

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования «Сибирский государственный
университет телекоммуникаций и информатики»

На правах рукописи



Абрамова Евгения Сергеевна

**АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ**

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
профессор Михеенко А. М.

НОВОСИБИРСК – 2015

Содержание

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ	18
1.1 Энергетическая эффективность усилителя в моногармоническом режиме (классы <i>A, B, C</i>).....	18
1.2 Полигармонические режимы (класс <i>F_n</i>).....	24
1.3 Работа усилителя на расстроенную нагрузку	29
1.4 Усилители в режиме класса <i>D</i>	30
1.4.1 Усилитель класса <i>D</i> с вилкой фильтров на выходе	31
1.4.2 Усилители класса <i>D</i> с переключением напряжения (<i>ПН</i>)	34
1.4.3 Усилители класса <i>D</i> в режиме переключения тока (<i>ПТ</i>)	39
1.4.4 Усилитель в режиме класса <i>E</i>	41
1.5 Выводы по результатам первой главы.....	43
2 АНАЛИЗ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ	45
2.1 Последовательный резонансный инвертор	45
2.1.1 Эквивалентная схема инвертора.....	45
2.1.2 Энергетические показатели усилителя	48
2.2 Параллельный резонансный инвертор.....	53
2.2.1 Эквивалентная схема инвертора.....	53
2.2.2 Энергетические показатели усилителя	55
2.3 Ключевой усилитель с формирующим контуром	60
2.3.1 Эквивалентные схемы усилителя	60
2.3.2 Энергетические показатели усилителя	63
2.4 Выводы по результатам второй главы.....	67
3 АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВЕННЫХ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ	69
3.1 Основные схемы одноктных преобразователей, используемых в качестве модуляционных устройств	70
3.2 Схема ключевого модулятора с передачей энергии в нагрузку через индуктивный накопитель (<i>ПЭИН</i>)	75
3.3 Уравнение статической модуляционной характеристики модулятора ПЭИН78	

3.4 Анализ статических модуляционных характеристик модулятора ПЭИН	81
3.5 Компенсатор нелинейных искажений в модуляторе ПЭИН	83
3.6 Анализ устойчивости широтно-импульсной системы, охваченной цепью обратной связи	88
3.7 Анализ устойчивости ШИС методом искусственного понижения порядка её линейной части	93
3.8 Выводы по результатам третьей главы	97
4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО И ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	98
4.1 Принципы компьютерного моделирования в среде PSPICE-V	98
4.2 Описание используемых моделей	100
4.2.1 Модель усилителя мощности в ключевом режиме класса <i>D</i>	100
4.2.2 Модель усилителя мощности в ключевом режиме класса <i>E</i>	100
4.3 Результаты исследования модели двухтактного усилителя в режиме класса <i>D</i>	101
4.4 Результаты исследования модели усилителя мощности в ключевом режиме класса <i>E</i>	102
4.5 Описание используемых физических моделей	105
4.5.1 Модель усилителя в режиме класса <i>E</i>	105
4.5.2 Модель двухтактного усилителя в режиме класса <i>D</i>	106
4.6 Результаты экспериментального исследования	107
4.6.1 Усилитель в режиме класса <i>E</i>	107
4.6.2 Двухтактный усилитель в ключевом режиме класса <i>D</i>	110
4.7 Выводы по результатам четвертой главы	112
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	114
Список использованной литературы	116
ПРИЛОЖЕНИЕ А	126
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	127
ПРИЛОЖЕНИЕ В	128

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

к.п.д.	коэффициента полезного действия
ГВВ	генератор внешних возбуждений
АЭ	активный элемент
ООС	отрицательная обратная связь
ПН	переключатель напряжения
ПТ	переключатель тока
ПТН	переключатель тока и напряжения
ШИМ	широтно-импульсная модуляция
МНЦД	модулятор с нагрузкой в цепи диода
УМЗЧ	усилители звуковой частоты
ШИС	широтно-импульсная система
АИС	амплитудно-импульсная система
ФВЧ	фильтр верхних частот
ФНЧ	фильтр нижних частот
Э.д.с.	электродвижущая сила
МП	междецильное пространство
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов)
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial (стандарт эфирного наземного цифрового телевидения в Европейских странах)
ISDB-T	Integrated Service Digital Broadcasting – Terrestrial (Интегрированные услуги наземного цифрового вещания в Японии и странах Южной Америки)
DAB-T	Digital Audio Broadcasting - terrestrial (стандарт наземного цифрового радиовещания в Европейских странах)
ATSC-8VSB	Advanced Television Systems Committee - 8 Vestigial sideband modulation (стандарт цифрового телевидения в Северной Америке с частично подавленной боковой полосой модуляции)
DRM	Digital rights management (Цифровое управление правами)
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Ортогональное

частотное разделение каналов с кодированием)

FSK Frequency Shift Keying (Частотная манипуляция)

PSK Phase-shift keying (Фазовая манипуляция)

УМК усиление модулированных по амплитуде колебаний

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Современные радиоэлектронные средства являются неотъемлемой частью производимой человечеством техники, от бытовой до космической, при мощности от долей милливатта до десятков и сотен мегаватт. При этом, одной из основных составляющих таких средств являются генераторы и преобразователи электрической энергии. Производство энергии, которую приходится затрачивать на функционирование таких устройств, уже составляет значительную часть капитальных затрат любой промышленно-развитой страны. Это в свою очередь требует существенного повышения энергетической эффективности радиоэлектроники. Применительно к технике радиосвязи и телерадиовещания, повышение коэффициента полезного действия (к.п.д.) устройства позволит снизить не только затраты на электроэнергию, которые составляют более половины всех эксплуатационных затрат, но также упростить систему охлаждения, улучшить массогабаритные параметры, обеспечить качественные показатели, существенно повысить надёжность, что особенно важно в современных условиях автоматизированных и необслуживаемых систем. В связи с этим, повышение энергетической эффективности радиоэлектронных средств, безусловно, является одной из актуальнейших задач современной науки и техники.

В современных системах телерадиовещания идёт интенсивный переход на цифровые методы передачи информации с использованием технологии *OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). За последние годы в мире стандартизовано по крайней мере пять систем цифрового телерадиовещания. Это четыре стандарта телевизионного вещания (*DVB-T*, *ISDB-T*, *DAB-T*, *ATSC-8VSB*) и система звукового радиовещания *DRM*. Все они, за исключением одной, используют метод *COFDM* (*OFDM* с кодированием). Наличие в сигнале *COFDM* составляющих с квадратурной амплитудной модуляцией (*КАМ*) высокой кратности требует от усилительного тракта передатчика очень высокой степени линейности

амплитудных и фазовых характеристик. Для обеспечения этих требований, мощность усилителей модулированных колебаний в режиме *COFDM* приходится уменьшать в несколько раз по сравнению с номинальной, переводя ряд его ступеней в режим колебаний первого рода (класс *A*). При этом неизбежно падает промышленный к.п.д. передатчика. С учётом предстоящего внедрения цифровых методов эта особенность современных передатчиков делает задачу энергетической эффективности особенно актуальной.

К настоящему времени разработано немало способов решения этой задачи. Собственно ею начали заниматься практически одновременно с появлением первых электронных генераторов (усилителей мощности). Ещё в 20-х годах прошлого столетия инженеры *J. Zennec* и *H. Rukop* [1] предложили для повышения к.п.д. усилителя мощности (*УМ*) отказаться от гармонической формы напряжения на аноде генераторной лампы и использовать колебание прямоугольной формы или близкой к ней. Эта идея позднее была реализована в бигармоническом режиме, исследованном *И. Н. Фомичёвым* [2] и *А.И. Колесниковым* [3], которые предлагали выделять в выходном напряжении усилителя помимо первой соответственно третью или вторую гармонику усиливаемого сигнала, которые позволяли получить, при определённых углах отсечки, форму напряжения близкую к прямоугольной. В дальнейшем эта же идея была реализована в полигармонических режимах, получивших условные обозначения класс *D*, *E*, *F*, и т.п. Практическая реализация бигармонических режимов (в основном с использованием третьей гармоники) в нашей стране была осуществлена в радиовещательных передатчиках с анодной модуляцией в выходных каскадах на частотах длинных и средних волн (*ДСВ-150*, *ПСВ-2000* [4]). Применение бигармонического режима позволило поднять промышленный к.п.д. передатчиков с 40-50% до 60-70%.

Простое усиление модулированных по амплитуде колебаний (*УМК*) значительно уступает по энергетическим показателям модуляции анодным (коллекторным, стоковым) напряжением источника питания. В этом случае, при анодной модуляции требовался мощный модулятор, что неизбежно приводило к увеличению массогабаритных параметров передатчика и снижению показателей

надёжности. В известной мере совместить достоинства *УМК* и анодной модуляции удалось в предложенной Н.Г. Кругловым [5] схеме автоанодной модуляции. При этом способе *УМК* изменение анодного напряжения лампы выходной ступени происходило за счёт включения в цепь питания анода дросселя с большой индуктивностью, на котором выделялось напряжение звуковой частоты. Из-за большой индуктивности дросселя постоянная составляющая анодного тока в процессе модуляции оставалась неизменной, что приводило к снижению к.п.д. усилителя по сравнению с режимом анодной модуляции. Тем не менее, промышленный к.п.д. передатчика удавалось увеличить на 10 – 15 % по сравнению с обычным режимом *УМК*. К сожалению, модуляционная характеристика автоанодной модуляции, оказалась существенно нелинейной (коэффициент нелинейных искажений достигал 20 – 25 %), поэтому она нашла применение только в передатчиках радиосвязи, в которых искажения уменьшали за счёт внутренней отрицательной обратной связи в схеме с общей сеткой. В 60-70-х годах прошлого века была выпущена довольно большая серия передатчиков «ВЯЗ-2М» мощностью 5 кВт. По сравнению с аналогичным передатчиком *KB-5*, работающем в обычном режиме *УМК*, удалось в 3 раза уменьшить объём передатчика и в 2 раза массу.

Эффективность, аналогичную автоанодной модуляции, удавалось получить в так называемой схеме «Догерти» [6]. Для неё также характерны значительные нелинейные искажения, а её практическая реализация существенно сложнее. Поэтому массового применения она не нашла.

Другой способ повышения эффективности передатчика с амплитудной модуляцией был предложен во Франции и реализован в передатчиках фирмы *FRS*. Этот способ основан на превращении фазовой модуляции в амплитудную, с использованием её преимуществ (неизменная амплитуда) и получил название модуляции дефазированием [7, 8]. К недостаткам модуляции дефазированием следует отнести нелинейность модуляционной характеристики, которая при линейной фазовой модуляции имеет форму отрезка синусоиды. Для исправления нелинейности требуются дополнительные меры, которые существенно усложняют

схему модуляции, в результате, передатчик оказывается слишком сложным и неудобным в эксплуатации. За пределами Франции схема не нашла широкого применения.

Поскольку энергетическая эффективность передатчика в основном определяется показателями выходного каскада, то задача, в значительной мере, сводится к совершенствованию режимов усилителей мощности (УМ). В этом отношении радикальным способом повышения эффективности УМ является применение «ключевых» режимов работы, которые можно рассматривать как развитие идей Зенника – Рукопа и Н.И. Фомичёва – А.И. Колесникова. В таких режимах активный элемент (АЭ) усилителя работает как обычный ключ, замыкая или размыкая электрическую цепь. Если на рабочей частоте можно пренебречь влиянием реактивностей схемы, и сопротивление АЭ в открытом состоянии близко к нулю, а в закрытом стремится к бесконечности, то потери мощности в нём полностью отсутствуют, т.к. в любой момент времени на АЭ отсутствует либо напряжение, либо через него не протекает ток. Минимальное сопротивление АЭ в открытом состоянии обеспечивается, если он работает в режиме насыщения, т.е. 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. К таким решениям может быть отнесена технология раздельного усиления сигналов с меняющейся амплитудой по методу Кана [9]. В этом случае исходный сигнал предельно ограничивается по амплитуде и усиливается в отдельном канале с применением ключевого режима. В другом канале сигнал детектируется, и его огибающая, после усиления, используется для модуляции напряжением питания АЭ выходной ступени.

При всех очевидных достоинствах ключевого режима, его применение долго не находило широкого применения, главным образом, из-за несовершенства применявшихся АЭ. Электронные лампы имеют большое внутреннее сопротивление в режиме насыщения и работают при высоких напряжениях. Это приводит к большим потерям в открытом состоянии за счёт большого остаточного напряжения на аноде. На повышенных частотах к прямым потерям добавляются, обусловленные паразитными ёмкостями схемы, «коммутативные» потери, которые пропорциональны рабочей частоте усилителя и квадрату напряжения на аноде в момент коммутации. Таким образом, в ламповых усилителях ключевые режимы удавалось реализовать лишь в диапазонах длинных и средних волн (до 1 – 1,5 МГц).

Мощные биполярные транзисторы имели низкую граничную частоту и, вследствие своей инерционности, не позволяли строить достаточно мощные ключевые усилители. Полевые же транзисторы имели слишком большое сопротивление в открытом состоянии, что не позволяло реализовать высокой энергетической эффективности.

Современные технологии производства твердотельной электроники существенно преодолели эти недостатки. В результате открылись возможности реализации ключевых режимов при мощности в десятки киловатт в диапазонах НЧ и СЧ и до сотен ватт в диапазоне УВЧ. Возрос интерес к поиску оптимальных схемотехнических решений, существенно выросло число научных публикаций. В нашей стране основы теории ключевых режимов заложили научные школы А.Д. Артыма [10, 11, 12, 13, 14, 15] и И.А. Попова [16, 17, 18].

В настоящее время схемотехника высокочастотных ключевых усилителей развивается в двух основных направлениях: повышение рабочей частоты и повышение коэффициента полезного действия. В 1985 году транзисторные усилители, работающие на относительно низких частотах, достигали к.п.д. в 95-98%, а уже на частоте в 30 МГц к.п.д. снижался до 80 % [19]. К 2000 году то же значение к.п.д. в 80 % стало нормой для диапазона 900 МГц [20]. На этих частотах задержка переключения транзистора становится сопоставимой с периодом несущей

частоты, и грань между ключевыми и моногармоническими режимами практически исчезает.

Другую категорию усилителей мощности составляют модуляционные устройства, применяемые при наличии в сигнале амплитудной модуляции и представляющих собой усилители звуковых сигналов, или сигналов огибающей узкополосных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией при отдельном усилении по методу Кана (например, сигналов с однополосной модуляцией, или с OFDM). В течение многих лет мощные модуляторы строились по стандартным схемам с применением аналоговых режимов, отличающихся низким к.п.д. и ограниченной полосой пропускания в области нижних частот, вследствие использования согласующих трансформаторов. Огибающая сложных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией может содержать очень низкие частоты вплоть до постоянной составляющей, поэтому типовые структуры модуляторов становятся не только не выгодными, но и вообще не применимыми.

Выход обозначился, когда в качестве модуляционных устройств стали использовать схемы аналогичные импульсным преобразователям напряжения с промежуточной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Импульсная форма сигнала позволила в полной мере реализовать достоинства ключевого режима, а ШИМ – передавать, в некоторых схемах, частоты, начиная с нуля.

Идея усилителя с импульсным управлением выходными лампами в СССР была предложена Д.В. Агеевым [18]. В 1955 году Роже Шарбонье (Франция) впервые назвал такие устройства усилителями класса *D*. Модуляторы этого типа реализованы в мощных ламповых устройствах, нашедших практическое применение (PANTEL [21] и PULSAM [22]), а также в отечественной разработке МНЦД (модулятор с нагрузкой в цепи диода) [11]. В 1964 году в Великобритании выпустили первые транзисторные усилители звуковой частоты (УМЗЧ) класса *D*, не имевшие коммерческого успеха, вследствие низкого качества элементной базы. Перелом наметился только после отладки производства силовых МДП-транзисторов, состоявшийся в первой половине 1980-х годов. Сопротивление открытого канала современных силовых МДП транзисторов измеряется десятками

и единицами мили Ом, поэтому в первом приближении можно считать, что в режиме D транзистор работает без потерь мощности. При этом к.п.д. реальных усилителей класса D превышает 90 %, и мало зависит от выходной мощности [23].

Схема с аналоговой ШИМ устойчива при любых значениях выходного напряжения [24], но не позволяет добиться высокого качества воспроизведения звука, даже если охватить её обратной связью. Естественным развитием этого подхода стал полный отказ от аналоговой модуляции и переход к чисто цифровой обработке входных сигналов [25], а побочным следствием — расширение номенклатуры однобуквенных «классов усиления». В 1998 году компания Tripath выпустила полностью цифровой интегральный УМЗЧ класса D с высокими показателями качества, которые пошли в продажу под именем класс « T ». За классом « T » последовали класс « J » компании Crown International, класс « TD » компании Lab.gruppen, класс « Z » компании Zetex и радиочастотный класс « M » компании PWRF. Следует отметить, что эти обозначения по существу уже не отражали принцип действия усилителя, а лишь способ его практической реализации (своеобразный маркетинговый ход).

Таким образом, на основании вышеизложенного, можно сделать вывод о безусловной актуальности задач, связанных с использованием ключевых режимов, и о большом внимании, которое уделяется во всём мире вопросам теории и практики его реализации. Несмотря на значительные достижения в этой области, остаётся ещё немало задач, решение части которых предлагает настоящая работа.

Цель работы

Основной целью работы является разработка методов повышения энергетической эффективности усилителей мощности радиопередатчиков в условиях перехода на цифровые методы передачи информации.

Задачи исследования

Для достижения поставленной цели сформулированы следующие задачи:

1. Разработать методику расчета частотных свойств усилителя класса D и E по допустимому уровню снижения к.п.д.
2. Оценить результаты исследования частотных свойств на математических и физических моделях.
3. Разработать новый вариант усилителя с промежуточной широтно-импульсной модуляцией, отличающийся лучшими эксплуатационными параметрами по сравнению с известными устройствами за счет исключения громоздкого модуляционного дросселя и упрощения системы управления силовым ключом.
4. Разработать методы повышения линейности усилителя нового типа.
5. Разработать новый метод анализа устойчивости широтно-импульсных систем с обратной связью.

Методы исследования

В работе использовался математический аппарат интегрального и дифференциального исчисления, теории цепей и сигналов, нелинейных импульсных систем. Экспериментальная проверка результатов исследования проводилась на физических и математических моделях с помощью натуральных испытаний и методом моделирования на ПК.

Научная новизна результатов работы:

1. Разработана методика расчета частотных свойств усилителей класса D и E по допустимому уровню снижения к.п.д. Установлено, что, в пределах перестройки частоты возбуждения $\pm 10\%$ от частоты оптимальной настройки, снижение электронного к.п.д. усилителей этого типа не превышает 1,5 дБ. Работа усилителя в пределах отведенного диапазона частот без перестройки колебательной системы позволяет повысить его надёжность и оперативность перехода с одной частоты на другую.

2. Разработан и предложен новый вариант построения модуляционного устройства с промежуточной широтно-импульсной модуляцией, отличающийся улучшенными эксплуатационными параметрами по сравнению с известными устройствами за счет исключения громоздкого модуляционного дросселя и упрощения системы управления силовым ключом.

3. Разработан метод повышения линейности усиления в модуляторе нового типа с помощью компенсатора, который позволяет уменьшить коэффициент нелинейных искажений в 2,5 раза при сохранении устойчивости усилителя к самовозбуждению. Результаты предложенного метода защищены патентом на полезную модель.

4. Разработан новый метод анализа устойчивости широтно-импульсных систем (ШИС), охваченных цепью обратной связи. При этом ШИС высокого порядка понижается до эквивалентных ШИС 1-2 порядка, что существенно упрощает анализ их устойчивости. Полученные результаты применимы при анализе устойчивости любых систем автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

Практическая ценность результатов

Разработанные методики исследования, проведенные в ходе работы над темой диссертации, имеют важное практическое значение. Полученные результаты являются составной частью НИР по тематике «Радиопередающих устройств», выполненных с 2006 по 2014 годы на кафедре радиотехнических устройств Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Результаты данной работы применяются в учебном процессе на кафедре радиотехнических устройств ФГОБУ ВПО СибГУТИ, что подтверждается соответствующими актами внедрения в учебный процесс. Также получены акты о внедрении в производственную деятельность: ОАО «Ростелеком».

Апробация работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях и семинарах:

1. Российской научно-технической конференции «Информатика и проблемы телекоммуникаций», Новосибирск, 2008, 2009, 2010, 2011 гг.
2. Российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций», Новосибирск, 2012, 2013, 2014 гг.
3. XI международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения», Новосибирск – 2012г.
4. Международной заочной научно-практической конференции «Теоретические и прикладные проблемы науки и образования в 21 веке», Тамбов – 2012г.
5. Международной заочной научно-практической конференции «Наука и образование в жизни современного общества», Тамбов – 2013г.

Основные положения работы, выносимые на защиту:

1. Методика расчета частотных свойств усилителей класса D и E по допустимому уровню снижения к.п.д. применима в пределах перестройки частоты возбуждения $\pm 10\%$ от частоты оптимальной настройки, что соответствует снижению электронного к.п.д. усилителей этого типа не более 1,5 дБ. Работа усилителя в пределах отведенного диапазона частот без перестройки колебательной системы позволяет повысить его надёжность и оперативность перехода с одной частоты на другую.

2. Модуляционное устройство с заземленным силовым ключом и коммутирующим диодом обеспечивает улучшенные эксплуатационные параметры по сравнению с известными устройствами за счет исключения громоздкого модуляционного дросселя и упрощения системы управления силовым ключом.

3. Компенсатор нелинейных искажений усилителя, основанный на использовании в дополнительном канале физической модели, обеспечивает в 2,5 раза уменьшение нелинейных искажений при сохранении устойчивости усилителя к самовозбуждению. Результаты предложенного метода защищены патентом на полезную модель.

4. Использование эквивалентных ШИС 1-2 порядка при анализе устойчивости сложных широтно-импульсных систем (ШИС), охваченных цепью обратной связи, существенно упрощает анализ и применимо для любых систем автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

Публикации

Основные положения диссертационного исследования, а также научные и практические результаты отражены в 18 работах, опубликованных по теме диссертации, в том числе 5 входят в перечень журналов и изданий, рекомендованных ВАК. 12 публикаций – материалы докладов всероссийских и международных конференций, а также 1 патент на полезную модель.

Личный вклад

Диссертационная работа выполнена непосредственно её автором.

Все работы, кроме работ [80], [81], [83], [84], [85], [87], [89], [90] написанных самостоятельно, написаны в соавторстве.

В этих научных работах выделить персонально кого-либо не возможно.

Во всех совместно опубликованных статьях и докладах автором сформулированы постановка задачи и метод её решения.

Соавторы считают, что результаты научных работ являются неделимыми и вклад каждого соавтора одинаков.

Структура и объем работы

Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы. Диссертация содержит 132 страницы машинописного текста, 81 рисунок, 4 таблицы. В библиографию включено 109 наименований.

Краткое содержание работы

Во *введении* дается краткое описание тенденций и способов повышения энергетической эффективности усилителей мощности радиопередающих устройств, выделены современные и наиболее перспективные способы повышения энергетической эффективности, такие как использование ключевых режимов. Отмечается большое внимание, которое уделяется во всём мире вопросам теории и практики этих режимов, исследование которых остается актуальным и на сегодняшний день.

Первая глава содержит обзор методов повышения энергетической эффективности усилителей высокой частоты.

Во *второй главе* приводится анализ частотной зависимости энергетических показателей усилителя в ключевом режиме.

В *третьей главе* приводится анализ и разработка методов повышения качественных и эксплуатационных показателей усилителей мощности звуковой частоты. Предложен новый вариант модулятора на базе «повышающего» преобразователя и способы повышения его качественных показателей. Особое внимание уделено методам анализа устойчивости ШИМ-систем с обратной связью.

Четвёртая глава содержит результаты экспериментального исследования на математических и физических моделях частотных свойств исследованных усилителей.

Заключение содержит формулировку основных научных и практических результатов диссертационной работы.

Приложение содержит акты о внедрении.

1 ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Задачи повышения энергетической эффективности усилителей высокой частоты занимает специалистов этой области уже многие десятилетия. Естественно, и в настоящее время эта задача не снята с повестки дня. Рассмотрим краткую историю решения этой задачи.

