\partial V_{gs}} = k^* \cdot (g_{masy} - I_{asy} \cdot (\alpha_s^m \lambda^m V_{gt}^m) / (1 - (\alpha_s \lambda V_{gt})^m)), \quad (4.2.35)$$

$$g_{masy} = g_{mSAT}(V_{gt}) \cdot (1 + \lambda(V_{ds} - V_{sat})) - (g_{asy} - b_{msat}).$$

Отсюда  $V_{sat}$  определяется уравнением (3.1.22). Для справки:

$$g_{mSAT}(V_{gt}) = I_{SAT}(V_{gt}) \frac{(\gamma + 2)}{V_{gt}}, \quad g_{asy} = \lambda I_{SAT}(V_{gt}),$$

$$b_{msat} = \alpha_s \left( 1 - g_{mSAT}(V_{gt}) \left( 1 - \frac{R_T}{\alpha_s} \right) \right).$$

Далее, используя уравнения 4.2.33, 4.2.34 и 4.2.35 для асимптотического тока во «внешнем» случае, а также уравнения 1.2.3, 1.2.4 и 1.2.7 для линейного

тока во «внешнем» случае, мы будем переписать сглаживающую функцию компактной модели ОПТ в таком виде:

$$I_3 = \frac{I_{lin0} I_{asy}^{**}}{[I_{lin0}^m + I_{asy}^{**m}]^{\frac{1}{m}}}. \quad (4.2.36)$$

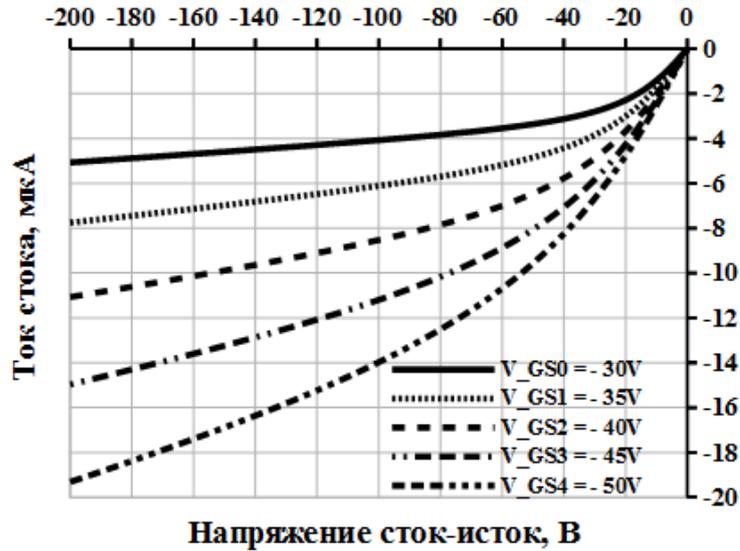


Рисунок 4.14 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2$  МОм и  $R_D=1,2$  МОм при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , для компактного моделирования ОПТ во «внешнем» случаи

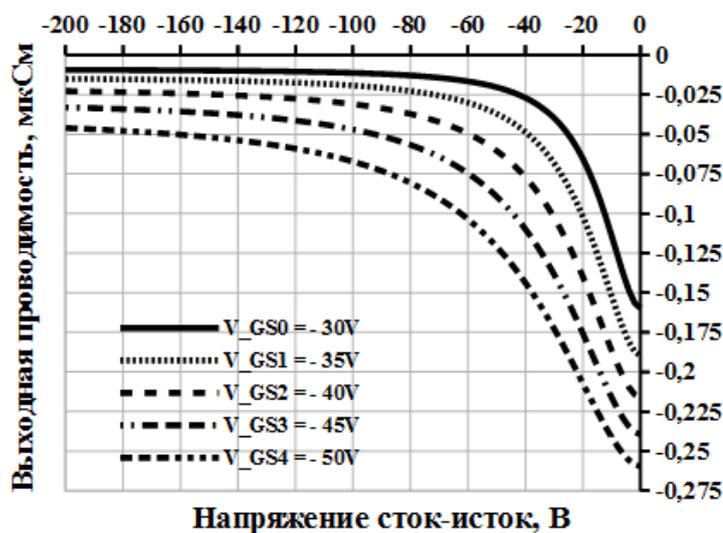


Рисунок 4.15 – Зависимости дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток от – 30В (верхняя кривая) до – 50В (нижняя кривая) с шагом - 5В, для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями

$R_S=1.2 \text{ МОм}$  и  $R_D=1.2 \text{ МОм}$  при  $\lambda = 0.0025 \text{ В}^{-1}$ , для компактного моделирования ОПТ во «внешнем» случаи

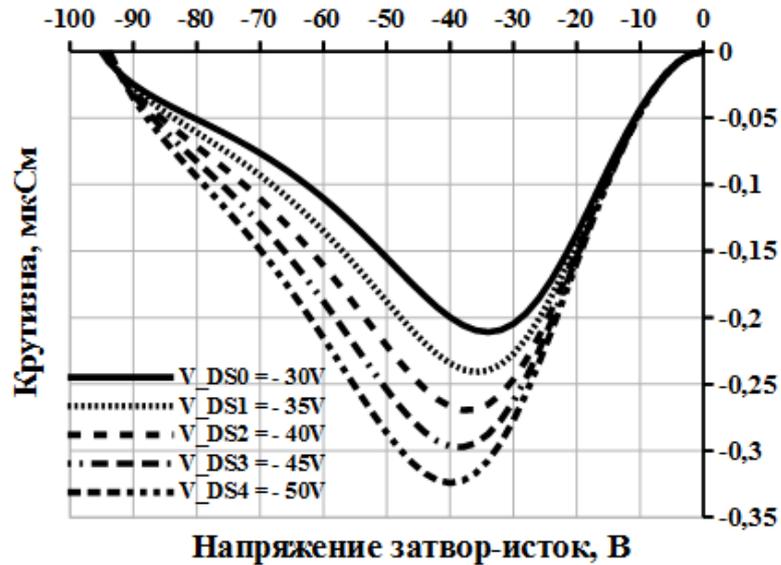
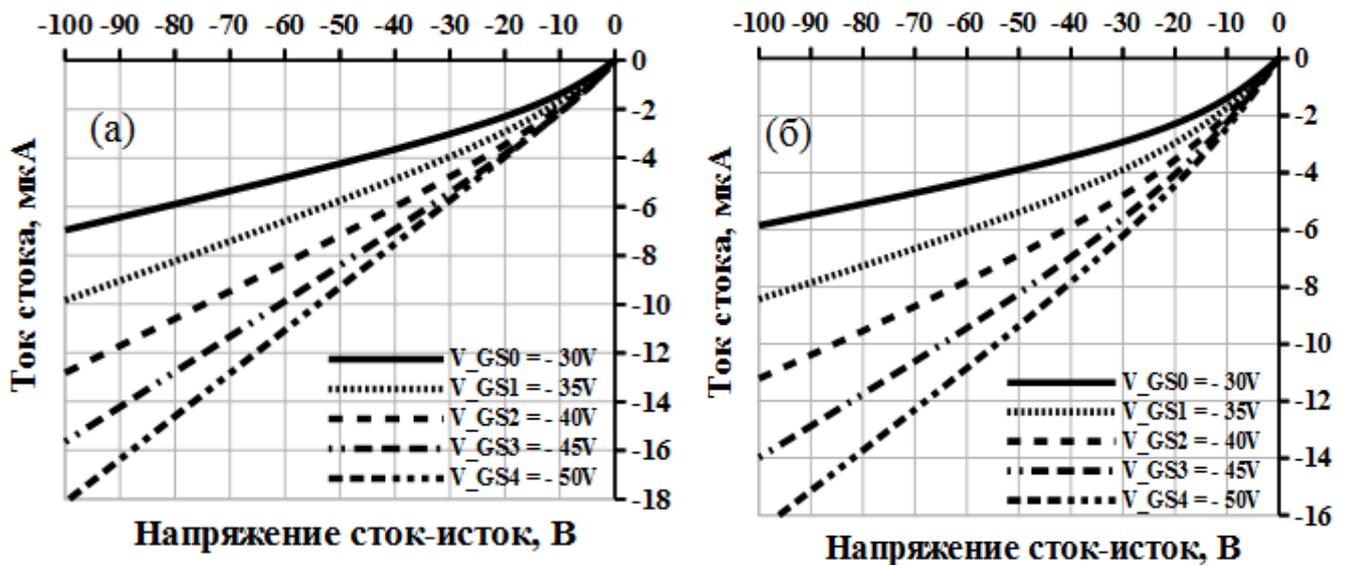


