

УПРОЩЕННАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КЛЮЧЕВЫХ РЕЖИМОВ РАДИОЧАСТОТНЫХ УСТРОЙСТВ

А.А. Ганбаев^{1, 2*}, В.А. Филин²

¹Бакинский университет инженерии,

Баку, AZ0101, Азербайджанская Республика

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: aqanbayev@beu.edu.az

Информация о статье

УДК 621.375.026

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ганбаев А.А., Филин В.А. Упрощенная динамическая модель мощных полевых транзисторов для исследования ключевых режимов радиочастотных устройств // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 66–75. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-66-75

Аннотация: Предложена компьютерная статическая модель мощных полевых транзисторов, предназначенных для работы в режиме большого сигнала возбуждения (в ключевом режиме). На основе статической модели построена динамическая модель, описывающая процессы в ключевых транзисторных схемах. Проведено моделирование режимов радиочастотных генераторов на GaN-транзисторах с частотой переключения 1 ГГц.

Ключевые слова: нитрид-галлиевые транзисторы, резонансный инвертор тока, режимы возбуждения, кусочно-линейная модель, ключевой режим.

1. Актуальность задачи и цель исследования

Мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET, от англ. Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) и их новые типы на основе соединений арсенида-галлия (GaAs) и нитрида-галлия (GaN) широко используются для построения высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) генераторов, применяемых в промышленности, медицине и научных исследованиях. В радиосвязи по-прежнему актуальной остается проблема создания высокоэффективных усилителей мощности в диапазонах ВЧ и СВЧ с использованием новых типов транзисторов. Общей задачей разработки радиочастотных транзисторных генераторов и усилителей различных целевых назначений является повышение их выходной мощности, КПД и рабочей частоты. За последнее десятилетие удалось практически реализовать ключевые режимы усиления и генерирования колебаний, обладающие предельно высоким КПД на частотах десятков и сотен мегагерц [1, 2]. Уже проводятся исследования и публикуются экспериментальные результаты о реализации ключевых режимов в усилителях мощности на GaN-транзисторах, работающих в диапазоне единиц гигагерц [1].

На столь высоких рабочих частотах мощный транзистор возбуждается гармоническим сигналом большой амплитуды, либо прямоугольными импульсами, имеющими конечную длительность фронта нарастания [1, 3]. При этом транзистор, помимо двух основных рабочих режимов отсечки и насыщения, заметную долю периода ВЧ-колебаний находится в активном режиме. Следовательно, при таких условиях работы транзистор нельзя считать идеальным ключом, имеющим только два состояния. Подобное допущение, часто встречающееся в публикациях [1], приводит к неточному моделированию процессов и к ошибкам в оценке энергетических характеристик реального устройства.

Широко известны нелинейные модели GaAs- и GaN-транзисторов (эмпирическая, физическая и табличная модели И. Ангелова) [4–6], разработанные для режима большого сигнала и учитывающие реальные характеристики этих транзисторов. Такие модели реализованы, например, в известной компьютерной программе моделирования ADS [4]. Однако использование любой из моделей И. Ангелова предполагает знание большого количества экспериментальных или расчетных параметров, зависящих от режимов работы транзистора, и, как

правило, отсутствующих в его типовых справочных данных, но предоставляемых фирмой-разработчиком по отдельному запросу. По этим причинам достаточно точная «настройка» такой модели затруднена и расчет процессов во временной области для сложных схем транзисторных ключевых ВЧ-устройств требует значительных затрат времени. При этом не всегда гарантируется корректное завершение расчета.

Цель данной работы – обосновать разработку упрощенной, но эффективной в вычислительном отношении и достаточно точной для инженерной практики компьютерной модели мощных ВЧ и СВЧ полевых транзисторов в режиме большого сигнала возбуждения, пригодной для быстрого анализа переходных и установившихся процессов в ключевых радиочастотных генераторах и усилителях.

Предлагаемая модель основана на кусочно-линейной аппроксимации реальных вольт-амперных характеристик (ВАХ) мощных полевых транзисторов при их работе в режимах отсечки, насыщения и активного режима. Такая линейризация позволяет в каждом из указанных режимов выполнять расчет динамических процессов в ВЧ и СВЧ ключевых устройствах с высокой скоростью и точностью на основе новых алгоритмов численного решения матричного дифференциального уравнения состояния для электрической цепи переменной структуры [7, 8].

2. Статическая кусочно-линейная модель мощного полевого транзистора в режиме большого сигнала возбуждения

Как известно, параметры полевого транзистора (рисунок 1) определяется усредненными паспортными данными:

- S – крутизна семейства проходных ВАХ $i_c = f(u_{зи})$;
- $S_{кр}$ – крутизна линии критического режима семейства выходных ВАХ $i_c = f(u_{си})$;
- $D = \Delta u_{зи} / \Delta u_{си}$ – проницаемость транзистора;
- U_0 – пороговое напряжение отпираания транзистора.

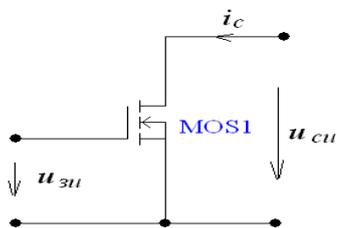


Рис. 1. Исследуемый MOSFET

Для построения предлагаемой кусочно-линейной модели полевой транзистор используются указанные выше усредненными параметры.

Уравнения транзистора и его схема замещения для каждого момента времени будут определяться из предложенных ниже условий.

1) Если $u_{зи} < U_0$, то транзистор заперт по входу, его выходной ток отсутствует, т. е. $i_c = 0$. В этом

случае транзистор находится в режиме отсечки, эквивалентная схема замещения для этого режима тривиальна и изображена на рисунке 2.

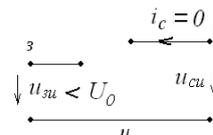


Рис. 2. Эквивалентная схема MOSFET запертого по входу

2) Если $u_{зи} \geq U_0$, то транзистор отпирается и может перейти либо в активный режим работы, либо в режим насыщения. Для однозначного определения режима необходимо одновременно численно находить ток стока в активном режиме:

$$i_c = i' = S(u_{зи} - U_0 + Du_{си}) \quad (1)$$

и ток стока в режиме насыщения:

$$i_c = i'' = S_{кр}u_{си} \quad (2)$$

Пока выполняется условие $i' < i''$, истинным (реальным) будет активный режим с током i_c , определяемым формулой (1). Схема замещения транзистора для этого режима принимает вид, изображенный на рисунке 3а, где $R_i = 1/SD$ – внутреннее сопротивление выходной цепи транзистора в активном режиме; $i_0 = S(u_{зи} - U_0)$ – задающий ток выходной цепи транзистора в активном режиме.