1.1 Энергетическая эффективность усилителя в моногармоническом режиме (классы *A*, *B*, *C*)

В обычном моногармоническом режиме, энергетические показатели зависят от угла отсечки. Известно, что оптимальный угол отсечки (с точки зрения энергетических показателей) лежат в пределах от 70° до 90° [23]. Это связано с тем, что при увеличении угла отсечки растет первая гармоника выходного тока, определяемая коэффициентом Берга, и увеличивается мощность усилителя. Но при этом падает электронный к.п.д., который пропорционален коэффициенту формы импульса $\gamma = \alpha_1/\alpha_0$, где α_1 , α_0 – коэффициенты Берга. Волновые диаграммы напряжения на выходе усилителя и импульса тока приведены на рисунок 1.1а. Не трудно видеть, что в этом случае ток протекает при достаточно высоком напряжении на выходном электроде активного элемента (АЭ), а площадь взаимного перекрытия напряжения и тока в первом приближении определяет тепловые потери в усилителе. Очевидно, чем шире импульс, тем при большем напряжении будет протекать ток, тем больше будут потери. Наоборот, при узком импульсе, ток будет протекать при меньшем остаточном напряжении, к.п.д. повысится, но ценой снижения мощности усилителя, вследствие падения коэффициента α_1 , где α_1 – коэффициент Берга для 1-ой гармоники. Этот вывод непосредственно следует из зависимостей α_1 и γ от угла отсечки θ (рисунок 1.1б).

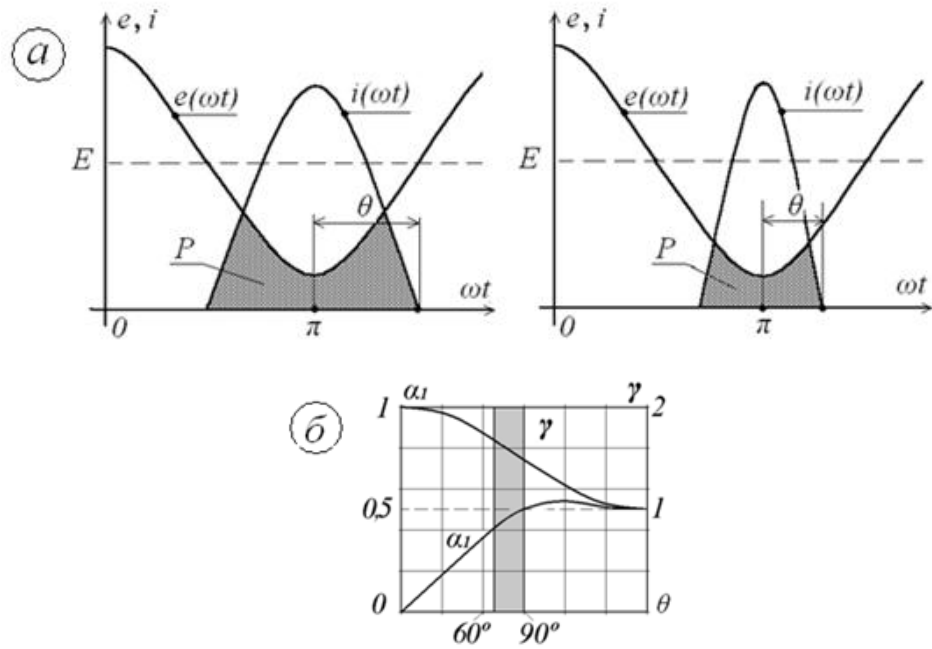


Рисунок 1.1 – Зависимость режима усилителя от угла отсечки

Несколько улучшить показатели энергетической эффективности усилителя можно при использовании прямоугольного импульса.

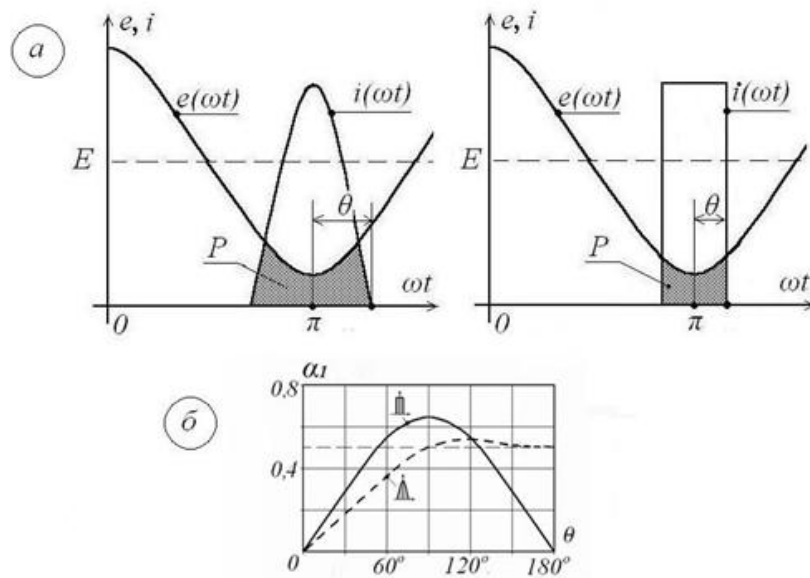


Рисунок 1.2 – Параметры режима работы усилителя с прямоугольным импульсом

В этом случае ток первой гармоники определяется графиком, представленным на рисунке 1.2б. Не трудно видеть, что при одном и том же уровне

первой гармоники, угол отсечки прямоугольного импульса должен быть меньше, чем при косинусоидальном. Следовательно, выше к.п.д. И наоборот, если использовать один и тот же угол отсечки, то можно увеличить мощность усилителя примерно на 20-25%. Однако получение узких импульсов всегда связано с определенными проблемами во входной цепи (особенно на высоких частотах), вследствие большой паразитной ёмкости активного элемента.

Рассмотрим предельные возможности энергетических показателей моногармонического режима.

Главным и весьма существенным достоинством такого режима является простота его осуществления в широком диапазоне частот. Поэтому исследование оптимальных параметров моногармонического режима, безусловно, представляет практический интерес. Для дальнейшего анализа воспользуемся обобщённым представлением АЭ, которое можно было бы использовать независимо от его типа (генераторная лампа, биполярный или полевой транзистор). На рисунке 1.3 электроды АЭ соответственно обозначим как «управляющий электрод», «исток» и «коллектор».

С целью получения наибольших значений к.п.д. в мощных усилителях чаще всего используется работа АЭ с отсечкой тока (класс *B*, *C*). Идеализированные статическая и динамическая характеристики выходного (коллекторного) тока усилителя в критическом режиме приведены на рисунке 1.3. Здесь r – представляет собой внутреннее сопротивление АЭ для мгновенных значений тока; величина этого сопротивления в моногармоническом режиме меняется в широких пределах, причем его минимальное значение (сопротивление насыщения) $r = \frac{1}{S_{кр}}$.

Электронный к.п.д. усилителя, в рассматриваемом режиме определяется известным выражением [26]

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{к1} \cdot U_{к}}{I_{к1} \cdot E_{к}} = \frac{1}{2} \gamma(\theta) \xi, \quad (1.1)$$

где $\gamma(\theta)$ – коэффициент формы импульса, определяющий относительную величину первой гармоники в импульсе коллекторного тока,

$\xi = \frac{U_k}{E_k}$ – коэффициент использования выходного напряжения.

Увеличение к.п.д. за счет ξ в критическом режиме возможно лишь ценой уменьшения импульса коллекторного тока и выходной мощности. Поэтому единственный путь увеличения к.п.д. при заданной мощности в моногармоническом режиме заключается в оптимизации формы импульса.

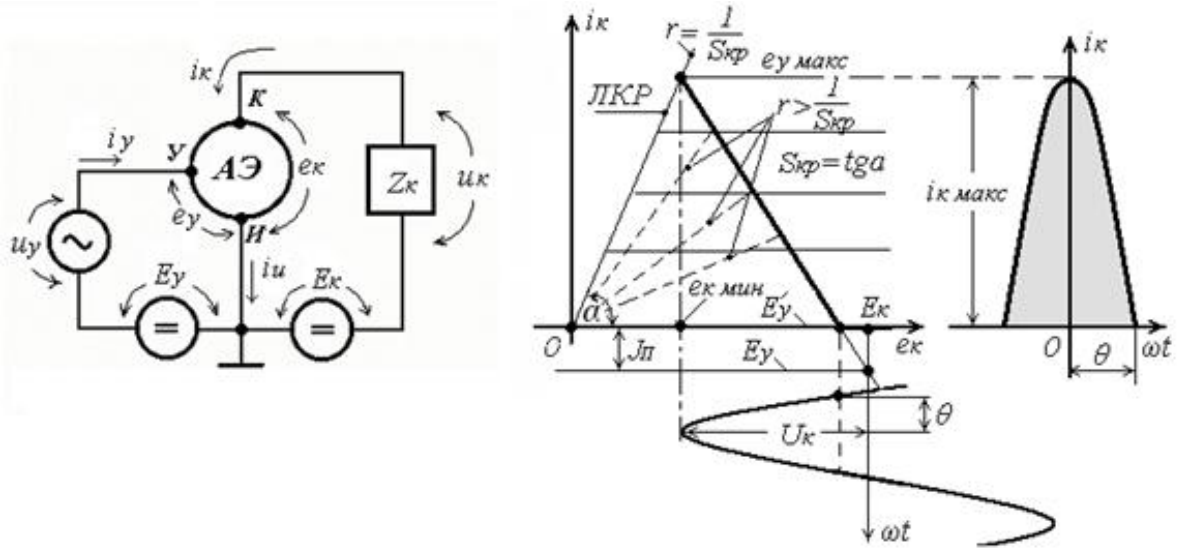


Рисунок 1.3 – Характеристики обобщенного активного элемента (АЭ)

В случае косинусоидальной формы напряжения возбуждения это достигается уменьшением угла отсечки выходного тока θ . При этом для сохранения величины колебательной мощности приходится увеличивать импульс выходного тока и, соответственно, уменьшить ξ . В результате, для АЭ может быть найдено свое оптимальное значение θ , позволяющее получить максимальный к.п.д. при заданной мощности.

Исследование (1.1) на экстремум приводит к системе уравнений

$$\xi = \frac{1}{2 - \frac{1}{\gamma} \left(\frac{1}{\frac{\pi \alpha_1}{\sin \theta} - 1} - 1 \right)} \approx \frac{1}{2 - \frac{0.75 \theta}{\text{tg} 0.75 \theta}}, \quad (1.2)$$

$$\xi(1 - \xi)\alpha_1 = \frac{2P_1}{S_{kp}E_k^2} = A, \quad (1.3)$$

где A – параметр мощности АЭ [27].

Решая систему (1.2), (1.3) совместно с (1.1) получим зависимости, показанные на рисунке 1.2 [27]. Практически параметр $A \geq 0,02$, поэтому для абсолютного большинства АЭ максимальное значение к.п.д. в номинальном режиме составляет 70-85% [15].

Эти значения к.п.д. являются предельными для моногармонического режима. При косинусоидальной форме импульсов выходного тока, это безусловно так. Если же допустить использование иной формы тока, не исключается возможность дальнейшего увеличения к.п.д.

Можно показать, что при отсутствии в импульсе тока впадины, независимо от его формы, коэффициент $\gamma \rightarrow 2$ при $\theta \rightarrow 0$. Поэтому, в режиме номинальной мощности оптимальным будет импульс с наименьшим углом отсечки θ при заданной величине α_1 . Как было отмечено выше, этому условию для $\theta < 90^\circ$ удовлетворяет импульс прямоугольной формы представленной на рисунке 1.2б.

Теперь, полагая, что усилитель работает с импульсом прямоугольной формы, определим абсолютно предельный к.п.д. моногармонического режима усилителя. Для этого необходимо исследовать (1.1) на экстремум по θ

$$\frac{\partial \eta}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial \xi}{\partial \theta} \gamma + \xi \frac{\partial \gamma}{\partial \theta} \right) = 0. \quad (1.4)$$

Для прямоугольного импульса

$$\gamma = \frac{2 \sin \theta}{\theta}, \quad \alpha_1 = \frac{2}{\pi} \sin \theta, \quad (1.5)$$

отсюда

$$\frac{\partial \gamma}{\partial \theta} = 2 \frac{\theta \cos \theta - \sin \theta}{\theta^2}. \quad (1.6)$$

Величину $\frac{\partial \xi}{\partial \theta}$ определим, вычислив производную по θ от обеих частей уравнения

(1.3)

$$\frac{\partial \alpha_1}{\partial \theta} \xi (1 - \xi) + \frac{\partial \xi}{\partial \theta} (1 - 2\xi) \alpha_1 = 0. \quad (1.7)$$

Отсюда

$$\frac{\partial \xi}{\partial \theta} = \frac{\partial \alpha_1}{\partial \theta} \cdot \frac{\xi(1-\xi)}{(2\xi-1)\alpha_1}. \quad (1.8)$$

Или с учетом (1.5)

$$\frac{\partial \xi}{\partial \theta} = \frac{\xi(1-\xi)}{(2\xi-1)\operatorname{tg}\theta}. \quad (1.9)$$

Подставляя (1.6) в (1.9), окончательно получим систему уравнений для определения оптимального угла отсечки

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2 - \frac{\theta}{\operatorname{tg}\theta}} \\ \xi(1-\xi)\alpha_1 = \frac{2P_1}{S_{\text{кр}}E_K^2} \end{cases}, \quad (1.10)$$

или

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2 - \frac{\theta}{\operatorname{tg}\theta}} \\ \frac{2}{\pi} \xi(1-\xi)\sin\theta = A. \end{cases} \quad (1.11)$$

Соответствующие графики для θ_{opt} и абсолютно предельного к.п.д. в моногармоническом режиме показаны на рисунке 1.4.

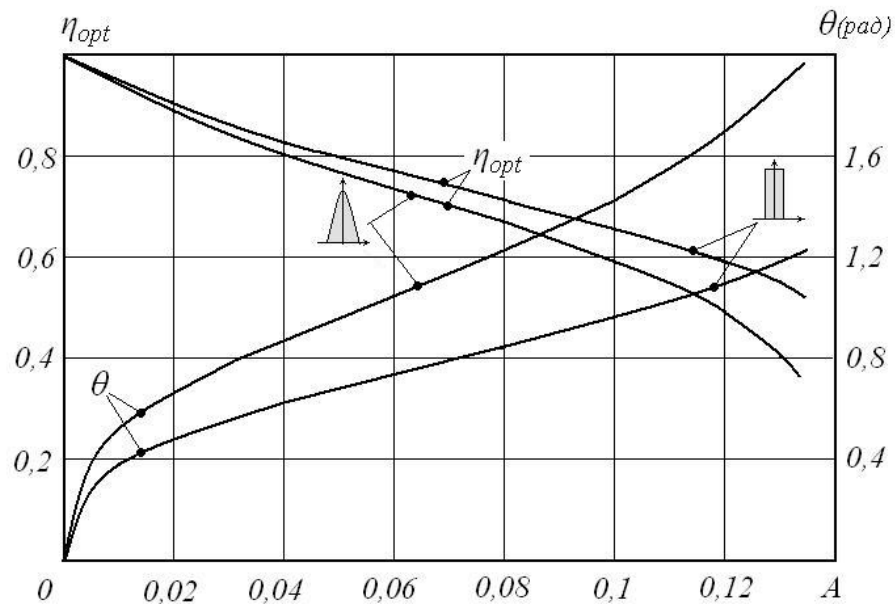


Рисунок 1.4 – Оптимальные параметры моногармонического режима

На высоких частотах коэффициент усиления транзисторных усилителей существенно снижается вследствие инерционных явлений, а у ламповых его приходится искусственно понижать для обеспечения устойчивости. Поэтому на энергетические показатели усилителя в этом случае будет влиять и мощность возбуждения. Предположим, что энергетические показатели предшествующего каскада мало отличаются от выходного, а коэффициент усиления по мощности составляет K_p , для к.п.д. усилителя по аналогии с (1.1) получим

$$\eta = \frac{1}{2} \gamma \xi \frac{K_p}{1 + K_p}. \quad (1.12)$$

1.2 Полигармонические режимы (класс F_n)

Как было отмечено выше, гармоническая форма коллекторного напряжения не позволяет обеспечить номинальной мощности АЭ при высоком электронном к.п.д. Учитывая это обстоятельство, ещё в 1919г., J. Zennek и H. Rukop [1] предложили отказаться от гармонической формы коллекторного напряжения, в пользу формы, близкой к прямоугольной. При сохранении косинусоидальной формы импульса коллекторного тока, появляется возможность существенного повышения мощности и электронного к.п.д. усилителя (при неизменной величине γ) за счёт увеличения амплитуды первой гармоники в коллекторном напряжении. Эти возможности обусловлены тем, что, даже при углах отсечки близких к 90° , коллекторный ток протекает при минимальном остаточном напряжении на АЭ а, следовательно, при минимальной мощности тепловых потерь. Для реализации такого режима предлагалось включать в коллекторную цепь ряд дополнительных контуров настроенных на высшие гармоники. Причём уже тогда авторы работы отмечали, что можно отказаться от идеальной прямоугольной формы, введя в коллекторную цепь напряжение только третьей гармоникой.

В нашей стране подробное исследование «бигармонического» режима с использованием третьей гармоники выполнил И.Н. Фомичёв. В его экспериментах применение третьей гармоники позволило поднять электронный к.п.д. с 74 до 91%

[2]. Несколько позднее А.И. Колесников предложил использовать вторую гармонику [3].

При реализации бигармонических режимов приходится изменять и форму импульса коллекторного тока. Косинусоидальный импульс содержит третью гармонику с необходимой фазой ($\alpha_3 < 0$) при углах отсечки более 90° , а $\alpha_2 > 0$ при любых углах, которые представлены на рисунке 1.5а.

Прямоугольная форма импульса, показанная на рисунке 1.5б, позволяет использовать и вторую и третью гармоники. Однако, при использовании второй гармоники приходится брать угол отсечки более 90° , что приводит к уменьшению коэффициента Берга по 1-ой гармонике (α_1) и коэффициента формы импульса (γ), а, следовательно, мощности и к.п.д. усилителя.

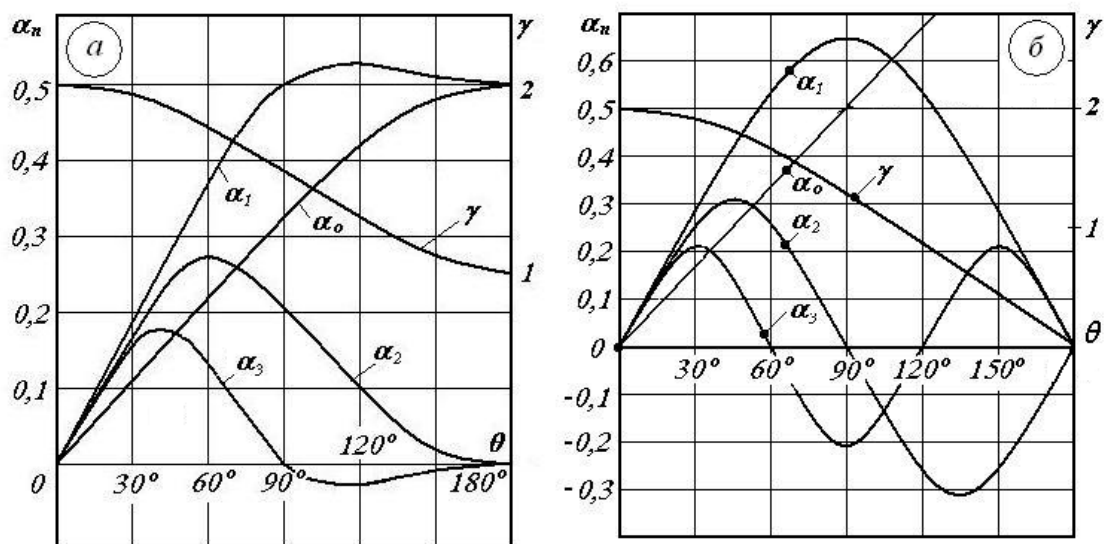


Рисунок 1.5 – Содержание гармоник в импульсах косинусоидальной (а) и прямоугольной формы (б)

Нужное соотношение гармоник можно получить при работе усилителя в слабоперенапряженном режиме с провалом в импульсе тока. Однако поддерживать стабильность величины провала в процессе эксплуатации (особенно при больших значениях $S_{кр}$) крайне сложно. Поэтому в вариантах, реализуемых на практике, нужную форму импульса коллекторного тока получают путём выделения напряжения второй гармоники во входной цепи, уплощая положительную полуволну напряжения возбуждения. На рисунке 1.6 приведены формы

напряжения и тока на выходе усилителя при использовании второй и третьей гармоник в недонапряженном (ННР) или критическом режимах.

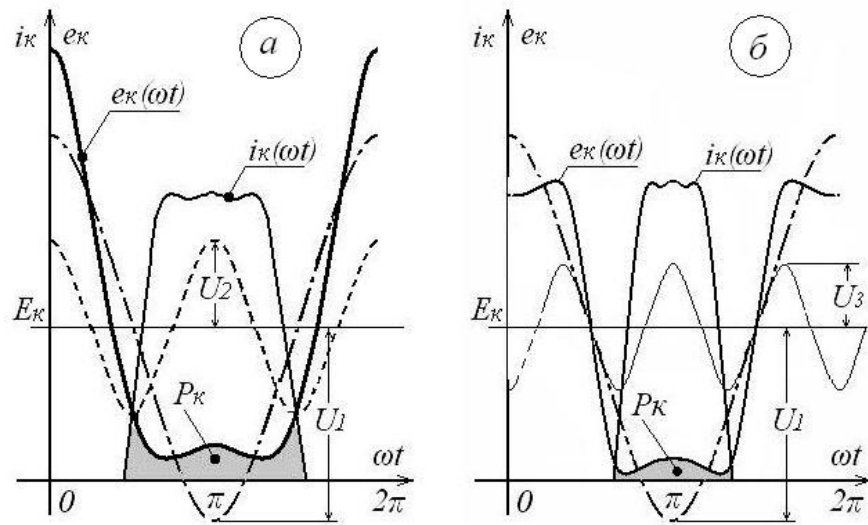


Рисунок 1.6 – Волновые диаграммы выходного напряжения и тока в бигармонических режимах

Возможные варианты реализации бигармонических режимов показаны на рисунке 1.7. На рисунке 1.7а, требуемая форма напряжения возбуждения реализуется с помощью контура в истоковой цепи, настроенного на частоту второй гармоники. На рисунке 1.7б (схема Колесникова) используется двухтактная схема. Во входной цепи для получения нужной формы напряжения возбуждения включаются контуры, настроенные на вторую гармонику входного тока, наличие которого в этом случае необходимо. Заметим, что в последней схеме, за счёт сложения токов чётных гармоник в общем проводе, уровень второй гармоники удваивается.

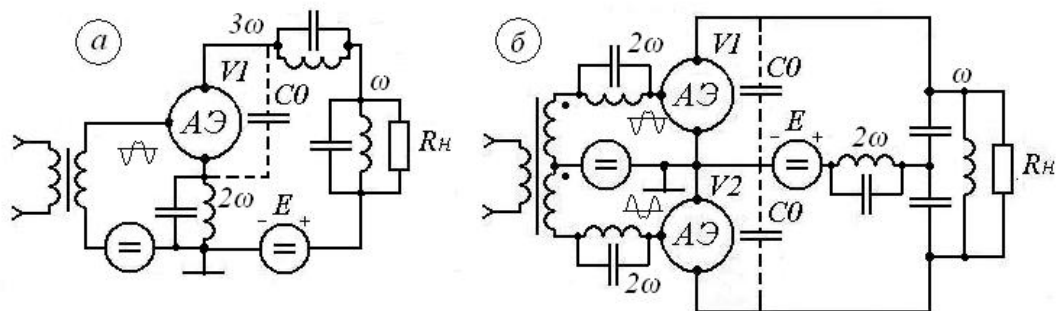


Рисунок 1.7 – Схемы усилителей в бигармоническом режиме

Что же в итоге даёт применение бигармонического режима? Вследствие увеличения коэффициента использования коллекторного напряжения по первой гармонике ($\zeta_1 = U_1/E_K$) и первой гармоники тока (α_1), на 30-40% увеличивается мощность усилителя и растёт электронный к.п.д., который может составлять более 90%. Существенно уменьшаются тепловые потери на коллекторе, растёт надёжность усилителя.