Рисунок 4.16 – Зависимости крутизны от напряжения затвора для напряжения сток-исток от  $-30 \text{ В}$  (верхняя кривая) до  $-50 \text{ В}$  (нижняя кривая) с шагом  $-5 \text{ В}$ , для пентаценового ОПТ с ненулевыми сопротивлениями  $R_S=1,2 \text{ МОм}$  и  $R_D=1,2 \text{ МОм}$  при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , для компактного моделирования ОПТ во «внешнем» случаи



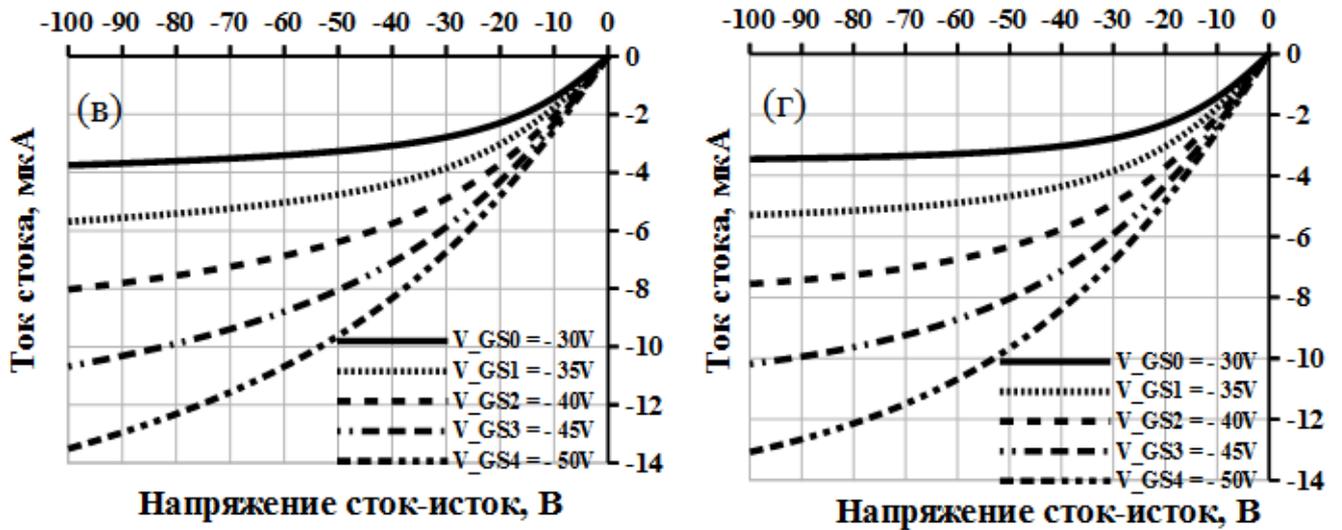


Рисунок 4.17 – Зависимости ток стока от «внешнего» напряжения сток-исток ( $V_{ds}$ ) для внешне «улучшенная» компактная модель ОПТ с различными значениями  $\lambda$  ((а) -  $\lambda = 0,015 \text{ В}^{-1}$ ; (б) -  $\lambda = 0,01 \text{ В}^{-1}$ ; (в) -  $\lambda = 0,0012 \text{ В}^{-1}$ ; (г) -  $\lambda = 0 \text{ В}^{-1}$ ). На всех рисунках верхняя кривая для напряжения на затворе  $V_{gs} = -30\text{В}$ , далее с шагом  $-5\text{В}$  до напряжения  $-50\text{В}$

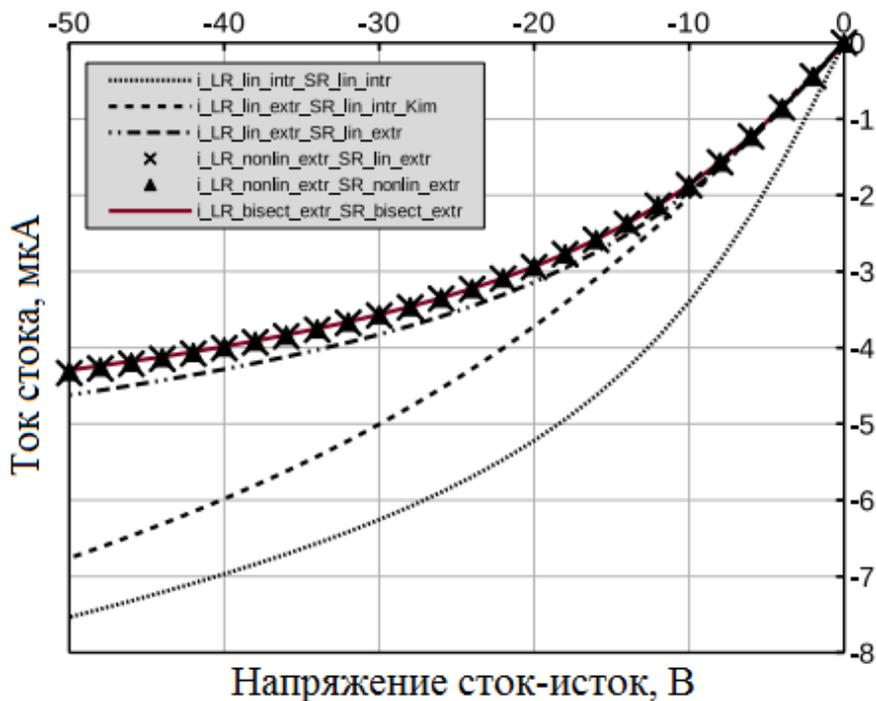


Рисунок 4.18 – Зависимости ток стока от напряжения стока для напряжения затвор-исток –  $50\text{В}$ , для пентаценового ОПТ с общим сопротивлением  $2,4 \text{ МОм}$

при  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанная для всех обсуждавшийся ранее подходы (сверхтонкая пунктирная линия – внутренняя модель; тонкая пунктирная линия, учитывающая только полное сопротивление в линейном режиме с внутренней моделью для режима насыщения; 2 точки 3 пунктирная линия для внешнего случая с линейным приближением, как в линейном, так и в режиме насыщения; × точек для внешнего случая с нелинейным приближением в линейном режиме и линейным приближением в режиме насыщения; треугольные точки (▲) для внешнего случая с нелинейным приближением в линейном режиме и нелинейным приближением в режиме насыщения; сплошная линия для расчетов методом бисекции)

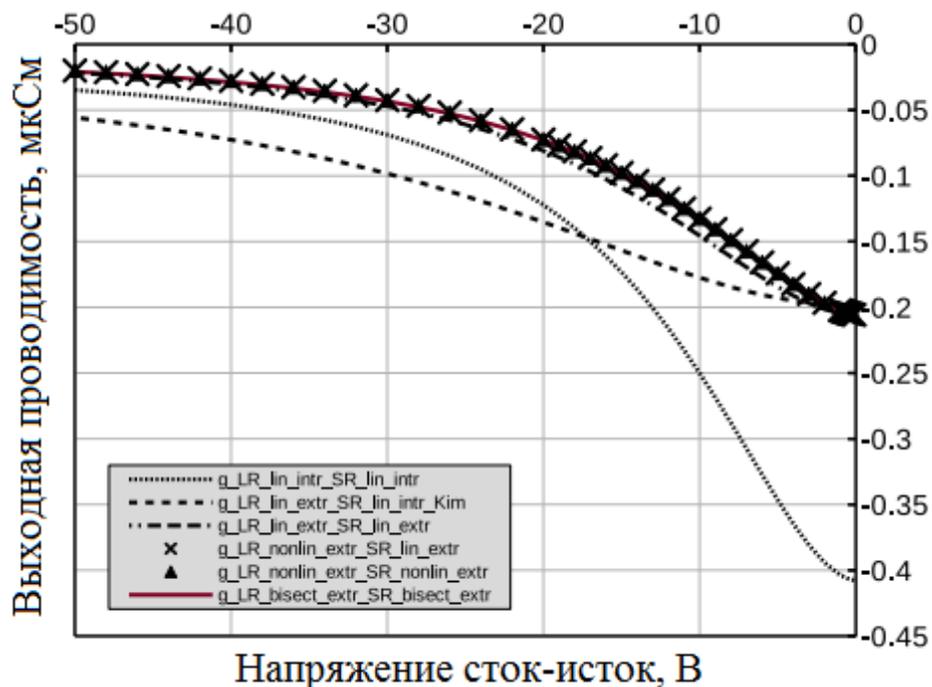


Рисунок 4.19 – Зависимость дифференциальной проводимости от напряжения стока для напряжения затвор-исток – 50В, для пентацевого ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанная для всех обсуждавшийся ранее подходы (сверхтонкая пунктирная линия – внутренняя модель; тонкая пунктирная линия, учитывающая только полное сопротивление в линейном режиме с внутренней моделью для режима насыщения; 2 точки 3 пунктирная линия для внешнего случая с линейным приближением как в линейном, так и в

