

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
«Южно-Уральский государственный университет»
(национальный исследовательский университет)
«Высшая Школа Электроники и Компьютерных Наук»
Кафедра «Инфокоммуникационных технологий»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой ИКТ

_____ С.Н. Даровских

“ _____ ” _____ 2019г.

Широкополосные согласующе-фильтрующие цепи усилителей класса F

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РАБОТЕ ЮУрГУ – Д 11.03.01.2019.218.00 ПЗ (ВКР)

Руководитель работы
Багаев В.Н. _____

“ _____ ” _____ 2019г.

Автор работы
Студент группы КЭ-457
Устюгов П.В. _____

“ _____ ” _____ 2019г.

Нормоконтролер
Спицина В.Д. _____

“ _____ ” _____ 2019г.

Челябинск
2019

РЕФЕРАТ

Устюгов П.В. Широкополосные согласующе -
фильтрующие усилители класса F – Челябинск,
ЮУрГУ, ВШ ЭКН–457, 2019, 43с. 6 ил., библиогр.
список – 8 наим.

Целью данного проекта является исследование широкополосных согласующе - фильтрующих цепей усилителей класса F

- были рассмотрены ключевые усилители мощности радиопередатчиков;
- были рассмотрены ключевые УМ классов F и F₂;
- был проведен теоретический анализ работы усилителей классов FE и DE;
- было проведено компьютерное моделирование усилителей классов FE и DE.

В процессе выполнения дипломного проекта были рассмотрены общие схемы ключевых усилителей мощности, более подробное изучение схем ключевых усилителей мощности классов F и F₂, и проведено компьютерное моделирование.

					ЮУрГУ – Д 11.03.01.2019.218.00 ПЗ									
Изм.	Лист	№ докум	Подпись	Дата										
Разраб		Устюгов П.В.			Широкополосные согласующе - фильтрующие усилители класса F					Литера	Лист	Листов		
Пров		Багаев В.Н.								Д			5	43
										ЮУрГУ Кафедра ИКТ				
Н. Контр.		Спицына В.Д.												
Утв		Даровских С.Н.												

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ.....	7
ВВЕДЕНИЕ	8
1 Анализ технического задания	11
2 Ключевые усилители мощности радиопередатчиков	12
3 Схемы ключевых усилителей мощности.....	14
4 Ключевые усилители мощности классов F и F ₂	16
5 Усилители мощности класса EF.....	18
6 Новая классификация ключевых усилителей мощности.....	20
7 Компьютерное моделирование усилителей классов FE и DE.....	22
7.1 Вводные замечания	22
7.2 Моделирование работы усилителей классов FE и DE в режиме ПННТ.....	23
7.3 Двухтактный УМ класса F	31
8 Моделирование работы усилителей классов FE и DE в диапазоне частот.....	33
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	41
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	43

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АМ - амплитудная модуляция;
БТ - биполярный транзистор;
КП - коммутативные потери;
КПД - коэффициент полезного действия;
КЗ - короткое замыкание;
МХ - модуляционная характеристика;
ОВЧ - очень высокие частоты;
ПННТ - переключение при нулевом напряжении и токе;
ПНФ - переключение напряжения с фильтровой нагрузкой;
ПТ - полевой транзистор, переключение тока;
ПТФ - переключение тока с фильтровой нагрузкой;
СЧ - средние частоты;
СВЧ - сверхвысокие частоты;
УМ - усилитель мощности;
УИТ - управляемый источник тока;
ФК - формирующий контур;
ХХ - холостой ход;
ЦРВ - цифровое радиовещание;
ЧМ - частотная модуляция;
ШИМ - широтно-импульсная модуляция;
ЭП - электронный прибор;
DRM - Digital radio mondiale («Всемирное цифровое радио»).

ВВЕДЕНИЕ

При разработке и проектировании современных приемо-передающих систем коммерческого и военного назначения постоянно ужесточаются требования к их экономичности и эффективности. Это в том числе означает, что требуется постоянно уменьшать энергопотребление и увеличивать рабочую полосу частот при одновременном снижении веса, уменьшении габаритов и повышении надежности аппаратуры. Разработчики, проектирующие новые телекоммуникационные системы передачи, должны одновременно удовлетворять этим противоречивым требованиям.

Из вышесказанного следует, что снижение энергопотребления и повышение КПД становятся одними из наиважнейших задач при проектировании приемо-передающей аппаратуры, решение которых позволит значительно уменьшить вес элементов питания, обеспечить тепловой режим элементов, а также улучшить массогабаритные показатели и надежность радиоэлектронной аппаратуры.

Анализируя современные радиопередающие системы можно сделать вывод, что наибольшее количество энергии потребляют выходные каскады передатчиков, поэтому создание усилителей с высокой эффективностью является актуальной задачей. Для её решения необходимо совершенствовать режимы работы усилителей мощности. Одним из действенных способов повышения эффективности усилителя мощности является применение «ключевых» режимов работы.

Ключевые устройства в свою очередь делятся на классы, такие как D, E, F и др. В данной работе будут исследованы широкополосные согласующе-фильтрующие усилители класса F, так как усилительные устройства, работающие в этом классе, стали очень актуальны в последнее время.

В «ключевых» режимах работа активного элемента подобна обычному ключу, который замыкает или размыкает электрическую цепь. Если на рабочей частоте можно пренебречь влиянием реактивностей схемы, и сопротивление активного

элемента в открытом состоянии близко к нулю, а в закрытом стремится к бесконечности, то потери мощности в нём полностью отсутствуют, так как в любой момент времени на активном элементе отсутствует либо напряжение, либо через него не протекает ток.

Минимальное сопротивление активного элемента в открытом состоянии обеспечивается, если он работает в режиме насыщения, то есть при большом входном сигнале. Если же сигнал на входе меняется по амплитуде, то при постоянном напряжении питания обеспечение режима насыщения и соответственно ключевого режима, становится невозможным. Поэтому в ключевом режиме возможно усиление лишь сигналов с постоянной амплитудой, т.е. сигналов с частотной, фазовой или импульсной модуляцией. При наличии изменяющейся амплитуды сигнала приходится применять преобразование исходного сигнала в промежуточную форму с постоянной амплитудой и последующим восстановлением с помощью линейных, или нелинейных операций.

Поскольку промышленный КПД передатчика определяется в основном КПД его оконечных устройств, то проблема во многом сводится к поиску методов энергетического совершенствования оконечных усилителей мощности (УМ) передатчиков, где, в свою очередь, основная часть потерь, как правило, связана с рассеянием мощности в электронных приборах (ЭП). Радикальным способом решения задачи является применение в УМ ключевых режимов работы, когда ЭП практически находится попеременно только в двух состояниях – либо полностью открыт, либо закрыт, – что достигается увеличением амплитуды возбуждающего колебания. В идеальном случае, когда сопротивление ЭП в открытом состоянии стремится к нулю, а в закрытом – к бесконечности, и отсутствуют паразитные реактивности, мощность в нем вообще не рассеивается, поскольку в любой момент времени либо напряжение на ЭП, либо ток через него равны нулю. Таким образом, перевод УМ в ключевой режим позволяет повысить его КПД, а в отдельных случаях – и выходную мощность, так как последняя может быть

ограничена в первую очередь именно рассеянием мощности в ЭП. Ключевые УМ могут работать с колебаниями, имеющими постоянную амплитуду, например с частотной (ЧМ) или с широтно-импульсной (ШИМ) модуляцией, еще они пригодны для осуществления амплитудной модуляции на выходном электроде ЭП. При всей теоретической выгоде использования ключевых УМ до недавнего времени они не находили широкого применения в радиовещательных передатчиках, причиной чему было главным образом несовершенство ЭП.

1 Анализ технического задания

Цель исследования – первой задачей является сравнительный обзор известных ключевых усилителей. Он позволяет, во-первых, сделать предварительные выводы о месте усилителей класса F в технике усиления мощности, выделив их как технологию, перспективную для построения высокоэффективных СЧ передатчиков. Во-вторых, он дает возможность определить предполагаемые схемы УМ класса F, подлежащие дальнейшему исследованию. Кроме того, систематизированный обзор ключевых УМ предоставляет возможность решить задачу упорядочения их классификации. Следующей задачей исследования является теоретический анализ всех четырех исследуемых УМ с единых позиций. По итогам теоретического анализа проводится сравнение усилителей между собой и с ключевыми УМ других классов по частотно-мощностным свойствам. Далее, применительно к использованию УМ классов F и D в вещательных СЧ передатчиках, необходимо исследовать их диапазонные свойства, нагрузочные характеристики и модуляционные характеристики при стоковой АМ. Эти задачи решаются путем компьютерного моделирования на схемотехническом уровне.

Результатом этого этапа работы является оценка целесообразности использования УМ класса F для повышения энергетической эффективности СЧ передатчиков цифрового вещания. При этом для определенности рассматривается передатчик небольшой мощности (1 кВт в пиковой точке), какие могут использоваться в сетях синхронного радиовещания.

