

На правах рукописи

Девяткин Денис Викторович

**«ПОВЫШЕНИЕ КПД КЛЮЧЕВЫХ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ
ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ»**

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

11.06.01 – Электроника, радиотехника и системы связи

11.06.01_01 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Академическая степень **Исследователь. Преподаватель-исследователь**

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД

Научный руководитель: к.т.н., проф. Николаев Валерий Викторович

Научный доклад выполнен в Высшей школе прикладной физики и космических технологий Института электроники и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Научный руководитель: К.т.н., проф. Николаев Валерий Викторович

Рецензент: Заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., проф., заместитель генерального директора по науке АО «НПО «Импульс»
Доценко Сергей Михайлович

С научным докладом можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте Электронной библиотеки СПбПУ по адресу: <http://elib.spbstu.ru>.

Содержание

Тема диссертационного исследования.....	4
Актуальность темы диссертационного исследования.....	4
Цель и задачи диссертационного исследования	8
Научная новизна, теоретическая и практическая значимость.....	9
Перечень публикаций и апробация докладов по теме НКР.....	10
Основные положения НКР	11
Основные результаты выполненной работы	32
Список используемых источников	33

Тема диссертационного исследования

«Повышение КПД ключевых радиопередающих устройств для систем связи и вещания».

Актуальность темы диссертационного исследования

Радиовещание во всем мире является одним из самых важных средств массовой информации, которое влияет на социальное и экономическое развитие общества, рост экономики и укрепление институтов гражданского общества. Объединение радиопередающих устройств (РПДУ) в общие сети радиовещания позволяет им выполнять важную задачу оповещения населения о чрезвычайных ситуациях, природных и техногенных катастрофах.

В настоящее время в Российской Федерации имеются проблемы по обеспечению радиовещания в части количества и качества принимаемых населением программ в диапазонах длинных (ДВ), средних (СВ) и коротких (КВ) волн, а также техническому состоянию парка действующей радиоаппаратуры в радиоцентрах [1].

подавляющее большинство РПДУ аналогового радиовещания, которые эксплуатируются в радиоцентрах в настоящее время, обладают следующими существенными недостатками, которые снижают экономическую целесообразность их дальнейшего применения:

- применение электровакуумных активных приборов, которые обладают большой стоимостью и малой долговечностью относительно современных твердотельных активных приборов;
- отсутствие регулировки уровня несущей, что позволило бы снизить энергопотребление и улучшить электромагнитную совместимость;
- низкий КПД, обусловленный устаревшей элементной базой и методами построения РПДУ;
- неудовлетворительные массогабаритные характеристики;
- отсутствие информационной поддержки и дистанционного контроля работы РПДУ [1].

Развитие методов цифровой обработки сигналов радиовещания в настоящее время позволяют выполнить их передачу по каналам радиосвязи более эффективной, чем обработка и передача аналоговыми методами. Переход к цифровому вещанию наиболее актуален для ДВ, СВ, КВ и УКВ диапазонов.

Такой переход позволяет значительно улучшить частотную и энергетическую эффективность систем радиовещания.

Для различных типов территорий, диапазонов частот, экономических и политических потребностей были разработаны и одобрены МСЭ различные типы цифрового радио вещания, например:

- DAB (DAB+) (Digital Audio Broadcasting – цифровое звуковое радиовещание) [2]) в Европе и Австралии;

- HD Radio [3] в США;

- CDR (Convergent (China) digital radio – конвергентное цифровое радио) [3]. в КНР);

- DRM (DRM+) ((Digital Radio Mondiale) – всемирное цифровое радио [4] в Европе.

С учетом обширной территории Российской Федерации, наиболее перспективным цифровым методом передачи сигналов в ДВ, СВ, КВ и УКВ диапазонах является вещание в формате стандарта DRM (DRM+ для УКВ диапазона), разработанным международным консорциумом Digital Radio Mondiale. Существенным преимуществом работы в стандарте DRM является возможность работы в современных утвержденных частотных планах без их корректировки. Работа в утвержденных частотных планах позволит модернизировать аналоговые РПДУ, действующие на радиостанциях в настоящее время, в более сжатые сроки без модернизации антенно-фидерных устройств [1, 5], что значительно снизит экономические затраты.

В соответствии с ГОСТ [4] для работы в стандарте на частотах ДВ, СВ, КВ диапазонов (до 30 МГц) назначены полосы шириной 9 кГц и 10 кГц. Стандарт вещания DRM предполагает использование:

- в полосах 9 кГц и 10 кГц (работа осуществляется в существующей сетке частот);

- в полосах 4,5 или 5 кГц (обеспечивается одновременная передача цифрового и аналогового АМ сигнала);

- в полосах 18 или 20 кГц (обеспечивается большая пропускная способность).

Пример расположения спектров сигналов АМ и DRM при одновременном вещании показан на рис. 1.

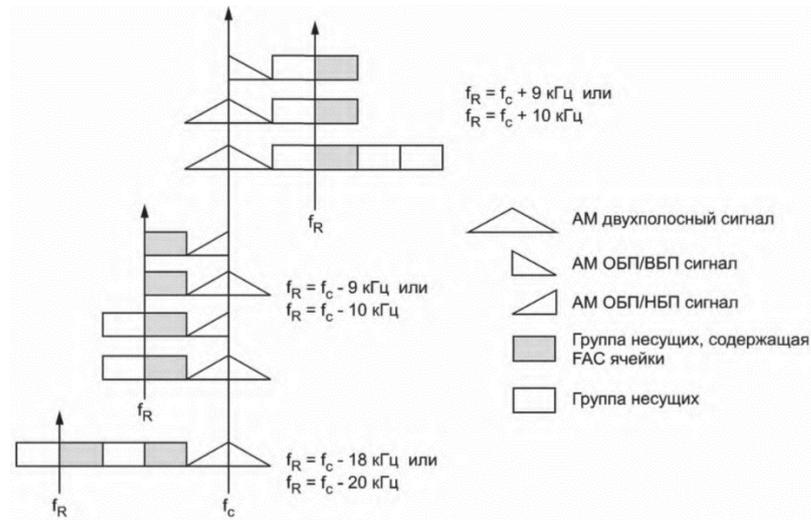


Рис. 1. Пример расположения спектров сигналов AM и DRM при одновременном вещании [4]

Промышленный КПД РПДУ, в том числе и работающих в стандарте DRM, в большей части определяется КПД его конечных устройств. Таким образом, для повышения КПД РПДУ необходимо выполнить энергетическое совершенствование конечных усилителей мощности (УМ) передатчиков, где, в свою очередь, основная часть потерь, как правило, связана с рассеянием мощности в электронных приборах [6].

Общей особенностью мощных ключевых усилителей (модуляторов) класса D, применяемых в РПДУ для систем связи и вещания, работающих в ДВ, СВ, КВ диапазонах, является тот факт, что подключение к активным приборам (например, к истоку полевого транзистора) источников питания происходит через дроссели, существенная величина индуктивности которых позволяет считать подводимый к активным приборам ток неизменным за время переключения приборов, то есть можно заменить их на интервале переключения источником тока. Этот факт, присущий данному классу усилителей, существенно влияет на результирующий процесс переключения и другие, качественные и энергетические характеристики ключевых усилителей класса D. Так в ряде работ [7–9] при исследовании процессов в ключевых усилителях принимаются допущения, что на выходных силовых электродах активных приборов формируются последовательности идеальных прямоугольных импульсов, поступающих на демодулирующие устройства, например, фильтр нижних частот. Однако, как показывает детальный математический анализ и результаты экспериментальных исследований [10–12],

во многих случаях это недопустимо, поскольку вызывает существенные ошибки как в расчетах энергетических и качественных характеристик устройств, так и выборе самих активных элементов схемы.

Также в ряде опубликованных работ, например [9, 11], активные приборы заменяются идеальными переключателями (ключами, мгновенно переключаемыми из состояния, замкнут «открыт» в состояние разомкнут «закрыт»). При этом не учитываются реальные вольтамперные характеристики приборов, а также не учитываются реальные параметры блоков управления, имеющих свои внутренние сопротивления и паразитные ёмкости.

Отмеченная совокупность факторов показывает **актуальность** проводимых исследований, направленных на решение проблем, связанных с повышением энергетической эффективности мощных ключевых радиопередающих устройств связи вещания в стандарте вещания DRM.

Цель и задачи диссертационного исследования

Целью диссертационного исследования является повышение энергетической эффективности работы мощных ключевых РПДУ систем связи и вещания (в том числе для работы в стандарте DRM), работающих в ДВ, СВ, КВ диапазонах путем решения вопросов оптимального управления активными элементами, снижением потерь мощности и нелинейных искажений выходного напряжения модуляторов.

Задачи, решаемые в рамках диссертационного исследования:

- исследование требований к характеристикам РПДУ, работающих в стандарте DRM, и подготовка решений по реализации этих требований;
- построение математической модели модулятора класса D , применяемой в РПДУ стандарта DRM, достаточно точно отражающей физические процессы, происходящие в нем с учетом паразитных параметров;
- разработка метода расчета модулятора класса D на основе построенной математической модели модулятора;
- расчет значений параметров блока возбуждения радиопередатчика стандарта DRM для определения возможной величины КПД модулятора с учетом практической реализации блока;
- экспериментальная проверка результатов теоретического расчета с помощью программ схемотехнического моделирования.

Научная новизна, теоретическая и практическая значимость

Научная новизна результатов диссертационного исследования состоит в следующем:

- построена математическая модель модулятора класса D , применяемая в РПДУ стандарта DRM, которая, в отличие от ранее применяемых моделей, позволяет достаточно точно учитывать физические процессы, происходящие в нем с учетом паразитных параметров. Применение такой математической модели позволяет определить требования к параметрам блока возбуждения, предъявляемые с целью снижения влияния процессов переключения на энергетические и качественные показатели модулятора;

- на основе исследования процессов переключения активных элементов в модуляторах класса D определены потери мощности на переключающих элементах и определена зависимость КПД от режима работы модулятора;

- построены статические характеристики, по которым найдены искажения выходного напряжения модулятора, возникающие из-за их нелинейности.