Однако, необходимость выделения в выходной цепи высшей гармоники приводит к дополнительным затратам потребляемой энергии, за счет выделения гармоник. Поэтому, если к.п.д. определять по первой гармонике, то он будет существенно ниже, (обычно на уровне 85-88%), то есть с точки зрения потребляемой энергии существенного выигрыша бигармонический режим не даёт. Кроме того, по мере повышения рабочей частоты усилителя значительное влияние начинает оказывать выходная ёмкость АЭ и паразитные ёмкости подключаемых цепей, которые входят в состав ёмкости контура высшей гармоники.

С ростом частоты, ёмкость дополнительного контура приходится уменьшать, чтобы обеспечить оптимальное значение эквивалентного сопротивления. Как только ёмкость этого контура достигнет величины выходной ёмкости, дальнейшее повышение частоты приведёт к падению характеристического и соответственно эквивалентного сопротивления дополнительного контура. В результате реализация оптимального бигармонического режима становится невозможной, и усилитель постепенно будет переходить в моногармонический режим.

При сравнении бигармонических режимов с выделением второй и третьей гармоник, следует отметить следующие особенности:

1. При выделении второй гармоники требуется больший угол отсечки, чем при использовании третьей гармоники, а, следовательно, усилитель будет работать с меньшим электронным к.п.д.
2. При использовании второй гармоники существенно больше пиковое напряжение на коллекторе АЭ. Соответственно, выше вероятность электрического пробоя коллекторной цепи.

3. Достоинством схемы с выделением второй гармоники является возможность работы на более высоких частотах, т.к. в этом случае меньше сказывается влияние паразитных ёмкостей в реальном усилителе.

Приведём оценку граничной частоты бигармонического режима с использованием третьей гармоники. R_3 - величина эквивалентного сопротивления дополнительного контура, должна быть, в 2-3 раза больше сопротивления нагрузочного контура R_H (в зависимости от параметров АЭ и режима усилителя) [2]. Положив $R_3/R_H \approx 2$, получим

$$\frac{R_3}{R_H} = 2 = \frac{Q_3}{6\pi f C_0 \cdot R_H}, \quad (1.13)$$

где Q_3 – добротность катушки дополнительного контура,

C_0 – выходная ёмкость АЭ + паразитные ёмкости внешних цепей.

Отсюда определим граничную частоту бигармонического режима

$$f \leq \frac{Q_3}{12\pi C_0 \cdot R_H}. \quad (1.14)$$

Аналогично при использовании второй гармоники и двухтактной схемы, получим

$$f \leq \frac{Q_2}{4\pi C_0 \cdot R_H}. \quad (1.15)$$

Наиболее удобная символика для класса полигармонических режимов на наш взгляд приведена в [28]. По аналогии с классами A , B , C полигармонические режимы предлагается отнести к классу F_n , где n – номер дополнительно выделяемой гармоники. Таким образом, бигармонические режимы могут быть отнесены к классу F_2 и F_3 . В литературе встречается упоминание и о более сложных полигармонических режимах с использованием двух дополнительных гармоник, например, второй и четвёртой (класс F_{24}), или третьей и пятой (класс F_{35}). Однако отладка таких режимов достаточно сложный процесс, и их использование целесообразно лишь в усилителях, работающих на фиксированной частоте.

1.3 Работа усилителя на расстроенную нагрузку

В 50-е годы прошлого столетия при настройке сверхмощных ламповых передатчиков диапазона длинных и средних волн было обнаружено, что при некоторой расстройке нагрузочного контура выходной ступени происходило резкое увеличение мощности и к.п.д. усилителя. Это явление было детально исследовано Хмельницким Е.П. [29].

Особенностью нагрузочной цепи усилителя большой мощности является низкая добротность ($Q < 4 \div 5$). В этом случае резонансная частота колебательного контура определяется следующим выражением

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{Q}\right)^2}. \quad (1.16)$$

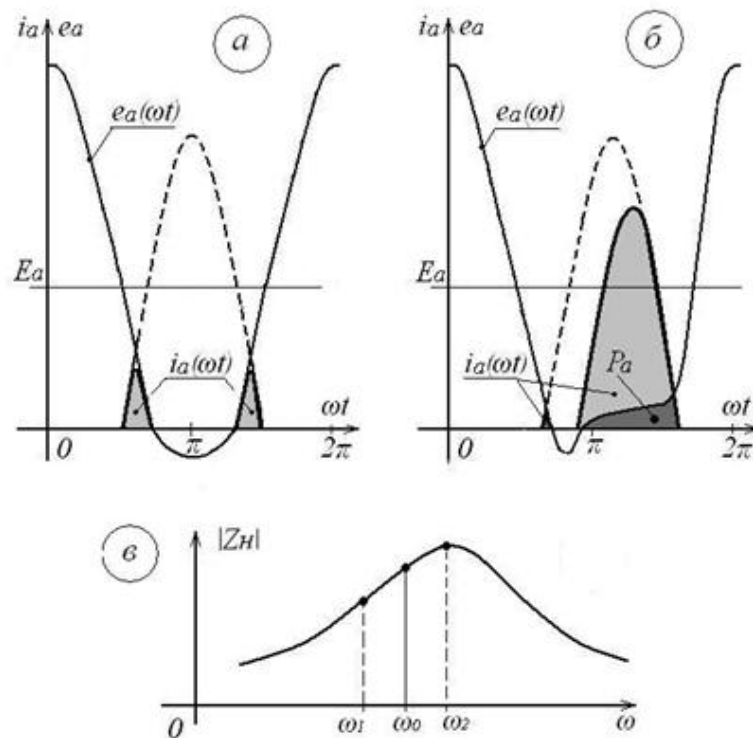


Рисунок 1.8 – Работа усилителя в ПНР при $\omega_1 < \omega_0$

Суть явления заключалось в следующем: когда усилитель работал в сильно перенапряженном режиме (при настройке нагрузочной цепи в резонанс), импульс анодного тока практически отсутствовал, т.к. почти весь катодный ток замыкался в цепь сетки, который представлен на рисунке 1.8. При настройке колебательной

системы на частоту выше рабочей частоты усилителя ($\omega_0 > \omega_1$), сопротивление нагрузки $|Z_n|$ уменьшается и соответственно падает степень напряженности режима. Провал в импульсе анодного тока смещается и уменьшается по величине. На рисунке 1.8 одна часть импульса уменьшается, а другая резко увеличивается. При этом эквивалентный угол отсечки анодного тока оказывается заметно меньше, чем катодного тока. Вследствие низкой добротности нагрузочного контура, форма анодного напряжения искажается за счёт выделения напряжения высших гармоник.

По сравнению с критическим режимом, в этом случае больше амплитуда первой гармоники анодного напряжения при меньшем угле отсечки анодного тока. В результате, удаётся увеличить мощность усилителя на 20-30% и электронный к.п.д. до 90-94%, с учетом комплексного характера нагрузки (фазовый сдвиг между анодным током и напряжением в оптимальном режиме может достигать $20-35^\circ$) [29].

Заметим, что при расстройке нагрузки $\omega_0 < \omega_2$ напряженность режима возрастёт, провал увеличится, анодный ток и мощность практически исчезнут.

К сожалению, устойчивость оптимального режима работы усилителя на расстроенную нагрузку в условиях эксплуатации крайне не велика, и даже незначительное изменение резонансной частоты нагрузки приводит к резкому изменению мощности и к.п.д. усилителя, вплоть до аварийной ситуации. Поэтому практическое применение такого режима не вышло за пределы эксперимента.

1.4 Усилители в режиме класса *D*

Следующий этап в развитии техники был связан с разработкой усилителей в режиме класса *D* (название условно, и к углу отсечки отношения не имеет). В режиме класса *D*, либо напряжение, либо ток выходной цепи имеет форму прямоугольных импульсов. Варианты могут быть такие, прямоугольная форма напряжения, косинусоидальный импульс тока; косинусоидальная форма напряжения, прямоугольный импульс тока, либо оба и напряжение и ток имеют

прямоугольную форму импульса, которые представлены на рисунке 1.9. При этом, чаще всего, используется угол отсечки $\theta = 90^\circ$ и двухтактная схема.

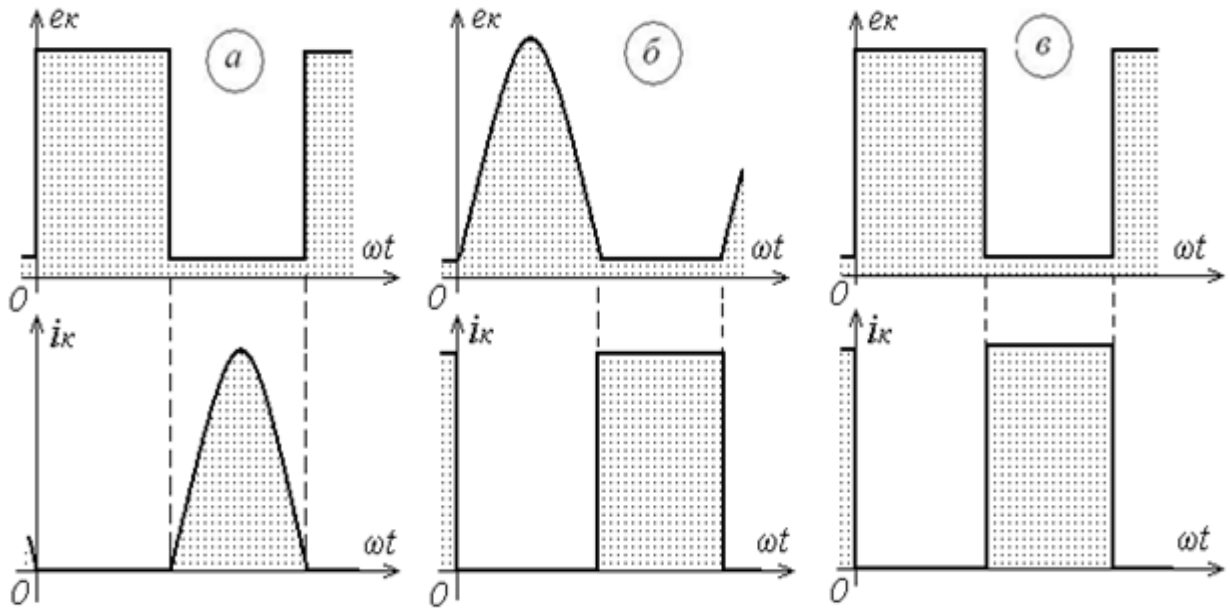


Рисунок 1.9 – Варианты формы тока и напряжения в режиме класса D

В периодической литературе усилитель с эпурами напряжения и тока, соответствующими варианту на рисунке 1.9а, именуют переключателем напряжения ($ПН$), а варианту на рисунке 1.9б – переключателем тока ($ПТ$); варианту на рисунке 1.9в – переключателем тока и напряжения ($ПТН$).

Например, режим аналогичный $ПН$, реализуется в схеме последовательного резонансного инвертора (ключевой усилитель с последовательным фильтрующим контуром); режим $ПТ$ – в схеме параллельного резонансного инвертора; режим $ПТН$ – в усилителе «с вилкой фильтров на выходе».

1.4.1 Усилитель класса D с вилкой фильтров на выходе

Усилитель, в котором реализуется режим $ПТН$, как правило, используется при работе на широкополосную нагрузку и получил название усилителя с вилкой фильтров на выходе, который представлен на рисунке 1.10. В этом случае активный элемент выполняет функции ключа замыкающего и размыкающего цепь. В результате в коллекторной цепи образуется меандр напряжения. Соответственно

и импульс тока имеет прямоугольную форму, поскольку нагрузкой усилителя является широкополосная цепь, состоящая из параллельно включенных фильтров нижних и верхних частот, с совпадающими частотами среза.

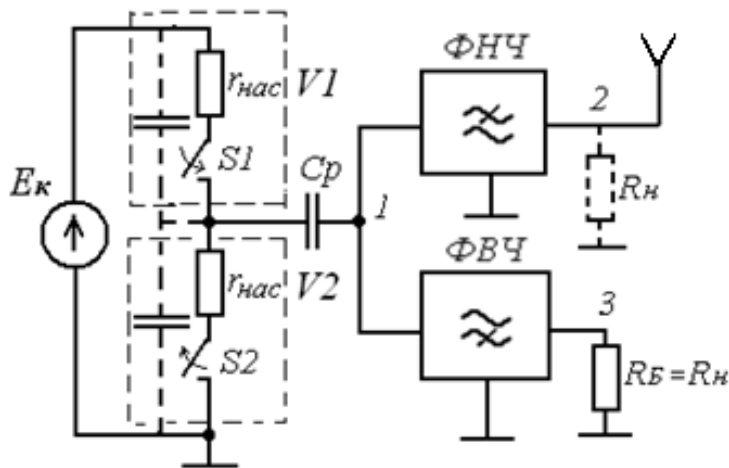


Рисунок 1.10 – Схема усилителя с вилкой фильтров на выходе

При этом первая гармоника прямоугольных импульсов тока проходит через фильтр нижних частот, где высшие гармоники подавляются, и в нагрузке выделяется чисто гармоническое колебание. Все высшие гармоники ответвляются в фильтр верхних частот и рассеиваются на балластной нагрузке. Необходимость $\Phi ВЧ$ вызвана тем, что для всех гармоник коллекторного напряжения сопротивление нагрузки должно быть одинаковым. Если $\Phi ВЧ$ убрать, то высшие гармоники будут выделены, потому что для них сопротивление нагрузки будет равно бесконечности и это приведет к тому, что прямоугольной формы импульс тока и напряжения получить не удастся. Соответственно, ток будет протекать при повышенном напряжении на АЭ, увеличится мощность тепловых потерь в АЭ, и ожидаемого повышения к.п.д. не произойдет. Мощность, которая выделялась высшими гармониками в балластной нагрузке, теперь будет выделяться в виде тепла, на АЭ. Таким образом, вилка фильтров в данном случае позволяет получить высокий электронный к.п.д. за счет того, что ток коллектора протекает при минимальном остаточном напряжении. Волновая диаграмма напряжения и тока

нижнего по схеме ключа показана на рисунке 1.11. Здесь же приведены графики напряжений в точках 1,2,3 схемы представленной на рисунке 1.10.

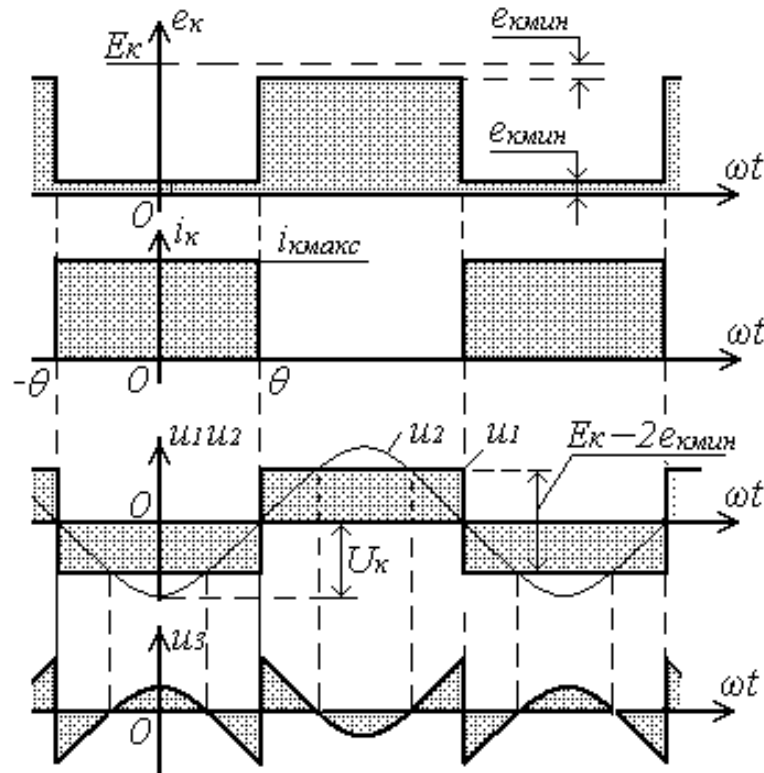


Рисунок 1.11 – Волновая диаграмма усилителя по схеме переключателя тока и напряжения

Для меандра тока АЭ

$$I_{к0} = 0,5 \cdot i_{кмакс}, \quad (1.17)$$

$$I_{к1} = \frac{2}{\pi} i_{кмакс}. \quad (1.18)$$

Аналогично для первой гармоники меандра напряжения получим

$$U_k = \frac{2}{\pi} (E_k - 2E_{кмин}) = \frac{2}{\pi} (E_k - 2i_{кмакс} \cdot r_{нас}). \quad (1.19)$$

С другой стороны

$$U_k = 2I_{к1} \cdot R_H = \frac{4}{\pi} i_{кмакс} R_H. \quad (1.20)$$

Приравнивая правые части последних выражений, получим

$$E_k = 2i_{кмакс}(R_H + r_{нас}). \quad (1.21)$$

Мощность, потребляемая усилителем

$$P_0 = E_k \cdot I_{ko} = i_{k2max} c (R_n + r_{нас}). \quad (1.22)$$

Колебательная мощность усилителя

$$P1 = \frac{1}{2} \frac{U_k^2}{R_k} = \frac{8}{\pi^2} i_{k2max}^2 \cdot R_n. \quad (1.23)$$

К.п.д. усилителя

$$\eta = \frac{P1}{P_0} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{R_n}{(R_n + r_{нас})}. \quad (1.24)$$

Из этого выражения следует, что даже при полном отсутствии потерь в АЭ ($r_{нас}=0$, электронный к.п.д. = 100%), к.п.д. усилителя по первой гармонике не превысит $8/\pi^2$.

С ростом рабочей частоты существенное влияние на энергетические показатели усилителя начнут влиять «коммутативные» потери, обусловленные паразитными ёмкостями, величина которых может быть определена следующим образом

$$P_k = 0,5 E_k^2 f \cdot C_0, \quad (1.25)$$

где P_k – мощность тепловых потерь на коллекторе,

C_0 – паразитная емкость усилителя,

E_k – напряжение коллекторного питания,

f – рабочая частота усилителя.

1.4.2 Усилители класса *D* с переключением напряжения (*ПН*)

На практике чаще всего используется схема ключевого усилителя, выполненная по схеме двухтактного «переключателя напряжения», именуемая в литературе так же, как последовательный резонансный инвертор [10]. Упрощенная схема этого усилителя и его эквивалентная схема, представлены на рисунке 1.12.

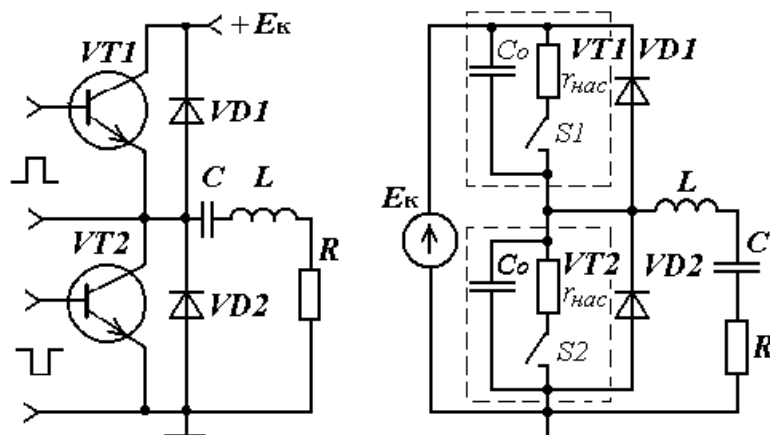


Рисунок 1.12 – Схема последовательного резонансного инвертора

В эквивалентной схеме транзистор представлен идеальным ключом S , с сопротивлением насыщения транзистора - $r_{нас}$. Емкость C_0 – выходная емкость транзистора и емкость диода. Волновая диаграмма коллекторного напряжения и тока «нижнего» по схеме транзистора представлена на рисунке 1.13.

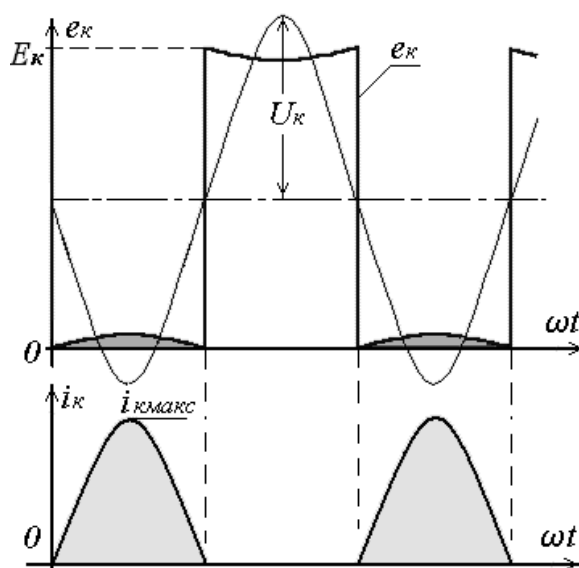


Рисунок 1.13 – Форма напряжения и тока в двухтактном ПИ

Благодаря формированию на коллекторах напряжения в форме меандра в режиме насыщения, потери мощности в АЭ минимальны. Импульс коллекторного тока представляет собой отрезок синусоиды и определяется переходным процессом

в контуре. Для нормальной работы усилителя каждый АЭ должен быть открыт ровно половину периода (угол отсечки $\theta=90^\circ$).

Если АЭ будут открыты одновременно ($\theta > 90^\circ$), возникает «сквозной» ток, т.е. источник питания, оказывается короткозамкнутым через два АЭ. Величина сквозного тока может быть очень большой, что приведет к перегрузке АЭ и выходу их из строя. При использовании в схеме усилителя биполярных транзисторов следует иметь в виду следующую особенность. Если транзисторы будут открыты меньше половины периода ($\theta < 90^\circ$), то при запираии любого транзистора ток в индуктивности контура обрывается. Возникающая э.д.с. самоиндукции, замкнет ток контура через второй транзистор, который переходит в опасный инверсный режим (ток протекает через прямо смещенный коллекторно-базовый переход). Для исключения инверсного режима параллельно каждому транзистору включаются «обратные» диоды, которые открываясь, замыкают контурный ток на себя. Аналогичная ситуация возникает и при расстройке контура, когда из-за фазового сдвига между током и напряжением запираение транзистора происходит при токе в контуре отличном от нуля. Ток в нагрузке усилителя складывается из токов каждого АЭ и имеет чисто гармоническую форму.

Скачкообразная форма коллекторного напряжения в режиме класса *D* приводит к сильной зависимости энергетической эффективности *ГВВ* от частоты. Пока АЭ усилителя находится в закрытом состоянии его паразитная емкость *C_о* заряжается до напряжения источника питания *E_к*; после отпираия АЭ емкость разряжается на его внутреннее сопротивление (*r_{нас}*). При этом в транзисторе выделяется мощность $P_k = 0,5(C_o \cdot E_k^2 \cdot f)$, которая приводит к дополнительным «коммутативным» потерям и снижению к.п.д. Как следует из приведенной формулы коммутативные потери тем больше, чем больше паразитная емкость транзистора и рабочая частота *f*. Однако наиболее существенным фактором, влияющим на мощность потерь, является напряжение источника питания. В связи с этим, ламповые схемы последовательного резонансного инвертора не находят практического применения. Из-за больших напряжений питания (до 10 – 15 кВ) высокий к.п.д. не удастся получить уже на частотах 0,3 – 0,5 МГц.

У высокочастотных транзисторов напряжение питания обычно не превышает 50 В, поэтому они позволяют создавать эффективные ключевые усилители на частотах до 300 МГц.

Замечательной особенностью последовательного резонансного инвертора являются не перекрывающиеся спектры высших гармоник меандра напряжения и «полусинусоиды» коллекторного тока, которые представлены на рисунке 1.14.

В результате мощность высших гармоник в схеме усилителя не выделяется, т.е. электронный к.п.д. совпадает с к.п.д. по первой гармонике.

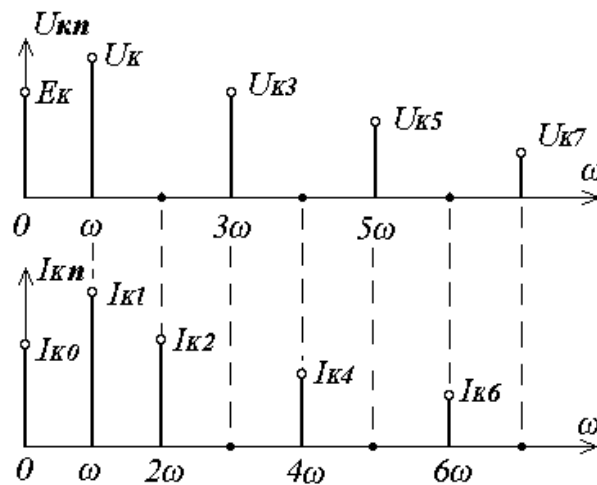


Рисунок 1.14 – Спектры коллекторного напряжения и тока

Определим энергетические параметры последовательного резонансного инвертора.