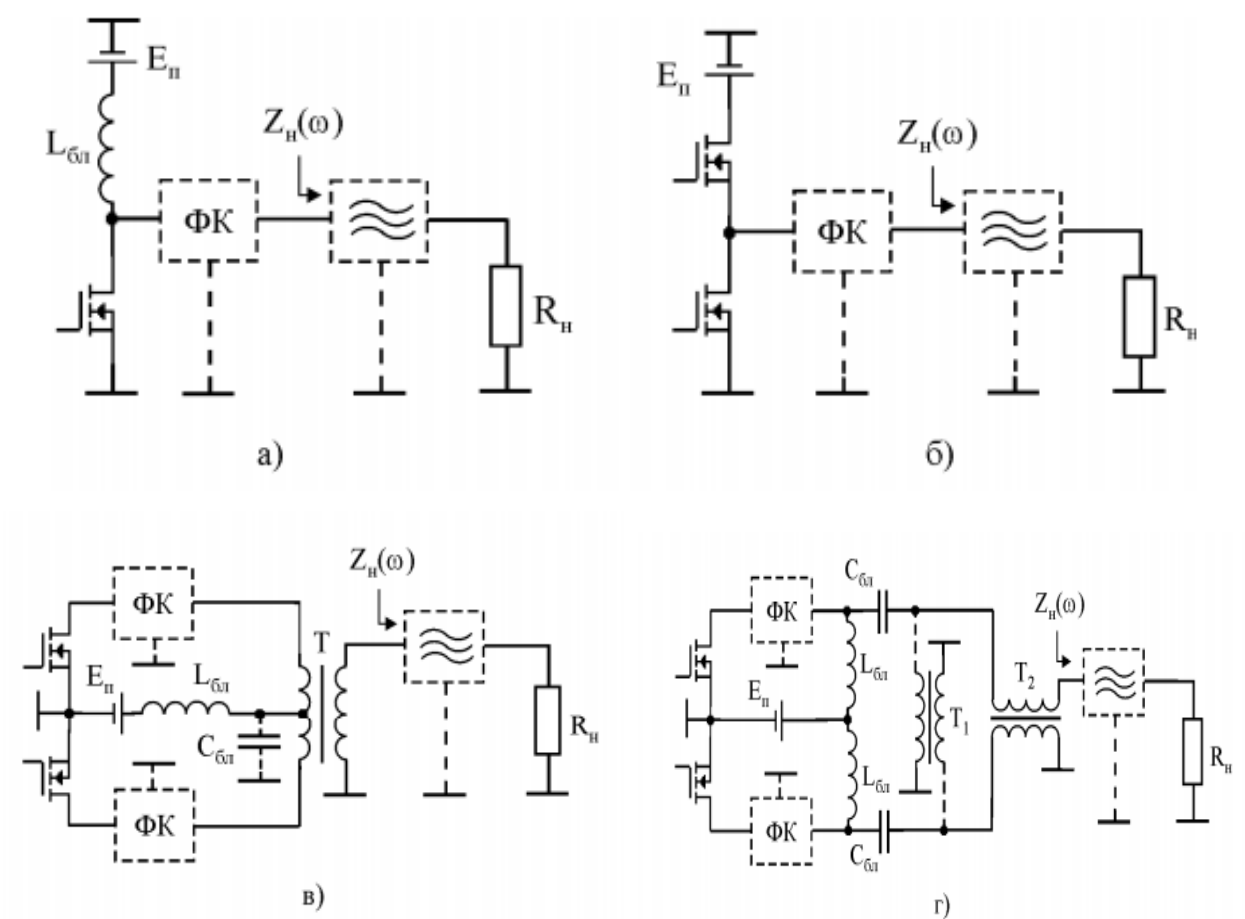
2 Ключевые усилители мощности радиопередатчиков

Электронный УМ преобразует энергию постоянного тока, потребляемую от источника питания, в энергию выходного колебания. Управление преобразованием осуществляется посредством входного (возбуждающего) колебания УМ. Используемые в УМ физические принципы преобразования энергии и соответствующие им ЭП отличны для разных диапазонов частот. На частотах до СВЧ включительно широко применяют БТ и ПТ, а также электровакуумные приборы с электростатическим управлением электронным потоком (триоды, тетроды, пентоды). На частотах выше СВЧ переходят к принципиально иным способам преобразования энергии – к динамическому управлению электронным потоком в электровакуумных приборах (лампах бегущей волны) и др. Далее рассматриваются только транзисторные УМ. Можно выделить два основных способа преобразования энергии в УМ. При первом способе ЭП находятся попеременно в активном состоянии (нормальное активное состояние для БТ, состояние насыщения для ПТ) и состоянии отсечки. Выходной ток ЭП слабо зависит от напряжения на его выходных электродах и определяется в первую очередь возбуждающим колебанием. В этом случае ЭП можно рассматривать как управляемый источник тока (УИТ). При втором способе ЭП работают в ключевом режиме, то есть находятся попеременно в открытом состоянии и в состоянии отсечки, и их можно рассматривать как ключи с малым остаточным сопротивлением. Перевод ЭП в ключевой режим достигается повышением величины возбуждающего колебания. Последнее определяет лишь моменты коммутации ЭП, которые наряду с параметрами выходной цепи УМ обуславливают форму и величину выходных тока и напряжения. Главная идея перехода к ключевому режиму заключается в резком снижении мощности, рассеиваемой в ЭП, что позволяет существенно повысить КПД и надежность УМ, снизить его массу и габариты. Так как в любой момент времени мгновенное значение либо тока через ЭП, либо напряжения на выходе ЭП равно нулю, то КПД ключевого УМ теоретически может быть сколь угодно близок к 100%, тогда

как, например, КПД УМ класса В принципиально не превосходит предела в 78,5 %. Помимо того, ключевой режим работы УМ дает возможность уменьшить зависимость его характеристик от разброса параметров ЭП и от температуры окружающей среды. Известно много различных ключевых УМ. Рассматриваются схемы и разновидности режимов усилителей, особенности их работы при рассогласовании нагрузки, конструктивные достоинства и недостатки. В результате выявляются (и предлагаются новые) УМ, наиболее подходящие для построения вещательного СЧ передатчика, и формулируются задачи их исследования, которое проводится далее. Помимо этого, рассматривается теоретический вопрос классификации ключевых УМ. Как известно, широко используется понятие класса работы УМ. До изобретения транзисторов выделяли пять классов усилителей: А, АВ, В, ВС и С. В основе этого деления лежала величина угла отсечки импульсов анодного тока лампы. Когда появление БТ, а затем ПТ открыло возможность эффективной реализации ключевых УМ, разработка технических решений в этой области естественно повлекла за собой введение обозначений новых классов, таких как D, E, F и др. Старый критерий угла отсечки здесь неприменим, так как различные в схемном и режимном отношении ключевые УМ работают с одними и теми же значениями угла отсечки. Поэтому классификация велась как по особенностям режима выходной цепи УМ, так и по ее схемотехническому построению. К настоящему времени насчитывается уже более двух десятков разнообразных ключевых УМ, так что несовершенство их классификации приводит к терминологической путанице. Очевидна необходимость упорядочения классификации с учетом последних достижений в области ключевых УМ, что будет способствовать лучшему пониманию различных методов усиления и их мест в технике радиопередачи.

3 Схемы ключевых усилителей мощности

Можно выделить наиболее общие схемы построения УМ – однотоковую, двухтактную с последовательным питанием ЭП по постоянному току, двухтактные с параллельным питанием (рисунок. 1.1). В зависимости от эквивалентного импеданса нагрузки $Z_n(\omega)$ различают УМ с резистивной и с фильтровой (резонансной) нагрузкой. В первом случае этот импеданс является постоянным и резистивным на всех гармониках рабочей частоты. Во втором случае он частотно-зависим, что достигается введением частотно-избирательных цепей, схематически показанных на рисунке. 1.1 как выходной фильтр. Заметим, что выделение первой гармоники из спектра негармонического выходного колебания ЭП не обязательно предполагает использование фильтровой нагрузки в указанном смысле. Для этого может применяться и резистивная нагрузка в виде диплексера.



а) однотактная

б) двухтактная с последовательным питанием транзисторов

в,г) двухтактные с параллельным питанием

Рисунок 1 – Общие схемы построения УМ

4 Ключевые УМ классов F и Финв

Ключевые УМ классов F и Финв – это однотоктные УМ, в которых реализованы такие же формы выходных колебаний, как в двухтактных УМ ПНФ и ПТФ класса D . Их следует отличать от полигармонических УМ классов F и Финв, близких им по идее частотной настройки выходной цепи, но ЭП в которых работают не как ключи, а как УИТ. Для получения форм колебаний, в однотоктных схемах необходима специальная настройка выходной цепи, создаваемая посредством введения в нее либо четвертьволновых отрезков длинных линий, либо дополнительных резонансных цепей (последние могут реализовываться в выходном фильтре передатчика). Так как в меандрах напряжения нет четных гармоник рабочей частоты, а в косинусоидальных импульсах тока с углом отсечки 90° – высших нечетных, то в ключевом УМ класса F по выходу транзистора должны обеспечиваться короткое замыкание (КЗ) на четных и холостой ход (ХХ) на высших нечетных гармониках. Одна из возможных схем осуществления такой настройки показана на рисунке 2(а). Фильтр обеспечивает ХХ по всем высшим гармоникам, но четные гармоники закорачиваются короткозамкнутым отрезком линии. В однотоктном УМ класса Финв, требуется обеспечить по выходу транзистора КЗ на высших нечетных и ХХ на четных гармониках. Пример реализации такой настройки дан на рисунке 2(б). Дополнительный ЛдСд-контур настроен на рабочую частоту. С его помощью на этой частоте создается КЗ по выходу отрезка линии, последний тогда эквивалентен разрыву цепи, и первая гармоника тока поступает в нагрузку. На высших нечетных гармониках четвертьволновой отрезок создает эквивалентное КЗ, так как его выход оказывается разомкнутым.