Теоретическая значимость работы заключается в усовершенствовании методов расчета модуляторов класса D . Предложенная математическая модель модулятора и соответствующая методика расчета позволяет повысить точность расчета модуляторов класса D РПДУ, в том числе применяемых для работы в стандарте вещания DRM.

Практическая значимость работы заключается в определении требований к параметрам блока возбуждения, позволяющих снизить влияние процессов переключения на энергетические и качественные показатели модулятора. Энергетическое совершенствование параметров блока возбуждения позволит значительно улучшить энергетическую эффективность радиопередающих устройств, в том числе применяемых для работы в стандарте вещания DRM.

Перечень публикаций и апробация докладов по теме НКР

Основные результаты диссертационного исследования **опубликованы** в 5 статьях в ведущих рецензируемых научных журналах, входящих в Перечень ВАК:

1. Девяткин Д.В., Николаев В.В., Николаев Р.В. Анализ активных элементов для построения РПДУ СДВ-диапазона// Вестник связи. 2019. №11. С. 14-18.
2. Николаев В.В., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Исследование режимов работы дроссельного модулятора класса D// Вестник связи. 2019. №12. С. 13-16.
3. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Качественный анализ процессов переключения в модуляторах класса D// Вестник связи. 2020. №3. С. 30-33.
4. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D// Труды учебных заведений связи. 2021. №1. С. 71-80.
5. Николаев В.В., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Определение коэффициентов форсирования при построении модуляторов класса D// Труды учебных заведений связи. 2022. №3.

Основные результаты по теме диссертационного исследования **докладывались** на XI Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании», место проведения: г. Санкт-Петербург, на базе СПбГУТ, даты проведения: 15-16 февраля 2022 г., доклад: Девяткин Д.В., Николаев В.В.

Основные положения НКР

Введение

РПДУ являются мощными радиотехническими устройствами, выходная мощность которых составляет десятки и сотни кВт. Вещание в стандарте DRM, представляет собой излучение радиосигнала с амплитудно-фазовой модуляцией, что предъявляет высокие требования к линейности амплитудной и фазоамплитудной характеристик РПДУ., которые вступают в противоречие с задачей обеспечения высокого КПД, особенно актуальной при больших мощностях [13].

Разработчиками стандарта вещания DRM заявлена возможность существенного снижения потребляемой мощности РПДУ. Однако, реально снижение потребляемой мощности возможно только для цифрового вещания с помощью современных РПДУ с ШИМ и модуляторами, которые имеют высокий КПД при различных уровнях выходной мощности. Радиовещание же в стандарте DRM с помощью действующих РПДУ с анодно-экранный модуляцией и модулятором класса *B* экономически нецелесообразно и невозможно без существенной модернизации [13].

Для обеспечения высокоэффективной работы РПДУ, работающих в выделенном для формата DRM частотном диапазоне, их построение должно осуществляться по методу раздельного усиления радиочастотного и звукового каналов (по методу Канна). Этот метод обеспечить высокие энергетические показатели (промышленный КПД до 80%), приемлемое качество передаваемого сигнала (линейность выше 55дБ) и высокую эксплуатационную надёжность и унификацию отдельных узлов, необходимую для получения высокоэффективного, рентабельного производства. Пример структурной схемы модульного транзисторного РПДУ для работы в стандарте DRM показан на рис. 2 [1].

Требуемый уровень мощности РПДУ обеспечивается методом сложения нужного числа единичных модулей на суммирующем устройстве. При таком методе построения РПДУ выход из строя одного или нескольких единичных модулей не приводит только к снижению выходной мощности РПДУ, а не к его отказу.

Необходимость построения таких передатчиков диктуется как государственными интересами (внедрением радиовещательного формата DRM),

так и коммерческими соображениями, а именно, получение дополнительного дохода с целью частичного покрытия своих затрат и решения социальных проблем. Одной из возможностей получения такого дохода является создание в среднечастотном диапазоне зонowego (регионального) и государственного радиовещания как в аналоговом, так и цифровом стандарте с помощью передающих средств сравнительно небольшой мощности.

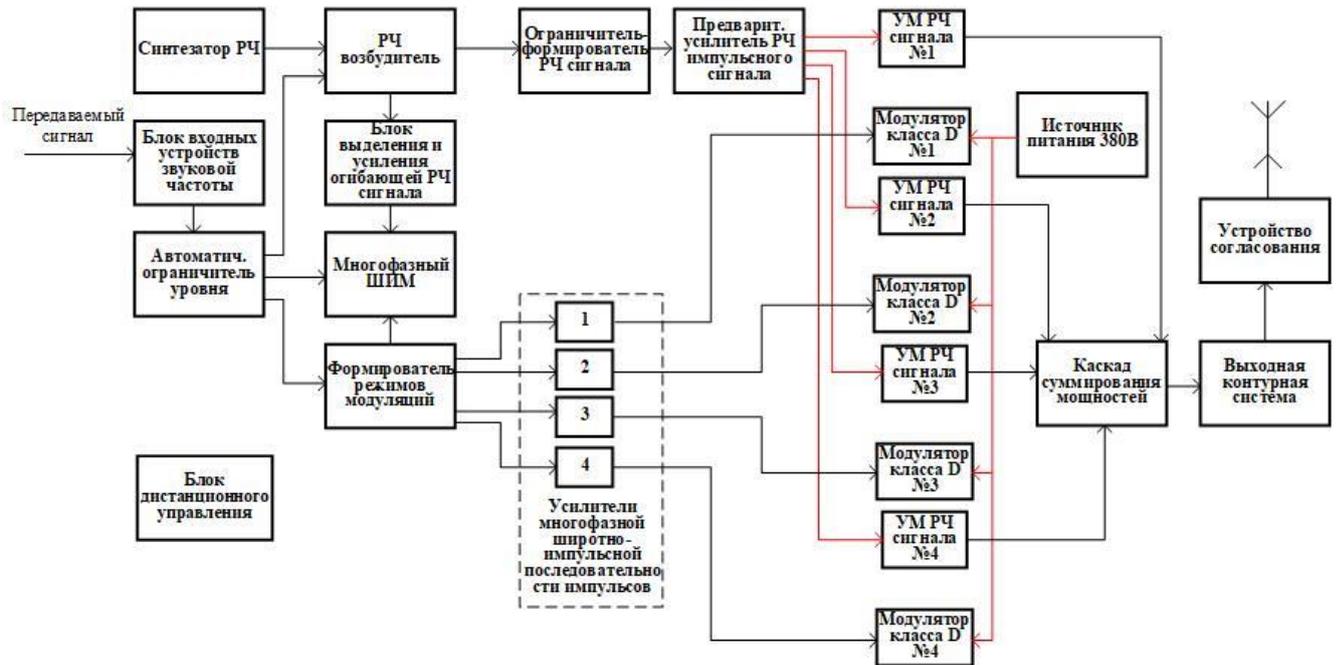


Рис. 2. Пример структурной схемы модульного транзисторного РЧДУ для работы в стандарте DRM

Далее исследуем усилитель мощности РЧДУ, работающего в стандарте DRM, представляющий собой дроссельный модулятор класса D в котором, как правило, происходит основная часть потерь, связанная с рассеянием мощности в электронных приборах.

Построение и анализ модели дроссельного модулятора класса D

Для проведения анализа работы электронных приборов в ключевом режиме построим модель модулятора класса D , достаточно точно отражающую физические процессы, происходящие в нем с учетом паразитных параметров, основными из которых являются входная $C_{вх}$, выходная $C_{вых}$ и проходная $C_{пр}$ емкости, вносимые транзистором и другими элементами цепи, а также емкость диода C_D [14].

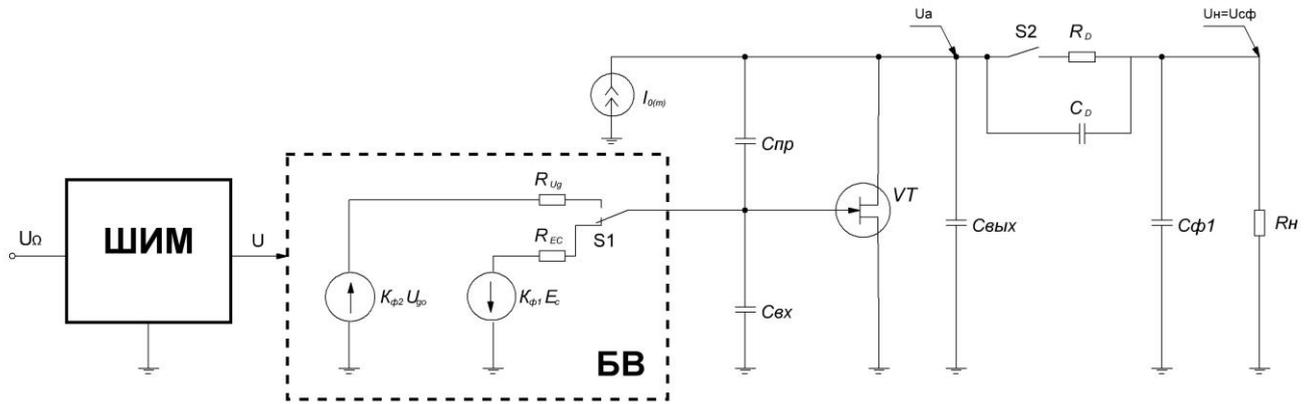


Рис. 3. Модель дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода

Поскольку практически частота переключения в модуляторе относительно невелика (обычно не превышает 70 – 100 кГц), индуктивностями выводов электронных приборов можно пренебречь. В модуляторах класса D , рассматриваемого типа [8] источники питания E_a подключены к стокам транзисторов через модуляционные дроссели или дроссели ФНЧ. Ток, протекающий через дроссели за период тактовой частоты T_T и за время переключения практически не изменяется, т.е. можно считать, что в процессе переключения стоки транзисторов подключены к некоторому источнику постоянного тока $I_o(m)$, величина которого может изменяться лишь при изменении режима модулятора, зависящего от глубины модуляции m , т.е. от амплитуды колебаний звуковой частоты.