Колебательная мощность в нагрузке

$$P_1 = \frac{1}{2} i_{k \max}^2 \cdot R, \quad (1.26)$$

где R – сопротивление усилителя,

$i_{k \max}$ – максимальное значение импульса тока.

Поскольку в течение каждого полупериода ток коллектора последовательно обтекает $r_{нас}$ и R , электронный к.п.д. усилителя определяется очевидным соотношением

$$\eta = \frac{R}{R + r_{нас}}. \quad (1.27)$$

Мощность потребляемая усилителем

$$P_0 = \frac{P_1}{\eta} = P_1 \left(1 + \frac{r_{нас}}{R}\right). \quad (1.28)$$

Соответственно мощность потерь на коллекторе одного АЭ

$$P_k = 0,5(P_0 - P_1) = P_1 \frac{r_{нас}}{2R}. \quad (1.29)$$

Поскольку в номинальном режиме АЭ $r_{нас} \ll R$, на частотах ниже 100 МГц к.п.д. усилителя может составлять до 90 – 95 %.

Другой вариант ключевого усилителя, также являющийся «переключателем напряжения», в литературе определён как усилитель класса *F*. Поэтому в дальнейшем будем считать, что способ реализации того, или иного режима не является основанием для определения нового класса усиления. Схема второго варианта «переключателя напряжения» представлена на рисунке 1.15.

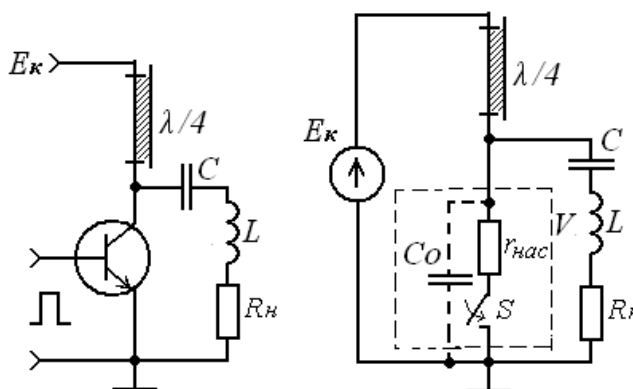


Рисунок 1.15 – Переключатель напряжения с четверть волновой линией

В этой схеме формирование меандра напряжения осуществляется с помощью отрезка линии, длиной $\lambda/4$, которая создаёт режим короткого замыкания по чётным гармоникам коллекторного напряжения. Косинусоидальная форма импульса коллекторного тока, как и в схеме последовательного инвертора, определяется переходным процессом в колебательном контуре *LC*. Волновая диаграмма параметров коллекторной цепи в этом случае практически не отличается от диаграммы представленной на рисунке 1.13.

Основной недостаток схемы – трудности реализации отрезка линии нужной длины на низких радиочастотах, из-за значительных габаритов и больших потерь, вследствие большой протяженности.

К числу достоинств усилителя с линией следует отнести меньшие, чем в двухтактном инверторе, коммутативные потери. Если в первом случае заряд ёмкости C_0 закрытого АЭ происходил через другой АЭ, с соответствующими потерями в нём, то в усилителе с линией, заряд паразитной ёмкости происходит непосредственно от источника питания. Таким образом, при прочих равных условиях, коммутативные потери в усилителе с линией в два раза меньше и, следовательно, такой усилитель может обеспечить высокие энергетические показатели на существенно более высоких частотах. В литературе есть упоминание о реализации усилителей этого типа на частотах до 1 ГГц [30].

1.4.3 Усилители класса D в режиме переключения тока (ПТ)

В режиме переключения тока работает усилитель по схеме параллельного резонансного инвертора. Транзисторный вариант схемы такого усилителя представлен на рисунке 1.16а.

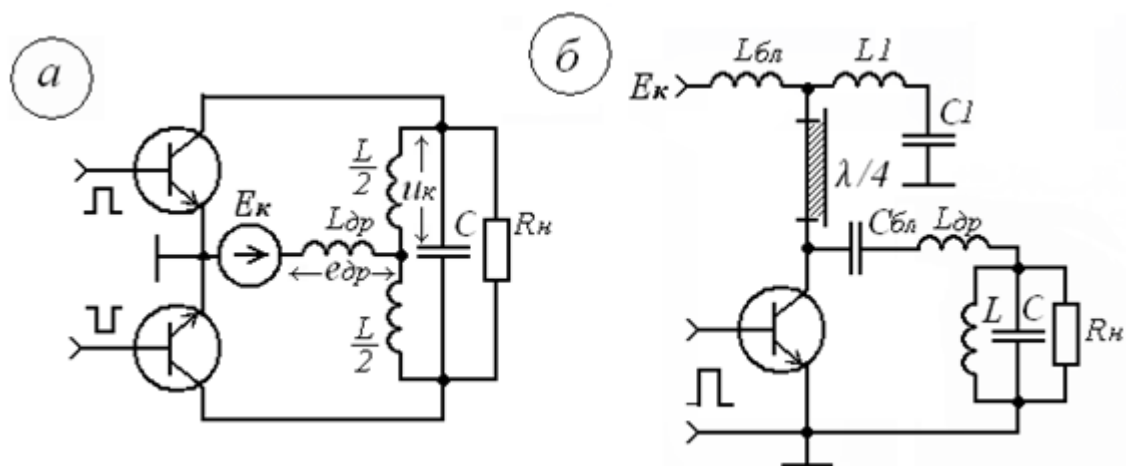


Рисунок 1.16 – Схемы усилителя в режиме «переключения тока»

Схема отличается от обычного двухтактного усилителя наличием дросселя в цепи источника питания, на котором падение напряжения создают только чётные

гармоники коллекторного тока. Значительная величина индуктивности дросселя исключает изменение тока источника питания и соответственно импульса коллекторного тока АЭ. Таким образом, реализуется режим «переключения тока». Напряжение на контуре (u_k), при достаточной добротности, имеет гармоническую форму, а напряжение на коллекторе АЭ – форму усечённой косинусоиды.

Волновая диаграмма процессов в коллекторной цепи показана на рисунке 1.17.

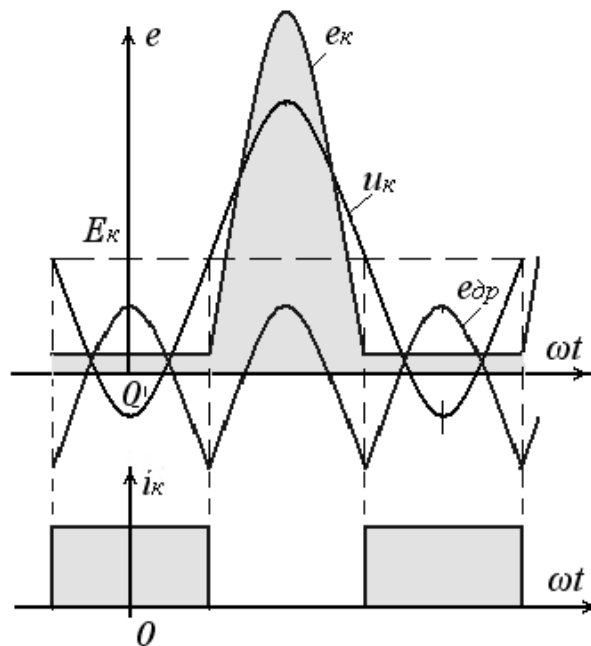


Рисунок 1.17 – Форма напряжения и тока в параллельном резонансном инверторе

Достоинства усилителя: нет скачков напряжения, а, следовательно, отсутствуют коммутативные потери вызванные зарядом и перезарядом паразитных емкостей. Но есть скачки тока, что может привести к появлению коммутативных потерь за счет паразитных индуктивности выводов. Однако эти потери сказываются на гораздо более высоких частотах. Поэтому параллельный резонансный инвертор способен работать на частотах, примерно, на порядок выше, чем последовательный резонансный инвертор.

Недостатки усилителя: если у последовательного резонансного инвертора напряжение на коллекторе не превышало напряжение источника, то здесь пиковое

напряжение на коллекторе превышает напряжение источника примерно в 3 раза. Следует иметь в виду, что в переходных режимах пиковое напряжение на АЭ может быть ещё больше. Чтобы не допустить пробоя АЭ, приходится понижать напряжение источника питания, и, следовательно, лишь частично использовать АЭ по мощности.

Схема второго варианта усилителя с переключением тока, которая показана на рисунке 1.16б. В этой схеме контур L_1C_1 настроен на рабочую частоту усилителя и при резонансе закорачивает линию на частоте первой гармоники, обеспечивая обрыв цепи в точке подключения линии к АЭ. Для всех нечётных гармоник в этой точке создаётся режим короткого замыкания. Поскольку в спектре коллекторного напряжения остаются первая и все чётные гармоники, реализуется косинусоидальная форма импульса напряжения.

При достаточной добротности нагрузочного контура LC на нём создаётся напряжение гармонической формы. А напряжение чётных гармоник выделяется на $L_{др}$, как и в схеме параллельного резонансного инвертора.

Основное достоинство последней схемы заключается в простоте реализации и возможности получения приемлемых энергетических показателей на относительно высоких частотах. Как и в параллельном резонансном инверторе, остаются проблемы, связанные с необходимостью считаться со значительным пиковым напряжением на коллекторе АЭ.

1.4.4 Усилитель в режиме класса E

К резонансным инверторам можно отнести и усилители в режиме класса E . На рисунках 1.18 и 1.19 представлен вариант схемы усилителя и волновая диаграмма, соответствующие режиму класса E . Отличительной особенностью этого усилителя, является отсутствие скачков, напряжения [31]. Такой усилитель может работать на очень высоких частотах (до 1500 МГц). Нагрузочная цепь состоит из двухконтурной колебательной системы. Первый контур – формирующий, имеет очень низкую добротность. Величина добротности порядка

1,5-2. Второй контур – фильтрующий. Его назначение – выделить только первую гармонику.

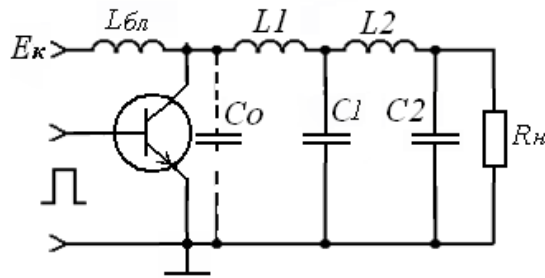


Рисунок 1.18 – Вариант схемы усилителя в режиме класса E

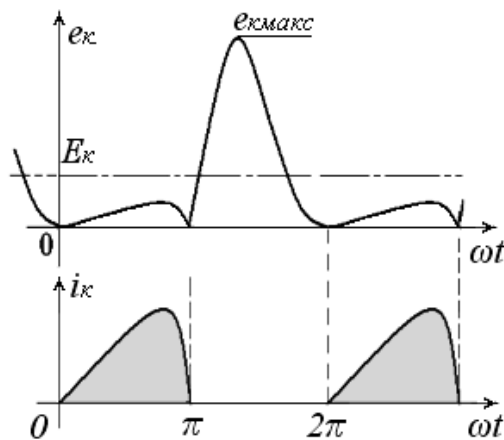


Рисунок 1.19 – Форма напряжения и тока в оптимальном режиме класса E

Настройка контуров иллюстрируется на рисунке 1.20. Первый контур – формирующий, выбирается с резонансной частотой, лежащей между первой и второй гармониками коллекторного тока. Поэтому его реакция на основной частоте имеет индуктивный характер.

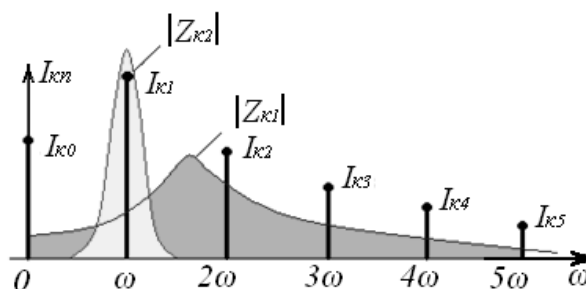


Рисунок 1.20 – Спектр тока АЭ и характеристики колебательных контуров

При размыкании ключа в индуктивности L_{bl} возникает э.д.с. самоиндукции, и напряжение начинает меняться в соответствии с резонансной частотой формирующего контура. Эквивалентное сопротивление подбирается так, чтобы к моменту отпираания транзистора напряжение на коллекторе оказалось равным нулю. В этот момент включается транзистор. Как только он включается, ток коллектора начинает нарастать по экспоненте, поскольку сопротивление формирующего контура имеет индуктивный характер. Коммутационные потери, обусловленные выходной ёмкостью C_o , будут равны нулю, а электронный к.п.д. 100%. Расстройка формирующего контура, как правило, не велика, поэтому снижения активной мощности и к.п.д. усилителя, обусловленного комплексным характером нагрузки, практически не происходит. Фильтрующий контур выделяет напряжение первой гармоники. В результате удастся получить к.п.д. существенно выше 90%.

Применение этого режима также ограничено, хотя он и высокочастотный. Во-первых, требуется тщательная настройка и подбор сопротивления нагрузки. При изменении частоты усилителя переходной процесс будет заканчиваться либо раньше, чем надо, либо позже, и коммутация будет происходить при напряжении отличном от нуля. Второй недостаток – очень большое пиковое напряжение на коллекторе. В номинальном режиме, при длительности импульса в половину периода, оно в 3,7 превышает напряжение источника питания, а в переходном, в процессе настройки, может быть и больше. В результате, существенно возрастает опасность пробоя коллекторной цепи. Приходится снижать напряжение питания и номинальную мощность АЭ.

1.5 Выводы по результатам первой главы

В результате сравнительного анализа известных методов повышения энергетической эффективности усилителей высокой частоты выявлены следующие особенности:

1. В моногармоническом режиме усилителя предельные возможности повышения энергетических показателей возможны при использовании прямоугольного импульса коллекторного тока. В этом случае, за счёт большей величины коэффициента формы (γ), от усилителя можно получить большую мощность при заданном угле отсечки (θ), либо уменьшить θ (и увеличить к.п.д.) при заданной мощности. Однако радикального повышения энергетической эффективности усилителя, как и следовало ожидать, не удаётся.

2. При работе усилителя в бигармонических режимах, граничная частота реализации эффективных показателей существенно выше при использовании в коллекторном напряжении второй гармоники.

3. Полигармонические режимы, обеспечивая высокий электронный к.п.д., требуют существенных затрат энергии на выделение высших гармоник. Кроме того, усилители этого типа сложны в эксплуатации при необходимости перестройки по частоте. Исключение в этом отношении составляет усилитель с вилкой фильтров на выходе, т.к. использует в нагрузочной цепи широкополосные фильтры.

4. Усилители инверторного типа и усилители класса E позволяют получить предельно высокую эффективность, но только в ограниченном частотном диапазоне за счёт коммутативных потерь, обусловленных паразитными реактивностями схемы. Использование в них резонансных цепей делает их узкополосными, поэтому исследование их диапазонных свойств безусловно является актуальной задачей.

2 АНАЛИЗ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

2.1 Последовательный резонансный инвертор

2.1.1 Эквивалентная схема инвертора

Один из вариантов схемы инвертора с последовательным контуром приведен на рисунке 1.12. Непосредственный анализ этой схемы затруднен, так как схема может быть описана дифференциальным уравнением не ниже третьего порядка. Задачу можно упростить при следующих условиях:

1. Резонансная частота последовательного контура (ω_0) близка к частоте возбуждения (переключения) ω ;
2. Затухание контура $L_K C_K R_H$ достаточно мало

$$R_H \sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \ll 1. \quad (2.1)$$

3. Внутреннее сопротивление транзистора для мгновенных значений анодного тока (в открытом состоянии), по крайней мере, не больше сопротивления нагрузки R_H

$$R < R_H.$$

4. Напряжение возбуждения имеет форму меандра.

При этих условиях $Z_H \approx R_H / \cos \varphi$; транзисторы можно заменить эквивалентными ключами с потерями, а последовательный контур усилителя тока синусоидальной формы $i = I \sin(\omega t + \varphi)$, где φ – фазовый сдвиг контурного тока, обусловленный расстройкой контура.

В результате усилитель может быть представлен эквивалентной схемой представленной на рисунке 2.1, где $E = E_K / 2$.

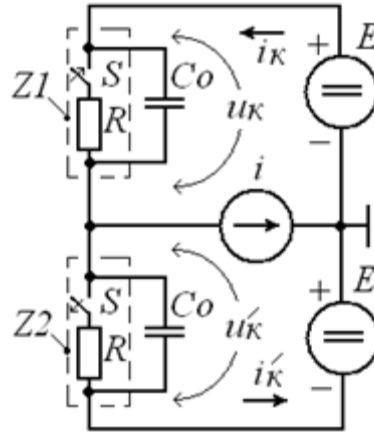


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема последовательного инвертора

Амплитуду возбуждения выберем такой, чтобы в открытом состоянии сопротивление транзистора было минимальным, т.е. определялось линией критического режима (или сопротивлением насыщения)

$$r_{нас} = \frac{1}{S_{кр}} = R. \quad (2.2)$$

Поскольку переключение цепей осуществляется ключами поочередно, для полных сопротивлений ключей (Z) можно записать следующие выражения:

$$Z_1 = \frac{2R}{1 - Sq\omega t}, \quad (2.3)$$

$$Z_2 = \frac{2R}{1 + Sq\omega t}, \quad (2.4)$$

где

$$Sq\omega t = \begin{cases} 1 \dots nT < t < (2n + 1)\frac{T}{2} \\ -1 \dots (2n + 1)\frac{T}{2} < t < (n + 1)T, \end{cases}$$

или

$$Sq\omega t = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n - 1)\omega t}{2n - 1}. \quad (2.5)$$

С учетом принятых обозначений (2.3) и (2.4), эквивалентную схему показанную на рисунке 2.1 можно описать линейным неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида

$$\frac{du_{\kappa}}{dt} + \frac{1}{2RC_0} u_{\kappa} = \frac{E}{2RC_0} (1 + Sq\omega t) - \frac{I}{2C_0} \sin(\omega t + \varphi),$$

или с учетом (2.5)

$$\frac{du_{\kappa}}{dt} + \frac{1}{2RC_0} u_{\kappa} = \frac{E}{2RC_0} \left[1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t}{2n-1} \right] - \frac{I}{2C_0} \sin(\omega t + \varphi). \quad (2.6)$$

Периодическое решение этого уравнения имеет вид

$$u_{\kappa}(t) = 2E \left[1 - \frac{e^{-\frac{t-\frac{T}{2}}{2RC_0}}}{1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}}} \right] - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (2.7)$$

на интервале $nT < t < (2n+1)\frac{T}{2}$, и

$$u_{\kappa}(t) = \frac{2E e^{-\frac{t}{2RC_0}}}{1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}}} - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (2.8)$$

на интервале $(2T+1)\frac{T}{2} < t < (n+1)T$.

Это же решение можно записать в виде ряда Фурье

$$u_{\kappa}(t) = E \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[(2n-1)\omega t - \varphi_n]}{(2n-1)\sqrt{1 + [2\omega RC_0(2n-1)]^2}} \right\} - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}. \quad (2.9)$$

Здесь

$$\varphi_n = \arctg(2n-1)2\omega RC_0. \quad (2.10)$$

Выражение (2.9) позволяет найти амплитуду напряжения первой гармоники.

Если, $IR \ll E$, получим

$$U_1 = \left(\frac{4E}{\pi} - IR \cos \varphi \right) \frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}. \quad (2.11)$$

Форму импульса тока можно определить следующим выражением:

$$i_k = \frac{u_k(t)}{Z_1}. \quad (2.12)$$

Тогда на интервале $nT < t < (2n + 1) \frac{T}{2}$ $i_k = 0$, и

$$i_k = \frac{2E e^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R \left(1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}} \right)} + I \frac{\sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (2.13)$$

на интервале $(2n+1) \frac{T}{2} < t < (n+1)T$.

2.1.2 Энергетические показатели усилителя

Ограничимся рассмотрением области малых значений φ_1 в (2.10)

$$\varphi_1 = \arctg 2\omega C_0 R < 10^\circ; \quad 2\omega RC_0 \ll 1; \quad \varphi_1 \approx 2\omega C_0 R. \quad (2.14)$$

Как будет показано ниже, уже в этой области происходит существенное ухудшение энергетических показателей ключевого усилителя.

С учетом (2.14) можно приближенно определить амплитуду контурного тока

$$I = \frac{U_H}{Z_H} \cong \frac{U_1}{Z_H} = \frac{\left(\frac{4E}{\pi} - IR \cos \varphi \right) \cos \varphi}{R_H}, \quad (2.15)$$

или после приведения подобных членов

$$I = \frac{4E}{\pi \left(R \cos \varphi + \frac{R_H}{\cos \varphi} \right)}. \quad (2.16)$$

Определим теперь постоянную составляющую тока. На основании (2.13) и (2.16)

$$I_{k0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{2E e^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R \left(1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}} \right)} + \frac{4E \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\pi \left(R \cos \varphi + \frac{R_H}{\cos \varphi} \right) \sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}} \right] d\omega t. \quad (2.17)$$

После простых преобразований получим

$$I_{\kappa 0} = \frac{4E}{\pi^2 R} \left\{ \frac{\pi \omega R C_0 \left(1 - e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}}\right)}{2 \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}}\right)} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{[1 + (2\omega R C_0)^2] \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}\right)} \right\}, \quad (2.18)$$

или, принимая во внимание (2.14),

$$I_{\kappa 0} \approx \frac{4E}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \varphi_1}{4} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (2.19)$$

Мощность, потребляемая от источника питания одним транзистором,

$$P_0 = E I_{\kappa 0} = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \varphi_1}{4} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (2.20)$$

Для колебательной мощности, отдаваемым одним транзистором в нагрузку, на основании (2.16) получим следующее выражение:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{I^2 R_H}{2} \right) = \frac{4E^2 \frac{R_H}{R}}{\pi^2 R \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2}. \quad (2.21)$$

Соответственно может быть определена мощность потерь в транзисторе

$$P_{\kappa} = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left[\frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} - \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} + \frac{\pi}{4} \varphi_1 \right]. \quad (2.22)$$

Два первых слагаемых в (2.22) характеризуют потери на транзисторе, обусловленные протеканием контурного тока (i). Третье слагаемое учитывает потери, вызванные разрядным током выходной емкости транзистора. Наличие именно этого слагаемого приводит к увеличению потерь и уменьшению к.п.д. на повышенных частотах.

Выражения (2.20) и (2.21) позволяют определить электронный к.п.д. усилителя

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\frac{\pi\varphi_1}{4} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right) \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \left[\cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{\pi\varphi_1}{4} \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \right]}. \quad (2.23)$$

Рассмотрим вариант настройки контура в резонанс ($\varphi=0$; $\omega=\omega_0$). В этом случае (2.23) с учётом (2.14) примет вид

$$\eta(\omega_0) = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(1 + \frac{R_H}{R} \right) \left[\cos\varphi_1 + \frac{4\varphi_1}{\pi} \left(1 + \frac{R_H}{R} \right) \right]}. \quad (2.24)$$

Семейство зависимостей (2.24) приведено на рисунке 2.2.