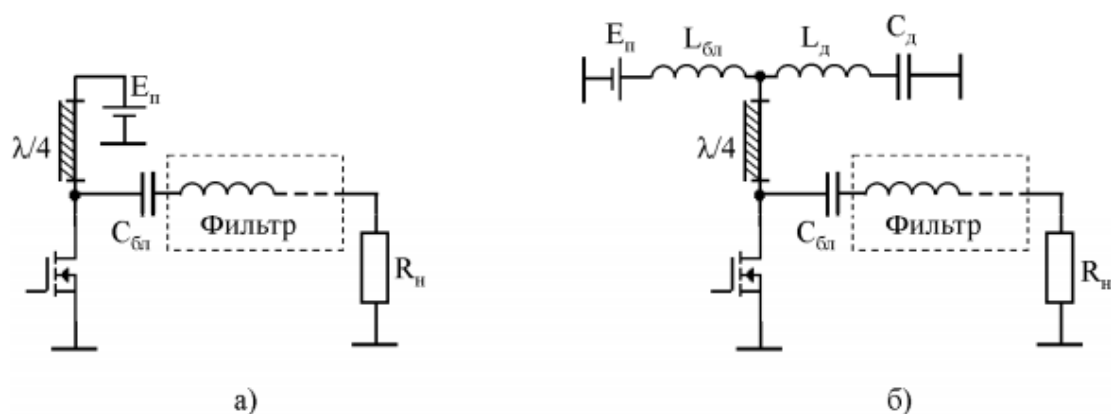


Рисунок 2-Примеры схем ключевых УМ класса F (а) и класса F_{инв} (б)

Охарактеризованные выше особенности работы двухтактных УМ класса D с фильтровой нагрузкой свойственны и их однотактным аналогам классов F и F_{инв}. Нужно лишь отметить, что КПД в УМ класса F будут вдвое меньше, чем в УМ ПНФ класса D, так как связаны только с разрядом (но не с зарядом) выходной емкости. Достоинство рассмотренных однотактных УМ в том, что они (особенно усилитель класса F_{инв}) позволяют получить достаточно высокий КПД по первой гармонике при простоте реализации входной цепи и бестрансформаторном построении выходной. Их главный недостаток – узкодиапазонность, а также то, что на частотах ниже ОВЧ геометрическая длина отрезков линий становится неприемлемо большой для практического исполнения.

5 Усилители мощности класса EF

Идея УМ класса EF состоит в том, чтобы соединить преимущества УМ класса E и ключевых УМ класса Финв. Усилитель класса E характеризуется простотой построения и отсутствием КП. Однако транзистор плохо используется как по напряжению, так и по току, а также существует частотное ограничение, связанное с величиной выходной емкости транзистора. В УМ класса Финв пик-фактор тока ключа минимален, пик-фактор напряжения на ключе ниже, чем в классе E. Но такой УМ может быть сложен в построении, так как требует введения в выходную цепь отрезка длинной линии или нескольких фильтров, позволяющих получить по выходу транзистора необходимые импедансы хотя бы на ближайших высших гармониках. Кроме того, созданию ХХ на высших гармониках препятствует выходная емкость транзистора. УМ класса EF предполагает частотную настройку выходной цепи, промежуточную между классами Финв и E. Посредством введения дополнительных резонансных цепей на некотором числе высших гармоник обеспечивается настройка, как в классе Финв (т. е. КЗ на нечетных, ХХ на четных), а на прочих высших гармониках эквивалентный импеданс выходной цепи, приведенный к выходу транзистора, – емкостной, как в классе E. В обозначение УМ класса EF включают индекс, показывающий, на каких гармониках обеспечиваются условия класса Финв. Эпюры тока ключа и напряжения на ключе в различных вариантах УМ класса EF показаны на рисунке 3. Включение транзистора, как и в классе E, происходит при нулевом напряжении на нем, то есть КП нет. Выходная емкость транзистора учитывается при построении выходной цепи, и в отличие от класса Финв не оказывает отрицательного влияния. УМ класса EF можно строить по двухтактной схеме с параллельным питанием, обеспечивая с помощью параллельного фильтрующего контура КЗ по всем высшим нечетным гармоникам. В отсутствие дополнительной настройки выходной цепи на ХХ по четным гармоникам схема и режим работы такого УМ эквивалентны УМ ПТФ класса D. Наличие выходной емкости, как указано ранее, приводит там к появлению в токе ключа

дополнительной синусоидальной составляющей и, как следствие, возрастанию потерь в транзисторе (среднеквадратическое значение тока ключа тем выше, чем больше емкость). Посредством обеспечения условий класса Гинв на одной или нескольких четных гармониках можно в значительной степени компенсировать этот эффект.

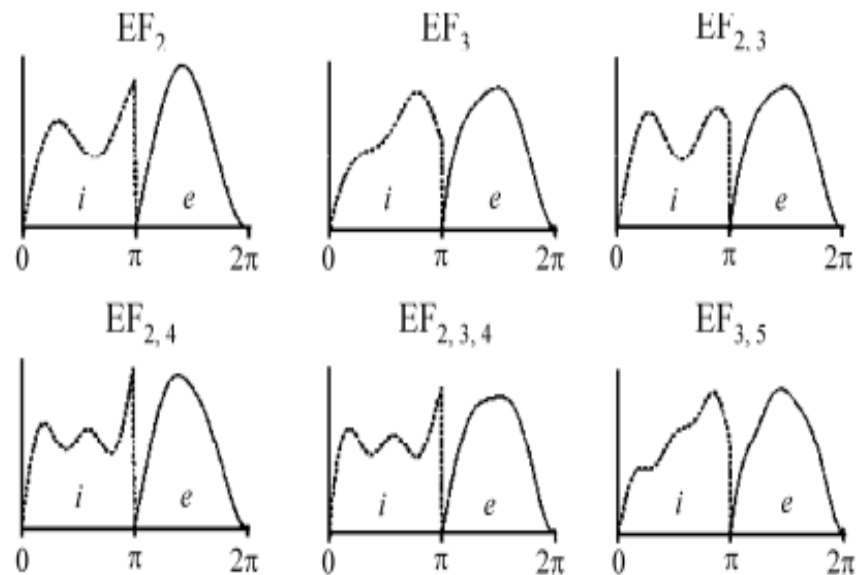


Рисунок 3 - Эпюры тока ключа и напряжения на ключе в различных УМ класса EF

К преимуществам УМ класса EF следует отнести: отсутствие КП; бóльшее, чем в классе E, допустимое значение выходной емкости транзистора; лучшее, чем в классе E, использование транзистора по напряжению и меньший среднеквадратический ток ключа. Однако при этом, , может увеличиться пиковое значение тока. Другими недостатками являются бóльшая, чем в классе E, сложность схемы, добавочные потери мощности в дополнительных резонансных цепях и по-прежнему достаточно высокий (более трех) пик-фактор напряжения на ключе.

6 Новая классификация ключевых усилителей мощности

Разнообразие технических решений в области ключевых УМ привело к тому, что их классификация приняла в настоящее время уже весьма запутанный вид. Неудивительно поэтому, что порой даже специалисты плохо в ней ориентируются. Например, в класс D определяется как такой класс, в котором протекающий через ЭП ток имеет вид последовательности прямоугольных импульсов; хотя это не всегда так: в усилителе ПНФ класса D ток имеет вид полусинусоиды. Там же класс E охарактеризован тем, что «ток передается в виде треугольных импульсов и течет в течение полупериода ВЧ», хотя и первое, и второе верно только в частных случаях. Путаница при классификации обусловлена отсутствием единого подхода в этом вопросе. Если для УМ классов А, АВ, В, С критерием служит угол отсечки выходного тока ЭП, то ключевые УМ классифицируются как по форме тока и напряжения на выходных электродах ЭП, так и в зависимости от схемотехнического построения. В противоположность отечественному подходу, зарубежные авторы предпочитали по мере изобретения новых ключевых УМ пополнять традиционный буквенный ряд обозначений классов, принятый со времен ламповых УМ. Первые ключевые усилители обозначили «классом D» (первая буква после «С»), затем ввели «класс E» и так далее. Подобный подход привлекателен простотой и удобством терминологии, однако страдает отсутствием четких критериев и, как следствие, беспорядочностью. Фактически автор каждого нового УМ обозначал его по своему усмотрению. Сегодня ведущие мировые специалисты так или иначе признают неудовлетворительность существующей классификации УМ и пытаются ее улучшить, например, рассматривая работу разных (не только ключевых) УМ на частотах УВЧ и выше, когда в импульсах выходных колебаний ЭП содержится небольшое число гармоник, предложено в этом случае классифицировать УМ по частотной зависимости эквивалентного импеданса нагрузки, приведенного к выходу ЭП. Данный подход иллюстрируется таблицей ниже. При этом класс А считается вырожденным случаем перечисленных в

таблице классов, класс В – частным случаем класса С, а УМ класса D рассматривается просто как двухтактный УМ класса F.