При выполнении условия $i' > i''$ истинным (реальным) будет ключевой режим (режим насыщения), выходной ток которого i_c определяется формулой (2), и схема замещения транзистора приобретает вид, изображенный на рисунке 3б, где $R_{нас} = 1/S_{кр}$.

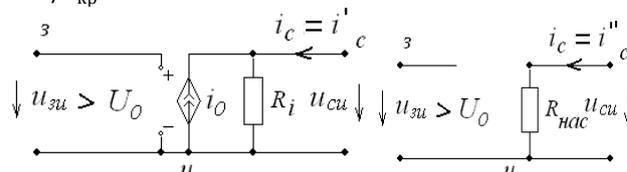


Рис. 3. Эквивалентная схема MOSFET в активном режиме (а) и в режиме насыщения (б)

Таким образом, предлагаемая статическая модель мощного полевого транзистора основана на непрерывном вычислении и контроле значений двух переменных: входного напряжения $u_{зи}$ и тока стока i_c . В зависимости от значений этих переменных в общем случае, определяемых процессами во внешних цепях транзистора, выбирается та или иная схема замещения. Эти схемы можно объединить и представить в виде обобщенной электрической цепи с переменными параметрами, определяемыми текущим режимом транзистора. Данная цепь подобна изображенной на рисунке 3, но ее параметры зависят от условия, определяющего режим работы транзистора. В этой электрической цепи: $i_0 = S(u_{зи} - U_0)$, $R = 1/SD$ – для активного режима; $i_0 = 0$, $R = R_{нас} = 1/S_{кр}$ – для режима насыщения; $i_0 = 0$, $R = \infty$ – для режима отсечки.

Описанная модель мощного полевого транзистора при кусочно-линейной аппроксимации его ВАХ реализована в компьютерной программе моделирования электронных схем FASNMEAN 6.0 [9]. На рисунке 4 приведена схема и результат расчета статической передаточной характеристики типового MOSFET с усредненными параметрами: $U_0 = 4В$, $S = 4 А/В$, $R_{нас} = 0,2 Ом$, $R_i = 20 кОм$.

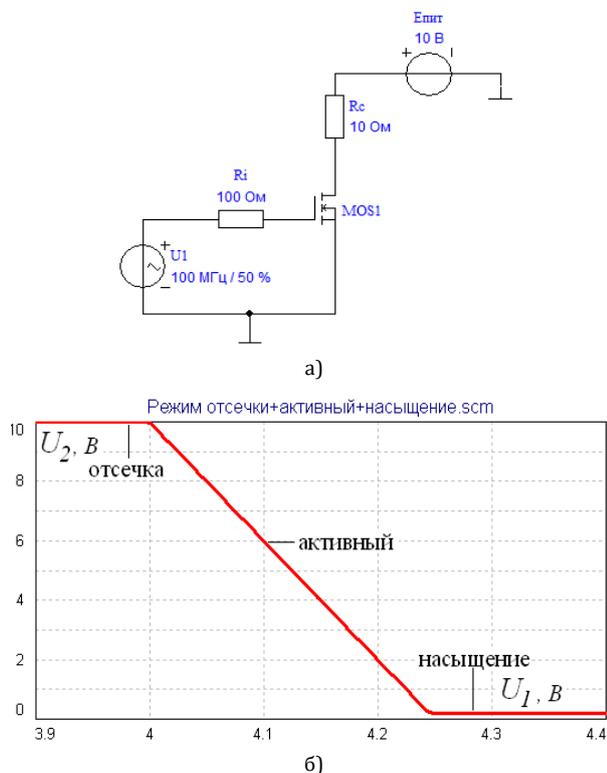


Рис. 4. Схема (а) и результат расчета (б) статической передаточной характеристики типового MOSFET

3. Динамическая ВЧ-модель мощного полевого транзистора в режиме большого сигнала возбуждения

Предложенная выше статическая кусочно-линейная модель мощного полевого транзистора служит основой построения его динамической модели для ВЧ- и СВЧ-процессов с учетом внутренних паразитных реактивных параметров. На частотах сотен мегагерц–единиц гигагерц, кроме внутренних нелинейных емкостей полевого транзистора с изолированным затвором на его временные характеристики оказывают влияние малые паразитные индуктивности стока и истока. В спецификациях транзисторов, как правило, указываются величины этих индуктивностей, а также приводятся нелинейные зависимости паразитных межэлектродных емкостей от соответствующих напряжений.

На рисунке 5а приведена нелинейная электрическая цепь для расчета временных характеристик динамической модели полевого транзистора, реализованная в программе FASTMEAN 6.0. Элемент MOS1 описывается обобщенной резистивной электриче-

ской цепью с переменными параметрами, с помощью которой моделируется статическая передаточная характеристика транзистора (см. рисунок 4б).

Нелинейные емкости $NLC1$, $NLC2$, $NLC3$ моделируются в программе набором кусочно-линейных кулон-вольтных характеристик и соответствуют входной, проходной и выходной емкостям транзистора. Диод $D1$ с кусочно-линейной ВАХ соответствует встроенному обратному диоду транзистора. Индуктивности $L_{и}$ и L_c моделируют малые паразитные индуктивности выводов истока и стока. Таким образом, предложенная нелинейная динамическая модель мощного полевого транзистора с изолированным затвором представлена на рисунке 5а (обведена прямоугольником). При компьютерном моделировании данная модель транзистора может быть сформирована и использована в виде отдельного элемента (рисунок 5б) относительно внешних полюсов затвора (з), стока (с) и истока (и).