Из (2.24) следует, что каждому значению φ_1 соответствует определенное оптимальное значение сопротивления нагрузки R_H , которое можно найти путем исследования (2.24) на экстремум [32]

$$\left(\frac{R_H}{R} \right)_{opt} = \sqrt{1 + \frac{\pi}{4\varphi_1}}. \quad (2.25)$$

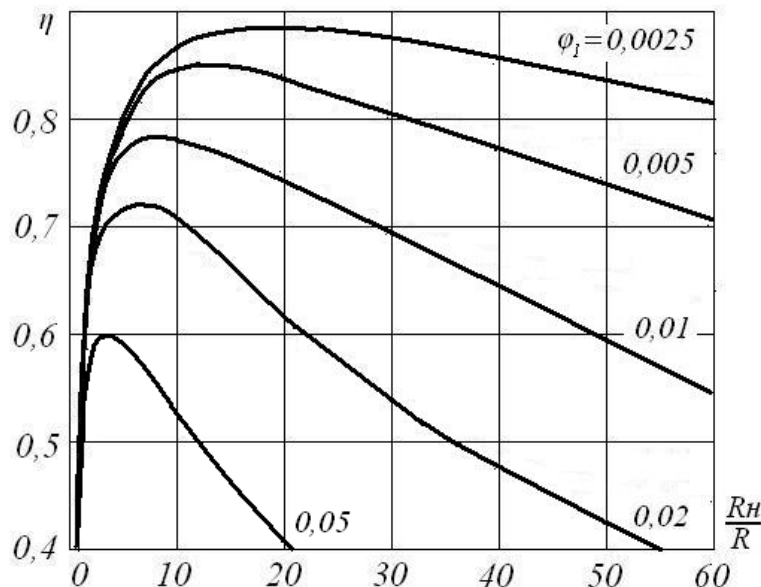


Рисунок 2.2 – Нагрузочные характеристики усилителя

Выражение (2.24) подтверждает справедливость ограничения области рассматриваемых значений φ_1 . Действительно, уже при $\varphi_1=3^\circ$ ($0,05\text{рад.}$) максимально возможное значение к.п.д. не превышает $0,6$.

Рассмотрим теперь зависимость энергетических показателей усилителя от расстройки нагрузочной цепи. Для этого в дальнейшем воспользуемся понятием обобщённой расстройки [33].

$$\chi = \operatorname{tg}\varphi = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)Q \approx 2\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)Q, \quad (2.26)$$

где Q – нагруженная добротность контура.

Предположим, что в пределах рабочей полосы усилителя допустимо снижение к.п.д. до $k \cdot \eta(\omega_0)$, где k – относительная величина снижения к.п.д. и рассмотрим зависимость энергетических показателей усилителя от расстройки нагрузочной цепи при оптимальном сопротивлении нагрузки.

Выражение (2.24) в этом случае примет вид

$$k \cdot \eta(\omega_0) = \frac{\left(\frac{R_H}{R}\right)_{opt}}{\left[\cos\varphi + \left(\frac{R_H}{R}\right)_{opt} \cdot \frac{1}{\cos\varphi}\right] \left\{ \cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{4}{\pi} \varphi_1 \left[\cos\varphi + \left(\frac{R_H}{R}\right)_{opt} \cdot \frac{1}{\cos\varphi}\right]\right\}}. \quad (2.27)$$

С учётом (2.26) это выражение можно решить в виде $\chi_{don} = \operatorname{tg}(\varphi_{don}) = f(\varphi_1, k)$.

Здесь χ_{don} и φ_{don} – допустимые значения обобщённой расстройки и фазового сдвига контурного тока при фиксированном φ_1 и заданной величине снижения к.п.д. (k). Результаты этого решения приведены на рисунке 2.3.

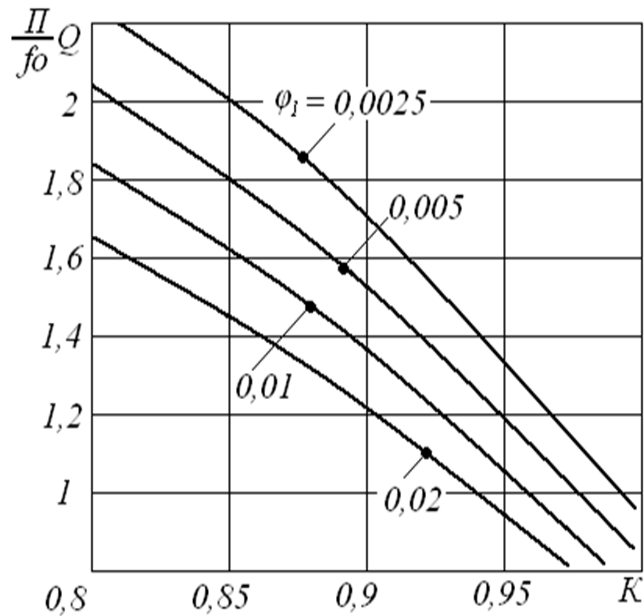


Рисунок 2.3 – Зависимость допустимой полосы по отношению к полосе пропускания контура от допустимого снижения к.п.д. усилителя

Здесь

$$\Pi = 0,5(\chi_1 + \chi_2), \quad (2.28)$$

$$\chi_1 = \chi(\omega_{\text{дон}} - \omega_0) \dots \dots \dots \omega > \omega_0, \quad (2.29)$$

$$\chi_2 = \chi(\omega_0 - \omega_{\text{дон}}) \dots \dots \dots \omega < \omega_0, \quad (2.30)$$

где $\chi_{1,2}$ – обобщенная расстройка,

Π – допустимая полоса рабочих частот.

Выводы по результатам исследования:

1. На умеренно высоких частотах ($\varphi_1 = 0,0025 - 0,005$ рад), при допустимом снижении к.п.д. на 20%, полоса рабочих частот усилителя может достигать удвоенной полосы пропускания контура на уровне 3дБ.
2. На высоких частотах ($\varphi_1 > 0,01$) падает и резонансное значение к.п.д. и допустимая полоса рабочих частот.
3. Рабочую полосу частот можно регулировать подбором нагруженной добротности контура.

2.2 Параллельный резонансный инвертор

2.2.1 Эквивалентная схема инвертора

Упрощенная схема параллельного резонансного инвертора представлена на рисунке 2.4а. На схеме показаны паразитные емкости АЭ (C_1) и собственная емкость дросселя (C_2), которые должны быть учтены при анализе усилителя на высоких частотах. Для упрощения задачи предположим, что цепь возбуждения, независимо от рабочей частоты, обеспечивает прямоугольную форму управляющих импульсов, а АЭ в открытом состоянии имеет минимальное сопротивление $R = 1/S_{кр} = r_{нас}$.

При выполнении этих условий исследуемый усилитель можно представить эквивалентной схемой показанной на рисунке 2.4б. Нагрузочный колебательный контур здесь представлен двумя усилителями напряжения

$$u_k = U_k \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.31)$$

Такое представление, разумеется, справедливо лишь для контура с высокой добротностью.

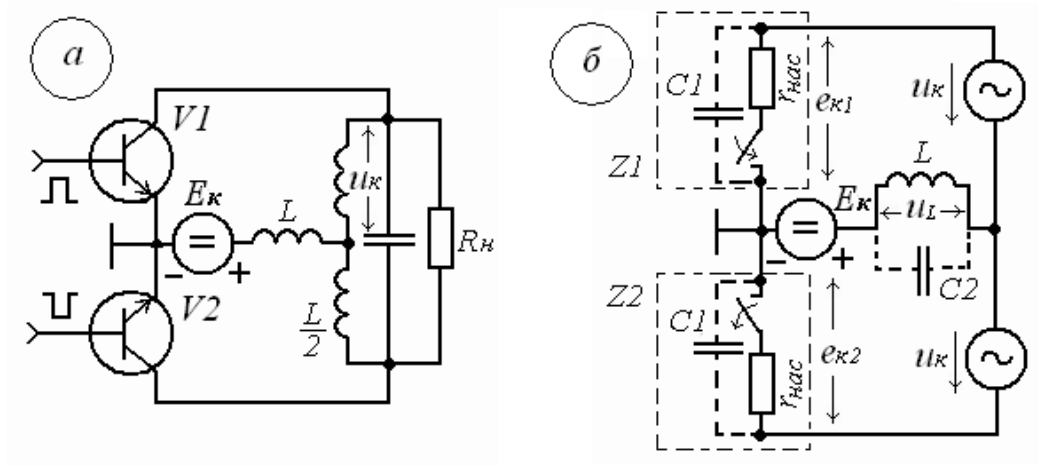


Рисунок 2.4 – Параллельный резонансный инвертор и его эквивалентная схема

Предположим что сопротивление «ключей» меняется согласно (2.3) и (2.4). Тогда эквивалентную схему усилителя можно описать линейным неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида

$$\frac{d^2 u_L}{dt^2} + \frac{1}{CR} \frac{du_L}{dt} + \frac{1}{CL} u_L = -\frac{1}{CR} F(\omega t) . \quad (2.32)$$

Здесь

$$F(\omega t) = \frac{d(u_\kappa Sq\omega t)}{dt} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n\omega \cos \varphi \cdot \sin 2n\omega t + (2n)^2 \omega \sin \varphi \cdot \cos 2n\omega t}{(2n)^2 - 1},$$

$$C = 2C_0 + C1 \quad (2.33)$$

Решение (2.32) в установившемся режиме имеет следующий вид:

$$u_L = u_\kappa \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left\{ \frac{2 \frac{p_1}{\omega} e^{\frac{p_1 \omega t}{\omega}}}{(1 - e^{\frac{p_1 \pi}{\omega}}) \left[1 + \left(\frac{p_1}{\omega} \right)^2 \right]} \left(\cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi \right) - \right. \\ \left. - \frac{2 \frac{p_2}{\omega} e^{\frac{p_2 \omega t}{\omega}}}{(1 - e^{\frac{p_2 \pi}{\omega}}) \left[1 + \left(\frac{p_2}{\omega} \right)^2 \right]} \left(\cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi \right) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left(\frac{p_1}{\omega} \right)^2} - \frac{\cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left(\frac{p_2}{\omega} \right)^2} \right] \sin \omega t + \right. \\ \left. + \left[\frac{\sin \varphi - \frac{p_1}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left(\frac{p_1}{\omega} \right)^2} - \frac{\sin \varphi - \frac{p_2}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left(\frac{p_2}{\omega} \right)^2} \right] \cos \omega t \right\} , \quad (2.34)$$

где p_1, p_2 – корни характеристического уравнения (2.32)

$$p_1, p_2 = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\frac{1}{(2RC)^2} - \frac{1}{LC}} . \quad (2.35)$$

В соответствии с эквивалентной схемой, напряжение на $Z1$

$$e_1 = E - u_L - u_k. \quad (2.36)$$

2.2.2 Энергетические показатели усилителя

Используя (2.34) и (2.35), определим постоянную составляющую тока АЭ

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e_1}{R} d\omega t = \frac{1}{R} \left(\frac{E}{2} - \frac{U_k}{\pi} \cos \varphi \right). \quad (2.37)$$

При определении переменных составляющих тока АЭ следует учесть, что на повышенных частотах между напряжением возбуждения и первой гармоникой может появиться фазовый сдвиг (φ_1), обусловленный искажением формы импульса тока АЭ. В связи с этим, будем искать первую гармонику в следующем виде:

$$I = \sqrt{I_{1c}^2 + I_{1s}^2} = \frac{I_{1s}}{\cos \varphi_1}, \quad \text{где}$$

$$I_{1s} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{e_1}{R} \sin \omega t d\omega t,$$

$$I_{1c} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{e_1}{R} \cos \omega t d\omega t, \quad (2.38)$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{I_{1c}}{I_{1s}}.$$

В дальнейшем будем полагать, что в рассматриваемом режиме контур усилителя настроен в резонанс, т.е. $\varphi_1 = \varphi$

Тогда, вычислив интегралы (2.38), получим

$$I_{1c} = \frac{U_k \cos \varphi (p_1 + p_2)}{R(p_1 - p_2)} \left\{ \left(\frac{p_1}{\omega} \right) A(p_1) - \left(\frac{p_2}{\omega} \right) A(p_2) + [B(p_1) - B(p_2)] \operatorname{tg} \varphi \right\}, \quad (2.39)$$

$$I_{1s} = \frac{2E}{\pi R} - \frac{U_k \cos \varphi (p_1 + p_2)}{R(p_1 - p_2)} \left\{ A(p_1) - A(p_2) + \left[A(p_1) \left(\frac{p_1}{\omega} \right) - A(p_2) \left(\frac{p_2}{\omega} \right) \right] \operatorname{tg} \varphi \right\} - \frac{U_k}{2R}. \quad (2.40)$$

Здесь

$$\begin{aligned}
 A(p) &= \frac{2 \frac{p}{\omega} (1 + e^{\frac{p}{\omega} \pi})}{\pi (1 - e^{\frac{p}{\omega} \pi}) \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]^2} + \frac{1}{2 \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]}, \\
 B(p) &= \frac{2 \left(\frac{p}{\omega} \right)^3 (1 + e^{\frac{p}{\omega} \pi})}{\pi (1 - e^{\frac{p}{\omega} \pi}) \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]^2} + \frac{1}{2 \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]}.
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

При известном сопротивлении нагрузки для одного плеча усилителя (R_n), с помощью (2.38) - (2.40), можно определить угол φ , соответствующий работе на настроенную нагрузку

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left[\left(\frac{p_1}{\omega} \right) A(p_1) - \left(\frac{p_2}{\omega} \right) A(p_2) \right]}{\frac{R}{R_n} - \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} [B(p_1) - B(p_2)]}, \tag{2.42}$$

и к.п.д. усилителя

$$\eta = \frac{\frac{4}{\pi^2} \frac{R}{R} (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi)}{\left(\frac{R}{R} + x \right) \left(\frac{R}{R} + x - \frac{4}{\pi^2} \right)}, \tag{2.43}$$

где

$$x = \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}{2} + \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left\{ A(p_1) - A(p_2) + \left[A(p_1) \frac{p_1}{\omega} - A(p_2) \frac{p_2}{\omega} \right] \operatorname{tg} \varphi \right\}. \tag{2.44}$$

Выражения (2.42), (2.43), (2.44) позволяют по известным параметрам схемы усилителя ($p_1, p_2, \frac{R_n}{R}$) определить к.п.д. на любой частоте. Максимальное значение к.п.д. получается в случае выбора оптимального значения сопротивления нагрузки. К сожалению, исследование (2.43) на экстремум приводит к сложному трансцендентному уравнению для $R_{n \text{opt}}$. Сравнительно простые аналитические выражения удается получить лишь в тех случаях, когда $\frac{R}{R_{n \text{opt}}}$ мало и слабо

влияет на величину $tg\varphi$. В этих случаях можно положить в (2.42) $\frac{R}{R_H} \approx 0$ и, следовательно, $tg\varphi$ и x оказываются независимы от R_H .

Исследуя (2.43) на экстремум, для указанного частотного случая, найдем

$$\left(\frac{R}{R_H}\right)_{opt} = \sqrt{x\left(x - \frac{4}{\pi^2}\right)}, \quad (2.45)$$

$$\eta_{max} = \frac{\frac{4}{\pi^2} x(1 + tg^2\varphi)}{\left[x + \sqrt{x\left(x - \frac{4}{\pi^2}\right)}\right]^2}. \quad (2.46)$$

Практически выражения (2.45) и (2.46) можно использовать для $p_1 > -1.5$ и $p_2 < -5.0$. Однако, для детального исследования частотной зависимости к.п.д. усилителя приходится анализировать режимы работы с большими фазовыми сдвигами ($\varphi > 15^\circ$). В этом случае необходимо пользоваться точными соотношениями (2.42) – (2.44) и численными методами решения уравнений.

Построены кривые равных уровней к.п.д. при оптимальной величине R_H , которые представлены на рисунке 2.5.

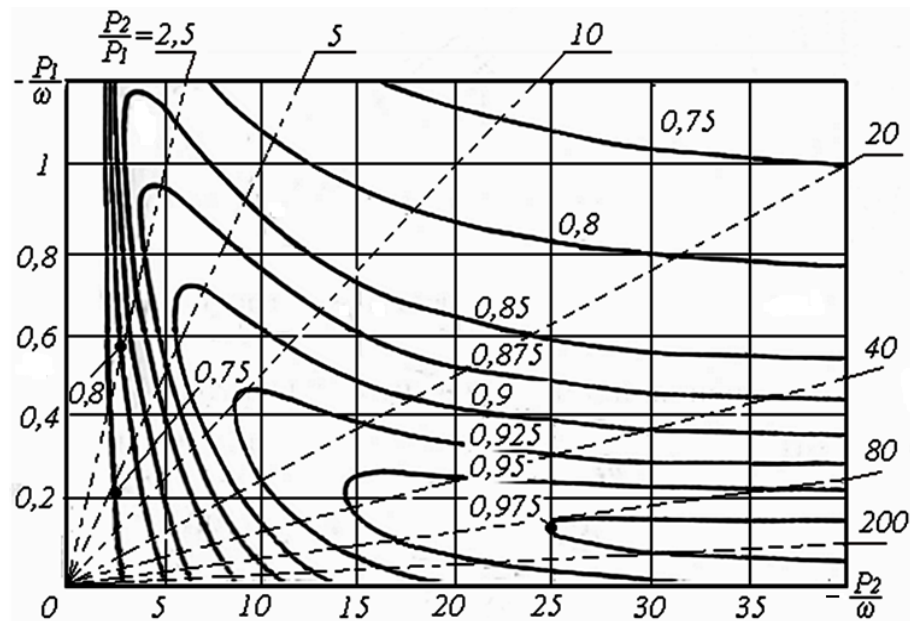


Рисунок 2.5 – Номограмма для определения к.п.д. инвертора при оптимальном значении сопротивления нагрузки

Таким образом, к.п.д. инвертора можно представить некоторой поверхностью. Сечения этой поверхности плоскостями, проходящими через начало координат и ось, перпендикулярную к плоскости рисунка, образуют семейство частотных характеристик

$$\eta = f_n(\omega). \quad (2.47)$$

Действительно, каждой секущей плоскости соответствует определенное отношение $\frac{P_1}{P_2}$ (или иначе, определенные значения R, L, C_1, C_2), поэтому положение точки исследуемой поверхности, лежащей в секущей плоскости, полностью определяется частотой усилителя.

Приведен ряд частотных характеристик для некоторых значений отношения $\frac{P_2}{P_1}$ представленных на рисунке 2.6.

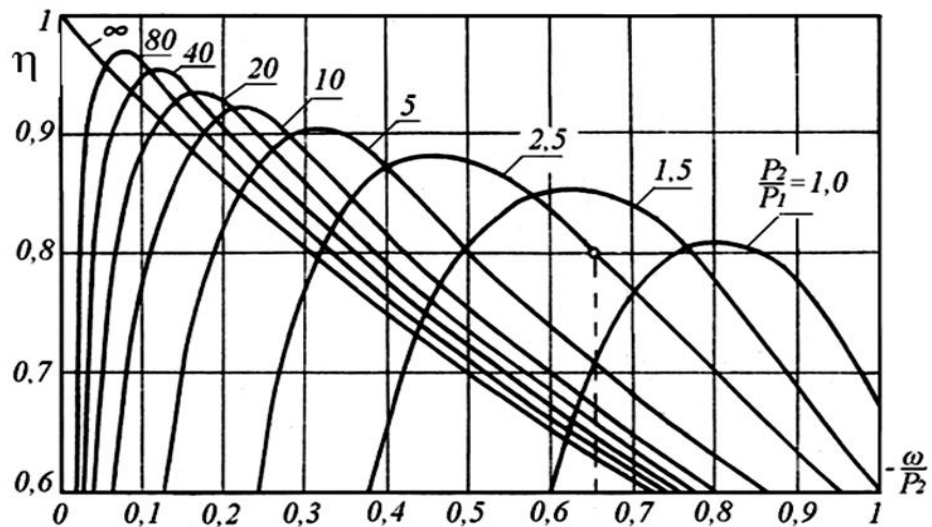


Рисунок 2.6 – Зависимости к.п.д. инвертора от частоты

Анализируя полученные характеристики, можно сделать следующие выводы:

1. Для повышения рабочей частоты инвертора необходимо уменьшать отношение $\frac{P_2}{P_1}$, что в первом приближении эквивалентно уменьшению

индуктивности дросселя $\left(\frac{P_2}{P_1} \approx \frac{L}{R^2 C} \right)$. Однако при этом следует иметь в виду, что одновременно сокращается относительная полоса частот эффективных режимов усилителя. В результате, инверторный режим усилителя при работе на высоких частотах в какой-то степени подобен бигармоническому режиму [2].

2. Перемещение рабочего диапазона в область высоких частот приводит к уменьшению максимума частотной зависимости к.п.д.

Чтобы найти предельную частоту эффективной работы инвертора, необходимо задать: во-первых, коэффициент перекрытия диапазона частот (σ), в пределах которого эффективность усилителя не падает ниже определенной величины; во-вторых, минимальное значение к.п.д., которое должно быть обеспечено в пределах установленного диапазона. В дальнейшем для определенности принимается $\sigma = 2; \eta_{\min} = 0.8$.

Обращаясь к частотным характеристикам, теперь нетрудно установить, что заданным условиям удовлетворяет характеристика, для которой

$$\frac{P_2}{P_1} = 5 \quad (2.48)$$

По выбранной характеристике можно определить максимальную частоту эффективной работы усилителя

$$\frac{\omega_{\max}}{P_2} = 0.33 \quad (2.49)$$

Выражения (2.48) и (2.49) позволяют непосредственно связать ω_{\max} с параметрами схемы. Для этого достаточно воспользоваться соотношениями (2.35)

$$\omega_{\max} = \frac{0.33 \frac{P_2}{P_1}}{\left(1 + \frac{P_2}{P_1} \right) RC}, \quad (4.50)$$

или с учетом (2.48)

$$f_{\max} = \frac{4.39 \cdot 10^4}{R(\text{Ом}) \cdot C(\text{нФ})} (\text{МГц}) \quad (2.51)$$

Из полученного выражения, на первый взгляд, следует, что f_{\max} не зависит от индуктивности дросселя. В действительности, величина индуктивности дросселя должна быть вполне определенной, так как в противном случае не будут обеспечены исходные значения γ и η_{\min} . Необходимая индуктивность дросселя может быть найдена с помощью (2.35), (2.48) и (2.49)

$$L = 7.2R^2C \quad (2.52)$$

По существу, индуктивность дросселя входит в постоянный коэффициент выражения (2.51), который остается постоянным только при выборе L в соответствии с (2.52).

Заметим, что максимальная частота в (2.51), в сущности, отражает лишь потенциальные возможности параллельного инвертора. Реализовать эти возможности на практике, по-видимому, будет трудно, так как с ростом рабочей частоты усилителя задача формирования напряжения возбуждения прямоугольной формы существенно усложняется. Кроме того, при использовании колебательной системы с низкой добротностью в нагруженном состоянии существенное влияние на величину к.п.д. инвертора могут оказать высшие гармоники. Наконец, не всегда могут быть практически осуществимы оптимальные значения эквивалентного сопротивления нагрузки ($R_{\text{порт}}$).

2.3 Ключевой усилитель с формирующим контуром

2.3.1 Эквивалентные схемы усилителя

Упрощенная схема исследуемого усилителя представлена на рисунке 2.7, где $AЭ$ – активный элемент (транзистор, лампа), работающий в режиме «ключа»; VD – диод, обеспечивающий рекуперацию энергии реактивных элементов при «разомкнутом ключе»; L, C – элементы контура, определяющие форму напряжения

на АЭ; L_k , C_k – нагрузочный контур, настроенный на частоту управляющего напряжения.

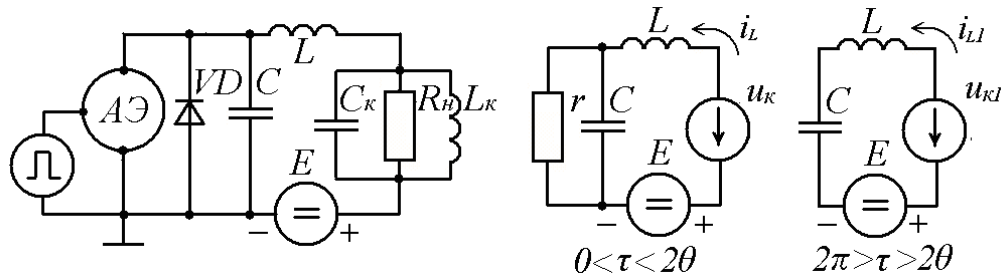


Рисунок 2.7 – Схема ключевого усилителя

Полагая, что отпирание и запираение АЭ полностью определяется управляющим напряжением, представим исследуемый усилитель двумя эквивалентными схемами, отражающими процессы в усилителе при открытом и закрытом состоянии АЭ.

Здесь $u_k = U_k \sin(\tau + \varphi)$; $\tau = \omega t$; $r = 1/S_{кр}$

2θ – угол, соответствующий времени, в течение которого АЭ находится в открытом состоянии.

i_{L1} , i_L – токи во внешней цепи усилителя, для соответствующих эквивалентных схем.