Таблица - 1

Классификация УМ по частотной зависимости эквивалентного импеданса нагрузки, приведенного к выходу ЭП [17]

Класс УМ	Реактанс на высших нечетных гармониках	Реактанс на высших четных гармониках
F	Высокий	Низкий
F _{инв}	Низкий	Высокий
C	Низкий	Низкий
C _{инв}	Высокий	Высокий
E	Сравнимый с сопротивлением на первой гармонике, емкостной	
E _{инв}	Сравнимый с сопротивлением на первой гармонике, индуктивный	

7 Компьютерное моделирование усилителей классов FE и DE

7.1 Вводные замечания

Моделирование преследовало две цели: во-первых – проверить адекватность теоретического анализа работы усилителей в режиме ПННТ, и во-вторых – исследовать работу усилителей в диапазоне частот, при рассогласовании нагрузки и при изменении напряжения питания, теоретический анализ которой затруднителен. Использовалась распространенная и удобная программа схемотехнического моделирования электронных устройств во временной области MicroCAP 7.0. В первой серии компьютерного моделирования (проверка теоретических результатов) исследовались все четыре УМ классов FE и DE, рассмотренные выше. Для моделирования был выбран транзистор IRFPS38N60L с индуцированным каналом n-типа и внутренним соединением подложки и истока производства фирмы International Rectifier. Этот прибор является наиболее мощным из современного ряда мощных МДПТ, предназначенных специально для использования в ключевых генераторах, работающих в режиме ПННТ. Эта модель сложнее, чем принятая при теоретическом анализе, что позволило при моделировании наблюдать более тонкие эффекты. Работа транзистора и, следовательно, характеристики УМ, существенно зависят от температуры полупроводниковой структуры (температуры p-n перехода) транзистора. Так, при росте температуры увеличиваются сопротивление открытого транзистора (что ведет к увеличению потерь) и его выходная емкость (что при фиксированном недокрытии приводит к отклонению от режима ПННТ). Таким образом, для получения наиболее адекватных данных следует моделировать работу УМ с учетом температурных эффектов. Для этого средство моделирования должно обеспечивать тепловой расчет при заданном электрическом режиме УМ. Программа MicroCAP такой возможности не дает. В этих условиях моделировать

УМ целесообразно в экстремальном случае, то есть при температуре перехода, близкой к предельно допустимой (в нашем случае 150°C). Однако, во-первых, по невыясненным причинам процесс моделирования при температурах выше 100°C и выбранном электрическом режиме усилителя терял устойчивость. Во-вторых, в имеющейся модели внушает сомнение адекватность представления температурной зависимости сопротивления открытого транзистора (рост сопротивления значительно меньше, чем указано в паспортных данных). На основании изложенного и с учетом того, что компьютерное моделирование преследовало прежде всего цели сравнения УМ между собой, а по рассеиваемой в транзисторах мощности четыре рассматриваемых УМ классов FE и DE близки друг другу, было решено не учитывать температурные зависимости и считать температуру перехода равной стандартной 27°C .

7.2 Моделирование работы усилителей классов FE и DE в режиме ПННТ

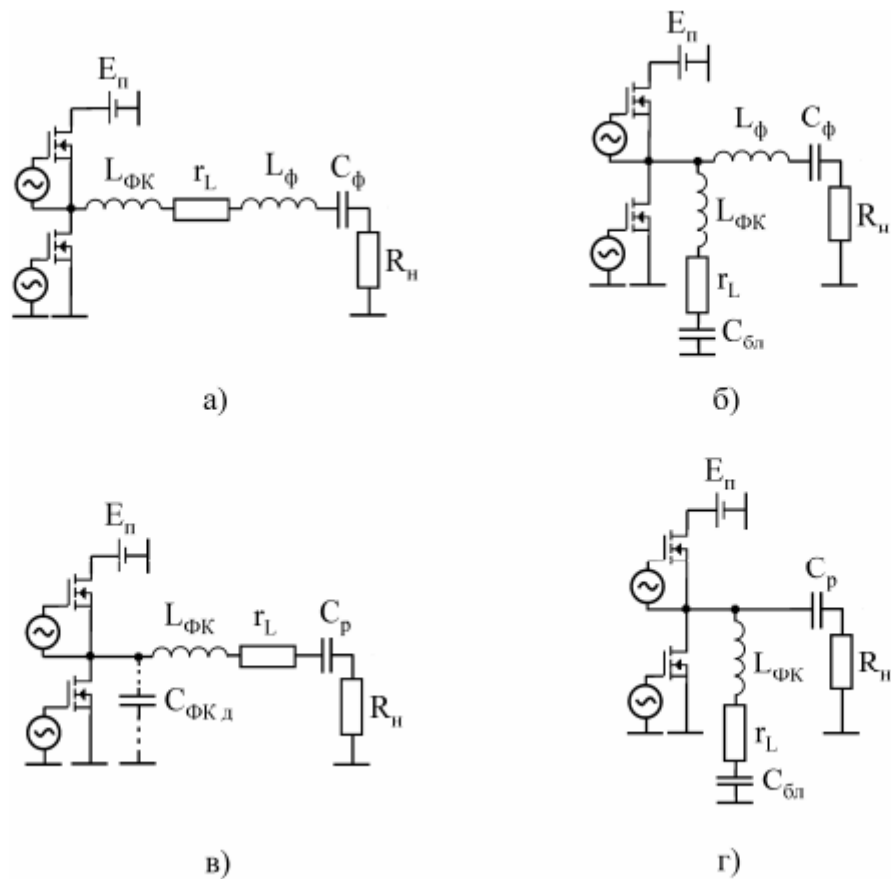
Первая серия моделирования проведена для проверки результатов теоретического анализа УМ классов FE и DE, выполненного выше. Моделируемые схемы показаны на рисунке 4. Они соответствуют рассмотренным ранее, только для моделирования потерь в индуктивности ФК последовательно с ней добавляется сопротивление r_L . Возбуждение осуществлялось от двух противофазных источников гармонического напряжения с амплитудой $U_{вх}$ и постоянной составляющей (смещением) $E_{см}$; их внутреннее сопротивление равно нулю. Оценим примерно максимальную мощность $P^*_{н}$ ($\approx P^*_1$), которую можно снять с используемого транзистора в диапазоне СЧ в режиме ПННТ. Предположим, при температуре перехода $T_{п} = 27^{\circ}\text{C}$ достигается электронный КПД выходной цепи $\eta_{э} = 0,98...0,99$. Тогда мощность, рассеиваемая на стоке одного транзистора $P^*_{с\text{ рас}} = P^*_{н}(1 - \eta(27)_{э})/\eta(27)_{э} = (0,0204...0,0101)P^*_{н}$ (потери в индуктивности ФК пренебрегаем). Допустим, далее, что реально транзистор работает при предельно допустимой температуре перехода $T_{п} = 150^{\circ}\text{C}$.

При этой температуре сопротивление $r_{отк}$ в 2,5 раза больше, чем при $T_{п} = 27^{\circ}\text{C}$. Соответственно, реальная рассеиваемая на стоке мощность $P^*(150)_{с\ рас} = 2,5 \cdot (0,0204 \dots 0,0101) P^*_{н} = (0,0510 \dots 0,0253) P^*_{н}$. Мощность, рассеиваемая на стоке, связана с температурой перехода известным выражением

$$P^*_{с\ рас}(T_{п}) = \frac{T_{п} - T_{окр}}{r_{п-к} + r_{к-р} + r_{р-окр}}.$$

Здесь тепловое сопротивление корпус-радиатор $r_{к-р}$ используемого транзистора равно $0,24^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, а тепловое сопротивление переход-корпус $r_{п-к}$ в импульсном режиме на рассматриваемых частотах составляет $0,12^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Тепловое сопротивление радиатор-среда $r_{р-окр}$ возьмем равным $1,5^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Такое сопротивление при принудительном воздушном охлаждении со скоростью $2 \dots 3$ м/с позволяют получить современные радиаторы производства Aavid Thermalloy. Температуру окружающей среды $T_{окр}$ примем равной 40°C . Имеем $P^*(150)_{с\ рас} = (150 - 40)/(0,12 + 0,24 + 1,5) = 59,1$ Вт и, соответственно,

$P^*_{н} = 59,1/(0,0510 \dots 0,0253) = 1200 \dots 2300$ Вт. Чтобы транзисторы при этом работали в допустимом тепловом режиме, рассеиваемая на стоке мощность $P^*(27)_{с\ рас}$, наблюдаемая в моделировании при температуре 27°C , не должна превышать $59,1/2,5 = 23,6$ Вт.