Примечание – В работе на рисунках изображены полевые транзисторы, хотя все последующие заключения справедливы и для других активных приборов. Это обусловлено тем обстоятельством, что, например, у тетрода имеются два элемента (первая и вторая сетки), которые в той или иной степени влияют на параметры зависимого источника тока, который в эквивалентной схеме заменяет тетрод.

Рассмотрим процессы переключения активного прибора на типовой модели дроссельного модулятора (рис. 3), с учетом межэлектродных емкостей транзистора VT и диода VD [7, 8]. Обычно, тактовая частота f_T выше верхней модулирующей частоты F_{max} , на которую, как правило, рассчитывается срез ФНЧ (см. рис. 3), в 7 – 10 раз [10, 11], а емкость фильтра нижних частот $C_{\phi 1}$ достаточно велика, поэтому можно допустить, что на этой емкости, а, следовательно, и на нагрузке модулятора R_n (рис. 3) напряжение $U_{сф}$ за период T_T тактовой частоты меняется мало, и в первом приближении этим можно пренебречь.

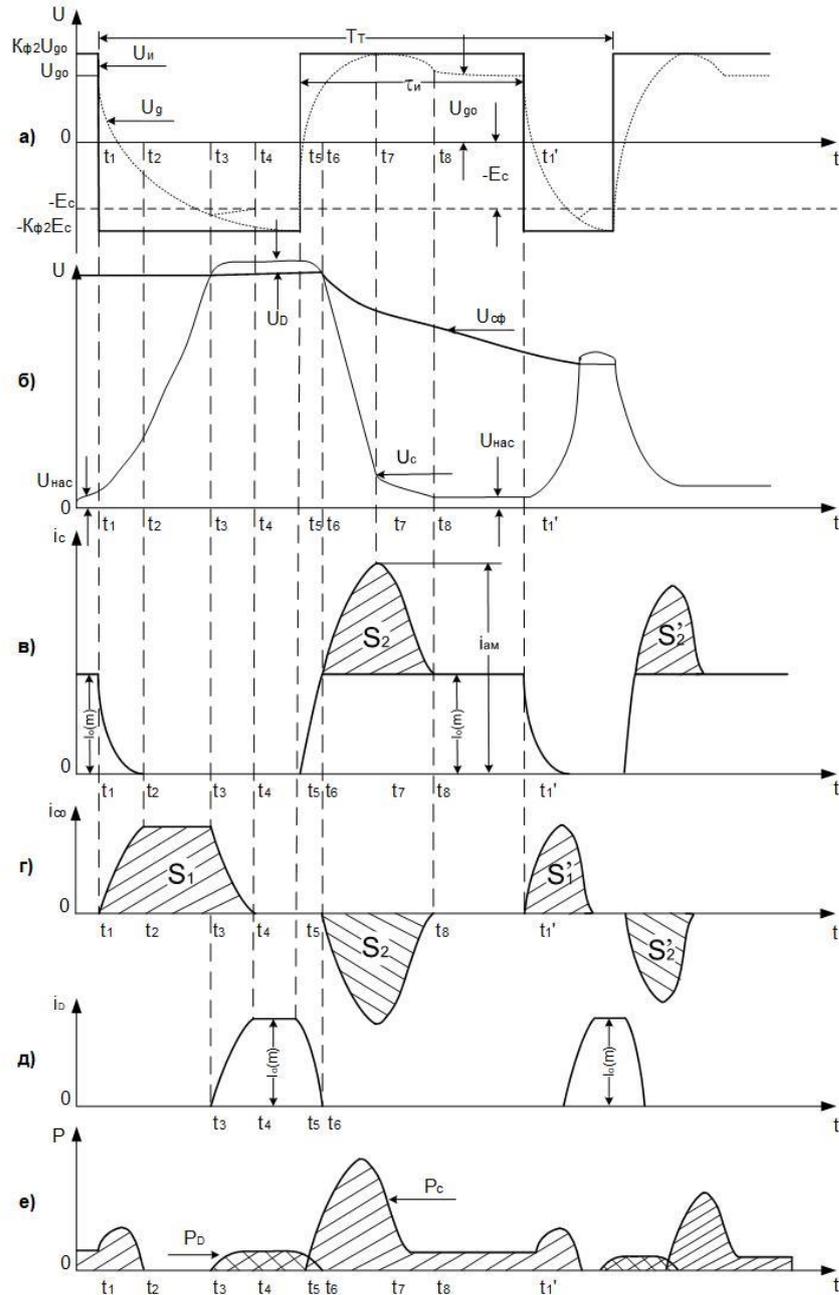


Рис. 4. Временные диаграммы реальных изменений напряжений затвора (а) и стока (б), стоковых токов транзистора и диода (в, д), тока через емкость C_c (г), мощности потерь (е) в модуляторе класса D

В блоке возбуждения (БВ) (рис. 3) активного прибора генерируются модулированные по ширине биполярные импульсы напряжения прямоугольной формы $U_{н}(t)$ (см. рис. 4а). При этом можно считать, что к затвору активного прибора попеременно подключаются два источника напряжения. Один источник напряжения положительной полярности $K_{\phi 2}U_{go}$ с внутренним сопротивлением R_{ug} , а второй – источник отрицательного смещения $K_{\phi 1}E_c$ с внутренним

сопротивлением R_{EC} (рис. 3). При подключении источника $K_{\phi 1}E_c$ к затвору транзистора прикладывается отрицательное напряжение, и транзистор запирается, и при подключении источника $K_{\phi 2}U_{go}$ транзистор отпирается. Коэффициенты форсирования запираения и отпираения $K_{\phi 1} > 1$, $K_{\phi 2} > 1$ показывают, во сколько раз рассматриваемые напряжения, действующие на фронтах при отпираии или срезах при запираии транзистора, превышают значения смещения E_c и возбуждения U_{go} , требуемые для удержания транзистора в режиме отсечки или насыщения. При том, искажения формы возбуждающих транзистор импульсов определяются внутренними сопротивлениями реального каскада возбуждения R_{EC} , R_{ug} и емкостью входной цепи транзистора VT .

В моменты отпираия диода VD (рис. 3) к затвору транзистора VT (рис. 3) через ключ S_2 подключаются сопротивление открытого диода R_D , емкость $C_{\phi 1}$ ФНЧ и нагрузка R_n модулятора.

Временные диаграммы, поясняющие процессы, происходящие в схеме (рис. 3), показаны на рис. 4а-е. В момент времени t_1 за счет переключения S_1 задающее напряжение $U_{и}(t)$ скачком изменяется от величины $K_{\phi 2}U_{go}$ до $K_{\phi 1}E_c$. Во время отпертого состояния транзистора из-за наличия тока затвора и падения напряжения на R_{ug} напряжение на затворе меньше $K_{\phi 2}U_{go}$ и равно расчетному значению U_{go} . После переключения напряжение возбуждения $U_g(t)$ на выходе БВ в интервале времени $[t_1, t_2]$ спадает по экспоненциальному закону (рис. 4а), который обусловлен перезарядом входной емкости $C_{вх}$ транзистора и зарядом проходной емкости $C_{пр}$ через внутреннее сопротивление R_{EC} схемы БВ (рис. 3), напряжение на стоке $U_a(t)$ (рис. 4б) возрастает, а ток стока $i_c(t)$ (рис. 4а) спадает до нулевого значения.

Поскольку величина тока $I_o(m)$, отдаваемого источником, неизменна, а ток стока транзистора $i_c(t)$ уменьшается, разностный ток $I_o(m) - i_c(t) = i_{cc}(t)$ (рис. 4г) течет в емкость между стоком транзистора и землей $C_c = C_D + C_{вых} + C_{вх}C_{np} / (C_{вх} + C_{np})$ заряжая ее.

В момент времени t_2 транзистор полностью запирается, внутреннее сопротивление ее $R_i \rightarrow \infty$, $i_c(t_2) = 0$ (рис. 4в). В промежутке времени $[t_2, t_3]$ продолжается заряд емкости C_c постоянным током $i_c(t) = I_o(m)$ (рис. 4г), вследствие чего напряжение на ней, а, следовательно, и на стоке транзистора, возрастает по линейному закону $U_c(t) = U_c(t_2) + I_o(m)(t - t_2) / C$ (рис. 4б).

В момент времени t_3 напряжение $U_c(t)$ (рис. 4б) становится равным напряжению $U_{c\phi}(t)$ на емкости C_ϕ ФНЧ. Дальнейшее возрастание напряжения на стоке $U_c(t)$ приводит к отпираанию диода VD (интервал $[t_3, t_4]$), т.е. замыкается ключ S_2 (рис. 3). За время $\Delta t_{3-4} = t_4 - t_3$ разряда емкости C_D ток i_D (рис. 4д) через диод возрастает до величины $I_o(m)$, а ток i_{cc} через емкость C_c спадает практически до нуля. В следующий промежуток времени $[t_4, t_5]$ до прихода запирающего транзистор VT импульса напряжения происходит подзаряд емкости C_ϕ ФНЧ током $i_{c\phi}(t) = I_o(m) - i_n(t)$. Величина той емкости весьма велика, напряжение на ней изменяется незначительно, поэтому ток i_{cc} через емкость C_c со практически отсутствует (рис. 4г). С момента времени t_3 транзистор находится в режиме отсечки тока стока, и для его поддержания в этом режиме в промежутке времени $[t_3, t_5]$ на затворе требуется иметь напряжение не меньше, чем E_c .