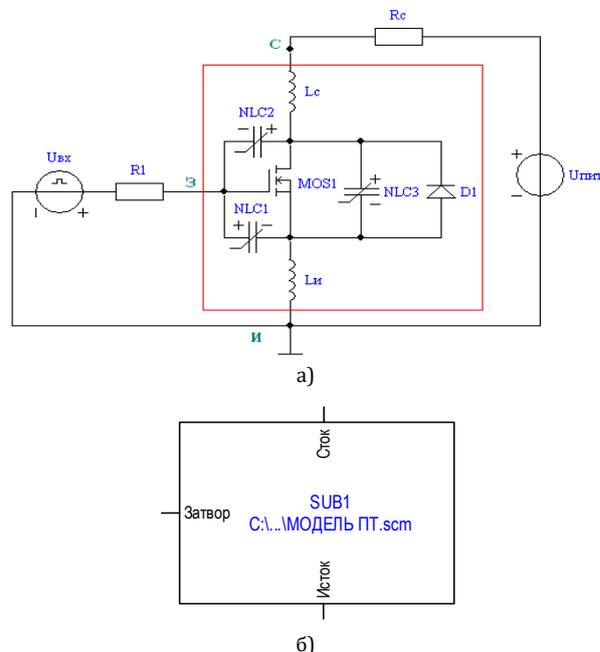


Рис. 5. Нелинейная электрическая цепь для расчета временных характеристик мощного полевого транзистора (а) и его динамическая модель (б)

Расчет переходных и установившихся процессов в нелинейных дискретных системах, в частности в ключевых транзисторных устройствах, в программе FASTMEAN 6.0 осуществляется на основе решения матричного дифференциального уравнения состояния с переменными коэффициентами. Применение при решении этого уравнения комбинации численных методов последовательного удвоения шага Ю.В. Ракитского и разложения переменных состояния в матричный ряд Тейлора на каждом шаге обеспечивает высокую точность и скорость расчета, устраняя проблему числовой неустойчивости процесса [7, 8].

Поскольку для ключевых схем, имеющих малые сопротивления транзисторных ключей в режиме

насыщения, характерна «жесткость» системы дифференциальных уравнений, то основным методом расчета процессов представленной в статье новой оригинальной модели типового MOSFET транзистора, а также построенной на его основе динамической ВЧ модели на временном интервале от переключения до переключения выбран метод последовательного удвоения шага Ю.В. Ракитского, предназначенного для расчета именно «жестких» систем. Для точного расчета момента времени переключения, т. е. точки смены режима транзистора – перехода с одного участка передаточной характеристики (см. рисунок 4б) на другой – более эффективным в вычислительном отношении является метод матричного ряда Тейлора и предоставляемое им аналитическое решение процесса внутри шага. В работе [7] рассматривались известные методы интегрирования дифференциальных уравнений состояния: Рунге-Кутта и матричных экспонент и сопоставлялись с развиваемым в диссертации методом матричного ряда Тейлора. Особенностью данного метода является то что, электрические величины элементов цепи могут быть достаточной степенью точности аппроксимированы одним или несколь-

кими членами разложения функций времени в степенные ряды типа рядов Тейлора и Маклорена, легко поддающиеся дифференцированию и интегрированию и позволяющие решить дифференциальные уравнения с применением только алгебраических или арифметических действий над числами.

На рисунке 6 представлены временные диаграммы напряжения воздействия $u_{вх}$ и соответствующей реакции, т. е. напряжения на стоке u_c мощного полевого GaN-транзистора фирмы Cree, рассчитанные с помощью программы FASTMEAN 6.0 с использованием описанной выше нелинейной динамической модели (см. рисунок 5). Усредненные статические параметры транзистора данного типа: $U_0 = 2В, S = \frac{5А}{В}; R_{нас} = 0,1 Ом; R_i = 30 кОм$. Для динамической модели характерны усредненные значения нелинейных входной, проходной и выходной паразитных емкостей: $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \cdot 10^{-13}Ф$, значения паразитных индуктивностей истока и стока: $L_{и} = L_c = 0,3 нГн$. Исследование динамических характеристик осуществлялось при напряжении питания транзистора $U_{num} = 10 В$, частоте воздействия $f = 1 ГГц$, сопротивлениях в цепи затвора $R_1 = 10 Ом$, в цепи стока $R_c = 20 Ом$.

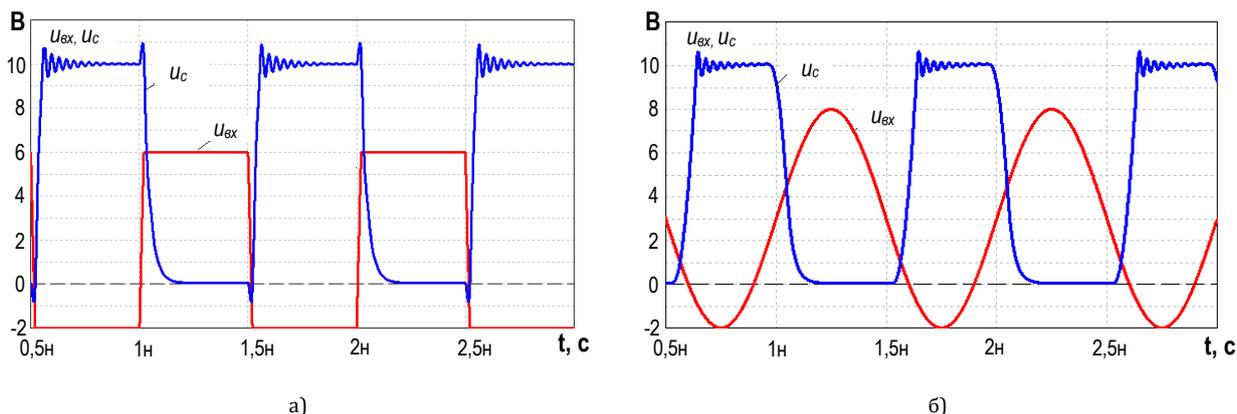


Рис. 6. Временные диаграммы напряжения на стоке при прямоугольном (а) и синусоидальном (б) воздействиях

Как следует из сопоставления полученных диаграмм (см. рисунок 6), напряжение на стоке транзистора u_c в определенной степени зависит от формы напряжения возбуждения $u_{вх}$.

В низкочастотной части СВЧ-диапазона (сотни мегагерц–единицы гигагерц) и на более высоких частотах транзисторные ключевые радиочастотные усилители, как правило, возбуждаются синусоидальным сигналом большой амплитуды (рисунок 6б). Такой тип возбуждения оптимальный, если требуется минимизировать влияние входной паразитной емкости транзистора [1, 4], однако при этом снижается стокосвой КПД. Как показывают результаты моделирования, при гармоническом возбуждении частотой $f = 1 ГГц$ транзистор находится в активном режиме 15–20 % времени периода колебаний, что приводит к существенному росту потерь мощности, которые необходимо учитывать при анализе работы ключевых радиочастотных усилителей.