а,б) схемы УМ классов FE

в,г) схемы УМ классов DE

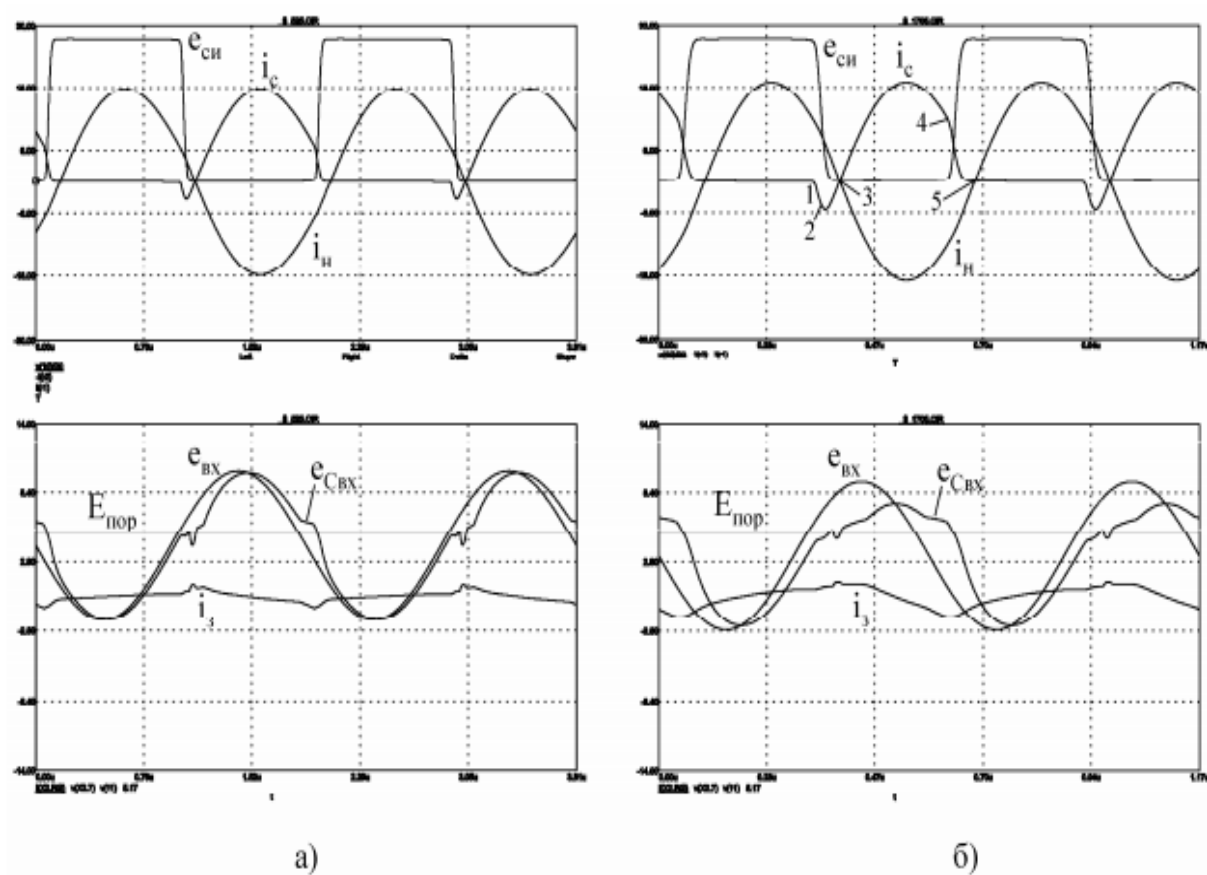
Рисунок 4 - Моделируемые схемы УМ

Моделирование проводилось на крайних частотах радиовещательного диапазона $f_{\min} = 525$ кГц и $f_{\max} = 1705$ кГц. Расчет выходной цепи усилителей выполнен на мощность первой гармоники в нагрузке $P_1 = 3$ кВт (с одного транзистора снимается 1,5 кВт) и напряжение питания $E_n = 550$ В, близкое к предельно допустимому при температуре 25°C $E_{си\ доп} = 600$ В. Сопротивление транзистора в открытом состоянии $r_{отк} = 0,14$ Ом определено по выходным ВАХ транзистора, построенным для модели в программе MicroCAP. Сопротивление $r_{зак}$ при расчете принято равным $r_{отк}$. Добротность QL катушки индуктивности ФК для всех случаев была принята равной 100. В данном расчете учтем только постоянную составляющую, которая определяется как $C_{зс\ пост} = CGDO \cdot W$, где

CGDO = 0,1548 пФ/мкм – удельная емкость, $W = 100$ мкм – ширина канала – параметры модели. Имеем $C_{зс\text{ пост}} = 15$ пФ. Усредняя выходную емкость $C_{си} + C_{зс\text{ пост}}$ по напряжению, получаем $C_{вых\text{ эфф}} = 330$ пФ; это значение использовано в расчете. Величины элементов фильтрующего контура выбирались так, чтобы обеспечить его нагруженную добротность $Q_n = 5$. При заданной мощности первой гармоники в нагрузке это ведет к снижению сопротивления нагрузки и индуктивности ФК. Моделирование заключалось в том, что на вышеуказанных частотах вычислялись временные зависимости токов и напряжений в УМ, а затем по этим зависимостям с помощью встроенных функций программы MicroCAP 7.0 определялись электрические и энергетические характеристики выходной цепи УМ, а также характеристики входной цепи: мощность $P^*_{вх}$, потребляемая от одного источника возбуждения, и максимальное по модулю значение тока затвора $|I_z|_{\text{макс}}$.

УМ класса FE с Г-образным ФК. Эпюры колебаний в выходной и во входной цепях УМ класса FE с Г-образным ФК даны на рисунке 5. В дополнение к эпюрам напряжения источника возбуждения $e_{вх}$ и тока затвора i_z показана эпюра напряжения непосредственно на входной емкости $e_{C_{вх}}$, то есть на «внутреннем затворе». Режим работы выходной цепи почти соответствует ПННТ. Поясним ход временных зависимостей тока стока (рисунок 5(б)) (механизм протекания тока стока в других УМ классов FE и DE аналогичен). Ток стока каждого из транзисторов складывается из тока канала и тока выходной емкости. Величина последней зависит от напряжения на стоке. В момент 1 рассматриваемый (условно первый) транзистор закрыт. Напряжение на затворе другого (условно второго) транзистора становится меньше порогового, и он также закрывается. Поскольку напряжение на стоке первого транзистора велико, а на стоке второго, соответственно, мало, то $C(1)_{\text{вых}} \ll C(2)_{\text{вых}}$. Поэтому на интервале 1 – 2 ток нагрузки течет в основном через выходную емкость второго транзистора. Напряжение на первом транзисторе снижается, а на втором растет. Это приводит к уменьшению емкости $C(2)_{\text{вых}}$ и протекающего через нее тока; емкость же

$C(1)_{\text{вых}}$ увеличивается. Происходит перераспределение тока нагрузки между $C(1)_{\text{вых}}$ и $C(2)_{\text{вых}}$, в результате чего, несмотря на падение i_n , ток стока первого транзистора растет по модулю. В момент 2 напряжения на двух транзисторах сравниваются: $e(1)_{\text{си}} = e(2)_{\text{си}} = E_{\text{си}}$, $C(1)_{\text{вых}} = C(2)_{\text{вых}}$. Из-за дальнейшего снижения напряжения на первом транзисторе его выходная емкость $C(1)_{\text{вых}}$ становится больше, чем $C(2)_{\text{вых}}$, и ток нагрузки течет в основном через нее. Поскольку ток нагрузки продолжает падать, то по модулю ток стока первого транзистора снижается.



а) на частотах 525 кГц

б) 1705 кГц

Рисунок 5 - Эпюры токов и напряжений в УМ класса FE с Г-образным ФК

В момент 3 $e(1)_{си} = 0$, и напряжением на затворе первый транзистор открывается. На интервале 3 – 4 ток нагрузки протекает через его канал. В момент 4 первый транзистор закрывается, ток нагрузки начинает протекать преимущественно через большую $C(1)_{вых}$, далее увеличивается $e(1)_{си}$, $C(1)_{вых}$ падает, $C(2)_{вых}$ растет и т. д. Второй транзистор открывается в момент 5 при нулевом напряжении на стоке. Об эяорах входных колебаний заметим, что с ростом рабочей частоты увеличивается ток затвора, а также растет отклонение формы и величины напряжения на входной емкости от напряжения возбуждения (на затворе). Это отклонение связано с тем, что на этапе открытого состояния транзистора емкость затвор-сток больше, чем на этапах отсечки и активном. Следовательно, больше становится и эквивалентная входная емкость (затвор-исток плюс затвор-сток). Расчетные и полученные при моделировании данные для УМ с фильтровой нагрузкой и Г-образным ФК приведены в таблице 2

Расчетные и моделированные характеристики УМ класса FE

Таблица - 2

		УМ с Г-образным ФК		УМ с параллельным ФК	
f, МГц		0,525	1,705	0,525	1,705
τз, град		21,2	37,2	20,4	35,2
τ1, град		—		13,4	23,1
L, мкГн		1,451	0,7064	27,87	4,409
rL, Ом		0,048	0,076	0,92	0,47
Rн, Ом		18,7	16,1	19,9	19,5
Lφ, мкГн		28,35	7,493	30,18	9,115
Cφ, нФ		3,242	1,163	3,045	0,9559
Cбл, мкФ		—		1	
Uвх, В		6			
Eсм, В		4,07	3,26	4,11	3,36
Pн, Вт	Расч	3000			
	Мод	3012	3007	3031	3057
P0, Вт	Расч	3030	3040	3028	3036
	Мод	3044	3063	3062	3112
P*с рас, Вт	Расч	11,2	12,7	11,0	12,4
	Мод	12,6	21,1	12,5	21,0

Продолжение таблицы - 2

$P_{L \text{ рас}}, \text{ Вт}$	Расч	7,7	14,1	6,2	11,3
	Мод	7,7	14,2	6,7	12,8
$\eta_{\text{э}}, \%$	Расч	99,0	98,7	99,1	98,8
	Мод	98,9	98,2	99,0	98,2
$I_{\text{с макс}}, \text{ А}$	Расч	17,9	19,3	17,6	18,5
	Мод	17,7	19,0	17,6	18,5
$I_{\text{с скв}}, \text{ А}$	Расч	8,9	9,5	8,9	9,4
	Мод	9,0	9,6	8,9	9,6
$I_{\text{н1}}, \text{ А}$	Расч	—		17,4	17,5
	Мод			17,4	17,7
$I_{\text{L макс}}, \text{ А}$	Мод			4,6	8,7
$P_{\text{вх}}^*, \text{ Вт}$	Мод	0,3	1,9	0,4	1,9
$ I_{\text{з}} _{\text{макс}}, \text{ А}$	Мод	0,9	1,7	0,9	1,7

Отклонение данных моделирования от теоретических не превышает 2%. Единственное исключение составляет мощность, рассеиваемая на стоке транзистора: ее значения существенно отличаются от теоретических, причем расхождение увеличивается с ростом частоты (13% на частоте 525 кГц и 66% на частоте 1705 кГц). Это не является следствием каких-либо ошибок, так как результаты последнего можно подтвердить компьютерным моделированием с использованием той же простой модели транзистора, что применена при анализе. Следовательно, причиной является несовершенство самой модели МДПТ. Таким образом, методика позволяет правильно рассчитать параметры схемы, необходимые для обеспечения ПННТ и получения заданной мощности в нагрузке, правильно оценить рабочие токи и КПД, но дает недопустимую для практических целей погрешность в расчете мощности, рассеиваемой в транзисторе; эту мощность следует более точно определять посредством компьютерного моделирования.