В момент времени t_5 ключ S_1 (рис. 3) переходит в другое положение, подключая к цепи затвора положительное напряжение источника $K_{\phi 2} U_{go}$ после чего начинается переход транзистора VT из состояния отсечки в режим насыщения. Возрастание напряжения $U_g(t)$ также, как и спад, имеет экспоненциальный характер, обусловленный перезарядом емкостей $C_{пр}$ и $C_{вх}$ через внутреннее сопротивление R_{ug} БВ (рис. 3). При увеличении напряжения $U_g(t)$ часть тока $I_o(m)$, протекавшего ранее через диод, ответвляется через отпираемый транзистор VT . Диод VD в интервале времени $[t_5, t_6]$ запирается, а стоковое напряжение понижается (рис. 4б,д). В момент времени t_6 напряжение на стоке транзистора становится равным напряжению на емкости $C_{\phi 1}$ ФНЧ (рис. 4б), диод при этом полностью запирается (ключ S_2 размыкается), и ток i_D через него обращается в ноль (рис. 4д).

На интервале времени $[t_6, t_8]$ ток стока транзистора складывается из двух составляющих: тока источника $I_o(m)$ и тока $i_{cc}(t)$ обусловленного разрядом емкости C_c через внутреннее сопротивление транзистора (рис. 4в,г). Длительность протекания тока $i_{cc}(t)$, т.е. интервала времени $[t_5, t_8]$, зависит от максимально достижимой величины этого тока.

Необходимым условием постоянства напряжения на нагрузке U_n (без учета малого за период тактовой частоты изменения переменного напряжения звуковой частоты) является баланс заряда и разряда емкости C_c , то есть равенство ампер-секундных площадей (зарядов) S_1 и S_2 (рис. 4г). При наличии модуляции эти площади медленно изменяются (см. S'_1 и S'_2 на рис. 4г). Изменение величины

максимального тока транзистора VT влияет на форму импульсов тока (площадь S_2). Чем больше ток, тем короче длительность $\Delta t_{5-8} = t_8 - t_5$ процесса установления тока i_c , до уровня $I_o(m)$.

В момент времени t_7 транзистор VT полностью отпирается, его внутреннее сопротивление становится равным сопротивлению насыщения $R_{нас} = U_c(t_7)/i_c(t_7)$, и через него протекает максимальный ток i_{cm} (рис. 4в). В интервале времени $[t_7, t_8]$ емкость C_c разряжается через сопротивление насыщения $R_{нас}$ транзистора, при этом ток стока транзистора уменьшается от i_{cm} до $I_o(m)$. К моменту времени t_8 напряжение на стоке транзистора становится равным $U_{нас} = I_o(m)R_{нас}$. В последующем интервале времени $[t_8, t'_1]$ режим в цепи транзистора установившийся, т.е. напряжения и токи остаются неизменными, транзистор VT полностью открыт, напряжение на его стоке равно $U_{нас}$, а ток стока равен току источника $I_o(m)$ (рис. 4б,в,г,д).

Мгновенные мощности потерь $P_c(t)$, $P_D(t)$, (рис. 4е) рассеиваемые на стоке транзистора VT и диоде VD в интервалах протекания токов $i_c(t)$ и $i_D(t)$ (рис. 4в,д), могут быть определены из соотношений $P_c(t) = U_c(t)i_c(t)$, $P_D(t) = i_D^2(t)R_D$. Поскольку при отпирании транзистора (интервал $[t_5, t_8]$) через его внутреннее сопротивление разряжается паразитная емкость C_c , и создается выброс в импульсе тока стока $i_c(t)$, (рис. 4в) мощность потерь $P_c(t)$ на интервале $[t_5, t_8]$ (рис. 4е) существенно превышает мощность потерь на интервале $[t_1, t_2]$ запираания транзистора.

Вывод по разделу

Построена математическая модель модулятора класса D и показан ее режим работы по временным интервалам. Начиная с момента времени t'_1 рассмотренный цикл повторяется в следующем периоде тактовой частоты. Для проверки правильности проведенного теоретического исследования проведем численный анализ процессов переключения активных приборов [16].

Численный анализ

Для исследования процессов переключения активных приборов в усилителях класса D воспользуемся линейно-ломаной аппроксимацией их статических характеристик, предложенной А.И. Бергом [3, 4]. В качестве примера, для полноты общности описания процессов, при исследовании переключения активных приборов в усилителях класса D рассмотрим процессы

переключения на модели дроссельного модулятора, построенного на транзисторе типа MOSFET (рис. 3) предложенной в [17].

Исходя из вышеизложенного, подводимый к модулятору питающий ток $I_o(m)$ будем считать постоянным не только в интервалах переключения приборов, но и в пределах одного периода звуковой частоты. Ток $I_o(m)$ согласно [15, 17] может изменяться только в зависимости от коэффициента амплитудной модуляции m по закону (1)

$$\hat{I}_o(\hat{U}_\Omega) = \frac{1}{[1 - \hat{\tau}_{и0}(\hat{U}_\Omega)]^2 + 0.5\hat{\tau}_{им}^2(\hat{U}_\Omega)} \quad (1)$$

В активной области ток стока $i_c(t)$ транзистора выражается (2)

$$i_c(t) = S\{U_g(t) - E_{go}\} + \frac{U_c(t)}{R_i}, \quad (2)$$

где E_{go} – напряжение на затворе транзистора.

Определим величины напряжений U_{go} и E_c возбуждения и запираения, требуемые для введения транзистора в области насыщения и отсечки тока стока (рис. 4а). Поскольку амплитуда импульсов тока стока изменяется по закону тока $I_o(m)$, зависящего от глубины модуляции m , амплитуда напряжения возбуждения $U_{go}(m)$, в общем случае, также зависит от m и определяется путем подстановки в (1) в соотношение (2) при напряжении на стоке U_c , равном (3)

$$U_{нас}(m) = I_o(m)R_{нас} = \frac{I_o(m)}{S_{гр}}, \quad (3)$$

Напряжение на затворе, определяющее величину напряжения возбуждения $U_{go}(m)$ равно (4)

$$\begin{aligned} U_{go}(m) &= \{I_o(m) + S[E_{go} - U_{нас}(m)]\}/S = \\ &= \{I_o(m) + S[E_{go} - I_o(m)R_{нас}]\}/S. \end{aligned} \quad (4)$$

Напряжение смещения E_c выбираем из условия полного запирания транзистора ($i_c=0$) с учетом того, что огибающая импульсов $U_{c\Omega}$ напряжения стока определяется выходным напряжением $U_H(\hat{t}_и)$ модулятора.

Таким образом, получаем соотношение для напряжения запирания транзистора (5)

$$E_c(m) = [U_g(t)]_{i_c=0} = E_{go} - U_c(t) = E_{go} - I_o(m)R_H(1 - \hat{t}_и). \quad (5)$$

Для анализа процессов, протекающих в дроссельном модуляторе, может быть использована схема замещения, составленная из линейных элементов (резисторов, емкостей, зависимых и независимых источников тока и напряжения) и переключателей (ключей), изменяющих структуру схемы при переходе от одного этапа работы к другому. На каждом этапе процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями и «сшиваются» при переходе от одного этапа к другому. Таким образом, модель модулятора описывается рядом эквивалентных схем, соответствующих каждому из временных интервалов и соответствующими уравнениями. Для большей общности уравнений целесообразно использовать нормированные переменные и параметры. Поскольку характер процессов зависит от параметров цепи. Время t и комплексную частоту p удобно нормировать постоянной времени $R_H C_c$. С учетом этого для анализа процессов переключения внутри периода T_T тактовой частоты введем нормированные величины (6-10)

$$\hat{t} = \frac{t}{R_H C_c}, \quad (6)$$

$$\hat{p} = p R_H C_c, \quad (7)$$

$$\hat{C} = \frac{C}{C_c}, \quad (8)$$

$$\hat{\tau}_и = \frac{\tau_и}{R_H C_c} = \left(\frac{\tau_и}{T_T}\right) \left(\frac{T_T}{R_H C_c}\right) = \hat{\tau}_и \hat{T}_T, \quad (9)$$

$$\hat{T}_T = \frac{T_T}{R_H C_C}. \quad (10)$$

Составление уравнений, определяющих процессы переключения активных приборов, начнем с интервала времени $[t_1, t_2]$, соответствующего процессу запираания транзистора VT (рис. 4). Эквивалентная схема (рис. 5а) для этого промежутка времени может быть получена из модели модулятора. Здесь входная емкость C_{ex} транзистора VT заряжена до напряжения U_{go} за счет действия источника напряжения возбуждения в предшествующий рассматриваемому период тактовой частоты.