режиме насыщения; × точек для внешнего случая с нелинейным приближением в линейном режиме и линейным приближением в режиме насыщения; треугольные точки (▲) для внешнего случая с нелинейным приближением в линейном режиме и нелинейным приближением в режиме насыщения; красная сплошная линия для расчетов методом бисекции

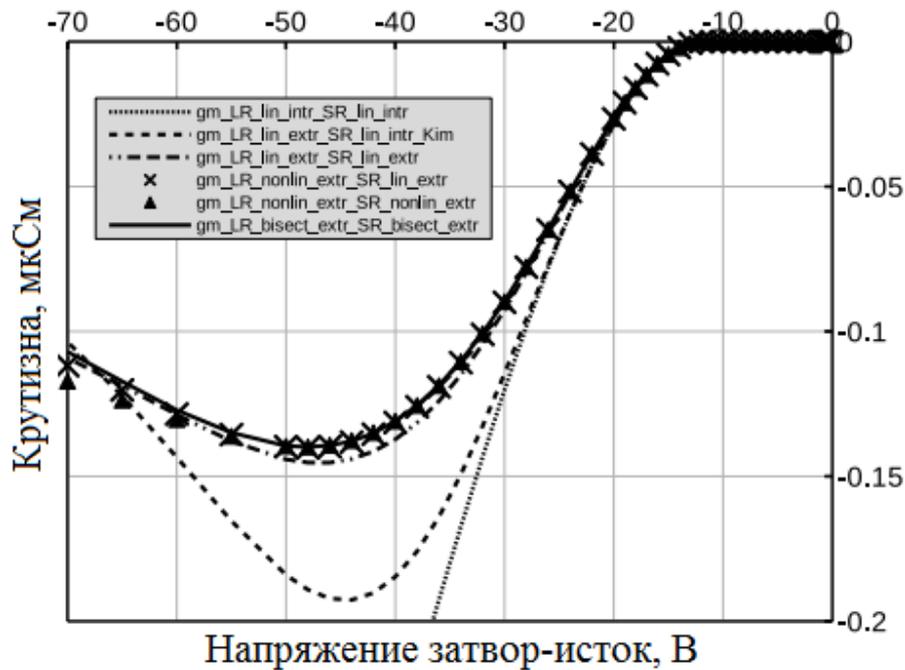


Рисунок 4.20 – Зависимость крутизны от напряжения затвора для напряжения сток-исток – 25В для пентацевого ОПТ с общим сопротивлением 2,4 МОм и  $\lambda = 0,0025 \text{ В}^{-1}$ , рассчитанная для всех обсуждавшийся ранее подходов (ультратонкая пунктирная линия – внутренняя модель; тонкая пунктирная линия – учитывает только полное сопротивление в линейном режиме с внутренней моделью для режима насыщения; 2 точки 3 пунктирная линия для внешнего случая с линейным приближением, как в линейном режиме, так и в режиме насыщения; × точек для внешнего случая с нелинейное приближением в линейном режиме и линейное приближение в режиме насыщения; точки треугольника (▲) для внешнего случая с нелинейным приближением в линейном режиме и нелинейное приближение в режиме насыщения; сплошная линия для расчетов методом бисекции)

Чтобы получить уравнение для дифференциальной проводимости, мы можем взять производную от полного тока (4.2.36) для «внешнего» случая по отношению к «внешнему» напряжению сток-исток  $V_{ds}$ , и после этого можем, выразит  $g_3$  в таком виде:

$$g_3 = \frac{\partial I_3}{\partial V_{ds}} = \frac{I_{asy}^{**m+1} g_{ch\ 0} + I_{lin\ 0}^{m+1} g_{asy}^{**}}{[I_{lin\ 0}^m + I_{asy}^{**m}]^{\frac{1}{m+1}}}. \quad (4.2.37)$$

Далее взяв производную от полного тока (4.2.36) по отношению к «внешнему» напряжению затвор-исток  $V_{gs}$ , мы можем найти крутизну для компактной модели ОПТ во «внешнем» случаи и после этого можем, выразит  $g_{m\ 3}$  в таком виде:

$$g_{m\ 3} = \frac{\partial I_3}{\partial V_{gs}} = \frac{I_{asy}^{**m+1} g_{m\ lin\ 0} + I_{lin\ 0}^{m+1} g_{m\ asy}^{**}}{[I_{lin\ 0}^m + I_{asy}^{**m}]^{\frac{1}{m+1}}}. \quad (4.2.38)$$

Отметим, что все разработанные в данной работе подходы к компактному моделированию ОПТ могут быть применены к моделям MOSFET и TFT для правильного учета дифференциальной проводимости в режиме насыщения и аналитического учета сопротивлений стока и истока не только в линейном, но и в режиме насыщения.

### **4.3 Компактное моделирование тока стока «внешнего» ОПТ, обеспечивающее монотонное убывание дифференциальной проводимости при использовании новой функции сглаживания**

Линейный режим во «внешнем» случае аппроксимируется линейной зависимостью тока стока от напряжения на стоке [117]:

$$I_{lin}(V_{ds}, V_{gt}) = g_{ch}(V_{gt}) V_{ds}. \quad (4.3.1)$$

При этом сопротивление контактов учитывается в уравнении для проводимости:

$$g_{ch}(V_{gt}) = R_{ch}^{-1}(V_{gt}) = \frac{g_{ch}(V_{gt})}{1 + R_T g_{ch}(V_{gt})}, \quad (4.3.2)$$

что соответствует последовательному включению сопротивления канала «внутреннего» ОПТ и суммарного сопротивления контактов [117]:

$$R_{ch}(V_{gt}) = R_{CH}(V_{gt}) + R_T. \quad (4.3.3)$$

Подставляя  $V_{GT}$ , определяемое уравнением  $V_{GT} = V_{gt} - IR_S$ , в уравнение для тока насыщения  $I_{SAT}(V_{GT}) = g_{CH}(V_{GT}) V_{SAT}(V_{GT}) = \alpha_s K \frac{\mu_0}{V_{aa}^\gamma} V_{GT}^{\gamma+2}$ , и обозначая ток насыщения как  $I_{sat}$ , получаем уравнение для тока насыщения в неявной форме, которое может быть решено численно [117]:

$$I_{sat} = A \cdot (V_{gt} - I_{sat} R_S)^{\gamma+2}. \quad (4.3.4)$$

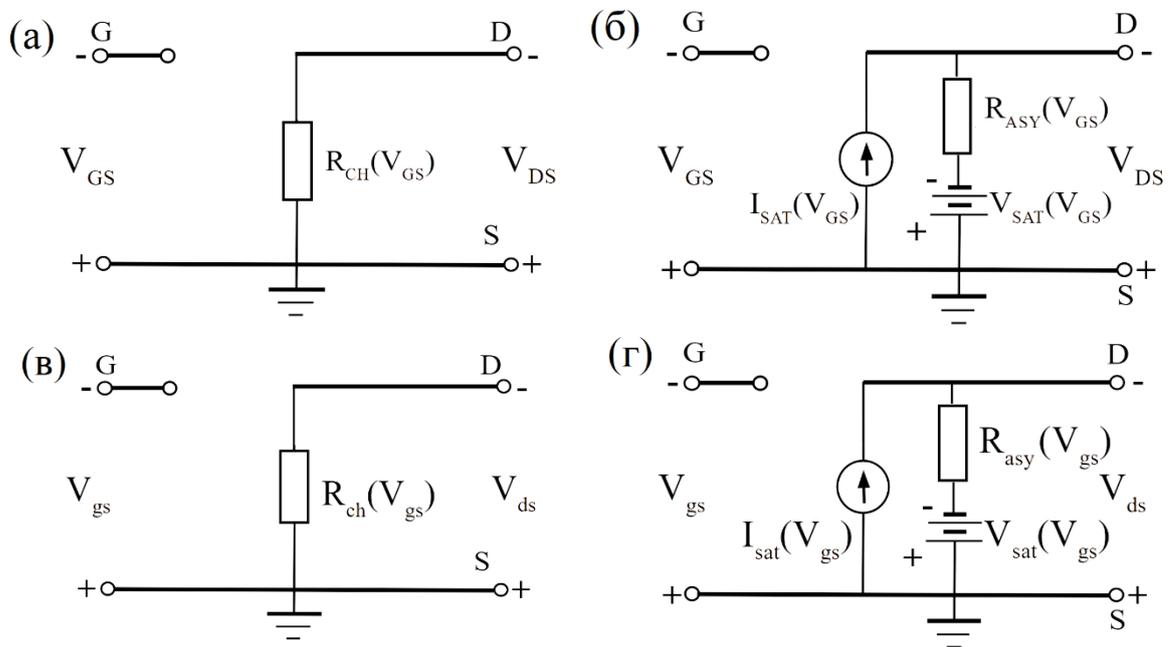


Рисунок 4.21. Эквивалентные схемы для «внутреннего» ОПТ с р-каналом в линейном (омическом) режиме (а) и в режиме насыщения (б), и для «внешнего» ОПТ в линейном (омическом) режиме (в) и в режиме насыщения (г) [117]