4. Моделирование процессов в ключевом генераторе класса E

На основе предложенной динамической модели с помощью программы FASTMEAN 6.0 проведено моделирование процессов в ключевом генераторе класса E, работающего на частоте 1 ГГц. В качестве активного элемента использован нитрид-галлиевый транзистор на основе технологии HEMT фирмы Cree CGH40006P. По известной методике [1, 10–13] рассчитаны параметры элементов генератора, обеспечивающие в 50-омной нагрузке мощность полезного сигнала 1 Вт. Схема исследуемого генератора приведена на рисунке 7. На этом рисунке прямоугольником отмечена схема динамической модели транзистора, усредненные параметры которой выбраны в соответствии с паспортными данными. На основе описанной модели с помощью программы FASTMEAN 6.0 исследованы режимы при возбуждении генератора периодическим сигналом в форме

трапеции, а также при гармоническом возбуждении. На рисунке 8 представлены временные зависимости напряжения (см. рисунок 8б) и тока (см. рисунок 8в) на транзисторе при изменении длительности фронта сигнала возбуждения от 0,4 до 0,01 нс (см. рисунок 8а). Анализ показывает, что при увеличении длительности фронта импульсов

возбуждения снижается интенсивность собственных колебаний, обусловленных влиянием паразитных реактивных параметров транзистора. Стоковый КПД при максимальной длительности фронта импульса возбуждения 0,4 нс достигает величины 87 %.

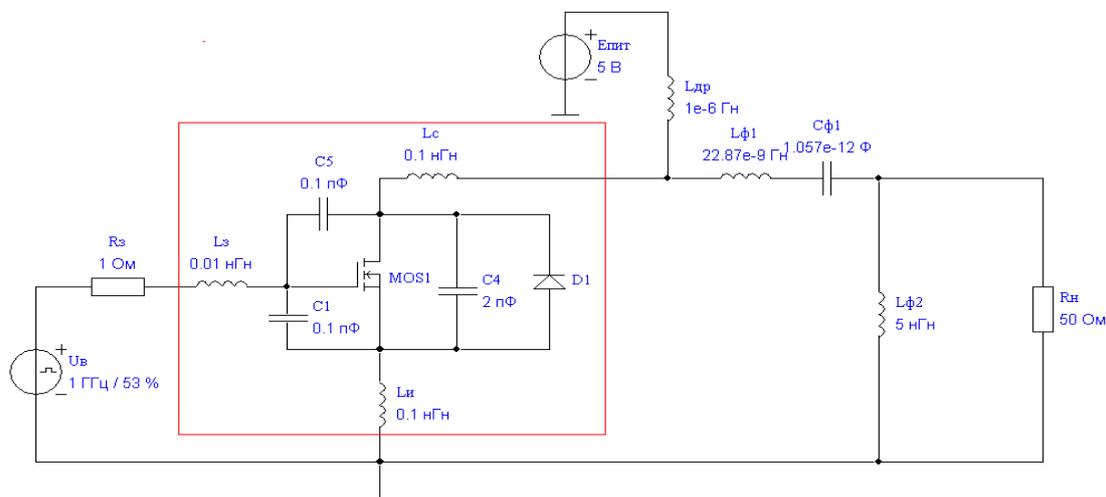


Рис. 7. Компьютерная модель исследуемого ключевого генератора класса E

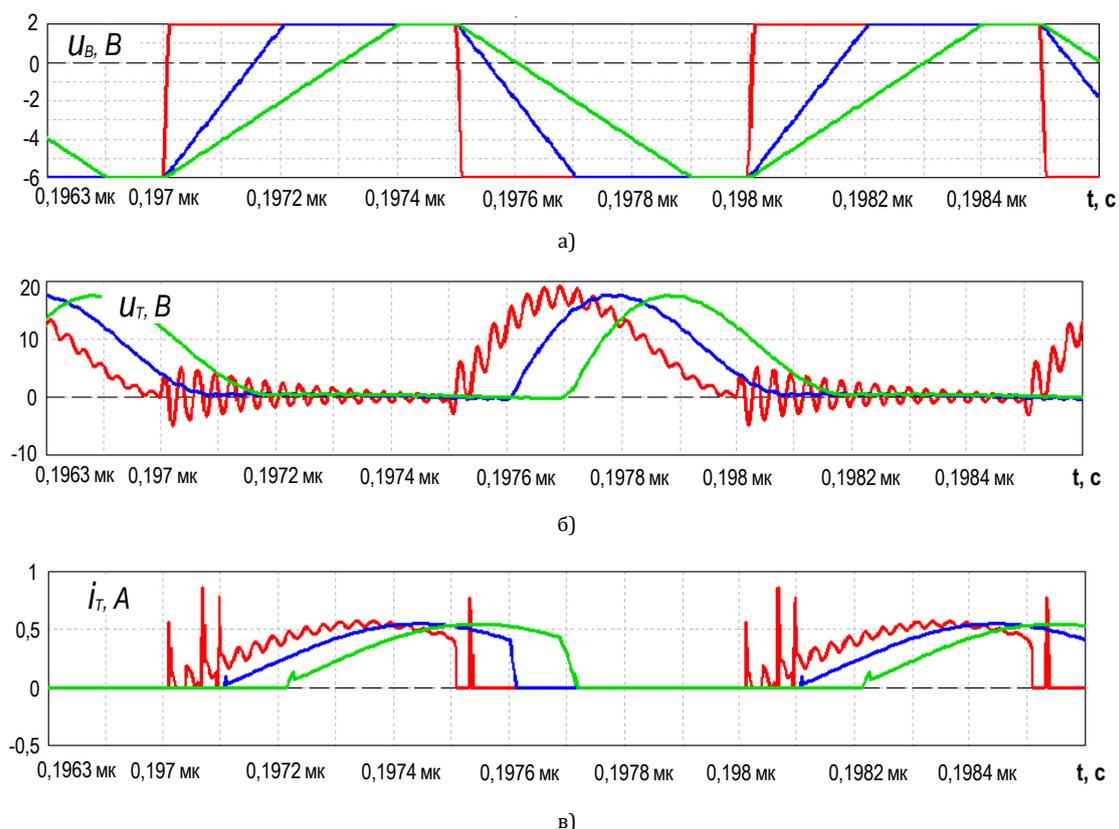


Рис. 8. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении длительности фронта импульсов возбуждения (а)

Другим видом возбуждения ключевого генератора класса E, применяемого на рабочих частотах более 10 МГц, является гармонический сигнал больш

шой амплитуды. Использование сигнала гармонической формы существенно упрощает построение схемы возбуждения мощного каскада, т. е. откры

ваит возможность построения резонансного драйвера, учитывающего входную паразитную емкость транзистора [1]. Проведено компьютерное моделирование ключевого генератора класса Е (см. рисунок 7) при возбуждении гармоническим сигналом переменной амплитуды. На рисунке 9 приведены временные зависимости напряжения (б) и тока (в) через транзистор при изменении амплитуды сигнала возбуждения от 3 до 6 В (а).