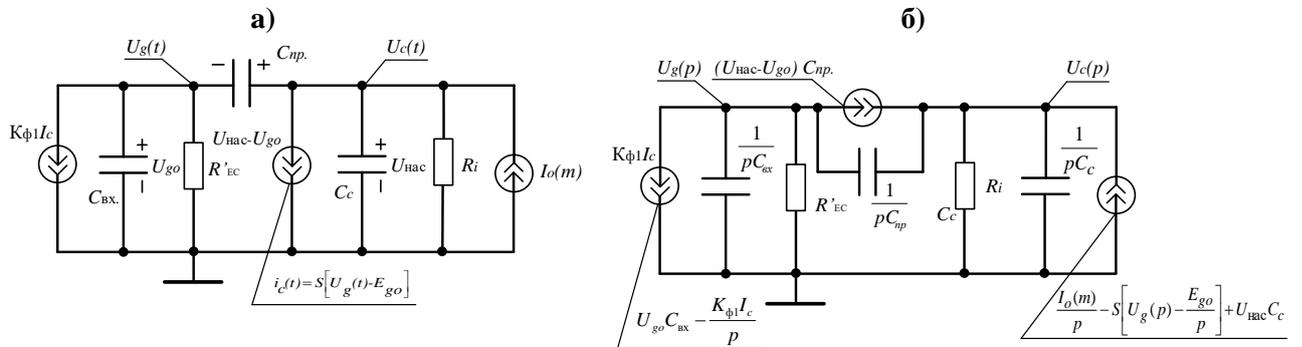


Рис. 5. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени $[t_1, t_2]$ (а), и соответствующая ей операторная (б)

На интервале $[t_1, t_2]$ диод VD заперт (ключ $S2$ разомкнут), в схеме действуют три источника тока. Источник $I_o(m)$ определяет ток, подводимый к стоку транзистора VT , зависимый источник тока $i_c(t) = S[U_g(t) - E_{go}]$ определяет ток, протекающий через транзистор. Преобразуя источник напряжения смещения $K_{\phi 1} E_c$, получим эквивалентный источник тока $K_{\phi 1} I_c = K_{\phi 1} E_c / R_{EC}$, под действием которого происходит перезаряд емкостей и образование на затворе транзистора отрицательного напряжения запираания. Резистивная составляющая входного сопротивления транзистора R_{g1} оказывается включенной параллельно сопротивлению R_{EC} источника смещения, поэтому образующее эквивалентное сопротивление $R'_{EC} = R_{EC} R_{g1} / (R_{EC} + R_{g1})$. Сопротивление R_{g1} в транзисторах достаточно велико, составляет единицы кОм, практически линейно и не зависит от напряжения на затворе [15].

В начальный момент t_1 в эквивалентной схеме (рис. 5а) напряжение на стоке $U_c(t_1) = U_{нас}(m) = I_o(m) R_{нас}$, ток транзистора $i_c(t) = I_o(m)$, напряжение на затворе

$U_g(t_1)=U_{go}$. В реальных условиях напряжение насыщения полевых транзисторов $U_{нас}$ больше или равно напряжению возбуждения, поэтому проходная емкость $C_{пр}$ транзисторов заряжена до напряжения $U_{с.пр}=U_{нас}-U_{go}\geq 0$.

Для определения уравнений для напряжения затвора $U_g(t)$, напряжения стока $U_c(t)$ и тока $i_c(t)$ используем операторный метод и перейдем от обычной (рис. 3а) к операторной (рис. 3б) схеме замещения и получим уравнения (11), (12)

$$\widehat{U}_c(\hat{p}) \left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{пр}) + \frac{1}{\hat{R}_i} \right] - \widehat{U}_g(\hat{p}) [\hat{p}\hat{C}_{пр} - \hat{S}] = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{p}} + \widehat{U}_{нас} + (\widehat{U}_{нас} - \widehat{U}_{go})\hat{C}_{пр} + \frac{\hat{S}\hat{E}_{go}}{\hat{p}}, \quad (11)$$

$$-\widehat{U}_c(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{пр} + \widehat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}) + \frac{1}{\hat{R}_{EC}} \right] = -K_{\phi 1}|\hat{I}_c| + \widehat{U}_{go}\hat{C}_{вх} - (\widehat{U}_{нас} - \widehat{U}_{go})\hat{C}_{пр}, \quad (12)$$

Из (11) и (12) определим изображения искомых напряжений (13), (14)

$$\widehat{U}_g(\hat{p}) = \frac{a_1\hat{p}^2 + a_2\hat{p} + a_3}{\hat{p}(b_1\hat{p}^2 + b_2\hat{p} + b_3)}, \quad (13)$$

где $a_1 = \widehat{U}_{go}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пр})$,

$$a_2 = \frac{\widehat{U}_{go}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр})}{\hat{R}_i} + [\hat{I}_o(m) + \hat{S}\hat{E}_{go}]\hat{C}_{пр} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|(1 + \hat{C}_{пр}), \quad a_3 = \frac{|\hat{I}_c|}{\hat{R}_i}, \quad b_1 = \hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пр},$$

$$b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{пр}}{\hat{R}_{EC}} + (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр}) + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пр}, \quad b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{EC}\hat{R}_i}.$$

$$\widehat{U}_c(\hat{p}) = \frac{a_4\hat{p}^2 + a_5\hat{p} + a_6}{\hat{p}(b_1\hat{p}^2 + b_2\hat{p} + b_3)}, \quad (14)$$

где $a_4 = \widehat{U}_{нас}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пр})$,

$$a_5 = [\widehat{U}_{нас}(1 + \hat{C}_{пр}) - \widehat{U}_{go}\hat{C}_{пр}]\hat{R}_{EC} + [\hat{I}_o(m) + \hat{S}(\hat{E}_{go} - \widehat{U}_{go})](\hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}) + \widehat{U}_{нас}\hat{S}\hat{C}_{пр} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|\hat{S}, \quad a_6 = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{S}\hat{E}_{go}]}{\hat{R}_{EC}} + K_{\phi 1}|\hat{I}_c|\hat{S}.$$

Оригиналы напряжений $U_g(t)$, $U_c(t)$ получим путем обратного преобразования Лапласа (15), (16)

$$\widehat{U}_g(\hat{t}) = \widehat{U}_o + \widehat{U}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_1}\right) + \widehat{U}_2 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_2}\right), \quad (15)$$

$$\widehat{U}_c(\hat{t}) = \widehat{E}_o + \widehat{E}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_1}\right) + \widehat{E}_2 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_2}\right), \quad (16)$$

$$\text{где } \widehat{U}_o = \frac{a_3}{b_3}, \widehat{U}_1 = \frac{\frac{a_1}{b_1} \left[b_2^2 - b_2 \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - 2b_1b_3} \right] - a_2 \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - b_2} \right) + 2a_3b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - b_2} \right)},$$

$$\widehat{U}_2 = \frac{\frac{a_1}{b_1} \left[b_2^2 + b_2 \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - 2b_1b_3} \right] - a_2 \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 + b_2} \right) + 2a_3b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 + b_2} \right)}, \widehat{E}_o = \frac{a_6}{b_3},$$

$$\widehat{E}_1 = \frac{\frac{a_4}{b_1} \left[b_2^2 - b_2 \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - 2b_1b_3} \right] - a_5 \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - b_2} \right) + 2a_6b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - b_2} \right)},$$

$$\widehat{E}_2 = \frac{\frac{a_4}{b_1} \left[b_2^2 + b_2 \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 - 2b_1b_3} \right] - a_5 \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 + b_2} \right) + 2a_6b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} \left(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3 + b_2} \right)}, \hat{\tau}_1 = \frac{2b_1}{b_2 - \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}},$$

$$\hat{\tau}_2 = \frac{2b_1}{b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}.$$

Для нахождения уравнений для тока стока транзистора $i_c(t)$ на интервале ее запираения подставим выражения (19), (20) в (2) и (3), тогда получим (17)

$$i_c(t) = \hat{S} \left[\widehat{U}_o + D\widehat{E}_o - \widehat{E}_{go} + (\widehat{U}_1 + D\widehat{E}_1) \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_1}\right) + (\widehat{U}_2 + D\widehat{E}_2) \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_2}\right) \right]. \quad (17)$$

Приравняв соотношение (17) нулю, получим уравнение, позволяющее определить интервал времени $[t_1, t_2]$, на котором происходит полное запираение транзистора ($i_c(t)=0$)

$$(\widehat{U}_1 + D\widehat{E}_1) \exp\left(-\frac{\Delta\hat{\tau}_{1-2}}{\hat{\tau}_1}\right) + (\widehat{U}_2 + D\widehat{E}_2) \exp\left(-\frac{\Delta\hat{\tau}_{1-2}}{\hat{\tau}_2}\right) = \widehat{E}_{go} - \widehat{U}_o - D\widehat{E}_o \quad (18)$$

Определим уравнения для напряжений затвора и стока на последующем интервале $[t_2, t_3]$, когда напряжение на стоке возрастает до величины, равной напряжению на емкости $C_{\phi 1}$. В этот промежуток времени транзистор заперт, и ток стока через него отсутствует. Поэтому крутизна $S=0$, а внутреннее сопротивление $R_i \rightarrow \infty$.