УМ класса FE с параллельным ФК. Эпюры токов и напряжений в этом УМ показаны на рисунке 6. Режим ПННТ обеспечивается. Результаты моделирования отклоняются от теоретических не более чем на 3%, за исключением мощности, рассеиваемой в катушке ФК (расхождение 8% и 13% на частотах 525 кГц и 1705 кГц соответственно) и, как и для предыдущего УМ, мощности, рассеиваемой в выходной цепи транзистора (расхождение 14% и 69%).

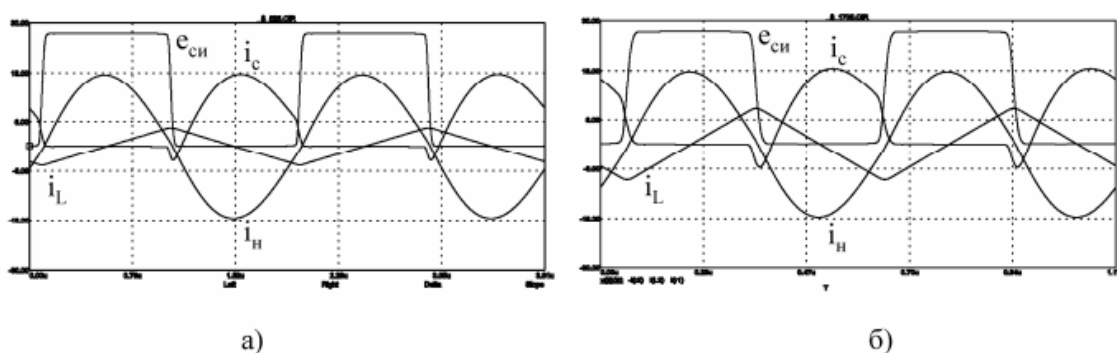


Рисунок 6 - Эпюры токов и напряжений в УМ класса FE с параллельным ФК на частотах 525 кГц (а) и 1705 кГц (б)

Сравним между собой два УМ класса FE. В усилителе с параллельным ФК несколько меньше пиковый ток стока. Эта разница, обусловленная меньшим пик-фактором тока и меньшим требуемым недокрытием, растет с увеличением недокрытия и в данном случае незначительна – на частоте 1705 кГц (τ_z около 35°) всего 3 %. Несмотря на то, что индуктивность параллельного ФК гораздо больше, чем Г-образного, мощность, рассеиваемая в индуктивности параллельного ФК, оказывается заметно меньше: на 13 % на частоте 525 кГц и на 10 % на частоте 1705 кГц. Это связано с тем, что через индуктивность Г-образного ФК протекает бóльший ток, равный току нагрузки. В обоих УМ потери в индуктивности ФК соизмеримы с потерями в транзисторе. Остальные параметры, в том числе КПД и потери в транзисторе, для двух УМ почти совпадают.

7.3 Двухтактный УМ класса F

Для оценки энергетического выигрыша, достигаемого в усилителях классов FE и DE, было проведено моделирование обычного УМ ПНФ класса F (той же мощности, на тех же частотах). Расчет его производился в симметричном режиме ($\theta_{\text{отк}} = \pi$) по методике, но с дополнительным учетом КП по формуле, где в качестве $S_{\text{вых}}$ бралось эффективное значение $S_{\text{вых}}$ эфф. Эпюры колебаний показаны на рисунке 7. Основной их особенностью являются выбросы тока стока в моменты переключения транзисторов. (При повышении амплитуды возбуждения величина выбросов растет). Эти выбросы связаны с тем, что перезаряд выходных емкостей транзисторов задерживает процесс открывания последних, и возникают этапы активного состояния. Однако значение потерь, полученное при моделировании, намного превосходит расчетную величину КП, то есть потери обусловлены в первую очередь этапами активного состояния транзистора. Сравним по КПД данный УМ, например, с усилителем класса FE с Г-образным ФК (табл. 3.1). Расчетный (то есть только из-за устранения КП) выигрыш по КПД в классе FE составляет 2,1% и 7,6% на частотах соответственно 525 кГц и 1705 кГц. Выигрыш же по итогам моделирования равен 19,1% и 19,6%. Таким образом, подтверждается положение о 96 том, что режим ПННТ позволяет не только устранить КП, но и исключить влияние выходной емкости на инерционность переключения и тем самым практически убрать потери из-за этапов активного состояния.

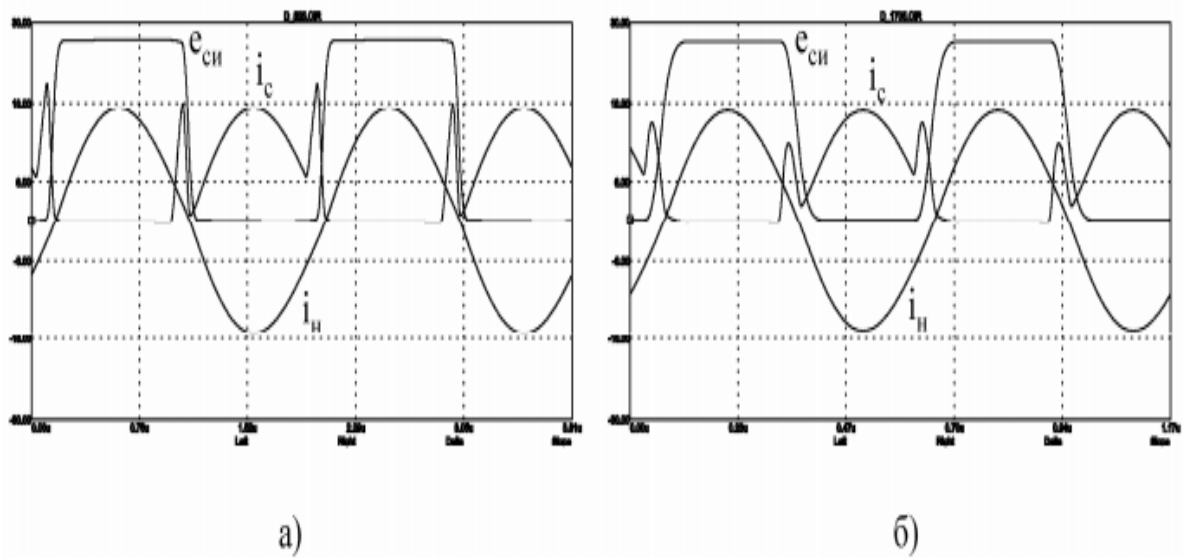


Рисунок 7 - Эпюры токов и напряжений в двухтактном УМ класса F на частотах 525 кГц (а) и 1705 кГц (б)

Таблица - 3

f , МГц		0,525	1,705
R_n , Ом		20,2	
L_ϕ , мкГн		30,65	9,439
C_ϕ , нФ		2,998	0,9232
$U_{вх}$, В		2	
$E_{см}$, В		5,17	
P_n , Вт	Расч	3000	
	Мод	2953	2807
P_0 , Вт	Расч	3098	3294
	Мод	3699	3573
$P_{ком}$, Вт	Расч	87,3	284
$P_{с рас}^*$, Вт	Расч	48,9	147
	Мод	373	383
η_z , %	Расч	96,9	91,1
	Мод	79,8	78,6
$I_{с макс}$, А	Расч	17,2	
	Мод	20,9	16,7
$I_{с скв}$, А	Мод	9,7	9,1
$P_{вх}^*$, Вт	Мод	0,1	0,2
$ I_3 _{макс}$, А	Мод	0,6	0,6

Моделирование работы усилителей классов FE и DE в диапазоне частот

Выше рассматривалась работа УМ классов FE и DE на той или иной фиксированной частоте. В диапазоне частот, если величины элементов ФК, сопротивления нагрузки и длительность недокрытия t_z неизменны, режим выходной цепи отклоняется от ПННТ. В результате изменяются выходная мощность и КПД УМ, а транзисторы вследствие возникновения недопустимых условий работы могут выйти из строя. Таким образом, усилители с ФК принципиально узкодиапазонны. Известно, что УМ класса F обеспечивают приемлемые энергетические характеристики в диапазоне с коэффициентом перекрытия не более 1,2...1,3. При необходимости работы в более широком диапазоне частот приходится применять специальные технические решения, например электронную перестройку ФК при помощи управляемых емкостей, что усложняет УМ и вносит дополнительные потери. Целью данного раздела является изучение характеристик усилителей классов FE и DE в диапазоне частот, оценка ширины диапазона, в которой возможна их работа без перестройки, а также, при необходимости, разработка дополнительных мер обеспечения широкодиапазонной работы. Работу усилителей без их перестройки рассмотрим как во всем радиовещательном диапазоне 525...1705 кГц (коэффициент перекрытия $K_f = 3,2$), так и с разбиением его на два поддиапазона 525...946 кГц и 946...1705 кГц ($K_f = 1,8$). В первом случае режим возбуждения УМ, величины элементов ФК и сопротивление нагрузки постоянны во всем диапазоне. Во втором случае они остаются неизменными только в пределах каждого из двух поддиапазонов, что соответствует использованию в качестве выходной фильтрующей системы реального передатчика двух переключаемых неперестраиваемых фильтров гармоник (или вилок фильтров); индуктивность ФК переключается тогда вместе с фильтрами, либо «всчитывается» в фильтр. Как правило, фильтры гармоник проектируются на перекрытие не более $K_f = 1,8$ таким образом, оценка работы усилителей в указанных поддиапазонах будет соответствовать для передатчика с переключаемыми фильтрами наихудшему