Дифференциальные уравнения для эквивалентных схем принимают вид:

$$\frac{d^2 i_L}{d\tau^2} + \frac{1}{r\omega C} \frac{di_L}{d\tau} + \nu^2 i_L = \frac{\nu^2 E}{r} - U_k \left(\frac{\nu^2 \sin(\tau + \varphi)}{r} + \frac{\cos(\tau + \varphi)}{\omega L} \right), \quad (2.53)$$

$$\frac{d^2 i_{L1}}{d\tau^2} + \nu^2 i_{L1} = -\frac{U_k}{\omega L} \cos(\tau + \varphi) \quad (2.54)$$

Решение этих уравнений может быть записано в следующем виде:

$$i = \sigma + \xi \varepsilon_1 \cos(\tau + \varphi) - \xi \varepsilon_2 \sin(\tau + \varphi) + I_{11} e^{p_1 \tau} + I_{12} e^{p_2 \tau}, \quad (2.55)$$

$$i_1 = I_{21} \cos \nu(\tau - 2\theta) + I_{22} \sin \nu(\tau - 2\theta) - \frac{1}{\nu^2 - 1} \xi \cos(\tau + \varphi), \quad (2.56)$$

$$u = -\xi\varepsilon_1 \sin(\tau + \varphi) - \xi\varepsilon_2 \cos(\tau + \varphi) + p_1 I_{11} e^{p_1 \tau} + p_2 I_{12} e^{p_2 \tau}, \quad (2.57)$$

$$u_1 = \nu I_{22} \cos \nu(\tau - 2\theta) - \nu I_{21} \sin \nu(\tau - 2\theta) + \frac{1}{\nu^2 - 1} \xi \sin(\tau + \varphi).$$

Здесь приняты следующие обозначения

$$i = i_L \frac{\omega L}{E}, \quad i_1 = i_{L1} \frac{\omega L}{E}, \quad u = \frac{L}{E} \frac{di_L}{d\tau}, \quad u_1 = \frac{L}{E} \frac{di_{L1}}{d\tau}, \quad (2.58)$$

где $p_1 = -\frac{1}{\omega r C}, p_2 = -\frac{1}{\sigma}$ - корни характеристического уравнения (2.53)

$$\nu^2 = \frac{1}{\omega^2 LC}, \quad \sigma = \frac{\omega L}{r}, \quad \xi = \frac{U_k}{E}, \quad \varepsilon_1 = \frac{p_1^2 - (\nu^2 - 1)}{p_1 + (\nu^2 - 1)^2}, \quad \varepsilon_2 = \frac{\sigma \nu^4}{p_1^2 + (\nu^2 - 1)^2}. \quad (2.59)$$

$I_{11}; I_{12}; I_{21}; I_{22}$ - постоянные интегрирования.

Полагая режим усилителя установившимся, определим постоянные интегрирования, используя принцип непрерывности тока в индуктивности и напряжении на емкости контура LC :

$$i(0) = i_1(2\pi); i(2\theta) = i_1(2\theta), \quad (2.60)$$

$$u_c = u_{c1}(2\pi); u_c(2\theta) = u_{c1}(2\theta). \quad (2.61)$$

Здесь

$$u_c = E - u_k - u_L. \quad (2.62)$$

На основании (2.55) - (2.57) при условиях (2.60) - (2.62) получим

$$\begin{aligned} I_{11} &= A_1 + \xi(B_{11} \sin \varphi + B_{12} \cos \varphi); I_{12} = A_2 + \xi(B_{21} \sin \varphi + B_{22} \cos \varphi), \\ I_{21} &= A_3 + \xi(B_{31} \sin \varphi + B_{32} \cos \varphi); I_{22} = A_4 + \xi(B_{41} \sin \varphi + B_{42} \cos \varphi). \end{aligned} \quad (2.63)$$

В последних выражениях приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{a_2 b_3 - a_3 b_2}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; & B_{11} &= \frac{a_2 b_{41} - a_{41} b_2}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; & B_{22} &= \frac{a_{42} b_1 - a_1 b_{42}}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; \\ A_2 &= \frac{a_3 b_1 - a_1 b_3}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; & B_{12} &= \frac{a_2 b_{42} - a_{42} b_2}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; & B_{21} &= \frac{a_{41} b_1 - a_1 b_{41}}{a_1 b_2 - a_2 b_1}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_1 &= 1 - e^{2p1\theta} \cos 2\nu(\pi - \theta) - \frac{P_1}{\nu} e^{2p1\theta} \sin 2\nu(\pi - \theta), \\
a_2 &= 1 - e^{2p2\theta} \cos 2\nu(\pi - \theta) - \frac{P_1}{\nu} e^{2p2\theta} \sin 2\nu(\pi - \theta), \\
a_3 &= \sigma[1 - \cos 2\nu(\pi - \theta)], \\
a_{41} &= -\varepsilon_2 + q_1 \cos 2\nu(\pi - \theta) + \frac{1}{\nu} q_2 \sin 2\nu(\pi - \theta), \\
a_{42} &= \varepsilon_2 - q_2 \cos 2\nu(\pi - \theta) + \frac{1}{\nu} q_1 \sin 2\nu(\pi - \theta), \\
b_1 &= -p_1[1 - e^{2p1\theta} \cos 2\nu(\pi - \theta) + \frac{P_2}{\nu} e^{2p1\theta} \sin 2\nu(\pi - \theta)], \\
b_2 &= -p_2[1 - e^{2p2\theta} \cos 2\nu(\pi - \theta) + \frac{P_1}{\nu} e^{2p2\theta} \sin 2\nu(\pi - \theta)], \\
b_3 &= -\frac{P_1}{\nu} \sin 2\nu(\pi - \theta); \quad \varepsilon_3 = \varepsilon_1 + \frac{1}{\nu^2 - 1}, \\
b_{41} &= \varepsilon_2 - q_1 \cos 2\nu(\pi - \theta) + \nu q_2 \sin 2\nu(\pi - \theta), \\
A_3 &= \sigma + A_1 e^{2p1\theta} + A_2 e^{2p2\theta}; \quad A_4 = \frac{P_1}{\nu} A_1 e^{2p1\theta} + \frac{P_2}{\nu} A_2 e^{2p2\theta}, \\
B_{31} &= B_{11} e^{2p1\theta} + B_{21} e^{2p2\theta} - q_1; \quad q_1 = (\varepsilon_3 \sin 2\theta + \varepsilon_2 \cos 2\theta), \\
B_{32} &= B_{12} e^{2p1\theta} + B_{22} e^{2p2\theta} - q_2; \quad q_2 = (\varepsilon_3 \cos 2\theta - \varepsilon_2 \sin 2\theta), \\
B_{41} &= \frac{1}{\nu} (p_1 B_{11} e^{2p1\theta} + p_2 B_{21} e^{2p2\theta} - q_2), \\
B_{42} &= \frac{1}{\nu} (p_1 B_{12} e^{2p1\theta} + p_2 B_{22} e^{2p2\theta} - q_1).
\end{aligned}$$

Подставляя значения постоянных интегрирования (2.63) в уравнения в (2.55) – (2.57), получим описание напряжения на индуктивности и тока в ней для установившегося режима усилителя.

2.3.2 Энергетические показатели усилителя

Для определения энергетических показателей усилителя необходимо определить ток первой гармоники в нагрузке и ток, потребляемый от источника питания.

$$I_1 = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2} = \frac{I_{1s}}{\cos\varphi} = \frac{I_{1c}}{\sin\varphi}; \quad \text{где } \text{tg}\varphi = \frac{I_{1c}}{I_{1s}}. \quad (2.64)$$

Здесь

$$\begin{aligned} I_{1s} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\theta} i_L \sin \tau \, d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{2\theta}^{2\pi} i_{L1} \sin \tau \, d\tau = \frac{E}{\pi\omega L} \left(\int_0^{2\theta} i \sin \tau \, d\tau + \int_{2\theta}^{2\pi} i_1 \sin \tau \, d\tau \right) = \\ &= \frac{E}{\pi\omega L} [A_5 + \xi(B_{51} \sin \varphi + B_{52} \cos \varphi)] \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} I_{1c} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\theta} i_L \cos \tau \, d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{2\theta}^{2\pi} i_{L1} \cos \tau \, d\tau = \frac{E}{\pi\omega L} [A_6 + \xi(B_{61} \sin \varphi + \\ &+ B_{62} \cos \varphi)]. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Параметры $A_5, A_6, B_{51}, B_{52}, B_{61}, B_{62}$ определяются следующими выражениями

$$\begin{aligned} A_5 &= \frac{1}{\pi} [\sigma(1 - \cos 2\theta) + \frac{A_1}{1 + p_1^2} d_{12} + \frac{1}{v^2 - 1} (A_3 d_{13} + A_4 d_{14})], \\ B_{51} &= \frac{1}{v^2 - 1} + \frac{1}{\pi} [\varepsilon_3 \left(\frac{\sin 4\theta}{4} - \theta \right) + \varepsilon_2 \left(\frac{\cos 4\theta}{4} - \frac{1}{4} \right) + \\ &+ \frac{B_{11}}{1 + p_1^2} d_{11} + \frac{B_{21}}{1 + p_2^2} d_{12} + \frac{1}{v^2 - 1} (B_{31} d_{13} + B_{41} d_{14})], \\ B_{52} &= \frac{1}{\pi} [\varepsilon_2 \left(\frac{\sin 4\theta}{4} - \theta \right) - \varepsilon_3 \left(\frac{\cos 4\theta}{4} - \frac{1}{4} \right) + \\ &+ \frac{B_{11}}{1 + p_1^2} d_{11} + \frac{B_{22}}{1 + p_2^2} d_{12} + \frac{1}{v^2 - 1} (B_{32} d_{13} + B_{42} d_{14})], \\ d_{11} &= 1 - e^{2p_1\theta} (\cos 2\theta - p_1 \sin 2\theta), \\ d_{12} &= 1 - e^{2p_2\theta} (\cos 2\theta - p_2 \sin 2\theta), \\ d_{13} &= \cos 2\nu(\pi - \theta) - \cos 2\theta, \\ d_{14} &= \sin 2\nu(\pi - \theta) + \nu \sin 2\theta. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_6 &= \frac{1}{\pi} \left[\sigma \sin 2\theta + \frac{A_1}{1+p_1^2} d_{21} + \frac{A_2}{1+p_2^2} d_{22} + \frac{1}{\nu^2-1} (A_3 d_{23} + A_4 d_{24}) \right], \\
B_{61} &= \frac{1}{\pi} \left[\varepsilon_3 \left(\frac{\cos 4\theta}{4} - \frac{1}{4} \right) - \varepsilon_2 \left(\frac{\sin 4\theta}{4} + \theta \right) + \right. \\
&\quad \left. + \frac{B_{11}}{1+p_1^2} d_{21} + \frac{B_{21}}{1+p_2^2} d_{22} + \frac{1}{\nu^2-1} (B_{31} d_{23} + B_{41} d_{24}) \right], \\
B_{62} &= -\frac{1}{\nu^2-1} + \frac{1}{\pi} \left[\varepsilon_2 \left(\frac{\sin 4\theta}{4} + \theta \right) + \varepsilon_3 \left(\frac{\cos 4\theta}{4} - \frac{1}{4} \right) + \right. \\
&\quad \left. + \frac{B_{12}}{1+p_1^2} d_{21} + \frac{B_{22}}{1+p_2^2} d_{22} + \frac{1}{\nu^2-1} (B_{32} d_{23} + B_{42} d_{24}) \right], \\
d_{21} &= -p_1 + e^{2p_1\theta} (p_1 \cos 2\theta + \sin 2\theta), \\
d_{22} &= -p_2 + e^{2p_2\theta} (p_2 \cos 2\theta + \sin 2\theta), \\
d_{23} &= \nu \sin 2\nu(\pi - \theta) + \sin 2\theta, \\
d_{24} &= \cos 2\theta - \cos 2\nu(\pi - \theta).
\end{aligned}$$

Ток, потребляемый от источника

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\theta} \frac{u_c}{r} d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\theta} \frac{E - u_k - u_L}{r} d\tau = \frac{E_a}{2\pi\omega L} \int_0^{2\theta} \sigma [1 - \xi \sin(\tau + \varphi) - u] d\tau, \quad (2.67)$$

где u_c определено выражением (2.62).

Результат интегрирования в (2.67)

$$\begin{aligned}
I_0 &= \frac{E_a \sigma}{2\pi\omega L} \{ 2\theta + \xi [\cos 2\theta + \varphi] - \cos \varphi \} (1 - \varepsilon_1) + \\
&\quad + \xi \varepsilon_2 [\sin 2\theta + \varphi] - \sin \varphi + I_{11} (1 - e^{2p_1\theta}) + I_{12} (1 - e^{2p_2\theta}) \}. \quad (2.68)
\end{aligned}$$

Коэффициент полезного действия на первой гармонике определяется известным соотношением

$$\eta = \frac{1}{2} \xi \frac{I_1}{I_0}. \quad (2.69)$$

Поскольку $\xi = \frac{U_k}{E} = \frac{I_1 R_H}{E} = \frac{I_{1s} R_H}{\cos \varphi}$, то согласно (2.65)

$$\xi = \frac{R_H [A_5 + \xi (B_{51} \sin \varphi + B_{52} \cos \varphi)]}{\omega L \cos \varphi}. \quad (2.70)$$

С другой стороны

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{I_{1c}}{I_{1s}} = \frac{A_6 + \xi(B_{61} \sin\varphi + B_{62} \cos\varphi)}{A_5 + \xi(B_{51} \sin\varphi + B_{52} \cos\varphi)} . \quad (2.71)$$

Система трансцендентных уравнений (2.70), (2.71) позволяет определить искомое значение ξ .

Из проведенного анализа следует, что непосредственные расчеты энергетических показателей усилителя весьма трудоемки из-за громоздких выкладок и невозможности аналитического решения системы уравнений (2.70), (2.71).

Поэтому в каждом конкретном случае целесообразно прибегнуть к численным методам с использованием вычислительной техники.

В качестве примера, с помощью ПК был выполнен расчет к.п.д. усилителя для частного случая $\theta=90^\circ$ и $R_H=5r$.

Приведена картина зависимости равных уровней к.п.д. усилителя от частоты и параметров LC контура на плоскости переменных (p_1) , (p_2) показанных на рисунке 2.8

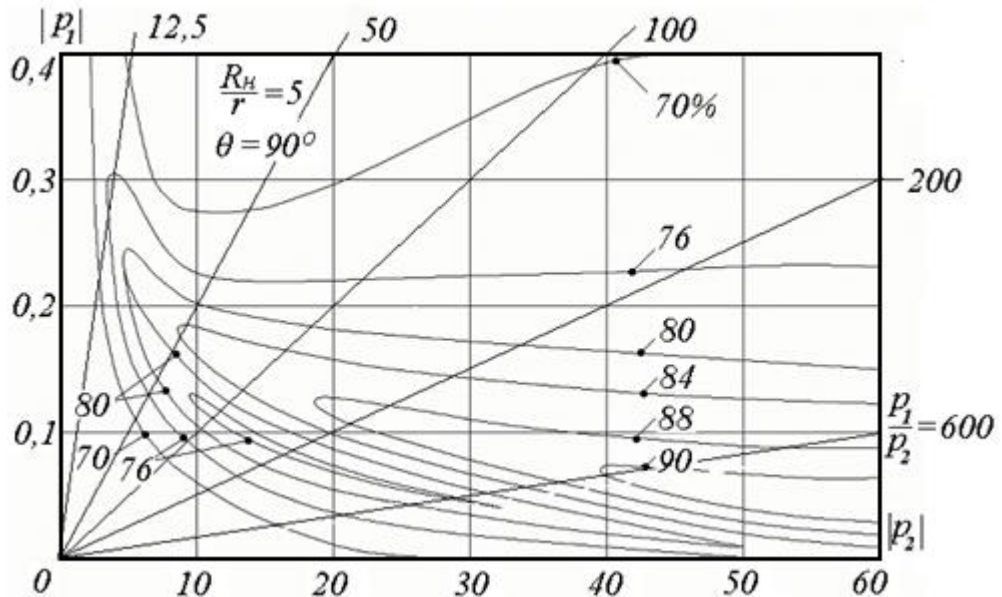


Рисунок 2.8 – Зависимость равных уровней к.п.д. усилителя от частоты и параметров контура

В первом приближении $|p_1| \approx \frac{1}{\omega r C}$; $|p_2| = \frac{r}{\omega L}$; $p_1 p_2 = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

На образовавшейся поверхности, задаваясь значением $p_1 p_2 = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$, можно определить соответствующую частоту настройки формирующего контура (ω_0). При этом максимальным значениям к.п.д., по-видимому, будет соответствовать режим класса *E*.

Частотные характеристики к.п.д. усилителя можно получить сечением поверхности, которые представлены на рисунке 2.8 плоскостями, соответствующими конкретным значениям отношения $\frac{p_2}{p_1}$. Графики к.п.д. в функции от $\frac{1}{p_2} = \frac{\omega L}{r}$ представлены на рисунке 2.9.

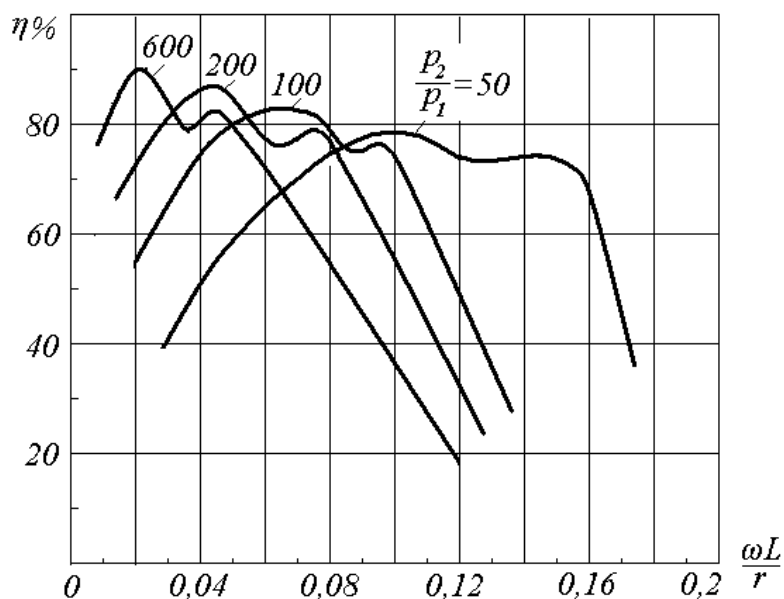


Рисунок 2.9 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

2.4 Выводы по результатам второй главы

Подводя итог исследованию частотных и диапазонных свойств ключевых усилителей, можно отметить следующие результаты:

1. Проведён анализ работы ключевых усилителей в широком диапазоне изменения параметров нагрузочной цепи.
2. Определены границы частотного диапазона эффективной работы каждого усилителя.
3. Показано, что при оптимальном выборе параметров нагрузочной цепи возможно существенное расширение полосы рабочих частот без перестройки колебательной системы.

3 АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВЕННЫХ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ), или модуляторы (применительно к радиопередающим устройствам), работающие в режимах класса *A*, *B*, *C*, по своим энергетическим показателям, ничем не отличаются от высокочастотных усилителей соответствующего класса. Для повышения их энергетической эффективности, также может быть использован ключевой режим. Однако, вследствие необходимости получения очень широкой полосы пропускания, применение методов использованных при реализации ключевых усилителей высокой частоты оказалось не возможным. Чтобы использовать высокоэффективный ключевой режим АЭ в УМЗЧ прибегают к промежуточной широтно-импульсной модуляции звуковым сигналом повышенной тактовой частоты. В результате, становится возможным при усилении сигнала с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) использовать режим класса *D*. После эффективного усиления сигнала с ШИМ из него с помощью фильтра выделяется усиленный звуковой сигнал.

Первые радиопередатчики с ключевыми модуляторами типа «PANTEL», «PULSAM», «Схема с нагрузкой цепи диода» (НЦД) и некоторые другие появились лишь в 70-80-е годы прошлого столетия [21, 22]. В настоящее время УМЗЧ в ключевом режиме широко используются и в маломощных устройствах, включая устройства в интегральном исполнении. В периодических изданиях [14] и Интернете [34-39] можно найти описания усилителей, работающих в классе «*T*». При внимательном рассмотрении оказывается, что транзисторы в таких устройствах фактически работают всё в том же режиме класса «*D*»; введение «нового» класса работы усилителя отражает лишь особенности практической реализации. В некоторых источниках «класс *T*» фигурирует как «модифицированный класс *D*» и никаких принципиальных отличий от класса *D* не имеет. Просто в усилителях «класса *T*» применен широтно-импульсный модулятор,

у которого от входного напряжения зависят и частота, и скважность выходных импульсов. Имеются и сведения об усилителях некоего «класса N ». На самом деле, это тоже усилитель, работающий в режиме D , только он совмещен с блоком питания.

За «классом T » последовали «класс J » компании Crown International, «класс TD » компании Lab.gruppen, «класс Z » компании Zetex и радиочастотный «класс M » компании PWRF. Обозреватель журнала EDN П. Рейко справедливо заметил, что появление новых классов усилителей – не более чем маркетинговая уловка [40].

Несмотря на определённые трудности в реализации, ключевых модуляторов, некоторые из них успешно внедряются в серийное производство, и дают заметный экономический эффект в процессе эксплуатации.

По принципу действия модуляторы класса « D » основаны на схемах импульсных преобразователей напряжения, широко используемых в системах электропитания.

3.1 Основные схемы одноконтурных преобразователей, используемых в качестве модуляционных устройств

Абсолютное большинство схем одноконтурных преобразователей может быть сведено к трем простейшим схемам, содержащим, помимо первичного источника питания (E), ключ (S), накопитель энергии (L) (индуктивность), диод (VD), коммутирующий энергию накопителя, а также фильтр тактовой частоты и ее гармоник ($\Phi HЧ$). Три варианта схем преобразователя показаны на рисунке 3.1.

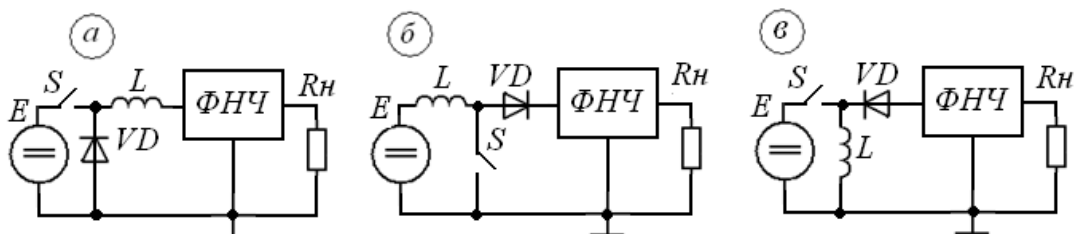


Рисунок 3.1 – Схемы одноконтурных преобразователей

Первой была использована схема, которая представлена на рисунке 3.1а, в качестве модулятора и используется в зарубежных радиовещательных передатчиках. В литературе эта схема получила название «PANTEL» [21].

Вариант практической реализации этого преобразователя претерпел некоторые изменения, позволившие уменьшить влияние паразитных емкостей рисунок 3.2.

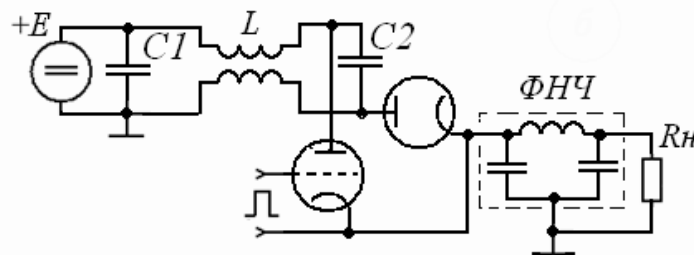


Рисунок 3.2 – Схема модулятор «PANTEL»

Здесь, в частности, накопитель L выполнен с двумя обмотками и перенесен из цепи фильтра в цепь источника. Принцип работы схемы в целом не изменился, однако значительны паразитные емкости накальных цепей ламп в этом случае входят в состав ФНЧ и не влияют на величину коммутативных потерь. Наличие магнитной связи между обмотками дросселя L не обязательна, т.к. по переменному току они соединены параллельно через блокировочные конденсаторы.

В преобразователе представленном на рисунке 3.1а максимальное выходное напряжение не превышает напряжения источника, поэтому у модулятора напряжение источника питания должно по крайней мере вдвое превышать напряжение питания модулируемого усилителя ($E_{ат}$)

$$E \geq 2E_{ат}$$

Другим существенным недостатком модулятора является сложность управления лампой (S), т.к. источник управляющего напряжения не может быть заземлен и «подвешен» относительно «земли» на импульсное напряжение $2E_{ат}$.