С учетом начальных условий, определяемых из (15), (16), (17) для момента $t=t_2$ запираания транзистора, уравнения в операторной форме, описывающие процессы на интервале времени $[t_2, t_3]$, имеют вид (19), (20)

$$\widehat{U}_c(\hat{p})[\hat{p}(1 + \hat{C}_{\text{пр}})] - \widehat{U}_g(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} = \frac{\hat{i}_o(m)}{\hat{p}} + \widehat{U}_c(\hat{t}_2) + [\widehat{U}_c(\hat{t}_2) + \widehat{U}_g(\hat{t}_2)]\hat{C}_{\text{пр}}, \quad (19)$$

$$-\widehat{U}_c(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} + \widehat{U}_g(\hat{p})\left[\hat{p}(\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}) + \frac{1}{\hat{R}_{\text{ЕС}}}\right] = -\frac{K_{\phi 1}|\hat{E}_c|}{\hat{p}\hat{R}_{\text{ЕС}}} - \widehat{U}_g(\hat{t}_2)\hat{C}_{\text{вх}} - [\widehat{U}_c(\hat{t}_2) + \widehat{U}_g(\hat{t}_2)]\hat{C}_{\text{пр}}. \quad (20)$$

После решения системы уравнений (19), (20), воспользовавшись обратным преобразованием Лапласа, определим оригиналы напряжений

$$\widehat{U}_g(\hat{t}) = \widehat{U}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}}\right) + \widehat{U}_2 \left[1 - \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}}\right)\right], \quad (21)$$

$$\widehat{U}_c(\hat{t}) = \hat{E}_0 \hat{t} + \hat{E}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}}\right) + \hat{E}_2 \left[1 - \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}}\right)\right], \quad (22)$$

где коэффициенты \widehat{U}_1 , \widehat{U}_2 , \hat{E}_0 , \hat{E}_1 , \hat{E}_2 и нормированная постоянная времени $\hat{\tau}$ равны:

$$\widehat{U}_1 = \widehat{U}_g(\hat{t}_2), \quad \widehat{U}_2 = \frac{\hat{R}_{\text{ЕС}}[\hat{i}_o(m)\hat{C}_{\text{пр}} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|(1 + \hat{C}_{\text{пр}})]}{1 + \hat{C}_{\text{пр}}}, \quad \hat{E}_0 = \frac{\hat{i}_o(m)}{(1 + \hat{C}_{\text{пр}})}, \quad \hat{E}_1 = \widehat{U}_c(\hat{t}_2), \quad \hat{C}_3 = \hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}},$$

$$\widehat{U}_2 = \frac{\hat{R}_{\text{ЕС}}}{1 + \hat{C}_{\text{пр}}} \left[\hat{i}_o(m) \frac{\hat{C}_{\text{пр}}^2}{1 + \hat{C}_{\text{пр}}} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|\hat{C}_{\text{пр}} + \frac{\widehat{U}_a(\hat{t}_2)(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) + \widehat{U}_g(\hat{t}_2)\hat{C}_{\text{пр}}}{\hat{R}_{\text{ЕС}}} \right], \quad \hat{\tau} = \frac{\hat{C}_3 \hat{R}_{\text{ЕС}}}{(1 + \hat{C}_{\text{пр}})}.$$

В момент времени t_3 напряжение на стоке транзистора $U_c(t_3)$ достигает величины напряжения $U_{c\phi}$ на емкости $C_{\phi 1}$, которое зависит от относительной длительности $\hat{t}_и$ импульсов и равно напряжению $U_H(\hat{t}_и)$ на нагрузке R_H модулятора т.е.

$$\hat{U}_c(\hat{t}_3) = \hat{U}_{\text{сф}}(\hat{t}_и) = \hat{U}_н(\hat{t}_и), \quad (23)$$

Подставляя в (23) значения $\hat{U}_c(\hat{t})$ и $\hat{U}_н(\hat{t}_и)$, получим уравнение (24)

$$\hat{E}_0 \Delta \hat{t}_{2+3} + (\hat{E}_1 - \hat{E}_2) \exp(-\Delta \hat{t}_{2+3} / \hat{t}) = \hat{I}_o(m)(1 - \hat{t}_и) - \hat{E}_2. \quad (24)$$

В последующем временном интервале $[t_3, t_5]$ напряжение на стоке становится выше напряжения емкости $C_{\phi 1}$, в результате чего происходит отпирание диода VD (замыкание ключа $S2$), сопротивление R_D которого в открытом состоянии постоянно. Операторная схема с учетом начальных условий, определяемых в момент времени $t=t_3$, показана на рис. 6а.

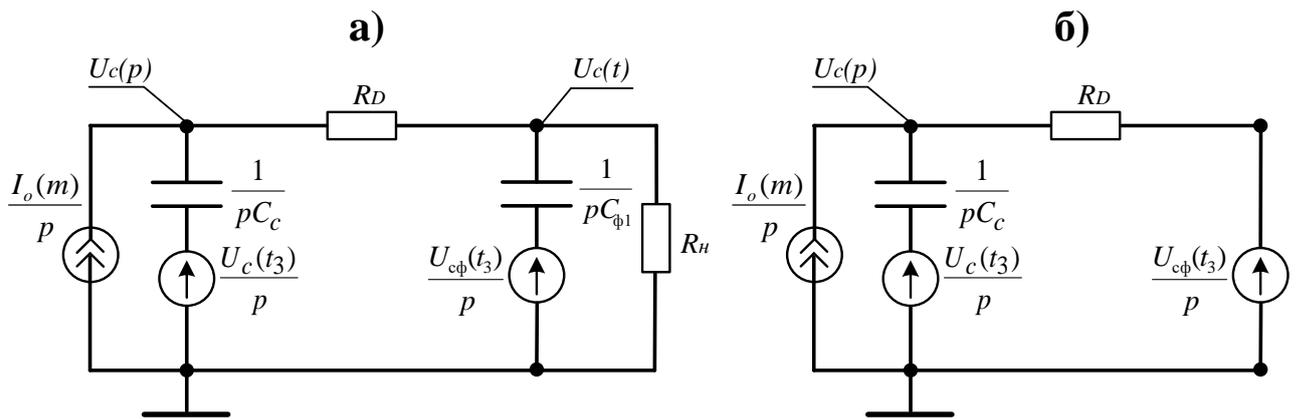


Рис. 6. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени $[t_3, t_5]$ (а), и ее модификация (б)

Величина емкости $C_{\phi 1}$ фильтра нижних частот цепи нагрузки обычно превышает величину емкости C_c более, чем на два порядка, а тактовая частота импульсов во много раз выше частоты среза f_c ФНЧ, поэтому напряжение $U_{\text{сф}}$ на емкости $C_{\phi 1}$ за период тактовой частоты T_T остается практически неизменным, равным исходному $U_c(t_3)$. Учитывая это, заменим ветвь с заряженной емкостью $C_{\phi 1}$ идеальным источником напряжения $U_{\text{сф}}=U_c(t_3)$. Поскольку сопротивление нагрузки модулятора R_n в этом случае оказывается подключенным параллельно идеальному источнику напряжения $U_{\text{сф}}$, его можно исключить. Тогда операторное уравнение для напряжения на стоке транзистора $\hat{U}_c(p)$ с учетом нормировки запишется в виде (25)

$$\hat{U}_c(\hat{p}) = \left\{ \frac{\hat{U}_c(\hat{t}_3)}{\hat{p} + \left(\frac{1}{\hat{R}_D}\right)} + \frac{\hat{U}_c(\hat{t}_3) + \hat{I}_o(m)\hat{R}_D}{\hat{p}\hat{R}_D \left[\hat{p} + \left(\frac{1}{\hat{R}_D}\right)\right]} \right\}, \quad (25)$$

а оригинал этого уравнения имеет вид (26)

$$\hat{U}_c(\hat{t}) = \hat{U}_c(\hat{t}_3) + \hat{I}_o(m)\hat{R}_D \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{\hat{R}_D}\right) \right]. \quad (26)$$

Учитывая, что напряжение $U_{\text{сф}}$ на емкости $C_{\phi 1}$ считается неизменным за период тактовой частоты и равно $\hat{U}_{\text{сф}}(\hat{t}_и) = \hat{U}_c(\hat{t}_3) = \hat{U}_н(\hat{t}_и)$, запишем уравнение для напряжения и тока диода в виде (27), (28)

$$\hat{U}_D(\hat{t}) = \hat{U}_c(\hat{t}) - \hat{U}_{\text{сф}}(\hat{t}_и) = \hat{U}_c(\hat{t}) - \hat{U}_c(\hat{t}_3) = \hat{I}_o(m)\hat{R}_D \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{\hat{R}_D}\right) \right], \quad (27)$$

$$\hat{I}_D(\hat{t}) = \frac{\hat{U}_D(\hat{t})}{\hat{R}_D} = \hat{I}_o(m) \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{\hat{R}_D}\right) \right], \quad (28)$$

а длительность интервала $[t_3, t_5]$ определим как (29)

$$\Delta t_{3 \div 5} = t_5 - t_3 = T_T - \tau_и - (t_3 - t_1) = T_T - \tau_и - \Delta t_{1 \div 3}, \quad (29)$$

либо, при нормировании по T_T

$$\Delta \hat{t}_{3 \div 5} = \frac{\Delta t_{3 \div 5}}{T_T} = \hat{t}_5 - \hat{t}_3 = 1 - \hat{t}_и - \Delta \hat{t}_{1 \div 3}, \quad (30)$$

Рассмотрим работу модулятора на интервале $[t_5, t_6]$, соответствующем процессу запираания диода (рис. 4д). При этом ключ $S1$ подключает затвор транзистора VT через сопротивление R_{ug} к источнику возбуждения $K_{\phi 2}U_{go}$. Как и ранее, будем считать, что напряжения $U_{\text{сф}}$ на емкости $C_{\phi 1}$ за время $\Delta t_{5-6} = t_6 - t_5$ запираания диода неизменно, поэтому ее можно заменить идеальным источником напряжения $U_{\text{сф}}$. Тогда эквивалентную схему, характеризующую работу

модулятора в этом интервале времени, можно представить в виде, показанном на рис. 7а.