Анализ полученных зависимостей показывает, что изменение амплитуды гармонического возбуждения в указанных пределах практически не влияет на формы напряжения и тока через транзистор. Однако при таком способе возбуждения снижается стоковый КПД, который для максимальной амплитуды напряжения возбуждения (6 В) составляет величину 84 %.

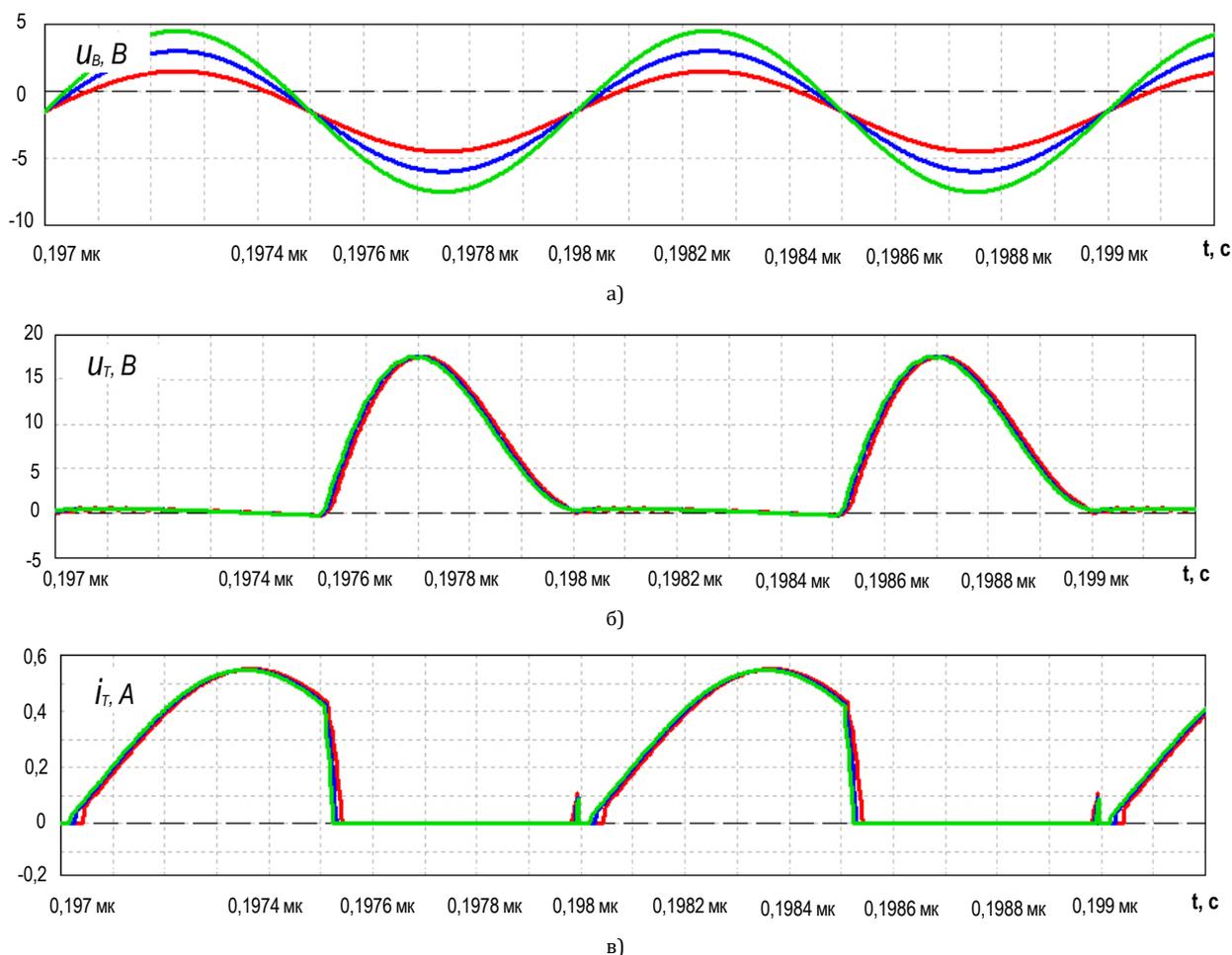


Рис. 9. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении амплитуды гармонического возбуждения (а)

5. Моделирование процессов в резонансном инверторе тока

В последние годы в исследованиях и разработках мощных ВЧ и СВЧ транзисторных ключевых устройств большое внимание уделяется схеме резонансного инвертора тока, также называемого в иностранной технической литературе ВЧ-усилителем класса D токового режима (Current Mode Class D Amplifier) [1, 14, 16].

Интерес к схеме резонансного инвертора тока обусловлен ее хорошими частотными свойствами (включение паразитной выходной емкости транзистора в колебательную систему), а также возможностью значительного увеличения выходной мощ-

ности колебаний по сравнению со схемой усилителя класса Е. Известны двухтактная и мостовая топологии резонансного инвертора тока [15, 17, 18]. На частотах более 100 МГц предпочтительной оказывается двухтактная схема (рисунок 10), топология которой позволяет использовать не одиночные транзисторы, а конструктивно законченный, сбалансированный транзисторный модуль. Виртуальная земля в этом случае находится внутри транзисторного модуля, что снижает индуктивность основной моды, показывает лучшую устойчивость и более высокий коэффициент усиления по мощности. Использование сбалансированной транзисторной пары также позволяет значительно упростить согласование внешних и внутренних импедансов.