Заметим также, что в отличие от традиционного модулятора класса B , модулятор типа «PANTEL» должен обеспечивать в нагрузке кроме мощности

звуковой частоты еще и мощность потребляемую усилителем в режиме молчания ($P_{от}$). Полная мощность в нагрузке модулятора составляет

$$P_M = P_{от} + P_{от} \frac{m^2}{2}$$

У модулятора класса *B*, являющегося усилителем переменного тока

$$P_M = P_{от} \frac{m^2}{2}$$

В результате, номинальная мощность ламп модулятора класса *D* оказывается \approx в 2 раза больше (с учетом более высокого к.п.д.).

Фактически через модулятор «PANTEL» перекачивается значительная мощность в режиме молчания передатчика. Это приводит к снижению промышленного к.п.д. передатчика при $m=0$, несмотря на высокий к.п.д. модулятора. Это хорошо видно из типичных зависимостей промышленного к.п.д. передатчика при использовании модулятора «PANTEL» и модулятора класса *B* представленных на рисунке 3.3.

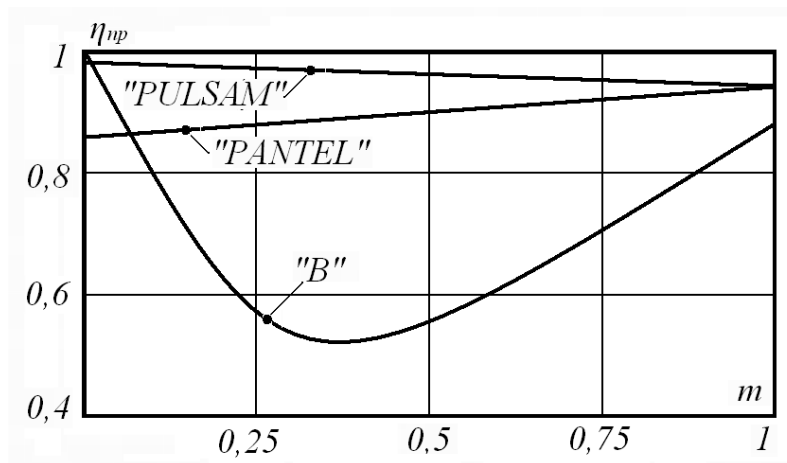


Рисунок 3.3 – Зависимость промышленного к.п.д. передатчика от коэффициента амплитудной модуляции

Двухтактный вариант преобразователя был использован для построения модулятора фирмой BROWN BOVERY [22] и получил название «PULSAM». Его принципиальная схема представлена на рисунке 3.4.

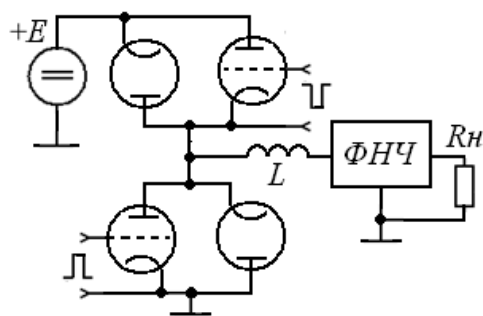


Рисунок 3.4 – Схема модулятор «PULSAM»

Преобразователь этого типа, представляет собой, объединение двух однотоковых схем, который представлен на рисунке 3.1а с источниками разной полярности, работающих по очереди для положительной и отрицательной полуволн звукового сигнала. Таким образом «PULSAM» как и модулятор класса *B* является усилителем переменного тока и через его активные приборы передается мощность

$$P_M = P_{от} \frac{m^2}{2}$$

Соответственно номинальная мощность ламп у схемы «PULSAM» в три раза меньше, чем у схемы «PANTEL». Другие недостатки ($E > 2E_{ам}$, катод S_1 не заземлен) аналогичны недостаткам схемы «PANTEL».

На рисунке 3.3 представлена зависимость промышленного к.п.д. передатчика с модулятором типа «PULSAM», которая практически не зависит от глубины модуляции.

Преобразователь по схеме, который представлен на рисунке 3.1б, непосредственно в качестве модулятора использован быть не может; это нетрудно видеть по его регулировочной характеристике представленной на рисунке 3.5. Фактически глубокая модуляция возможна лишь на правом падающем участке, который образуется за счет резкого возрастания потерь и уменьшения к.п.д. Тем не менее, на базе этого преобразователя под руководством проф. А.Д. Артыма был разработан модулятор «с нагрузкой в цепи диода» (НЦД). Схема этого модулятора

представленная на рисунке 3.6, отличается включением в анодную цепь ключа S модуляционного дросселя L_M , рассчитанного на звуковые частоты.

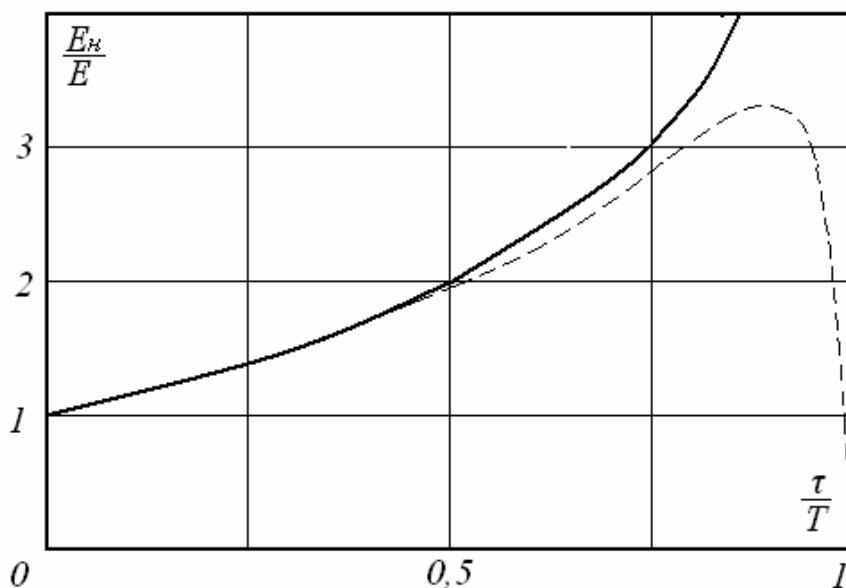


Рисунок 3.5 – Статическая регулировочная характеристика модулятора НЦД

Принцип действия этого модулятора аналогичен автоанодной модуляции, но благодаря линейной ШИМ возбуждения модулятора, при постоянной глубине модуляции m , «квазистатическая» модуляционная характеристика получается линейной [14].

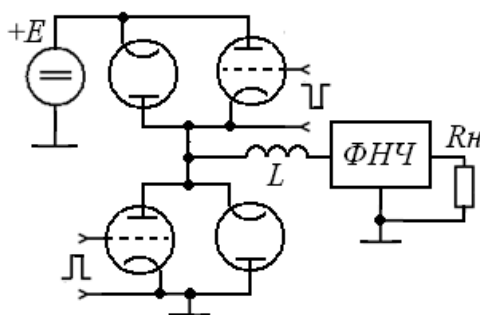


Рисунок 3.6 – Схема модулятор НЦД

Как и при автоанодной модуляции, в модуляторе НЦД имеют место значительные интермодуляционные искажения, обнаруживаемые лишь при передаче многотонального звукового сигнала. В оригинальной схеме для

устранения этих искажений (именуемых «скольжением несущей») используется введение в звуковой сигнал его огибающей. Однако полностью устранить искажения невозможно, т.к. спектр огибающей звукового сигнала перекрывается со спектром самого сигнала, и отделить огибающую методом детектирования звука можно лишь в пределах от 0 до 30-40 Гц. Вместе с тем, эффективный спектр огибающей даже речевого сигнала простирается до 300-400 Гц и, следовательно, предложенный в модуляторе НЦД способ, не устраняет комбинационные искажения в области частот, воспринимаемых на слух (30÷300 Гц). Поэтому модулятор НЦД дает прекрасные результаты лишь при модуляции одним звуковым тоном. Если при его испытаниях модуляцию осуществить двумя токами с разносом частот 100-300 Гц, интермодуляционные (перекрестные) искажения станут явными.

К числу достоинств модулятора НЦД следует отнести: простоту управления ключом S (катод лампы заземлен), отсутствие необходимости в повышенном напряжении источника питания (удвоение напряжения происходит за счет модуляционного дросселя).

По своим энергетическим характеристикам модулятор НЦД соответствует схеме «PANTEL», хотя при использовании диодов с водородным наполнением, имеющих малое внутреннее сопротивление, снижение промышленного к.п.д. в режиме молчания менее заметно.

На рисунке 3.1в представлена схема преобразователя напряжения, которая в качестве модулятора пока не использовалась и ее применение целесообразно обсудить более детально.

3.2 Схема ключевого модулятора с передачей энергии в нагрузку через индуктивный накопитель (ПЭИН)

Рассмотрим основные принципы действия преобразователя представленного на рисунке 3.1в. В момент замыкания ключа S напряжение источника E приложено к индуктивности L , под действием которого, в течение времени τ , происходит

накопление энергии (i) индуктивным накопителем. После размыкания ключа S на промежутке времени от τ до T (T – период тактовой частоты), э.д.с. (ε) на индуктивном накопителе меняет знак. Под действием ε ток индуктивности (i_2) замыкается через нагрузку и диод, при этом напряжение на нагрузке меняет знак на противоположный по отношению к источнику питания.

Предположим, что потерь в индуктивном накопителе нет, тогда должно выполняться равенство $|E \cdot \tau| = |\varepsilon(T - \tau)|$.

Полагая, что емкость фильтра «запоминает» значение ε , можно в первом приближении считать, что напряжение на нагрузке равно ε по величине и обратно по знаку напряжению источника питания $E \cdot \tau = -E_n(T - \tau)$.

В результате получаем уравнение регулировочной характеристики преобразователя

$$E_n = -\frac{E \cdot \tau}{T - \tau}$$

На рисунке 3.7 представлен график регулировочной характеристики преобразователя ПЭИН.

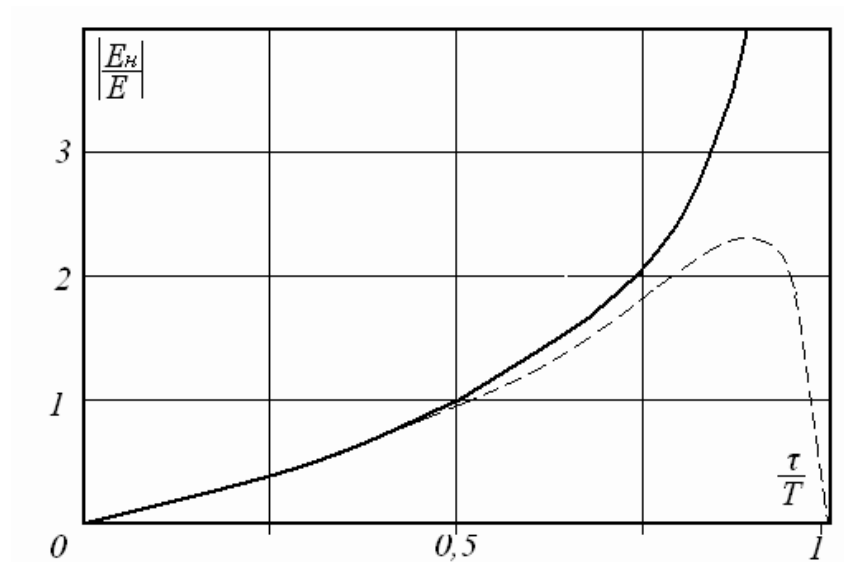


Рисунок 3.7 – Регулировочная характеристика преобразователя ПЭИН

Отметим основные особенности преобразователя:

1. Изменение знака напряжения на нагрузке

2. Возможность получения напряжения на нагрузке больше напряжения источника.

3. Существенно нелинейный характер регулировочной характеристики.

Оставив пока без внимания нелинейный характер зависимости напряжения на нагрузке от τ , укажем на важное достоинство преобразователя, вытекающее из его второй особенности. Повышенное напряжение здесь можно получить без помощи модуляционного дросселя (как в схеме НЦД).

Проблема инверсии знака напряжения в схеме ПЭИН может быть решена с помощью двухобмоточного накопителя (L) подобного использованному в схеме «PANTEL». Вариант такой схемы представлен на рисунке 3.8.

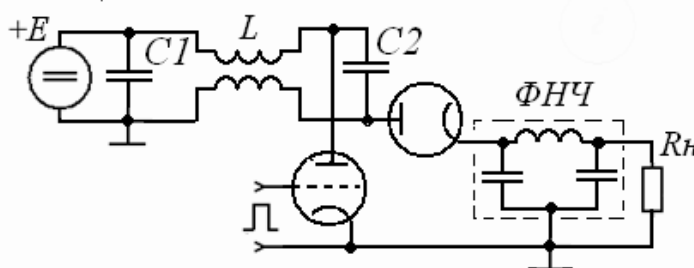


Рисунок 3.8 – Схема модулятора ПЭИН

Здесь, в отличие от рисунка 3.1в, индуктивный накопитель перенесен в анодную цепь ключа, а диод, коммутирующий энергию накопителя, включен к нагрузке через дополнительную обмотку, позволяющую осуществить инверсию знака напряжения на нагрузке.

В результате модулятор ПЭИН приобретает все схемотехнические достоинства схемы НЦД и при этом не требует применения громоздкого модуляционного дросселя. В частности, катод лампы-ключа непосредственно заземлен, паразитные емкости накальных цепей лампы не создают коммутативных потерь, не требуется удвоенного напряжения источника питания. Более того, при необходимости можно обеспечить $E_n > 2E$. По энергетическим характеристикам модулятор подобен схемам «PANTEL» и НЦД.

Серьезным недостатком схемы ПЭИН безусловно является значительная нелинейность СМХ.

3.3 Уравнение статической модуляционной характеристики модулятора ПЭИН

Для анализа СМХ модулятора воспользуемся схемой на рисунке 3.1в, с учетом потерь в ключах и индуктивном накопителе. На рисунке 3.9а, полагая, что частота среза ФНЧ гораздо ниже тактовой частоты $f_c \ll f_T$ напряжение на нагрузке за период тактовой частоты можно считать постоянным и заменить нагрузку источником постоянного напряжения E_H .

На рисунках 3.9б, 3.9в представим схему модулятора двумя эквивалентными схемами на интервале времени соответствующего замкнутому ключу (от 0 до τ_u) и на интервале рекуперации энергии накопленной индуктивностью в нагрузку (от τ_u до $\omega_T T = 2\pi$).

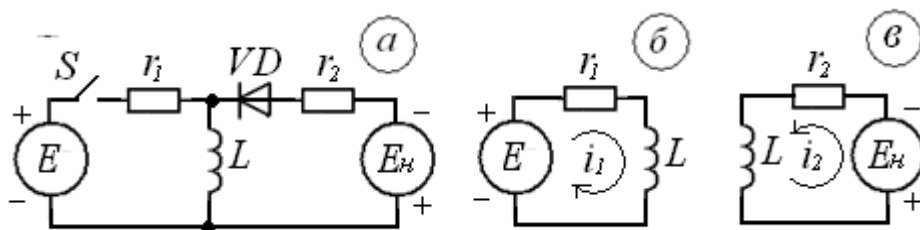


Рисунок 3.9 – Эквивалентные схемы преобразователя ПЭИН

Запишем дифференциальные уравнения для каждой эквивалентной схемы:

$$\frac{di_1}{d\tau} + \alpha_1 i_1 = \frac{E}{\omega_T L}, \quad (3.1)$$

$$\frac{di_2}{d\tau} + \alpha_2 i_2 = -\frac{E_H}{\omega_T L}, \quad (3.2)$$

Здесь $\tau = \omega_T t$; $\alpha_1 = \frac{r_1}{\omega_T L}$; $\alpha_2 = \frac{r_2}{\omega_T L}$.

Решение дифференциальных уравнений имеет вид

$$i_1 = \frac{E}{r_1} + I_1 e^{-\alpha_1 \tau} \dots \dots \dots 0 < \tau < \tau_u, \quad (3.3)$$

$$i_2 = -\frac{E_H}{r_2} + I_2 e^{-\alpha_2 \tau + \alpha_2 \tau_u} \dots \dots \tau_u < \tau < 2\pi. \quad (3.4)$$

Для определения параметров установившегося режима положим

$$i_1(\tau_{\text{и}}) = i_2(\tau_{\text{и}}); i_1(0) = i_2(2\pi).$$

Подставляя сюда значения токов из (3.3), (3.4), получим

$$\frac{E}{r_1} + I_1 e^{-\alpha_1 \tau_{\text{и}}} + \frac{E_{\text{н}}}{r_2} - I_2 = 0, \quad (3.5)$$

$$\frac{E}{r_1} + I_1 + \frac{E_{\text{н}}}{r_2} - I_2 e^{-\alpha_2(2\pi - \tau_{\text{и}})} = 0. \quad (3.6)$$

Решая систему уравнений (3.5, 3.6), определим постоянные интегрирования

$$I_1 = \left(\frac{E}{r_1} + \frac{E_{\text{н}}}{r_2} \right) \frac{e^{-\alpha_2(2\pi - \tau_{\text{и}})} - 1}{1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{\text{и}} - 2\alpha_2\pi}}, \quad (3.7)$$

$$I_2 = \left(\frac{E}{r_1} + \frac{E_{\text{н}}}{r_2} \right) \frac{1 - e^{-\alpha_1 \tau_{\text{и}}}}{1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{\text{и}} - 2\alpha_2\pi}}. \quad (3.8)$$

Находим среднее значение тока в нагрузке

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\tau_{\text{и}}}^{2\pi} i_2(\tau) d\tau. \quad (3.9)$$

Здесь i_2 берем из (3.4) с учетом (3.8).

Результат интегрирования в (3.9)

$$I_{\text{н}} = -\frac{E_{\text{н}}}{r_2} \left(1 - \frac{\tau_{\text{и}}}{2\pi} \right) + \left(\frac{E}{r_1} + \frac{E_{\text{н}}}{r_2} \right) \frac{(1 - e^{-\alpha_1 \tau_{\text{и}}}) \cdot (1 - e^{-\alpha_2(2\pi - \tau_{\text{и}})})}{2\alpha_2\pi [1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{\text{и}} - 2\alpha_2\pi}]}. \quad (3.10)$$

Напряжение на нагрузке

$$E_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}}$$

Умножим левую и правую часть (3.10) на $R_{\text{н}}$, и решим полученное уравнение относительно $E_{\text{н}}$, введя следующие обозначения

$$a = \frac{R_{\text{н}}}{r_1}; \quad b = \frac{r_1}{r_2}; \quad R_{\text{н}} = \omega_c L,$$

где ω_c – частота среза ФНЧ.

$$x = \frac{\omega_{\Gamma}}{\omega_c}; \quad \alpha_1 = \frac{1}{ax}; \quad \alpha_2 = \frac{1}{ab \cdot x},$$

$$\frac{E_{\text{н}}}{E} = \frac{a \cdot F(\alpha, \tau_{\text{и}})}{1 + ab \left(1 - \frac{\tau_{\text{и}}}{2\pi} \right) - a \cdot b \cdot F(\alpha, \tau_{\text{и}})}, \quad (3.11)$$

$$\text{где } F(\alpha, \theta) = \frac{(1 - e^{-\alpha_1 \tau_{и}})[1 - e^{-\alpha_2(2\pi - \tau_{и})}]}{2\alpha_2 \pi [1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{и} - 2\alpha_2 \pi}]}$$

При $x \geq 4$, $1 - e^{-\alpha_1 \tau_{и}} \approx \alpha_1 \cdot \tau_{и}$

$$1 - e^{-\alpha_2(2\pi - \tau_{и})} \cong \alpha_2(2\pi - \tau_{и}),$$

$$1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{и} - 2\alpha_2 \pi} \approx (\alpha_1 - \alpha_2)\tau_{и} + 2\alpha_2 \pi.$$

Тогда

$$F(\alpha, \tau_{и}) \approx \frac{\frac{\tau_{и}}{2\pi} \left(1 - \frac{\tau_{и}}{2\pi}\right)}{\frac{1}{b} + \left(1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right) \frac{\tau_{и}}{2\pi}}. \quad (3.12)$$

Выражение (3.11) является статической модуляционной характеристикой (СМХ). Ряд расчётных графиков СМХ для случая $r_1 = r_2$, ($b = 1$), $x = 4$ представлен на рисунке 3.10.

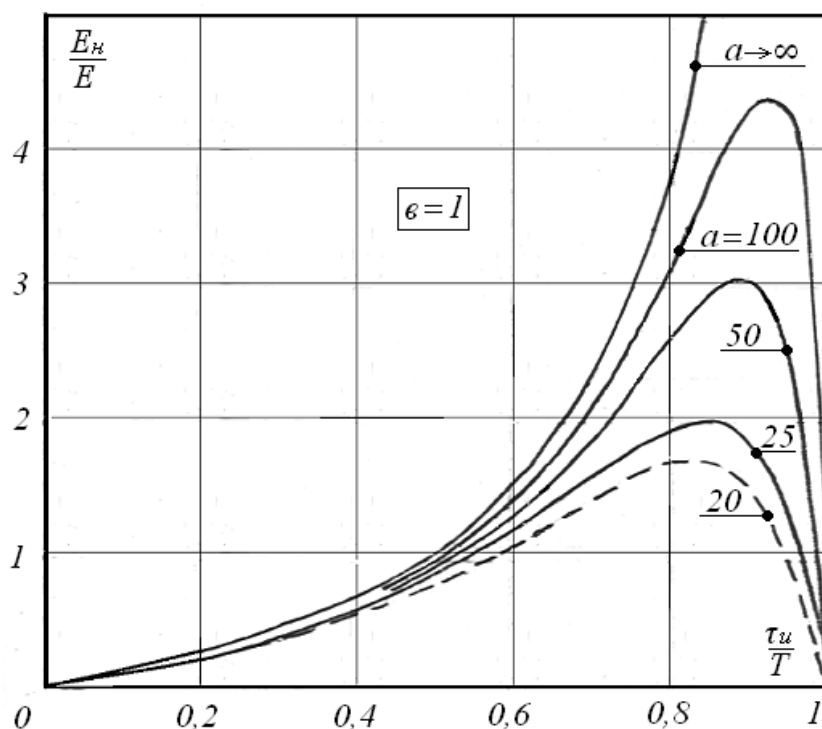


Рисунок 3.10 – Статические модуляционные характеристики преобразователя ПЭИН

3.4 Анализ статических модуляционных характеристик модулятора ПЭИН

В соответствии с рисунком 3.10 необходимое удвоение напряжения на входе модулятора удастся получить лишь при определённых соотношениях сопротивления нагрузки (R_n) и внутреннего сопротивления ключа (r_1) и диода (r_2).

Определим граничные условия, позволяющие получить на выходе модулятора напряжения в два раза больше напряжения источника питания. Для этого воспользуемся выражением (3.11) приравняв его правую часть 2; с учётом (3.12).

$$\frac{a \cdot b \cdot x_2(1 - x_2)}{a \cdot b \cdot x_2^2 + x_2(b - 1 - 2ab) + a \cdot b + 1} = 2, \quad (3.13)$$

$$\text{Здесь } x_2 = \frac{\tau_{и2}}{2\pi},$$

где $\tau_{и2}$ – соответствует длительности замкнутости замкнутого состояния ключа S , при которой напряжения на выходе модулятора удваивается.

Решим уравнение (3.13) относительно x_2

$$\begin{aligned} x_2^2(3a \cdot b) + (2b - 2 - 5a \cdot b)x_2 + 2(1 + a \cdot b) &= 0, \\ x_2^2 + \frac{2b - 2 - 5ab}{3ab} \cdot x_2 + \frac{2ab + 2}{3ab} &. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Как и следовало из рисунка 3.10, уравнение (3.14) в общем случае может иметь два, или одно действительное решение, либо два комплексных, если удвоения напряжения не происходит.

$$x_2 = \frac{b - 1 - 2.5ab}{3ab} \pm \sqrt{\frac{[(b - 1) - 2.5ab]^2}{(3ab)^2} - \frac{2(1 + ab)}{3ab}}. \quad (3.15)$$

Случай единственного решения соответствует точке максимума СМХ на рисунке 3.10. Например, такому решению примерно соответствует график для $a = 25$. Поскольку это предельный случай, при котором еще возможно удвоение напряжения, целесообразно рассмотреть его подробнее.