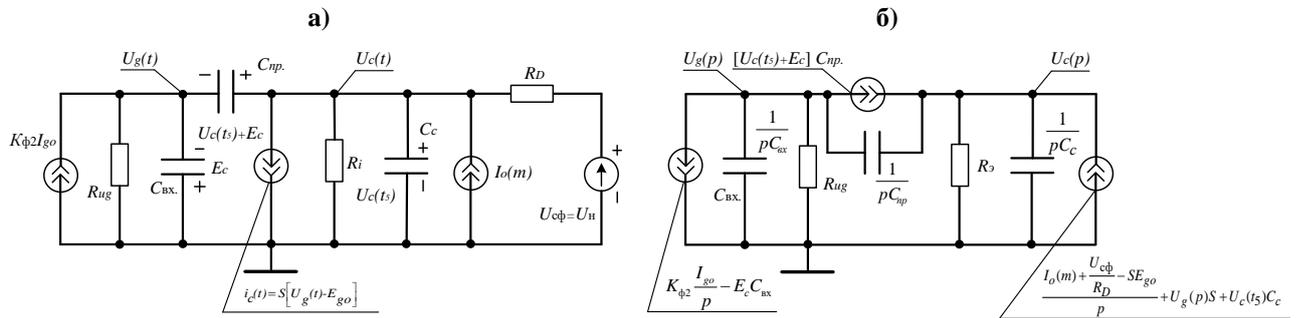


Рис. 7. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени $[t_5, t_7]$ (а), и соответствующая ей операторная (б)

Начальные условия определяются из уравнений для предшествующего временного интервала, в момент времени t_5 . Так как $\hat{U}_{c\phi}(t_5) = \hat{U}_{c\phi}(\hat{t}_5) = \hat{U}_n(\hat{t}_5)$, $\hat{U}_g(\hat{t}_5) = \hat{E}_c$ (транзистор заперт), то $\hat{i}_a(\hat{t}_5) = 0$, $\hat{U}_c(\hat{t}_5)$ определяется из (30), $\hat{U}_{c,пр}(\hat{t}_5) = \hat{U}_a(\hat{t}_5) + \hat{E}_c$, $\hat{i}_D(\hat{t}_5)$ находится из (28). Преобразовав последовательное соединение источника напряжения $U_{c\phi}$ и сопротивления R_D в эквивалентный источник тока $I_{c\phi} = U_{c\phi}/R_D$, а также заменив два параллельно включенных сопротивления R_D и R_i одним $R_3 = R_D R_i / (R_D + R_i)$, перейдем от эквивалентной схемы (рис. 7а) к операторной схеме (рис. 7б) и составим описывающие ее уравнения

$$\hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр}) + \frac{1}{\hat{R}_{ug}} \right] - \hat{U}_c(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{пр} = \frac{K_{\Phi 2} \hat{I}_{go}}{|\hat{E}_c| \hat{C}_{вх}} - [\hat{U}_c(\hat{t}_5) + |\hat{E}_c|] \hat{C}_{пр}, \quad (31)$$

$$-\hat{U}_g(\hat{p}) [\hat{p} \hat{C}_{пр} - \hat{S}] + \hat{U}_c(\hat{p}) \left[\hat{p} \left(1 + \hat{C}_{пр} \right) + \frac{1}{\hat{R}_3} \right] = \frac{\left[\hat{I}_o(m) + \frac{\hat{U}_{c\phi} - \hat{E}_{go} \hat{S}}{\hat{R}_D} \right]}{\hat{p}} + \hat{U}_c(\hat{t}_5) + [\hat{U}_c(\hat{t}_5) + |\hat{E}_c|] \hat{C}_{пр}. \quad (32)$$

Решения уравнений (31), (32) имеют тот же вид, что и уравнений (11), (12), однако из-за других начальных условий в решении этих уравнений коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ имеют иной вид

$$a_1 = -|\hat{E}_c| (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх} \hat{C}_{пр}), \quad (33)$$

$$a_2 = \frac{[-|\hat{E}_c|(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) - \hat{U}_c(\hat{t}_5)\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_3} + [\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{\text{сф}}\hat{S}\hat{E}_{go}] \hat{C}_{\text{пр}} + K_{\phi 2} \hat{I}_{go}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}), \quad (34)$$

$$a_3 = \frac{K_{\phi 2} \hat{I}_{go}}{\hat{R}_3}, \quad (35)$$

$$a_4 = \hat{U}_c(\hat{t}_5)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}), \quad (36)$$

$$a_5 = \frac{[\hat{U}_c(\hat{t}_5)(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) + |\hat{E}_c|\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_{ug}} + [\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{\text{сф}} + \hat{S}(\hat{E}_{go} - |\hat{E}_c|)](\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}) + [K_{\phi 2} \hat{I}_{go} - -\hat{U}_c(\hat{t}_5)\hat{S}] \hat{C}_{\text{пр}}, \quad (37)$$

$$a_6 = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{\text{сф}} + \hat{S}\hat{E}_{go}]}{\hat{R}_{ug}} - K_{\phi 2} \hat{I}_{go} \hat{S}, \quad (38)$$

$$b_1 = \hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}, \quad (39)$$

$$b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{\text{пр}}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}})}{\hat{R}_3} + \hat{C}_{\text{пр}}\hat{S}, \quad (40)$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug}\hat{R}_3}. \quad (41)$$

Уравнение для тока стока $\hat{i}_c(\hat{t})$ на интервале $[t_5, t_6]$ подобно уравнению (17) с учетом подстановки соотношений (15), (16) с коэффициентами (33)-(41) в (2).

Условием запираания диода, представленного элементами $S2$, R_D и C_D является равенство напряжения стока $\hat{U}_c(\hat{t}_6)$ и напряжений $\hat{U}_{\text{сф}} = \hat{U}_H$ на емкости $C_{\phi 1}$

$$\hat{U}_c(\hat{t}_6) = \hat{U}_{\text{сф}}(\hat{t}_и) = \hat{U}_H(\hat{t}_и), \quad (42)$$

или, учитывая принятое допущение о том, что $\hat{U}_{\text{сф}}(\hat{t}_и) = \hat{U}_H(\hat{t}_и)$ на интервале $[t_3, t_6]$ неизменно, то получим

$$\hat{U}_H(\hat{t}_H) = \hat{U}_{c\phi}(\hat{t}_H) = \hat{E}_0 + \hat{E}_1 \exp\left(-\frac{\Delta\hat{t}_{5+6}}{\hat{t}_1}\right) + \hat{E}_2 \exp\left(-\frac{\Delta\hat{t}_{5+6}}{\hat{t}_2}\right), \quad (43)$$

откуда, определив $\hat{U}_H(\hat{t}_H)$, найдем время t_6 и временной интервал $[t_5, t_6]$.

Изменение напряжения на диоде VD в интервале времени $[t_5, t_6]$ найдем по разности между напряжением стока $U_c(t)$, определяемым по уравнениям (16), (33)-(41) и напряжением $\hat{U}_{c\phi}(\hat{t}_H)$ на емкости $C_{\phi 1}$ ФНЧ, которое принято неизменным за период тактовой частоты

$$\hat{U}_D(\hat{t}) = \hat{U}_c(\hat{t}) - \hat{U}_{c\phi}(\hat{t}_H). \quad (44)$$

Момент времени t_6 соответствует запираанию диода, при этом в эквивалентной схеме (рис. 7а) отключается сопротивление R_D , источник $U_{c\phi}$. Начальные условия для следующего этапа $U_c(t_6)$, $U_g(t_6)$, $i_c(t_6)$, $U_{c.пр}(t_6)=U_c(t_6)+U_g(t_6)$ определяются из уравнений (15), (16) при $t=t_6$. Узловые уравнения в операторной форме, описывающие поведение модулятора в интервале времени $[t_6, t_7]$ имеют вид

$$\hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр}) + \frac{1}{\hat{R}_{ug}} \right] - \hat{U}_c(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{пр} = \frac{K_{\phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{p}} - \hat{U}_g(\hat{t}_6)\hat{C}_{вх}[\hat{U}_c(\hat{t}_6) - \hat{U}_g(\hat{t}_6)]\hat{C}_{пр}, \quad (45)$$

$$-\hat{U}_g(\hat{p})[\hat{p}\hat{C}_{пр} - \hat{S}] + \hat{U}_c(\hat{p}) \left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{пр}) + \frac{1}{\hat{R}_i} \right] = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{E}_{go}\hat{S}]}{\hat{p}} + \hat{U}_c(\hat{t}_6) + [\hat{U}_c(\hat{t}_6) + \hat{U}_g(\hat{t}_6)]\hat{C}_{пр}. \quad (46)$$

Решение этих уравнений аналогично полученному в (15), (16) и отличается только коэффициентами (33)-(41), у которых изменены величина сопротивления (R_s на R_i), начальные условия $U_c(t_5)$ на $U_c(t_6)$, E_c на $U_g(t_6)$ и принято $U_{c\phi}=0$. Ток стока $i_c(t)$ на этом промежутке времени определяется уравнением (16), в которое подставляются коэффициенты, с учетом измененных параметров и начальных условий. Решение уравнений (45), (46) справедливо до момента времени $t=t_7$, когда транзистор входит в режим насыщения, после чего представляет из себя омическое сопротивление $R_{нас}$, величина которого обратно пропорциональна

граничной крутизне $S_{\Gamma p}$ статических характеристик ($R_{\text{нас}}=1/S_{\Gamma p}$). Момент времени t_7 для соответствует условию

$$\frac{\hat{U}_c(\hat{t}_7)}{\hat{i}_c(\hat{t}_7)} = \hat{R}_{\text{нас}} \quad (47)$$

и определяется путем подстановки в (47) решения уравнений (45), (46), соотношения для тока $i_c(t)$ и регистрации момента выполнения этого условия. Эквивалентная схема модулятора на интервале времени $[t_7, t_8]$ с начальными условиями, определяемыми при $t=t_7$, приведена на рис. 8а.