В работах [54, 99] линеаризацией неявного уравнения для тока насыщения (4.3.4), было получено приближенное уравнение для компактного моделирования тока насыщения ОПТ [117]:

$$I_{sat}(V_{gt}) \approx \frac{I_{SAT}(V_{gt})}{1 + g_{mSAT}(V_{gt}) R_S}. \quad (4.3.5)$$

При этом «внешнее» напряжение насыщения рассчитывается так:

$$V_{sat}(V_{gt}) = V_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}(V_{gt}) R_S) + I_{sat}(V_{gt}) R_T. \quad (4.3.6)$$

Для компактного моделирования «внешнего» ОПТ в режиме насыщения мы предлагаем использовать линейную аппроксимацию зависимости тока стока от внешнего напряжения на стоке, предложенную в работе [117]:

$$I_{asy} = I_{sat} + g_{asy} \cdot (V_{ds} - V_{sat}) = I_{sat} + (V_{ds} - V_{sat})/R_{asy}. \quad (4.3.7)$$

Здесь учтено, что  $I_{sat} = I_{SAT}(V_{gt} - I_{sat}R_S)$ , согласно уравнениям  $I_{SAT}(V_{GT}) = g_{CH}(V_{GT}) V_{SAT}(V_{GT})$  и  $V_{GT} = V_{gt} - IR_S$ . Для  $g_{asy}$  в [117] выведено уравнение:

$$g_{asy} = R_{asy}^{-1} = \frac{g_{ASY}}{1 + g_{mSAT} \cdot R_S + g_{ASY} \cdot (R_T - b_{mSAT} \cdot R_S)}. \quad (4.3.8)$$

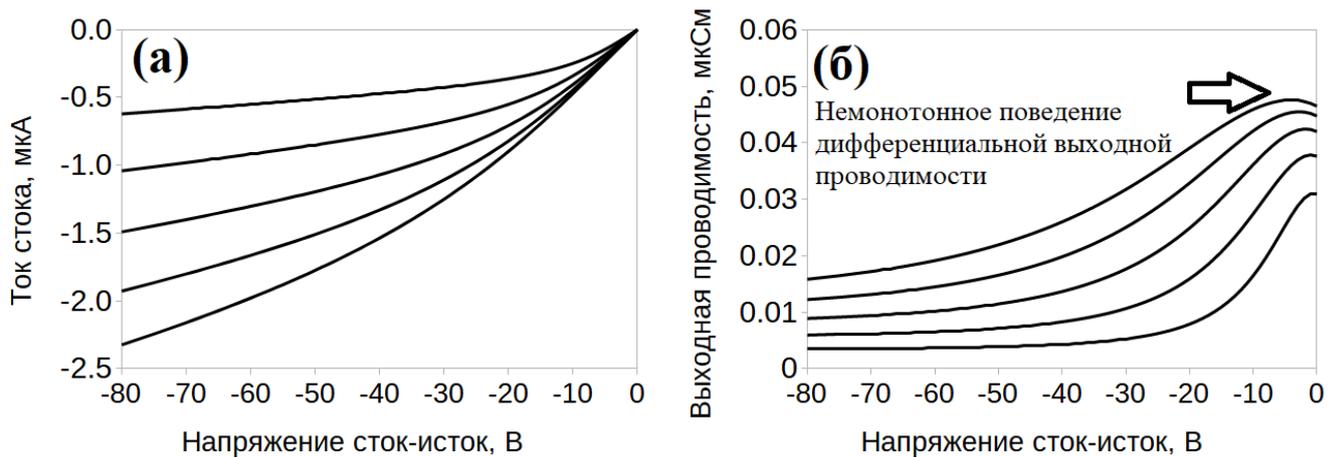


Рисунок 4.22. Выходные характеристики «внешнего» ОПТ, рассчитанные с помощью традиционно используемой сглаживающей функции (4.3.10). Верхняя кривая для напряжения затвор-исток -30 В, далее: -35 В, -40 В, -45 В, -50 В. (б) Соответствующая выходная проводимость. Верхняя кривая для напряжения затвор-исток -50 В, далее: -45 В, -40 В, -35 В, -30 В

Здесь аргументом всех функций  $g_{ASY}$ ,  $g_{mSAT}$  и  $b_{mSAT}$  является  $V_{GT} = V_{gt} - I_{sat} R_S$ . Функция  $I_{sat}$  определяется неявным уравнением (4.3.4) или приближённым уравнением (4.3.5). Отметим, что в этой статье, при

моделировании тока стока «внешнего» ОПТ, мы будем использовать приближённое уравнение (4.3.5) [117].

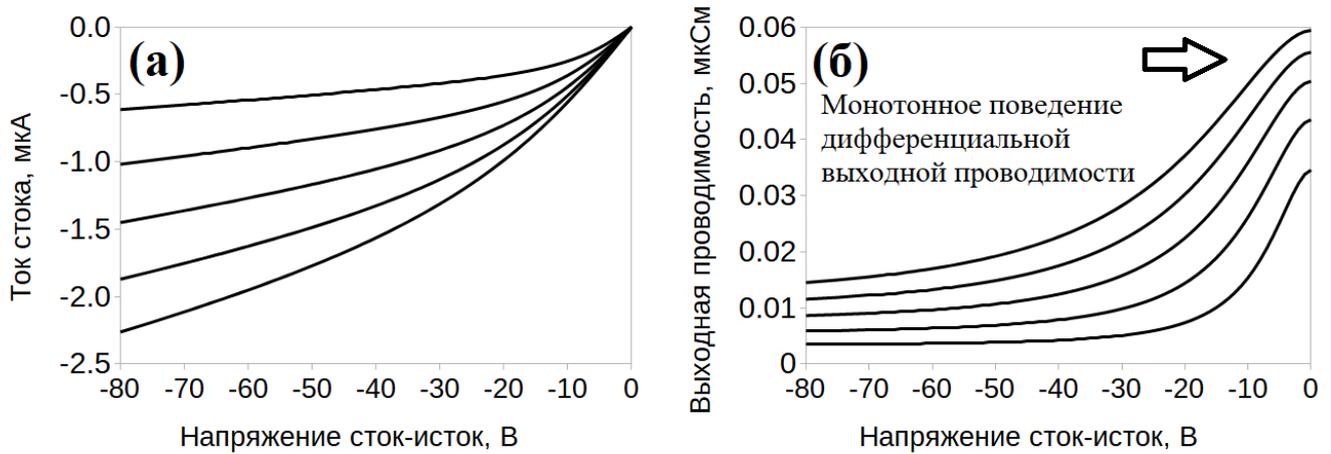


Рисунок 4.23. Выходные характеристики «внешнего» ОПТ, рассчитанные с помощью новой сглаживающей функции (4.3.11)-(4.3.12). Верхняя кривая для напряжения затвор-исток -30 В, далее: -35 В, -40 В, -45 В, -50 В. (б) Соответствующая выходная проводимость. Верхняя кривая для напряжения затвор-исток -50 В, далее: -45 В, -40 В, -35 В, -30 В

Уравнение (4.3.8) можно переписать в более удобном для анализа виде [117]:

$$R_{asy} = R_{ASY} + R_T + (g_{mSAT} R_{ASY} - b_{mSAT}) R_S. \quad (4.3.9)$$

Из (4.3.9) видно, что выходное дифференциальное сопротивление «внешнего» ОПТ в режиме насыщения  $R_{asy}$  складывается из последовательного включения дифференциального сопротивления «внутреннего» ОПТ в режиме насыщения  $R_{ASY} = 1/g_{ASY}$ , суммарного сопротивления контактов  $R_T$  и добавки, смысл которой можно понять вспомнив про эффект истоковой деградации, изучаемый в теории МОП усилителя с общим истоком [117, 118, 119].