возможному случаю. Процедура состоит в том, что УМ рассчитывается на некоторую частоту внутри диапазона, которая выбирается по результатам предварительного оценочного моделирования, и затем производится основное моделирование при частотной отстройке вверх и вниз. Фильтрующий контур усилителей класса FE перестраивается по диапазону. УМ класса FE с Г-образным ФК. Предварительное моделирование показало, что в этом УМ отстройка по частоте от режима ПННТ приводит к заметной неравномерности выходной мощности, поэтому расчетная частота выбиралась так, чтобы относительное изменение мощности при отстройке вверх и вниз до границ диапазона было примерно одинаковым. Эта частота оказывается больше, чем средняя частота диапазона. Эпюры токов и напряжений на частотах 525 кГц и 1705 кГц при расчете УМ на частоту 1200 кГц даны на рисунке 8. В первом случае включение транзистора происходит при небольшом напряжении сток-исток с положительной производной (на рисунке не заметно); во втором случае производная напряжения при включении прибора – отрицательная. Однако отклонение от ПННТ на обеих частотах невелико.

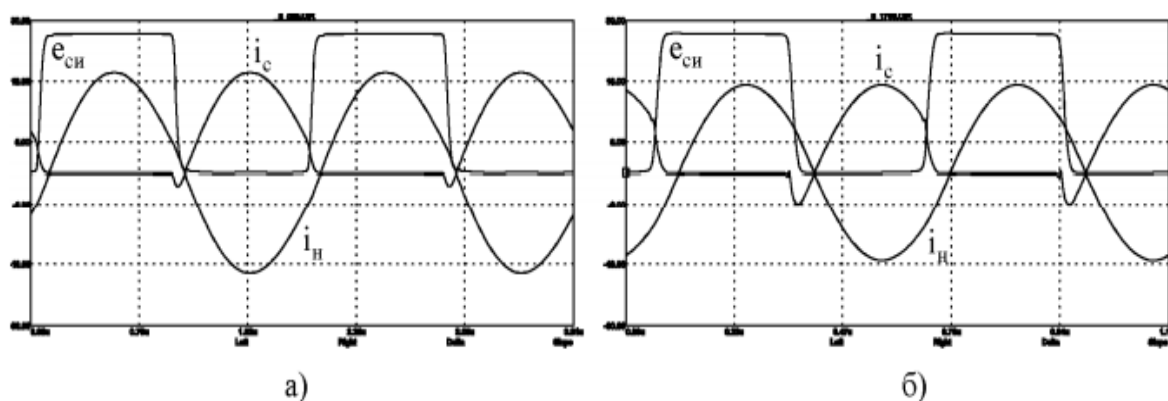


Рисунок 8 - Эпюры токов и напряжений в УМ класса FE с Г-образным ФК на частотах 525 кГц (а) и 1705 кГц (б) при расчете УМ на частоту 1200 кГц

Расчетные и полученные при моделировании данные приведены в табл. Энергетические характеристики выходной цепи в диапазоне 525...1705 кГц показаны на рис.5(а). Наибольшее отклонение выходной мощности наблюдается

на краях диапазона. Ее неравномерность составляет 1,1 дБ. Снижение КПД при отстройке вверх небольшое – с 98,5 до 97,1%, а при отстройке вниз КПД даже немного увеличивается. При работе в поддиапазонах 525...946 кГц и 946...1705 кГц (расчетные частоты соответственно 750 кГц и 1350 кГц) обеспечивается практически постоянный КПД и малая неравномерность выходной мощности: 0,4 дБ и 0,7 дБ соответственно. Потери в транзисторе возрастают слабо: в 1,2 и 1,1 раза. Из рис. 5,а и табл. видно, что при отстройке вверх потери в транзисторе растут значительно быстрее, чем при аналогичной отстройке вниз. Так, на частоте 1705 кГц они в 1,9 раза больше, чем на расчетной частоте 1200 кГц. Поэтому настраивать такой УМ 99 следует на верхнюю частоту диапазона. Соответствующее моделирование в диапазоне 525...1705 кГц показало, что при этом рост потерь составит всего 1,1 раза (с 21 до 24 Вт), а неравномерность выходной мощности снизится до 0,8 дБ. Таким образом, данный УМ вполне допускает работу без перестройки во всем радиовещательном диапазоне с $K_f = 3,2$.

Расчетные и моделированные характеристики УМ класса FE с Г-образным ФК в диапазоне 525...1705 кГц. УМ рассчитан на частоту 1200 кГц.

f , МГц		0,525	1,2	1,705
τ_3 , град		31,6		
L , мкГн		0,8895		
r_L , Ом		0,029	0,067	0,095
R_H , Ом		17,1		
L_ϕ , мкГн		25,92	11,35	7,981
C_ϕ , нФ		3,546	1,550	1,092
$U_{вх}$, В		5		
$E_{см}$, В		3,81		
P_H , Вт	Расч	—	3000	—
	Мод	3387	3013	2649
P_0 , Вт	Расч	—	3036	—
	Мод	3428	3060	2729
$P_{с\ рас}^*$, Вт	Расч	—	12,1	—
	Мод	18,0	17,6	32,6
$P_{L\ рас}$, Вт	Расч	—	11,8	—
	Мод	5,7	11,8	14,7
η_3 , %	Расч	—	98,8	—
	Мод	98,8	98,5	97,1
$I_{с\ макс}$, А	Расч	—	18,7	—
	Мод	19,7	18,5	17,3
$I_{с\ скв}$, А	Расч	—	9,3	—
	Мод	9,9	9,3	8,7
$P_{вх}^*$, Вт	Мод	0,3	1,0	1,6
$ I_3 _{\max}$, А	Мод	0,8	1,3	1,5

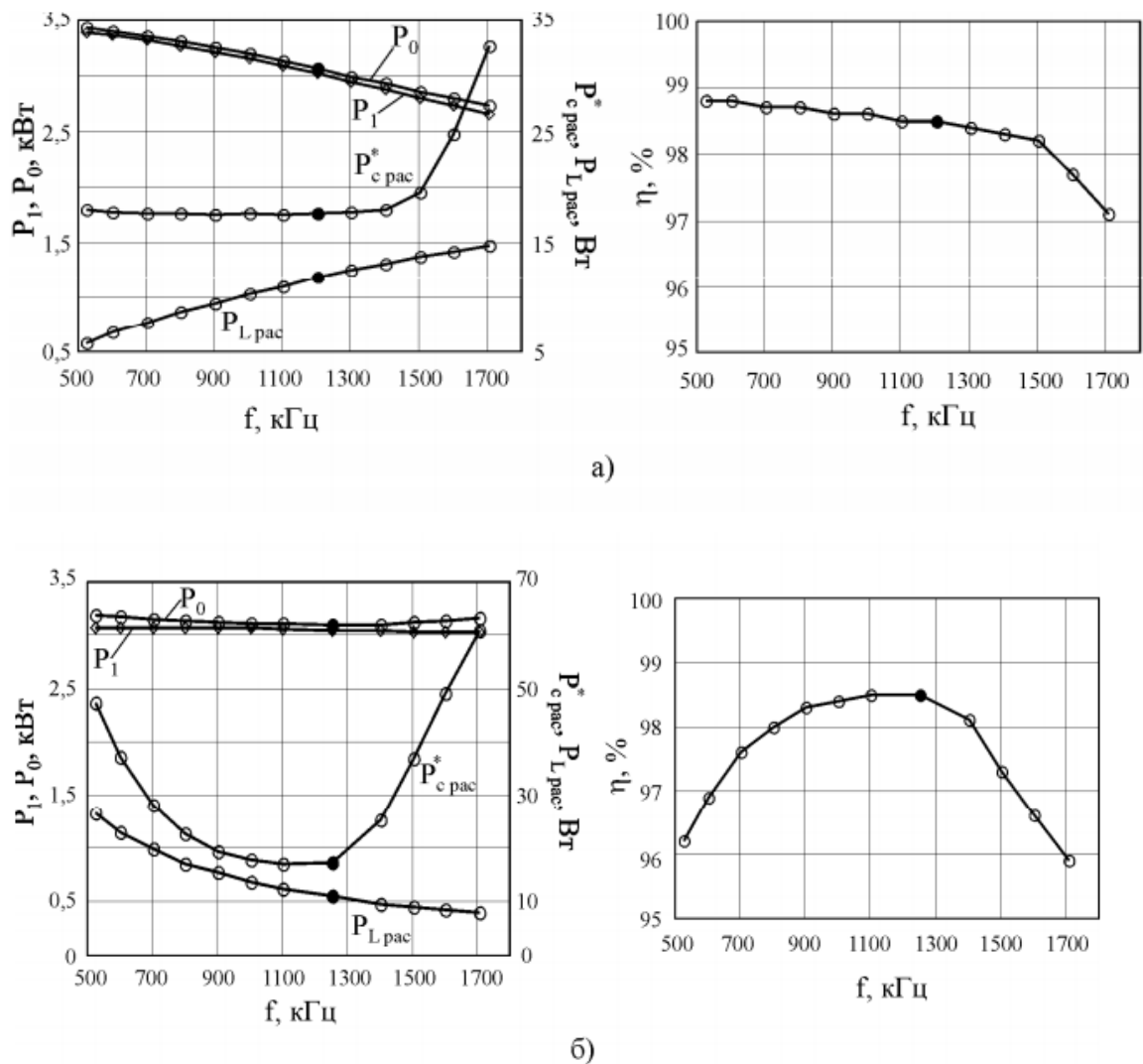


Рисунок 8 - Энергетические характеристики выходной цепи УМ класса FE с Г-образным (а) и с параллельным (б) ФК в диапазоне частот.