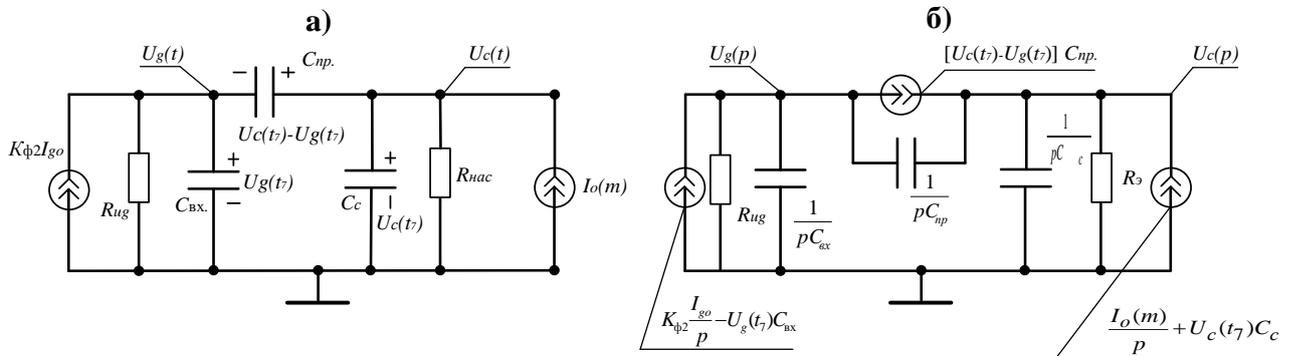


Рис. 8. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени $[t_7, t_8]$ (а), и соответствующая ей операторная (б)

Соответствующая операторная схема (рис 8б) описывается узловыми уравнениями

$$\hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_{\text{уг}}} \right] - \hat{U}_c(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} = \frac{K_{\phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{p}} + \hat{U}_g(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{вх}} - \quad (48)$$

$$[\hat{U}_c(\hat{t}_7) - \hat{U}_g(\hat{t}_7)]\hat{C}_{\text{пр}},$$

$$-\hat{U}_g(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{U}_c(\hat{p}) \left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_{\text{нас}}} \right] = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{p}} + \hat{U}_c(\hat{t}_7) + [\hat{U}_c(\hat{t}_7) - \quad (49)$$

$$\hat{U}_g(\hat{t}_7)]\hat{C}_{\text{пр}},$$

откуда получаем изображения для напряжений $U_g(p)$ и $U_c(p)$ в виде (13), (14) где коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ имеют вид

$$a_1 = \hat{U}_g(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}), \quad (50)$$

$$a_2 = \frac{[\hat{U}_g(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) - \hat{U}_c(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_{\text{нас}}} + \hat{I}_o(m)\hat{C}_{\text{пр}} + K_{\phi 2}\hat{I}_{go}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}), \quad (51)$$

$$a_3 = \frac{K_{\phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{R}_{\text{нас}}}, \quad (52)$$

$$a_4 = \hat{U}_c(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}), \quad (53)$$

$$a_5 = \frac{[\hat{U}_c(\hat{t}_7)(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) - \hat{U}_g(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_{ug}} + \hat{I}_o(m)(\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}) + K_{\phi 2}\hat{I}_{go}\hat{C}_{\text{пр}}, \quad (54)$$

$$a_6 = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{R}_{ug}}, \quad (55)$$

$$b_1 = \hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}, \quad (56)$$

$$b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{\text{пр}}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}})}{\hat{R}_{нас}} + \hat{C}_{\text{пр}}\hat{S}, \quad (57)$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug}\hat{R}_{нас}}. \quad (58)$$

После обратного преобразования Лапласа получаем решение уравнений (48), (49) в виде (15), (16) с коэффициентами (50)-(58).

Ток стока в интервале времени $[t_7, t_8]$ имеет вид

$$\hat{i}_c(\hat{t}) = \frac{\hat{U}_c(\hat{t})}{\hat{R}_{нас}}. \quad (59)$$

В момент времени t_8 в цепи (рис.6а) наступает установившийся режим, при котором $\hat{i}_c(\hat{t}_8) = \hat{I}_o(m)$, $\hat{U}_c(\hat{t}_8) = \hat{U}_{\text{нас}}(m) = \hat{I}_o(m)\hat{R}_{нас}$, $\hat{U}_g(\hat{t}_8) = \hat{U}_{go}$, $\hat{U}_{\text{с.пр}}(\hat{t}_8) = \hat{U}_{\text{нас}}(m) - \hat{U}_{go}$.

Приведенные конечные значения при $t=t_8$ соответствуют начальным условиям в момент времени t_1 .

Установив законы изменения напряжения и тока через электронные приборы за период тактовой частоты, определим рассеиваемую мощность, с помощью (60)

$$\hat{P}_{c.c.p}(\hat{t}) = \frac{1}{\hat{T}_T} \int_0^{\hat{T}_T} \hat{U}_g(\hat{t}) \hat{i}_c(\hat{t}) d\hat{t}. \quad (60)$$

Коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ уравнений, описывающих процессы переключения электронных приборов, содержат три вида параметров: параметры модулятора E_c , $I_o(m)$, R_n , выбираемые, исходя из режима его работы, необходимой мощности в нагрузке и максимально допустимых величин токов и напряжений электронных приборов, параметры самих электронных приборов, определяемые по их паспортным данным, а также параметры блока возбуждения. Поскольку первые два вида параметров следует считать известными из расчета по заданной нагрузке и мощности модулятора, влиять на продолжительность и характер процессов переключения электронных приборов можно только путем выбора требуемых величин внутренних сопротивлений R_{ug} и R_{EC} источников возбуждения и смещения, а также величин коэффициентов форсирования $K_{\phi 1}$ и $K_{\phi 2}$. При этом необходимым условием является выполнение соотношений, определяющих необходимую величину напряжений возбуждения U_{go} и смещения E_c .

Вывод по разделу

Определены потери мощности на переключающих элементах и определена зависимость КПД от режима работы модулятора. Составив эквивалентные физическим процессам схемы замещения на каждом рассматриваемом временном интервале, можно построить теоретические зависимости тока и напряжения на активном приборе (рис. 7) для модулятора класса D для передатчика мощностью 150 кВт.

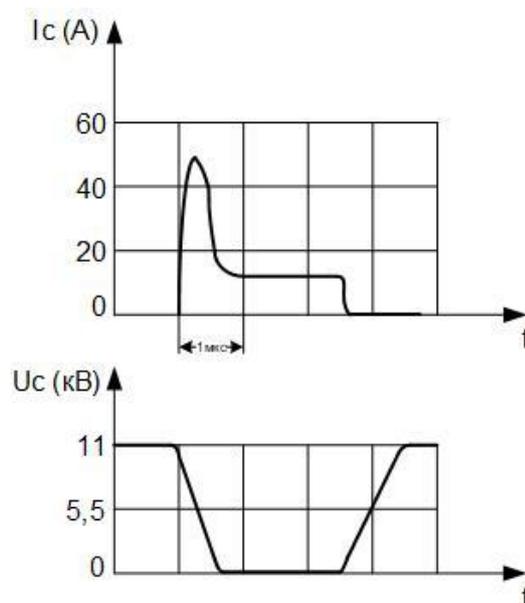


Рис. 7. Теоретические зависимости тока стока и напряжения активного прибора модулятора класса D

Для подтверждения теоретических зависимостей тока стока и напряжения активного прибора модулятора класса D необходимо выполнить компьютерное моделирование модулятора класса D . Разработка компьютерной модели модулятора класса D является следующей задачей диссертационного исследования.

Основные результаты выполненной работы

- построена математическая модель модулятора класса D , применяемая в радиопередающих устройствах стандарта DRM. Применение такой модели позволит определить требования к параметрам блока возбуждения, предъявляемые с целью снижения влияния процессов переключения на энергетические и качественные показатели модулятора

- усовершенствованы методы расчета модуляторов класса D . Предложенный метод позволяет повысить точность расчета модуляторов радиопередающих устройств, в том числе применяемых для работы в стандарте вещания DRM.;

- построены статические характеристики, по которым найдены искажения выходного напряжения модулятора, возникающие из-за их нелинейности.

Список используемых источников

1. Разработка концепции внедрения DRM радиовещания в Российской Федерации: отчет о НИР/ ФГУП «НПЦ радиосвязи, радиовещания и телевидения «Даймонд»; рук. Николаев В.В. Санкт-Петербург, 2006 г. – 144 с.
2. ГОСТ Р 54997-2012. Система цифрового звукового радиовещания DRM. Цифровое звуковое радиовещание DAB. Требования транспортировки и бинарного кодирования для электронного справочника программ (EPG). – М.: Стандартинформ, 2013.
3. Рихтер С.Г. Цифровое радиовещание – 2-е изд., стереотип. – М: Горячая линия – Телеком, 2015. – 352 с.
4. ГОСТ Р 54462-2011. Система цифрового радиовещания DRM. Требования и параметры. – М.: Стандартинформ, 2013.
5. Report ITU-R BS.2384-0 (07/2015) Implementation considerations for the introduction and transition to digital terrestrial sound and multimedia broadcasting. Geneva. – 2015.
6. Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. Радиопередающие устройства – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
7. Терентьев Б.П. Радиопередающие устройства – М.: Связь, 1972. – 456 с.
8. Зейтленок Г.А. Радиопередающие устройства – М.: Связь, 1969. – 542 с.
9. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 540 с.
10. Дмитриков В.Ф., Тонкаль В.Е., Островский М.Я. Теория ключевых формирователей – Киев: Наукова думка, 1993. – 312 с.
11. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.
12. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.Р. Качественный анализ процессов переключения в модуляторах класса D// Вестник связи. 2020. №3. С. 30-33.
13. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской федерации: дис. ... док. техн. наук: 05.12.04 / Варламов Олег Витальевич. – М., 2017. – 350 с.

14. Алексанян А.А., Бальян Р.Х., Сиверс М.А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты – Ленинград: Энергоатомиздат, 1989. – 176 с.

15. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании – Москва: Связь, 1980. – 209 с.

16. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D// Труды учебных заведений связи. 2021. №1. С. 71-80.

17. Николаев В.В., Плотников М.Ю., Толстоусов А.А. Теоретическое исследование работы дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода// Вестник связи. 2017. №2. С. 36-41.