Эквивалентные схемы для ОПТ с р-каналом представлены на рисунке 4.21: для «внутреннего» ОПТ в линейном (омическом) режиме (а) и в режиме

насыщения (б); для «внешнего» ОПТ в линейном режиме (в) и в режиме насыщения (г).

При использовании традиционной функции сглаживания для тока стока «внешнего» ОПТ получается следующее уравнение [117]:

$$I = \frac{I_{lin} I_{asy}}{(I_{lin}^m + I_{sat}^m)^{\frac{1}{m}}}, \quad (4.3.10)$$

На рисунке 4.22(а) представлены выходные характеристики «внешнего» ОПТ рассчитанные с помощью традиционно используемой сглаживающей функции (4.3.10). На рисунке 4.22(б) представлены соответствующие зависимости выходной проводимости от напряжения сток-исток. Стрелкой показано немонотонное поведение выходной проводимости. Видно, что с ростом смещения на стоке, выходная проводимость сначала увеличивается, достигает максимума, а только потом начинает монотонно убывать [117].

При использовании новой функция сглаживания [44, 46, 48] для тока стока «внешнего» ОПТ получаются следующие уравнения [117]:

$$I = \frac{I_{lin} I_{asy}^*}{(I_{lin}^m + I_{asy}^{*m})^{\frac{1}{m}}}, \quad (4.3.11)$$

$$I_{asy}^* = \frac{g_{lin}}{(g_{lin}^m - g_{asy}^m)^{\frac{1}{m}}} I_{asy}. \quad (4.3.12)$$

На рисунке 4.23(а) представлены выходные характеристики «внешнего» ОПТ рассчитанные с помощью новой сглаживающей функции (4.3.11)-(4.3.12). На рисунке 4.23(б) представлены соответствующие зависимости выходной проводимости от напряжения сток-исток. Видно, что с ростом смещения на стоке, выходная проводимость всегда монотонно убывает.

### **Выводы по главе**

В этой главе были разработаны компактные «упрощенные внешние» модели ОПТ с линейным приближением для линейного режима и режима насыщения, а также разработано компактная «внешняя» модель ОПТ с нелинейным приближением для тока стока в линейном режиме и режиме насыщения, для

различных значений напряжение затвора и были получены хорошие выходные характеристики.

Значение обратного напряжения Эрли ( $\lambda$ ) играет важную роль для выходных характеристик, а также для «улучшенной» компактной модели ОПТ.

Все результаты, показанные на рис. 4.17 для «улучшенной» компактной модели ОПТ для внешнего случая, имеют корректные выходные характеристики и, при уменьшении  $\lambda$  (обратного значения напряжения Эрли) они пропорционально улучшаются и переходят в режим насыщения.

В данной главе мы представили расчеты выходных характеристик и зависимости дифференциальной проводимости от напряжения на стоке для «внешнего» органического полевого транзистора, полученные с использованием ранее разработанной кусочно-линейной компактной модели тока стока ОПТ и с применением новой сглаживающей функции. Новая сглаживающей функции обеспечивает монотонное уменьшение дифференциальной проводимости «внешнего» ОПТ-транзистора от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведённых исследований в работе разработана компактная модель для зависимости тока стока «внешнего» ОПТ в надпороговом режиме работы от «внешнего» напряжения сток-исток и «внешнего» напряжения затвор-исток с корректным учётом дифференциальной проводимости в режиме насыщения и с аналитическим учётом контактных сопротивлений. При проведении исследования были решены все поставленные задачи, получены следующие результаты и сделаны выводы:

1. Для компактного моделирования надпорогового тока стока «внутреннего» ОПТ была применена улучшенная сглаживающая функция, использующая степенное усреднение, ранее предложенная для «улучшенной» компактной модели «внутреннего» МОП-транзистора и обеспечивающую корректный учет выходной проводимости в режиме насыщения с монотонным ее убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

2. Получены аппроксимационные формулы для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток, основанные на приближенном решении уравнения для тока стока «внешнего» ОПТ, полученного преобразованием «внутреннего» уравнения для линейного режима, которые могут быть использованы при компактном моделировании. Полученные аппроксимации верифицированы численным методом.

3. Получены аппроксимационные формулы для тока насыщения «внешнего» ОПТ в зависимости от «внешнего» напряжения затвор-исток, основанные на линеаризации и приближенном решении уравнения для тока насыщения «внешнего» ОПТ, полученного преобразованием «внутреннего» уравнения, которые могут быть использованы при компактном моделировании. Полученные аппроксимации верифицированы применением численного метода.

4. Выведено уравнение для выходного дифференциальное сопротивление «внешнего» ОПТ в «точке насыщения» (оно отличается от выходного сопротивления «внутреннего» ОПТ на величину последовательно включенного сопротивления стока и на величину, пропорциональную сопротивлению истока, что аналогично теории истоковой деградации МОПТ). На основе полученного уравнения для выходного дифференциального сопротивление «внешнего» ОПТ в «точке насыщения» разработана линейная аппроксимация для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток в окрестности «точки насыщения».

5. Для компактного моделирования надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ, включая линейный режим и режим насыщения с учётом ненулевой дифференциальной проводимости, применена улучшенная сглаживающая функция, основанная на степенном усреднении, ранее предложенная для «улучшенной» компактной модели «внутреннего» МОП-транзистора и обеспечивающая корректный учет выходной проводимости в режиме насыщения с монотонным ее убыванием от максимального значения в линейном режиме до минимального значения в режиме насыщения.

6. Построена аппроксимация для зависимости надпорогового тока стока «внешнего» ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток, пригодная для компактного моделирования в случае сильного превышения «внешним» напряжением сток-исток значения «внешнего» напряжения насыщения. Предложенная аппроксимация состоит из линейная аппроксимации для зависимости тока стока ОПТ от «внешнего» напряжения сток-исток для участка трансформации от линейной аппроксимации в окрестности «точки насыщения» до участка нелинейной аппроксимации, обеспечивающей выход на предельное асимптотическое значение тока стока.

Перспективным является учёт в компактной модели подпорогового тока, эффекта подложки и реализация разработанной модели в виде Verilog-A модуля для практического применения в современных электронных САПР при моделировании схем на основе ОПТ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Horowitz, G. Organic thin film transistors: From theory to real devices / G. Horowitz // *J. Mater. Res.*, Vol. 19, No. 7, pp. 1946–1962, 2004.
2. Pacelli, A. Generation of equivalent circuits from physics-based device simulation / A. Pacelli, M. Mastrapasqua, S Luryi // *IEEE Trans, on CAD of ICAS*. 2000. Vol. 19. P. 1241-1250.
3. Facchetti, A. Semiconductors for organic transistors / A. Facchetti // *Mater. Today*, vol. 10, no. 3, pp. 28–37, Mar. 2007.
4. Schon, J.H. Ambipolar Pentacene Field-Effect Transistors and Inverters / J.H. Schon, S. Berg, Ch. Kloc and B. Batlogg // *Science*, Vol. 287, pp. 1022–1023, 2000.
5. Kim, C. H. Fundamental Benefits of the Staggered Geometry for Organic Field-Effect Transistors / C. H. Kim, Y. Bonnassieux, and G. Horowitz // *IEEE Electron device letters*, Vol. 32, no. 9, September 2011.
6. Кухто, А.В. Органическая электроника: вчера, сегодня, завтра / А.В Кухто // *Химия и жизнь*. 2013. Т. 49. №6. С. 3–6.
7. Мымрин, В. Н. Органическая и печатная электроника: на волне успеха / В. Н. Мымрин // *Инновационные технологии*. №3. 2014.
8. Пономаренко, С.А. Достижения и проблемы современной органической электроники / С.А Пономаренко // *Междисциплинарный семинар МГУ «На стыке наук и идей»*.
9. Estrada, M. Accurate modeling and parameter extraction method for organic TFTs / M. Estrada, A. Cerdeira, J. Puigdollers, L. Reséndiz, J. Pallares, L.F. Marsal, C. Voz, B. Iñiguez // *Solid-State Electronics*. 2005. Vol. 49, N 6. P. 1009 – 1016.
10. Kim, C.H. A compact model for organic field-effect transistors with improved output asymptotic behaviors / C.H. Kim, A. Castro-Carranza, M. Estrada, A. Cerdeira, Y. Bonnassieux, G. Horowitz, B. Iniguez // *IEEE Trans. Electron Devices*. 2013. Vol. 60. N3. P. 1136–1141.