УМ рассчитаны на частоты 1200 кГц и 1250 кГц соответственно (черные маркеры)

УМ класса FE с параллельным ФК. Здесь предварительное моделирование показало, что при частотной отстройке от режима ПННТ (в рассматриваемых пределах) выходная мощность остается практически постоянной, а КПД выходной цепи падает. Поэтому расчетная частота выбиралась так, чтобы снижение КПД при отстройке вверх и вниз до границ диапазона было примерно одинаковым. Эта частота, как и в УМ с Г-образным ФК, оказывается большей, чем средняя частота диапазона. Расчетные и полученные при моделировании данные приведены в табл. 3.6. Эпюры токов и напряжений на частотах 525 кГц и

1705 кГц при расчете УМ на частоту 1250 кГц даны на рис. 6. Отклонение от ПННТ на обеих частотах существенно. При отстройке вниз значительно возрастает отрицательный ток транзистора, протекающий здесь в основном через внутренний паразитный диод.

Расчетные и моделированные характеристики УМ класса FE с параллельным ФК в диапазоне 525...1705 кГц. УМ рассчитан на частоту 1250 кГц.

f, МГц		0,525	1,25	1,705
τ_3 , град		30,6		
L, мкГн		7,201		
r_L , Ом		0,24	0,57	0,77
R_H , Ом		19,7		
L_ϕ , мкГн		29,86	12,52	9,195
C_ϕ , нФ		3,078	1,295	0,9477
$C_{бл}$, мкФ		1		
$U_{вх}$, В		5,5		
$E_{см}$, В		3,72		
P_H , Вт	Расч	—	3000	—
	Мод	3067	3041	3026
P_0 , Вт	Расч	—	3033	—
	Мод	3188	3086	3156
$P_{с\ рас}^*$, Вт	Расч	—	11,9	—
	Мод	47,2	17,3	60,9

$P_{L \text{ рас}}, \text{ Вт}$	Расч	—	9,6	—
	Мод	26,7	10,9	7,8
$\eta_{\text{э}}, \%$	Расч	—	98,9	—
	Мод	96,2	98,5	95,9
$I_{\text{с макс}}, \text{ А}$	Расч	—	18,2	—
	Мод	21,4	18,1	17,8
$I_{\text{с скв}}, \text{ А}$	Расч	—	9,2	—
	Мод	11,6	9,3	9,1
$I_{\text{н1}}, \text{ А}$	Расч	—	17,5	—
	Мод	17,6	17,6	17,5
$I_{\text{L макс}}, \text{ А}$	Мод	18,0	7,3	5,3
$P_{\text{вх}}^*, \text{ Вт}$	Мод	0,2	1,2	1,8
$ I_3 _{\text{макс}}, \text{ А}$	Мод	1,2	1,4	1,6

Энергетические характеристики выходной цепи в диапазоне 525...1705 кГц показаны на рис. 7,б. Выходная мощность почти неизменна. Потери в транзисторе существенно растут при отстройке не только вверх (увеличение в 3,5 раза), но и вниз; причем этот рост гораздо более резкий, чем в УМ с Г-образным ФК. Соответственно, несколько больше и падение КПД.

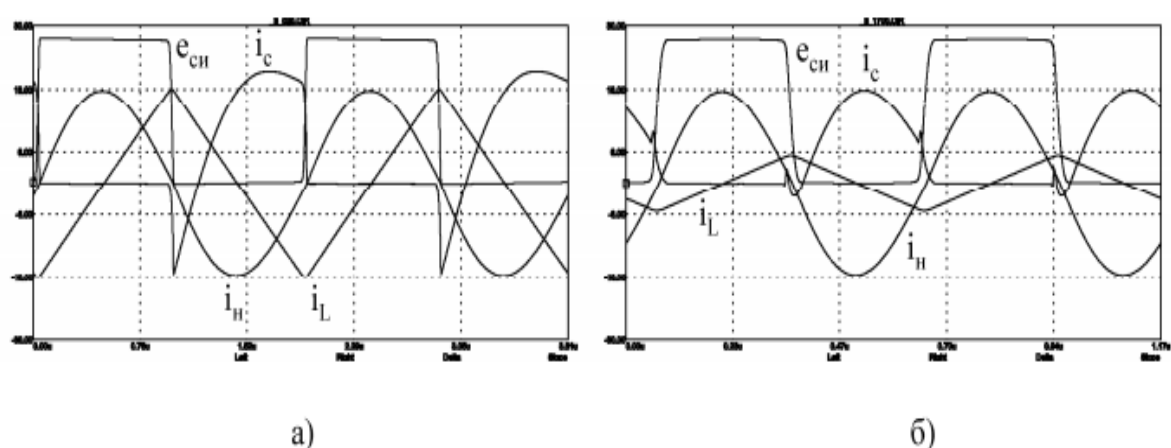


Рисунок 9 - Эпюры токов и напряжений в УМ класса FE с параллельным ФК на частотах 525 кГц (а) и 1705 кГц (б) при расчете УМ на частоту 1250 кГц

При работе в поддиапазонах 525...946 кГц и 946...1705 кГц (расчетные частоты соответственно 850 кГц и 1450 кГц) КПД выходной цепи почти не уменьшается, а потери в транзисторе возрастают соответственно в 1,6 и 1,4 раза. Итак, диапазонные свойства УМ класса FE с параллельным ФК хуже, чем УМ с Гобразным ФК. Его использование без перестройки в диапазоне частот может быть целесообразным при K_f не более 1,8 в том случае, если требуется получить исключительно малую неравномерность выходной мощности (0,05...0,1 дБ).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен обзор известных схем и режимов ключевых УМ и рассмотрена существующая их классификация. Показано, что она является неполной и имеет методологические недостатки, приводящие к терминологической путанице. В качестве критерия классификации ключевых УМ предложена идеализированная форма импульсов тока ключа и напряжения на ключе. На базе этого критерия разработана новая, методологически более стройная классификация. Ожидается, что она будет способствовать как устранению путаницы, так и лучшему пониманию различных ключевых УМ и их мест в радиоэлектронике. Выделено пять основных классов ключевых УМ – D, F, F₂, E и E₂. Исходя из этого присвоены обозначения классам гибридных УМ – DE, FE, (FE)₂, F₂E, – которые представляют собой усовершенствования усилителей основных классов. По итогам проведенного обзора наиболее перспективными для использования в качестве оконечных каскадов вещательных СЧ передатчиков представляются усилители классов FE и DE, сочетающие в себе преимущества УМ классов F, D и E. Так, в усилителях класса FE исключен главный недостаток их аналогов класса F – коммутативные потери. При этом пик-фактор напряжения на ключе минимален, а пик-фактор тока – ниже, чем в классе E. В усилителях класса DE (с резистивной нагрузкой), можно ожидать устранения недостатков УМ класса D – коммутативных потерь и низкого КПД по первой гармонике. Важно отметить и простое, притом бестрансформаторное, построение выходных цепей усилителей классов FE и DE. В данной работе все четыре усилителя исследуются с единых позиций. задачами являлись: а) Исследование работы усилителей в режиме ПННТ на фиксированной частоте. Определение электрических и энергетических характеристик, сравнение с другими УМ по частотно-мощностным свойствам. б) Исследование работы усилителей в диапазоне частот. Разработка мер поддержания высокой энергетической эффективности усилителей во всем вещательном диапазоне. г) Исследование модуляционных характеристик (МХ) усилителей классов FE и DE при стоковой АМ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника / Под ред. Н. Д. Федорова. М.: Радио и связь, 2002. – 460 с.
2. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / Под ред. А.Д. Артыма. – М.: Радио и связь, 1987. – 125 с.
3. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. -2-е Ф59 изд., перераб. и доп. – Москва «Радио и связь», 1983. – с.48-52.
4. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. ETSI ES 201 980 V2.1.1. – European Telecommunications Standards Institute. – 2004.
5. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Под ред. Г.А. Ерохина. М.: Радио и связь, 2004.
6. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9.С. 126–139.
7. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / Под ред. И.А. Попова. – М.: Радио и связь, 1985. – 173 с.
8. Решетников В.В. Определение коммутативных потерь мощности в ключевых генераторах на мощных МДП-транзисторах // Широкополосные радиотехнические цепи и устройства ВЧ и СВЧ. Межвузовский сборник научных трудов. – 1987. – Новосибирск: НЭТИ. – С. 51–60.