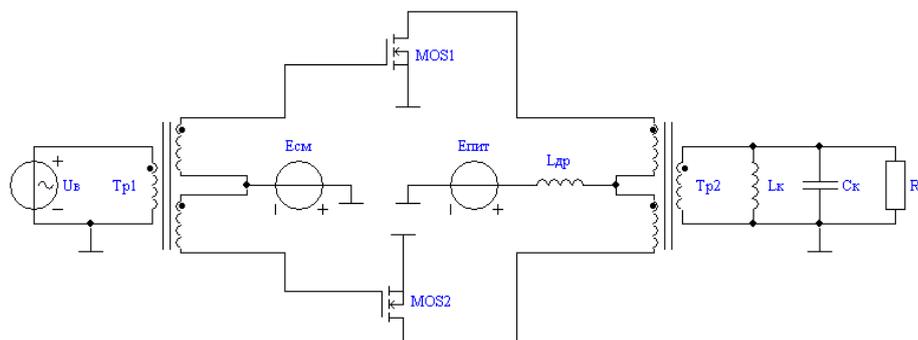


Рис. 10. Схема классического двухтактного резонансного инвертора тока

Проведено компьютерное моделирование схемы рисунка 10, работающей на частоте 1 ГГц. Используются транзисторы, аналогичные режиму Е, модели которых описаны выше (см. рисунок 5). Напряжение питания увеличено в 2 раза и составило $E_{num} = 10$ В, что позволило получить в нагрузке полезную мощность $P_n = 3,6$ Вт. Добротность нагруженного контура составила $Q = 10$.

На рисунке 11 представлены временные диаграммы тока (рисунок 11в) и напряжения на транзисторах (рисунок 11б) при возбуждении схемы прямоугольными импульсами с коэффициентом заполнения равном 50 % и значениях длительности фронта сигнала возбуждения 0,01, 0,2 и 0,4 нс (рисунок 11а).

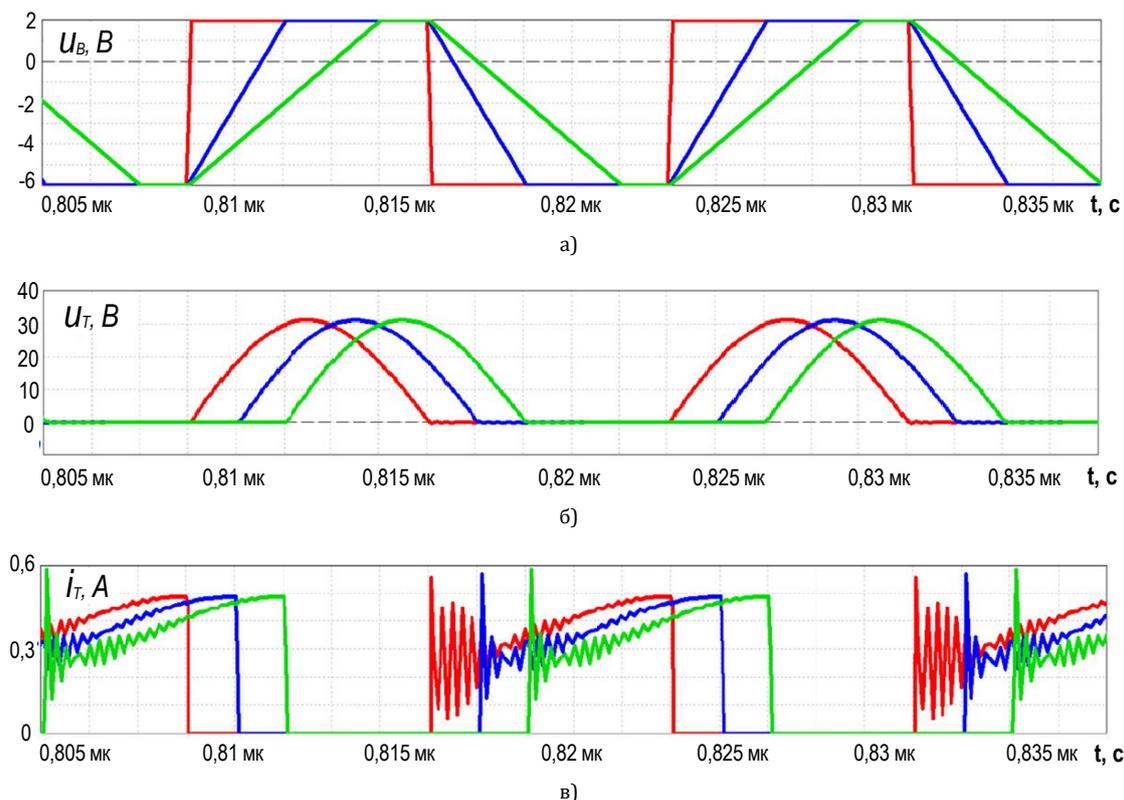


Рис. 11. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении длительности фронта импульсов возбуждения (а) в схеме резонансного инвертора тока

Анализ СВЧ-процессов в схеме двухтактного резонансного инвертора тока показал, что при изменении длительности фронта импульса возбуждения форма напряжения на транзисторе практически не изменяется, т. е. сохраняется ее классический вид полноволны синусоиды (см. рисунок 11б). Данный вывод имеет принципиальное значение, поскольку наглядно демонстрирует отсутствие

влияния паразитных реактивных параметров транзистора на форму напряжения и показывает практическую возможность получения в нагрузочном контуре резонансного инвертора тока гармонического напряжения частоты 1 ГГц с ничтожно малым уровнем высших гармоник.

Однако паразитные реактивные элементы транзистора оказывают сильное влияние на форму прямоугольных импульсов тока, вызывая значительные осцилляции (с частотой в десятки гигагерц) на переднем фронте (см. рисунок 11в). При этом изменение длительности импульсов возбуждения фактически не оказывает влияния на форму тока, но вызывает задержку момента его возникновения. Компьютерное моделирование также показало, что стоковый КПД транзистора составил для этого режима 90 %.

С целью проверки возможности осуществления ключевого режима в данной схеме при гармоническом возмущении и его сравнения с режимом Е, также были проведено компьютерное моделирование при различных амплитудах сигнала возмущения. На рисунке 12 приведены временные диаграммы напряжения на транзисторе (рисунок 12б) и тока (рисунок 12в) при возбуждении гармоническим сигналом с амплитудами 2, 3 и 4 В. Анализ представленных осциллограмм показал, что использование в данной схеме гармонического возбуждения большой амплитуды также позволяет реализовать ключевой режим со стоковым КПД 89,5 %.