11. Kim, C.H. Compact DC Modeling of Organic Field-Effect Transistors: Review and Perspectives / Kim C.H., Bonnasieux Y., Horowitz G // IEEE Trans. Electron Devices. 2014, 61(2): pp. 278-287.
12. Knipp, D. Organic Field Effect Transistors / D. Knipp // Introduction to Organic Electronics, (Nanomolecular Science Seminar I), (Course Number 420411) Fall 2005.
13. Jingjing, Ch. Organic Field-Effect Transistor: Device Physics, Materials, and Process / Ch. Jingjing, L. Zhenhua, Z. Chunfu and H. Yue // World's largest Science, Technology & Medicine Open Access book publisher.
14. Bao, Z. Organic Field-Effect Transistors / Z. Bao and J. Locklin, eds. // CRC Press, Boca Raton, 2007.
15. Horowitz, G. Organic Field-Effect Transistors / G. Horowitz // Advanced Materials, Vol. 10, No.5, pp. 365-377, 1998.
16. Hiam, S. Polyelectrolyte-Gated Organic Field Effect Transistors – Printing and Electrical Stability / S. Hiam // Printed by LiU-Tryck, Linköping, Sweden, 2013.
17. Jiro, K. Masaru Wada. «Research and Development on Organic Transistors has Progressed Even Further».
18. Кузьмина, Е.К. Полимерные транзисторы / Е.К. Кузьмина, В.А. Монахова, А.П. Цуркин // Технические науки: традиции и инновации: материалы Междунар. науч. конф. (г. Челябинск, январь 2012 г.). — Челябинск - 2012. — С. 83-88.
19. Органические транзисторы – базовые принципы и устройство. URL: [https://ko.com.ua/organicheskie\\_tranzistory\\_bazovye\\_principy\\_i\\_ustrojstvo\\_35581](https://ko.com.ua/organicheskie_tranzistory_bazovye_principy_i_ustrojstvo_35581). (Дата обращения - 22.03.2019).
20. Светоизлучающий органический полевой транзистор. URL: <http://www.findpatent.ru/patent/246/2468476.html>. (Дата обращения - 13.03.2019).
21. Алешин, А.Н. Фоточувствительный полевой транзистор на основе композитной пленки поливинилкарбазола с наночастицами никеля / А.Н. Алешин, И.П. Щербаков, Ф.С. Федичкин // Физика твердого тела, 2012, том 54, вып. 8.

22. Светоизлучающий органический полевой транзистор. URL: <http://www.informaticspoint.ru/forpois-1000-1.html>. (Дата обращения - 07.02.2019).
23. Штерензон, В.А. Моделирование технологических процессов: конспект лекций / В.А. Штерензон // Екатеринбург: Изд-во Рос. гос. проф.-пед. ун-та, 2010. 66 стр.
24. Денисенко, В. Моделирование МОП транзисторов / В. Денисенко // Журнал «Компоненты и технологии», №7, 2004 г., с.26-29.
25. Mijalkovic, S. Modelling of Organic Field-Effect Transistors for Technology and Circuit Design / S. Mijalkovic, D. Green, A. Nejm, G. Whiting, A. Rankov, E. Smith, J. Halls and C. Murphy // Proc. 26th International conference on Microelectronics, Serbia, 11-14 May, 2008.
26. Brijesh, K. Characteristics and Applications of Polymeric Thin Film Transistor: Prospects and Challenges / K. Brijesh, B. K. Kaushik, Y. S. Negi, P. Mittal // In Proceedings of IEEE International Conference on Electrical and Computer Technology (ICETECT), pp. 702-707, 2011.
27. Денисенко, В.В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро - и нанoeлектронике / В.В Денисенко //М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. Стр. 112-128.
28. Денисенко, В.В. Компактные модели МОП транзисторов для СБИС / В.В. Денисенко // Электроника НТБ. 2004. № 5. стр. 76-78.
29. Денисенко, В.В. Электронные цепи для моделирования физических процессов в полупроводниковых структурах методом прямых аналогий / В.В. Денисенко, В.П. Попов // Электронное моделирование. 1983. № 6. С. 39-43.
30. Foty, D. MOSFET Modeling with Spice. Principle and Practice / D. Foty // Prentice Hall PTR. NJ. 1997.-653 p.
31. Foty, D. MOSFET modeling for circuit simulation / D. Foty // IEEE Circuits. 1998. Vol. 14, Issue 4. P. 26-31.
32. Cheng, Y. MOSFET modeling &BSIM3 user's guide / Y. Cheng, C. Hu // Kluwer Academic Publishers. 1999.-461 p.

33. Omar, M. Compact Modeling of Circuits and Devices in Verilog-A / M. Omar // Massachusetts Institute of Technology. 2012.
34. Slobodan, M. MOS Compact Modelling for Flexible Electronics / M. Slobodan // Ultra-thin Chip Technology and Applications, DOI 10.1007/978-1-4419-7276-7\_21, LLC 2011.
35. Hao, D. Compact Modeling of Four-Terminal Junction Field-Effect Transistors / D. Hao, Fu. Yue, J. Liou Jun, Green Keith, and R. Cirba Claude // NSTI-Nanotech 2005.
36. Линейное и нелинейное моделирование компактных транзисторов. URL: <https://www.ntnk.ru/maury-lnltm.htm>. (Дата обращения - 17.01.2019).
37. Natali, D. Modelling of organic thin film transistors: effect of contact resistance / D Natali, L Fumagalli and M Sampietro// J. Appl. Phys., Vol. 101, 014501, 2007.
38. Pesavento, P.V. Gated four-probe measurements on pentacene thin-film transistors: Contact resistance as a function of gate voltage and temperature / P.V. Pesavento, R. J. Chesterfield, C. R. Newman, and C. D. Frisbie// J. Appl. Phys., vol. 96, no. 12, pp. 7312–7324, Dec. 2004.
39. Richards, T.J. Analysis of the contact resistance in staggered, top-gate organic field-effect transistors / T.J. Richards and H. Sirringhaus// J. Appl. Phys., vol. 102, no. 9, pp. 094510-1–094510-6, Nov. 2007.
40. Necliudov, P.V. Contact resistance extraction in pentacene thin film transistors / Necliudov P.V, Shur M // Solid-State Electron 2003; 47:259.
41. Lara, B.P. Model for the injection of charge through the contacts of organic transistors / P.B. Lara, J. A. Jiménez Tejada, S. Rodríguez-Bolívar, M. J. Deen, and O. Marinov// J. Appl. Phys., vol. 105, no. 8, pp. 084516-1–084516-8, Apr. 2009.
42. Shockley, W. A Unipolar «Field-Effect» Transistor / W. Shockley // Proceedings of the IRE. 1952. Т. 40. №11. С. 1365–1376.
43. Турин, В.О. Компактное моделирование тока стока органического полевого транзистора с корректным учетом ненулевой выходной проводимости в режиме насыщения / В.О. Турин, Б.А. Рахматов, Ч.Х. Ким, Б. Инигез // Энерго- и

ресурсосбережение – XXI век.: материалы XIV международной научно – практической интернет – конференции, 15 марта – 30 июня 2016 г., г. Орел / под ред. О. В. Пилипенко [и др.]. – Орел: Орловский государственный университет имени И. С. Тургенева, 2016. – С. 239 – 242.

44. Turin, V. O. An approach to organic field-effect transistor above-threshold drains current compact modeling that provides monotonic decrease of the output conductance with drain bias increasing / Turin V. O., Rakhmatov B. A., Kim C. H., Iñiguez B // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2016. T.151. №1. P.1-5.

45. Braga, D. Sub threshold regime in rubrene single-crystal organic transistors / D. Braga and G. Horowitz // Appl. Phys. A, Mater. Sci. Process., vol. 95, no. 1, pp. 193–201, Apr. 2009.

46. Turin, V.O. Intrinsic compact MOSFET model with correct account of positive differential conductance after saturation / Turin V. O., Sedov A. V., Zebrev G. I [and etc.] // SPIE Proceedings. 2010. T.75211H: International Conference on Micro- and Nano- Electronics 2009. С. 1-9.

47. Турин, В.О. Корректный учет ненулевой дифференциальной проводимости в режиме насыщения в компактной модели полевого нанотранзистора / В.О. Турин, Г.И. Зебров, Б. Инигез, М.С. Шур // Наноинженерия. 2011. №8. С. 41-48.

48. Turin, V.O. The correct account of nonzero differential conductance in the saturation regime in the MOSFET compact model / V.O. Turin, G. I Zebrev, Makarov S. V. [and etc.] // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. 2014. №27. P. 863-874.

49. Deen, M. J. Organic thin film transistors: Part II—Parameter extraction / M. J. Deen, O. Marinov, U. Zschieschang, and H. Klauk // IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 56, no. 12, pp. 2962–2968, Dec. 2009.

50. Jiménez Tejada, J. A. Contact effects in compact models of organic thin film transistors: Application to zinc phthalocyanine-based transistors / J. A. Jiménez Tejada,

K. M. Awawdeh, J. A. López Villanueva, J. E. Carceller, M. J. Deen, N. B. Chaure, T. Basova, and A. K. Ray // *Org. Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 832–842, May 2011.

51. Турин, В.О. Обобщение компактной модели MOSFET Level 1 при ненулевой дифференциальной проводимости в режиме насыщения на случай ненулевых сопротивлений истока и стока / В.О. Турин, Г.И. Зебрев, С.В. Макаров [и др.] // *Энерго- и ресурсосбережение – XXI век.: материалы XIII международной научно – практической интернет – конференции, 15 марта – 30 июня 2015 г., г. Орел / под ред. О. В. Пилипенко [и др.]. – Орел: Госуниверситет – УНПК, 2015. – С. 137 – 140.*

52. Fjeldly, T. A. *Introduction to Device Modeling and Circuit Simulation* / T. A. Fjeldly, T. Ytterdal, and M. Shur // New York: Wiley, 1998.

53. Shichman, H. Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits / H. Shichman, D.A. Hodges // *IEEE Journ. of Solid-State Circuits*. 1968. Vol. 3. P. 285-289.

54. Турин, В.О. Учёт сопротивлений истока и стока в режиме насыщения при моделировании надпорогового тока в «улучшенной» компактной модели органического полевого транзистора / В.О. Турин, Б.А. Рахматов, Г.И. Зебрев., Б. Инигез, М.С. Шур // *Современные проблемы физико-математических наук. Материалы II международной научно-практической конференции. 24–27 ноября 2016 г., Орёл – 2016. – С. 135–51.*

55. Iñiguez, B. Universal compact model for long- and short-channel thin-film transistors / B. Iñiguez, R. Picos, D. Veksler, A. Koudymov, M. S. Shur, T. Ytterdal, and W. Jackson // *Solid State Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 400–405, Mar. 2008.

56. Lee, K. *Semiconductor Device Modeling for VLSI* / K. Lee, M. Shur, T. A. Fjeldly, and T. Ytterdal // Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

57. Xiaohong, Z. Device engineering of organic field-effect transistors toward complementary circuits / Xiaohong Zhang // *Georgia Institute of Technology*. May 2009. P. 78-98.

58. Puntambekar, K.P. Surface potential profiling and contact resistance measurements on operating pentacene thin-film transistors by Kelvin probe force

microscopy / K. P. Puntambekar, P. V. Pesavento, and C. D. Frisbie// Appl. Phys. Lett., vol. 83, no. 26, pp. 5539–5541, Dec. 2003.

59. Sheu, B.J. BSIM: Berkeley short-channel IGFET model for MOS transistors / Sheu B.J., Sharfetter D.L., Ko P.K., Jeng M.C // IEEE J. Solid-State Circuits. 1987. Vol. 22. P. 558-565.

60. Huang, J.H. BSIM3 Manual (Version 2.0) / J. H. Huang et al // University of California, Berkeley. March 1994. - 143 p.

61. Liu, W. MOSFET models for SPICE simulation: including BSIM3V3 and BSIM4 / W Liu // Wiley-IEEE Press. 2001. - 600 p.

62. Chan, M. The engineering of BSIM for the nano-technology era and beyond / M. Chan, Hu C// Modeling and Simulation Microsystems, WCM, 2002, P. 662-665.

63. Ognian, M. Organic Thin-Film Transistors: Part I—Compact DC Modeling / Ognian M, M. Jamal Deen, [and etc.]// IEEE Transactions on electron devices, VOL. 56, NO. 12, December 2009.

64. Newman, C.R. Introduction to organic thin film transistors and design of n-channel organic semiconductors / C.R. Newman, C.D. Frisbie, D.A. da Silva Filho, J.-L. Brédas, P.C. Ewbank, and K.R. Mann // Chem. Mater., vol. 16, no. 23, pp. 4436–4451, Nov. 2004.

65. Турин, В.О. Компактное моделирование МОП-транзисторов на VERILOG-A в САПР SYMICA / В.О. Турин, А. С. Студенников, Е. В. Гостенков, А. М. Цырлов, Г. И. Зебрев, С. В. Макаров, Б. Инигез, М. С. Шур // Госуниверситет - УНПК, 29 марта 2013г.

66. Турин, В.О. Сравнение улучшенной компактной модели МОП транзистора с BSIM3 моделью / В.О. Турин, Г.И. Зебрев, Б. Инигез, и М.С. Шур // III Региональный семинар МПЭ, Орел, 9 апреля 2011.

67. Galup-Montoro, C. MOSFET моделирование для схемотехнического анализа и проектирования / Galup-Montoro C, М.С Шнайдер // Лондон / Сингапур: World Scientific. п. 83.978-981-256-810-6.

68. Норберт, Р.М. Электронные схемы: анализ, моделирование и проектирование / Р.М. Норберт // Энглвудские скалы, Нью-Джерси: Прентис Холл. С. 315–316. ISBN978-0-02-374910-0.1995.

69. Jonathan Dodge, P.E. How to Make Linear Mode Work / Jonathan Dodge, P.E // Applications Engineering Manager Microsemi Power Products Group 405 S.W. Columbia Street Bend, OR 97702.

70. Schoiswohl, J. Linear Mode Operation and Safe Operating Diagram of Power-MOSFETs / J. Schoiswohl // Published by Infineon Technologies AG 81726 Munich, Germany. © 2017 Infineon Technologies AG.

71. Ахмадиев, Ф.Г. Численные методы. Примеры и задачи / Ф.Г. Ахмадиев, Ф.Г. Габбасов, Л.Б. Ермолаева, И.В. Маланичев // Учебно-методическое пособие по курсам «Информатика» и «Вычислительная математика». Казань: КГАСУ, 2017. Стр – 15-26.

72. Численные методы. Метод половинного деления в VBA. URL: <https://codetown.ru/vba/metod-polovinnogo-deleniya/>. (Дата обращения – 12.03.2019).

73. Численные методы и программирование. Материалы к лекционному курсу. URL: [http://www.physchem.chimfak.rsu.ru/Source/NumMethods/Roots\\_eq.html](http://www.physchem.chimfak.rsu.ru/Source/NumMethods/Roots_eq.html). (Дата обращения - 01.03.2019).

74. Троицкая, О.Н. Численные методы: учеб. пособие / О. Н. Троицкая, Н. Н. Конечная // Архангельск: Северный (Арктический) федеральный университет имени М. В. Ломоносова, 2011. Стр. 9-21.

75. Гурьев, Е.К. Итерационные методы решения нелинейных уравнений. Часть 1 / Гурьев Е.К., Никулин А.М // Учебное пособие. - М.: МАТИ, 2005, 176 с. ISBN 5-93271-245-7.

76. Полянин, А.Д. Методы решения нелинейных уравнений математической физики и механики / Полянин А.Д., Зайцев В.Ф., Журов А.И // М.: Физматлит, 2005. – стр. 20 – 40.

77. Ряд Тейлора. Ряды Маклорена. URL: <https://www.calc.ru/Ryad-Teylora-Ryady-Maklorena.html>. (Дата обращения - 18.02.20019).

78. Разложение функций в степенные ряды. Ряд Тейлора. Ряд Маклорена. Примеры решений. URL: [http://mathprofi.ru/razlozhenie\\_funkcij\\_v\\_stepennye\\_ryady.html](http://mathprofi.ru/razlozhenie_funkcij_v_stepennye_ryady.html). (Дата обращения - 27.02.20019).

79. Гареева, Р.Г. Линеаризация нелинейных зависимостей: методические рекомендации по выполнению расчетного задания по курсу «Основы автоматического управления» / Р.Г. Гареева // Алт. гос. техн. ун-т, БТИ. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2009. – 18 с.

80. Когут, А.Т. Численный алгоритм решения нелинейных уравнений с использованием вторых производных / А.Т. Когут // Математические структуры и моделирование. 2013, вып. 11, с 10-14.

81. Babadzanjanz, L. Taylor series method for dynamical systems with control / Babadzanjanz L, Sarkissian D // J. of M. Sciencies. New York: Springer, 2006. Vol. 139, N 6. P. 7025–7046.

82. Гареева, Р.Г. Линеаризация нелинейных зависимостей / Р. Г. Гареева // Алт. гос. техн. ун-т, БТИ. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2009. – 18 стр.

83. Блакьер, О. Анализ нелинейных систем / О. Блакьер // М.: Мир, 1969г. стр 13-52.