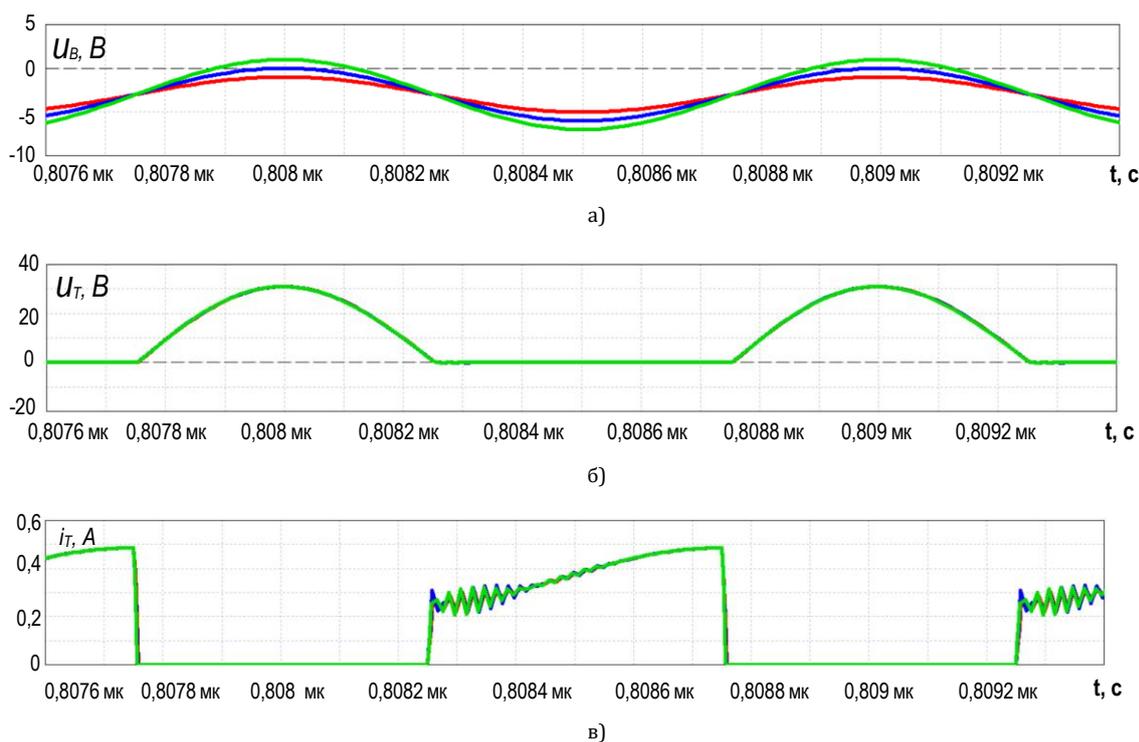


Рис.12. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении амплитуды гармонического возбуждения (а)

6. Выводы

1) Предложена простая статическая модель мощных полевых транзисторов, основанная на кусочно-линейной аппроксимации реальных ВАХ. Введение в эту модель паразитных реактивных элементов и применение нового алгоритма численного решения матричного дифференциального уравнения состояния электрической цепи переменной структуры открывает возможность быстрого компьютерного расчета переходных и установившихся процессов в ВЧ и СВЧ ключевых устройствах.

2) Разработана универсальная динамическая модель мощных полевых транзисторов, основанная на типовых паспортных данных транзисторов. Эта модель применена для моделирования процессов в двух классах радиочастотных ключевых генераторов на нитрид-галлиевых транзисторах фирмы

CREE: генераторе класса Е и резонансном инверторе тока.

3) Компьютерное моделирование и анализ установившихся процессов в этих устройствах показал: в СВЧ-диапазоне (до 1 ГГц) при использовании современных GaN-транзисторов возможна реализация высокоэффективных ключевых режимов с КПД не ниже 84 %. По критериям выходной мощности, КПД и использованию транзисторов по напряжению, резонансный инвертор тока обладает более высокими показателями по сравнению с генератором класса Е.

4) В диапазоне ВЧ- и СВЧ-колебаний для ключевых режимов в исследованных схемах предпочтительным является использование гармонического возбуждения большой амплитуды, при котором влияние паразитных параметров транзистора на форму выходного напряжения уменьшается.

Список используемых источников

1. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Oxford: Elsevier, 2012. 704 p.
2. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Алектс, 2004. 448 с.
3. Баранов А.В. Транзисторные усилители-ограничители мощности в ключевых режимах с улучшенными частотными и энергетическими характеристиками. Дис. ... докт. техн. наук. Нижний-Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2013. 402 с.
4. Advanced Design Systems. URL: <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng> (дата обращения 17.05.2019)
5. Luo P., Bengtsson O., Rudolph M. Reliable GaN HEMT modeling based on Chalmers model and pulsed S-parameter measurements // Proceedings of German Microwave Conference (GeMiC, Bochum, Germany, 14–16 March 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. DOI:10.1109/GEMIC.2016.7461650
6. Kharabi F., Poulton M.J., Halchin D., Green D. A Classic Nonlinear FET Model for GaN HEMT Devices // Proceedings of Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium (Portland, USA, 14–17 October 2007). Piscataway, NJ: IEEE, 2007. DOI:10.1109/CSICS07.2007.30
7. Филин В.А. Развитие теории и численных методов анализа переходных процессов в электрических цепях радиотехнических устройств. Дис. ... докт. техн. наук. СПб.: СПбГУТ, 1998. 211 с.
8. Артым А.Д., Есполов К.Ж., Филин В.А. Матричные модели радиотехнических цепей. СПб.: Элмор, 2015. 280 с.
9. FASTMEAN. URL: <https://www.fastmean.ru> (дата обращения 14.05.2019)
10. Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A. Simulation and design of a Class E power amplifier // Proceedings of the 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology (Brno, Czech Republic, 13–17 May 2009). Piscataway, NJ: IEEE, 2009. DOI:10.1109/ISSE.2009.5207008
11. Sadeh A. Radio Frequency Switch-mode Power Amplifiers and Synchronous Rectifiers for Wireless Applications. PhD Thesis. Okanagan, Canada: The University of British Columbia, 2015. 172 p.
12. Long A., Yao J., Long S.I. A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier // Proceedings of the 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS, Tulsa, USA, 4–7 August 2002). Piscataway, NJ: IEEE, 2002. DOI:10.1109/MWSCAS.2002.1187146
13. Heck S., Schmidt M., Bräckle A. A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25µm SiGe-BiCMOS // Proceedings of Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (Anaheim, USA, 23–25 May 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010. DOI:10.1109/RFIC.2010.5477368
14. Nemati H.M., Fager C., Zirath H. High Efficiency LDMOS Current Mode Class-D Power amplifier at 1 GHz // Proceedings of European Microwave Conference (Manchester, UK, 10–15 September 2006). Piscataway, NJ: IEEE, 2006. DOI:10.1109/EUMC.2006.281247
15. Филин В.А., Головин А.Н., Смирнов В.С., Ганбаев А.А. Управляемый резонансный инвертор тока. Патент на полезную модель РФ № 172407. Оpubл. 07.07.2017. Бюл. № 19.
16. Raab F.H. Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation // Proceedings of MTT-S International Microwave Symposium (Anaheim, USA, 23–28 May 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010. DOI:10.1109/MWSYM.2010.5516001
17. Heck S., Bräckle A., Schmidt M., Schuller F., Grözing M., Berroth M. A SiGe H-bridge switching amplifier for class-S amplifiers with clock frequencies up to 6 GHz // German Microwave Conference Digest of Papers (Berlin, Germany, 15–17 March 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010. DOI:10.1109/RFIC.2010.5477368
18. El-Hamamsy S.A. Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier // IEEE Transactions on Power Electronics. 1994. Vol. 9. № 3. PP. 297–308. DOI:10.1109/63.311263