84. Колмогорцева, Н.Г. Моделирование функционально-дифференциальных уравнений с помощью рядов / Н.Г. Колмогорцева, А.С. Боярченков // Теория управления и математическое моделирование. Известия Института математики и информатики Удмуртского государственного университета. 2006.

85. Чернов, А.В. О сходимости метода простой итерации для решения нелинейных функционально-операторных уравнений / А.В. Чернов // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011.

86. Решение нелинейных уравнений методом простых итераций. URL: <https://works.doklad.ru/view/C5fXD9-GT9M.html>. (Дата обращения - 05.04.2019).

87. Бабаджанянц, Л.К. Метод рядов Тейлора / Л.К. Бабаджанянц // Вестник Санкт-Петербургского университета. Прикладная математика. Информатика. Процессы управления. Сер. 10. 2010. Вып. 3.

88. Пелех, Я.М. Двусторонние вычислительные схемы решения нелинейных дифференциальных уравнений с оценкой главного члена погрешности / Я.М. Пелех, И.И. Лучко // Наука и прогресс транспорта. Вестник Днепропетровского национального университета железнодорожного транспорта. 2011г.

89. Брянцева, Т.Н. Ряд Тейлора / Т.Н. Брянцева, В.А. Делянов // Метод наглядности и межпредметные связи. Наука и школа. 2016.

90. Тодарчук, В.Г. Методические особенности обучения учащихся решению квадратных уравнений / Тодарчук В.Г // Инновационная наука. 2017.

91. Данилов, О.А. О разложении дискретных аналитических функций в ряд Тейлора / О.А. Данилов // Математические заметки СВФУ. 2010.

92. Усов, А.А. Способ решения краевых задач с неявным применением рядов Тейлора / А.А. Усов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия Физико-математические науки. 2012.

93. Зарипова, Ф.Ф. Решение системы дифференциальных уравнений посредством разложения функций в ряд Тейлора / Ф.Ф. Зарипова // Достижения науки и образования. 2016.

94. Численные методы: решение нелинейных уравнений. URL: <http://statistica.ru/branches-maths/chislennye-metody-resheniya-uravneniy/>. (Дата обращения – 02.04.2019).

95. Ким, А.В. Моделирование уравнений с последствием на основе разложения в ряд Тейлора по инвариантным и коинвариантным производным / А.В. Ким, Н.Г. Колмогорцева // Вестник УГТУ-УПИ. Информационные системы и технологии в радиотехнике, связи, автоматике и управлении: Серия радиотехническая. 2005. № 17(69). С. 269–278.

96. Квадратное уравнение. URL: <http://www.grandars.ru/student/vyssshaya-matematika/kvadratnoe-uravnenie.html>. (Дата обращения - 11.01.2019).

97. Численные методы решения нелинейных уравнений. URL: <https://prog-cpp.ru/digital-find/>. (Дата обращения – 15.03.2019).

98. Хренников, А.Ю. Квантовая механика как квадратичная тейлоровская аппроксимация: конечномерный случай / А.Ю. Хренников // Теоретическая и математическая физика, Том 152, № 2, август, 2007, стр. 278-291.

99. Турин, В.О. Моделирование тока насыщения органического полевого транзистора с учётом контактных сопротивлений / В.О. Турин, Б.А. Рахматов, Г.И. Зебрев, Ч.Х. Ким, Б. Инигез, М.С. Шур // Современные проблемы физико-математических наук. Материалы III международной научно-практической конференции. 23–26 ноября 2017 г., Орёл – 2017. – С. 299–305.

100. Секованов, В.С. Использование информационных технологий при изучении студентами метода итераций / В.С. Секованов, Е.И. Смирнов, Ж.В. Дорохова, Т.Н. Матыцина // Ярославский педагогический вестник – 2016 – № 4.

101. Shur, M.S. Compact Iterative Field Effect Transistor Model / M.S. Shur, V.O. Turin, D.Veksler [and etc.] // Technical Proceedings of the 2006 NSTI Nanotechnology Conference and Trade Show. 2006. Т.3. С. 648-651.

102. Копнина, В.И. Численные методы линейной и нелинейной алгебры / В.И. Копнина, А.И. Вельмисова // Методическое руководство к практическим работам по методам вычислений для студентов естественных наук. Саратов-2011.

103. Найти корни уравнения методом деления отрезка пополам – VBA. URL: <https://studassistant.ru/vba/nayti-korni-uravneniya-metodom-deleniya-otrezka-popolam-vba-2>. (Дата обращения - 04.02.2019).

104. Златопольский, Д.М. Использование электронных таблиц для решения уравнений / Д.М. Златопольский // Компьютерные инструменты в образовании. 2002.

105. Решение нелинейных уравнений методом деления отрезка пополам. URL: [https://knowledge.allbest.ru/mathematics/2c0b65625a3bd68a5c43b89521216c37\\_0.html](https://knowledge.allbest.ru/mathematics/2c0b65625a3bd68a5c43b89521216c37_0.html). (Дата обращения - 04.04.2019).

106. Турин, В.О. Линейное приближение для зависимости тока стока МОП – транзистора в режиме насыщения от напряжения на стоке с учётом

сопротивлений истока и стока / В.О. Турин, Р.С. Шкарлат, Г.И. Зебрев, М.С. Шур, Б. Инигез // Современные проблемы физико-математических наук. Материалы III международной научно-практической конференции. 23–26 ноября 2017г., Орёл – 2017. – С. 294–298.

107. Турин, В.О. Линейная «внешняя» компактная модель асимптотики тока стока в режиме насыщения для органического полевого транзистора / В.О. Турин, Б.А. Рахматов, Ч.Х. Ким // Современные проблемы физико-математических наук: Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции с международным участием. 22-25 ноября 2018 г., г. Орёл: ОГУ им. И.С. Тургенева, – С. 185-190.

108. Andrew, C.C. Practical modeling for circuit simulation / C.C. Andrew // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1998. Vol. 33, № 3. P. 439-448.

109. Hu, C. Compact modeling for the changing transistor / C. Hu // International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices (*SISPAD*), Glasgow, 2013. pp. 49-52.

110. He, J. Charge-based core and the model architecture of BSIM5 / J. He, J. Xi, M. Chan. et al // ISQED 2005. 21-23 March 2005. P. 96-101.

111. Linear and Nonlinear Compact Transistor Modeling. URL: [https://www.maurymw.com/MW\\_RF/Compact\\_Model.php](https://www.maurymw.com/MW_RF/Compact_Model.php). (Дата обращения - 10.03.19).

112. Chih-Tang, S. A History of MOS Transistor Compact Modeling / S. Chih-Tang // NSTI-Nanotech 2005, www.nsti.org, ISBN 0-9767985-3-0 WCM, 2005.

113. Nianduan, L. A Review for Compact Model of Thin-Film Transistors (TFTs) / L. Nianduan, J. Wenfeng, W. Quantan, D. Geng, L. Ling and L. Ming // Micromachines 2018, 9, 599; doi:10.3390/mi9110599.

114. Cerdeira, A. New procedure for the extraction of basic a-Si:H TFT model parameters in the linear and saturation regions / A. Cerdeira, M. Estrada, R. Garcia, A. Ortiz Conde, F.J. Garcia // Solid-State Electronics, vol. 44, no 7, pp. 1077–1080, 2001.

115. Lazaro, M. Smoothing the canonical piecewise-linear model: an efficient and derivable large-signal model for MESFET/HEMT transistors / M. Lazaro, I. Santamaria, C. Pantaleon, A.M. Sanchez, A.T. Puente, T. Fernandez // IEEE Trans, on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 2001. Vol. 48, P. 184-192.

116. Gildenblat, G. Trends in surface-potential-based compact MOSFET models / G. Gildenblat // Fabless Forum. 1999. Vol.6. P. 37-38.

117. Рахматов, Б.А. Компактная модель для тока стока «внешнего» органического полевого транзистора на основе новой сглаживающей функции, обеспечивающей монотонное убывание дифференциальной проводимости / Б.А. Рахматов, В.О. Турин, Г.И. Зебрев, Ч.Х. Ким, Б. Инигез, М.С. Шур // Вестник Таджикского национального университета. Серия естественных наук. – 2020. – №3. – С. 146-155.

118. Sheikholeslami, A. Circuit Intuitions: Source Degeneration / A. Sheikholeslami // IEEE Solid-State Circuits Magazine. – 2014. – V. 6. - N 3. – P. 8-10.

119. Sedra, A.S. Microelectronic Circuits / A.S. Sedra, K.C. Smith // - Oxford Univ. Press, 2015. – P. 433.