* * *

SIMPLIFIED DYNAMIC MODEL OF HIGH-POWER FIELD-EFFECT TRANSISTORS FOR STUDYING SWITCH MODES OF RADIO FREQUENCY DEVICES

A. Ganbayev^{1,2}, V. Filin²

¹Baku Engineering University,
Baku, AZ0101, Republic of Azerbaijan

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Ganbayev A., Filin V. Simplified Dynamic Model of High-Power Field-Effect Transistors for Studying Switch Modes of Radio Frequency Devices. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):66–75. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-66-75>

Abstract: A computer-based static model of high-power field-effect transistors designed to operate in the large excitation signal mode is proposed (in switch mode operation). Based on a static model, a dynamic model is constructed, describing the processes in switch mode transistor circuits. Modeling of radio-frequency generators on GaN-transistors with a switching frequency of 1 GHz has been carried out.

Keywords: GaN-transistors, current mode class D, driving modes, piecewise linear model, switching mode.

References

1. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Oxford: Elsevier; 2012. 704 p.
2. Kryzhanovskii V.G. *Tranzistornye usiliteli s vysokim KPD* [High Efficiency Transistor Amplifiers]. Donetsk: Apeks Publ.; 2004. 448 p. (in Russ.)
3. Baranov A.V. *Tranzistornye usiliteli-ogranichiteli moshchnosti v kliuchevykh rezhimakh s uluchshennymi chastotnymi ienergeticheskimi kharakteristikami* [Transistor Amplifier Power Limiters in Key Modes with Improved Frequency and Power Characteristics]. D.Sc Thesis. Nizhnii Novgorod: Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev Publ.; 2013. 402 p. (in Russ.)
4. Advanced Design Systems. Available from: <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng> [Accessed 17 May 2019]
5. Luo P., Bengtsson O., Rudolph M. Reliable GaN HEMT modeling based on Chalmers model and pulsed S-parameter measurements. *Proceedings of German Microwave Conference (GeMiC), 14–16 March 2016, Bochum, Germany*. Piscataway, NJ: IEEE; 2016. Available from: <https://doi.org/10.1109/GEMIC.2016.7461650>
6. Kharabi F., Poulton M.J., Halchin D., Green D. A Classic Nonlinear FET Model for GaN HEMT Devices. *Proceedings of Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 14–17 October 2007, Portland, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2007. DOI:10.1109/CSICS07.2007.30
7. Filin V.A. *Razvitie teorii chislennykh metodov analiza perekhodnykh protsessov v elektricheskikh tsepiakh radiotekhnicheskikh ustroystv* [Development of the Theory and Numerical Methods for the Analysis of Transients in Electrical Circuits of Radio Engineering Devices]. D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 1998. 211 p. (in Russ.)
8. Artym A.D., Espolov K.Z., Filin V.A. *Matrichnye modeli radiotekhnicheskikh tsepei* [Matrix models of radio circuits]. St. Petersburg: ElmorPubl.; 2015. 280 p. (in Russ.)
9. FASTMEAN. Available from: <https://www.fastmean.ru> [Accessed 14th May 2019]
10. Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A. Simulation and design of a Class E power amplifier. *Proceedings of the 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 13–17 May 2009, Brno, Czech Republic*. Piscataway, NJ: IEEE; 2009. Available from: <https://doi.org/10.1109/ISSE.2009.5207008>
11. Sadegh A. *Radio Frequency Switch-mode Power Amplifiers and Synchronous Rectifiers for Wireless Applications*. PhD Thesis. Okanagan, Canada: The University of British Columbia; 2015. 172 p.
12. Long A., Yao J., Long S.I. A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier. *Proceedings of the 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 4–7 August 2002, Tulsa, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2002. Available from: <https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2002.1187146>
13. Heck S., Schmidt M., Bräckle A. A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 μ m SiGe-BiCMOS. *Proceedings of Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 23–25 May 2010, Anaheim, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2010. Available from: <https://doi.org/10.1109/RFIC.2010.5477368>
14. Nemati H.M., Fager C., Zirath H. High Efficiency LDMOS Current Mode Class-D Power amplifier at 1 GHz. *Proceedings of European Microwave Conference, 10–15 September 2006, Manchester, UK*. Piscataway, NJ: IEEE; 2006. Available from: <https://doi.org/10.1109/EUMC.2006.281247>
15. Filin V.A., Golovin A.N., Smirnov V.S., Ganbaev A.A. *Upravlyaemy rezonansnyi invertor toka* [Controlled Resonant Current Inverter]. Patent RUS172407U1, 07.07.2017.
16. Raab F.H. Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation. *Proceedings of MTT-S International Microwave Symposium, 23–28 May 2010, Anaheim, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2010. Available from: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5516001>
17. Heck S., Bräckle A., Schmidt M., Schuller F., Grözing M., Berroth M. A SiGe H-bridge switching amplifier for class-S amplifiers with clock frequencies up to 6 GHz. *Proceedings of German Microwave Conference Digest of Papers, 15–17 March 2010, Berlin, Germany*. Piscataway, NJ: IEEE; 2010. Available from: <https://doi.org/10.1109/RFIC.2010.5477368>
18. El-Hamamsy S.A. Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1994;9(3):297–308. Available from: <https://doi.org/10.1109/63.311263>