Согласно (3.15) максимуму СМХ соответствует равенство 0 подкоренного выражения:

$$\frac{(b - 1 - 2.5ab)^2}{3ab} - 2(1 + ab) = 0. \quad (3.16)$$

Решим (3.16) относительно параметра a :

$$a = \frac{1}{b} \left[2 + 10b \pm \sqrt{(2 + 10b)^2 - 4(b - 1)} \right]. \quad (3.17)$$

Физический смысл в (3.17) имеет только решение соответствующее знаку «+».

График зависимости параметра « a » от параметра « b » представлен на рисунке 3.11.

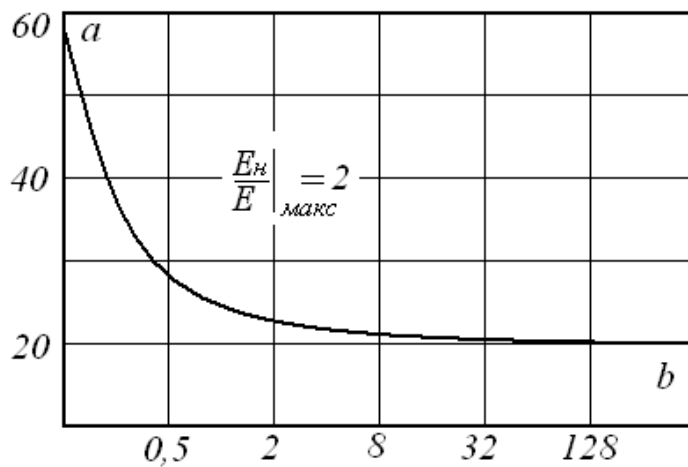


Рисунок 3.11 – Условие удвоения выходного напряжения

Анализ рисунка 3.10 позволяет сделать вывод, что при $r_2 \leq r_1$ ($b \geq 1$) (сопротивление диода меньше, или равно сопротивлению ключа) для удвоения напряжения необходимо, чтобы отношение $a = \frac{R_H}{r_1}$ составляло не менее $20 \div 24$. Причём, в этом интервале, влияние параметра « b » на выходное напряжение и форму СМХ выражено слабо. Об этом же свидетельствуют и графики на рисунке 3.12, где представлены зависимости (3.15) для предельных случаев ($\frac{E_H}{E} = 2$). Следует отметить некоторое увеличение линейности при больших значениях параметра « b ».

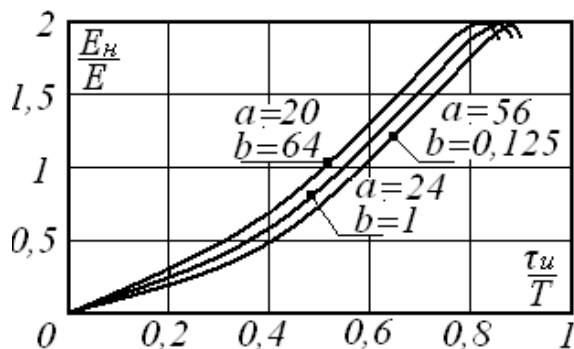


Рисунок 3.12 – СМХ модулятора ПЭИН

Результаты анализа модулятора построенного на основе схемы преобразователя напряжения с передачей энергии в нагрузку через индуктивный накопитель (ПЭИН) позволяют сделать следующие выводы:

1. Схема модулятора выгодно отличается от аналогичных модуляторов типа «PANTEL» и НЦД простотой реализации и возможностью получения выходного напряжения существенно превышающего напряжение источника питания.
2. Для ПЭИН-модулятора характерна нелинейная СМХ, требующая коррекции.
3. Дальнейшее улучшение линейности и стабилизация качественных показателей модулятора возможно за счет использования ООС. Возникающие при этом проблемы устойчивости требуют дополнительного исследования.

3.5 Компенсатор нелинейных искажений в модуляторе ПЭИН

Широко известен способ уменьшения нелинейных искажений в усилительных устройствах с помощью отрицательной обратной связи (ООС) [41].

При больших мощностях усилителей класса D существенно увеличиваются габариты усилителей и, как следствие, растут паразитные ёмкости схемы, что приводит к необходимости использования минимально возможной тактовой частоты (порядка 50÷100 кГц) и соответственно сложных демодулирующих фильтров.

Недостатком способа уменьшения искажений в усилителе класса D с помощью ООС является наличие в её цепи сложного фильтра, создающего значительные фазовые сдвиги, существенно ограничивающие допустимую величину устойчивой противосвязи и, соответственно, её эффективность.

Как уже отмечалось выше, преобразователь ПЭИН принципиально нелинейный, причем его нелинейность достаточно велика. Поэтому использование противосвязи, здесь, мало эффективно. Применение предискажений для компенсации нелинейности модуляционной характеристики также не даёт желаемых результатов, т.к. в динамическом режиме характеристика становится неоднозначной кривая 2 на рисунке 3.13.

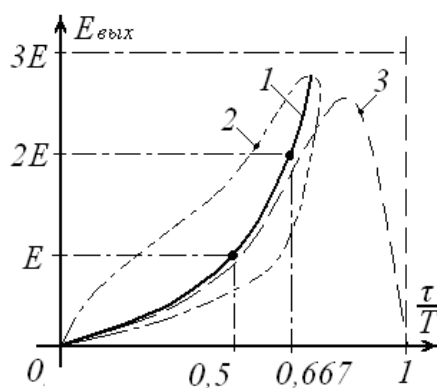


Рисунок 3.13 – Модуляционные характеристики преобразователя ПЭИН

Основным препятствием для получения глубокой противосвязи в усилителе класса D являются значительные фазовые сдвиги сигнала (запаздывание во времени) в фильтре нижних частот (ФНЧ). Компенсация задержки возможна, если замкнуть цепь обратной связи не через собственно усилитель мощности, а через его физическую модель, модуляционная характеристика которой (благодаря импульсному характеру сигнала), может достаточно точно повторить характеристику основного преобразователя. Действительно, особенностью импульсного сигнала является практически полная независимость длительности импульса от нелинейности амплитудной характеристики усилительного тракта. Поэтому форма регулировочной характеристики преобразователя слабо зависит от параметров схемы и параметров предварительных импульсных усилителей.

Такая «обратная связь» фактически ею не является, а представляет собой вариант компенсатора нелинейных искажений, в котором источником компенсирующего сигнала (с учётом всех фазовых сдвигов) служит физическая модель усилителя.

Рассмотрим упрощенный вариант «обратной связи по физической модели» (ОСФМ) [42] представленной на рисунке 3.14а.

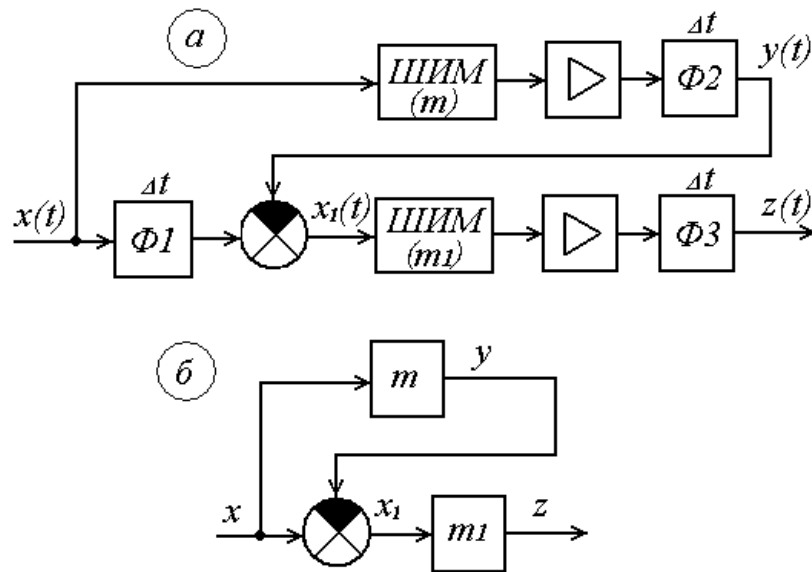


Рисунок 3.14 – Структурная схема обратной связи по физической модели

Здесь $\Phi 1, \Phi 2$ – фильтры с идентичными характеристиками (временем задержки); ШИМ – широтно-импульсный модулятор. Основной тракт усилителя начинается с фильтра нижних частот (ФНЧ) $\Phi 1$, обеспечивающего компенсирующую задержку на время Δt . Поскольку в тракте модели усилителя также происходит задержка в выходном фильтре $\Phi 2$, сигнал, поступающий на вход сумматора ($y(t)$), практически не отличается от входного сигнала $x(t)$ по временным параметрам, но содержит в себе всю информацию о нелинейности модуляционной характеристики. Сумматор, в качестве которого обычно используется дифференциальный усилитель, обладает односторонней проводимостью, поэтому реальных обратных связей не будет, ни в основном усилителе, ни в его модели. Следовательно, в таком устройстве не возникает и проблем устойчивости (если не принимать во внимание паразитные обратные связи).

Поскольку применение ОСФМ позволяет снять проблему значительных фазовых сдвигов в кольце ОС, при дальнейшей оценке эффективности предлагаемого метода, задержку сигнала Δt положим равной нулю, и представим схему на рисунке 3.14а в виде рисунка 3.14б. На этом рисунке

$$x = (1 + u) - \text{нормированный входной сигнал, где } u = \frac{u_{ex}(t)}{u_{ex\max}};$$

m – коэффициент широтно-импульсной модуляции модели усилителя;

mI – коэффициент широтно-импульсной модуляции усилителя ПЭИН.

В соответствии с регулировочной характеристикой ПЭИН без потерь в АЭ

$$y = \frac{mx}{1 - mx};$$

$$z = \frac{mI \cdot xI}{1 - mI \cdot xI}, \quad (3.18)$$

где $xI = x - y$. Тогда на основании (3.18)

$$z = \frac{mI \cdot x \cdot [1 - \frac{m}{1 - mx}]}{1 - mI \cdot x \cdot [1 - \frac{m}{1 - mx}]} . \quad (3.19)$$

На рисунке 3.14б при использовании схемы ПЭИН в качестве мощного модулятора нормированное напряжение на его выходе $z = \frac{E_{вых}}{E_{вых\max}}$ должно изменяться от 0 до 2. Тогда при $x = 2$, $z = 2$, и согласно (3.18), $mI \cdot xI = 0,667$.

Тогда, чтобы при $u = -1$; $u = 0$; и $u = 1$ между z и u существовала пропорциональная зависимость, т.е.

$$mI \cdot xI \Big|_{u=1; z=2} = 2mI \cdot [1 - \frac{m}{1 - 2m}] = 0,667, \quad (3.20)$$

$$mI \cdot xI \Big|_{u=0; z=1} = mI \cdot [1 - \frac{m}{1 - m}] = 0,5, \quad (3.21)$$

$$mI \cdot xI \Big|_{u=-1; z=0} = 0.$$

В результате имеем систему алгебраических уравнений с неизвестными m и mI . Её решение дает следующий результат: $mI = 0,808$; $m = 0,27$.

Найденные значения m и $m1$ позволяют определить выходной сигнал согласно (3.19). На рисунке 3.15 представлена полученная зависимость $z(x)$ для $m1=0,808$; $m = 0,27$. Там же приведена аналогичная характеристика при отсутствии коррекции ($m1 = 0,334$; $m = 0$). Как видно коррекция при условиях (3.20) и (3.21) приводит к значительной нелинейности верхней части модуляционной характеристики. Лучший результат удалось получить при $m1 = 0,7$; $m = 0,255$ [43].

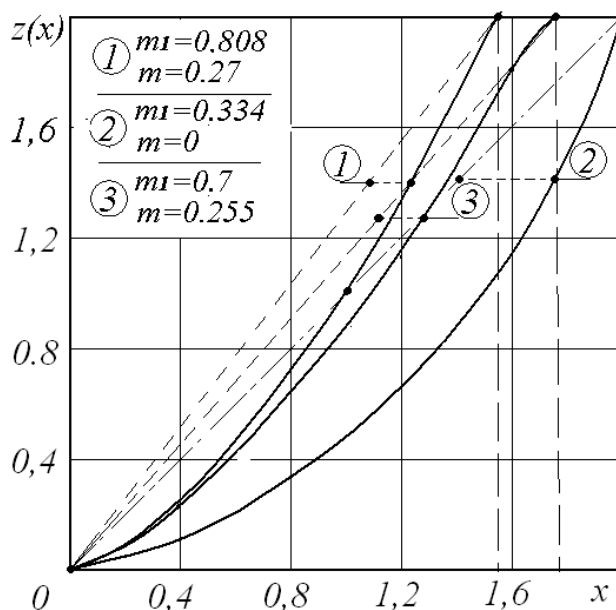


Рисунок 3.15 – Коррекция регулировочной характеристики ПЭИН

Для количественной оценки эффективности корректора по методу пяти ординат был вычислен коэффициент гармоник (K_2) для характеристик с $m=0$ и $m=0,255$. Результаты вычислений дали следующий результат: в первом случае $K_Г=27,8\%$; во втором $11,5\%$. Таким образом, появилась возможность уменьшения искажений в 2,5 раза. Заметим, что в аналогичной ситуации *ООС* менее эффективна. Так в примере, приведённом в [41], при нелинейных искажениях в 20%, использование *ООС* с глубиной 20 дБ приводит к уменьшению искажений всего лишь до 15%.

В нашем случае, при большей нелинейности усилителя, действие корректора эквивалентно глубине противосвязи 25-30 дБ, без проблем, связанных с устойчивостью. Заметим, что полученные результаты не учитывают потерь в АЭ модулятора ПЭИН. С учётом потерь характеристика модулятора становится более

линейной, кривая 3 на рисунке 3.13 и соответственно эффективнее будет действовать ОСФМ. Кроме того, линейность можно повысить и за счёт использования пусть неглубокой ООС в усилителе и его модели одновременно [42].

Возможна коррекция с использованием двух физических моделей, как показано на рисунке 3.16.

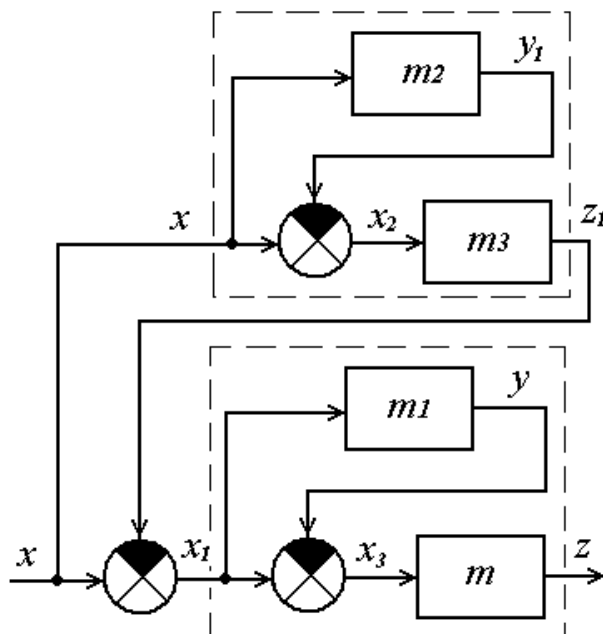


Рисунок 3.16 – Схема коррекции с двумя физическими моделями

Заметим также, что при большом коэффициенте усиления в основном тракте, мощность физической модели практически не отразится на энергетических показателях устройства в целом.

3.6 Анализ устойчивости широтно-импульсной системы, охваченной цепью обратной связи

Усилитель мощности класса D с промежуточной широтно-импульсной модуляцией, охваченный отрицательной обратной связью, с целью уменьшения нелинейных искажений, является типичной широтно-импульсной системой (ШИС).

Анализ импульсных систем производится, как правило, на базе теории решетчатых функций и дискретного преобразования Лапласа [44]. Теория амплитудно-импульсных систем (АИС) в настоящее время разработана достаточно подробно, как для линейного тракта, как и для систем содержащих нелинейные безинерционные элементы [44, 45].

В отличие от АИС, ШИС значительно труднее поддается анализу, поэтому их исследуют путем сведения к эквивалентным нелинейным АИС.

Структурная схема нелинейной АИС представлена на рисунке 3.17.

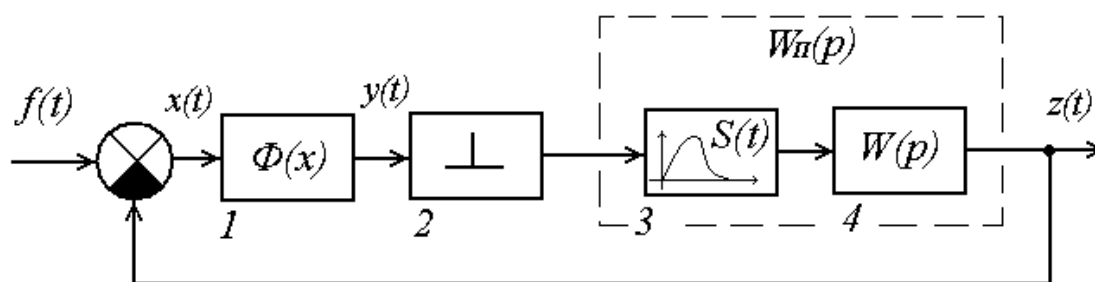


Рисунок 3.17 – Структурная схема нелинейной АИС

Здесь:

$f(t)$, $z(t)$ – соответственно входной и выходной сигналы,

$w(t)$ – импульсная характеристика непрерывной (линейной) части ШИС,

γ – длительность импульса,

$x(t)$ – сигнал ошибки,

$y(t)$ – нелинейное преобразование $x(t)$,

1 – нелинейные безинерционные преобразователи тракта,

2 – генератор тактовых δ – функций, модулированных по амплитуде сигналом $y(t)$,

3 – генератор импульсов формы $s(t)$,

4 – линейная часть тракта.

Уравнение системы рисунка 3.17 в решетчатых функциях имеет вид:

$$x(n,0) = f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \Phi(x) \int_0^{\gamma} S(\bar{\tau}) \omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) d\bar{\tau}, \quad (3.22)$$

где $\bar{\tau} = \frac{\tau}{T}$ - дискретное время,

B – коэффициент линейного усиления $x(t)$ в тракте АИС.

Интеграл в (3.22) представляет собой свёртку функции формирующего элемента и импульсной характеристики $\omega(t)$. В литературе он получил название приведённой импульсной характеристики $\omega_n(t)$ [45].

Если уравнение ШИС удастся свести к (3.22), то к ней можно применить все известные методы анализа и расчета нелинейных АИС.

Упрощенная структурная схема ШИС представлена на рисунке 3.18.

Для ШИС функция формирующего элемента $s(t)$ имеет вид рисунок 3.19, где T – период тактовой частоты.

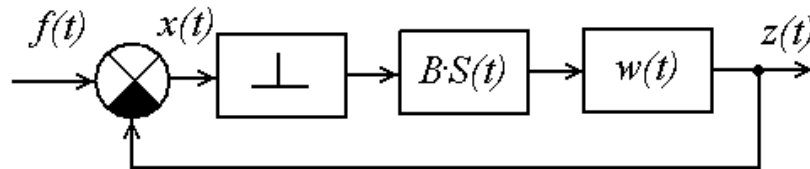


Рисунок 3.18 – Структурная схема ШИС

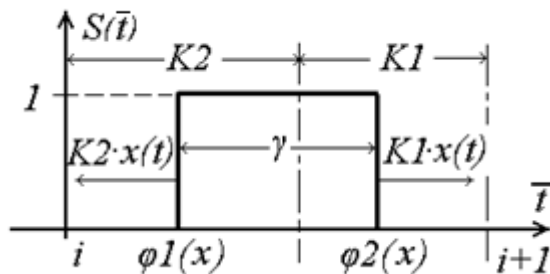


Рисунок 3.19 – Формирующий элемент ШИС

Согласно рисунку 3.19, $s(\bar{\tau})$ соответствует двусторонней ШИМ.

При $K_1=0$, или $K_2=0$ имеет место односторонняя ШИМ.

По аналогии с (3.22), для ШИС можно записать следующее выражение:

$$x(n,0) = f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \int_{\varphi_1(x)}^{\varphi_2(x)} S(\bar{\tau}) \omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) d\bar{\tau} . \quad (3.23)$$

В отличие от (3.22) интеграл в (3.23) является функцией $x(t)$, что и определяет особенности анализа ШИС.

Согласно рисунку 3.19

$$\varphi_1(x) = K_2(1-x); \quad \varphi_2(x) = K_2 + K_1x; \quad K_1 + K_2 = 1. \quad (3.24)$$

Введём понятие коэффициента асимметрии ШИМ

$$A = \frac{K_1 - K_2}{K_1 + K_2};$$

$$K_1 = \frac{1+A}{2}; \quad K_2 = \frac{1-A}{2}. \quad (3.25)$$

На интервале интегрирования в (3.23) $s(\bar{\tau})=1$, а $\omega(n-m-1; 1-\bar{\tau})$ можно представить рядом элементарных импульсных характеристик

$$\omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) = \sum_{v=0}^s \sum_{\mu=0}^{r_v-1} C'_{v\mu} \frac{(n-m-\bar{\tau})^\mu}{\mu!} \exp \left[q_v(n-m-\bar{\tau}) \right]. \quad (3.26)$$

Здесь s – число разных полюсов; r_v – кратность v -того полюса

$$C'_{v\mu} = \frac{1}{(r_v - \mu - 1)!} \cdot \frac{d^{(r_v - \mu - 1)}}{dq^{(r_v - \mu - 1)}} \left[\frac{P_H(q)}{TQ_H(q)} (q - q_v)^{r_v} \right]_{q=q_v},$$

где $P_H(q)$; $Q_H(q)$ – полиномы в числителе и знаменателе передаточной функции непрерывной части ШИС $W(q)$.

Предположим, что все полюса простые и не равны нулю (наличие нулевых или кратных полюсов не усложняют и не упрощают задачи сведения ШИС к АИС).

Для случая простых полюсов

$$C'_{v\mu} = C'_v = \frac{1}{T} \left| W(q)(q - q_v) \right|_{q=q_v},$$

$$\omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) = \sum_{v=1}^s C'_v \exp \left[q_v(n-m-\bar{\tau}) \right]. \quad (3.27)$$

Подставляя (3.27) в (3.23), получим

$$\begin{aligned}
x(n,0) &= f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \sum_{v=1}^s \left[\frac{\varphi_2(x)}{\varphi_1(x)} \int \exp[-q_v \bar{\tau}] d\bar{\tau} \right] C'_v \exp[q_v(n-m)] = \\
&= f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \left\{ \sum_{v=1}^s \Phi_v[x(m,0)] w_{IV}(n-m) \right\},
\end{aligned} \tag{3.28}$$

где

$$\Phi_v[x(m,0)] = \frac{\varphi_2[x(m,0)]}{\varphi_1[x(m,0)]} \int \exp[-q_v \bar{\tau}] d\bar{\tau}, \tag{3.29}$$

$$w_{IV} = C'_v \exp[q_v(n-m)]. \tag{3.30}$$

Сравнивая (3.28) и (3.22) можно сделать вывод, что ШИС сводится к эквивалентной многомерной нелинейной АИС. Число параллельных ветвей эквивалентной АИС равно числу корней характеристического уравнения.

Анализ многомерных нелинейных АИС позволяет определить в общем виде лишь абсолютную устойчивость системы, причем приемлемые для практики результаты удается получить лишь для двумерных систем, или для систем, сводящимся к двумерным, при анализе устойчивости.

В связи с этим, при анализе устойчивости ШИС прибегают к приближенным методам, позволяющим снизить порядок эквивалентной АИС. Например, предлагается представить $\Phi_v(x)$ степенным полиномом вида [46]

$$\Phi_v(x) = \sum_{k=1}^N r_k^{(v)} x^k. \tag{3.31}$$

Если эквивалентная нелинейность $\Phi_v(x)$ относительно мала, в полиноме (3.29) можно оставить лишь два – три слагаемых. При этом эквивалентная АИС будет двух-трёх мерной, даже в случае высоких порядков линейной части ШИС.

Если $\Phi_v(x) = r_1^{(v)} \cdot x + r_2^{(v)} \cdot x^2$, то, как показано, структурная схема ШИС может быть сведена к одномерной нелинейной АИС.

3.7 Анализ устойчивости ШИС методом искусственного понижения порядка её линейной части

В основу предлагаемого метода анализа положен способ приближенного расчета переходных процессов в сложных линейных цепях. Этот способ предложен и детально исследован Я.С. Ицхоки [47]. Его суть заключается в следующем:

Порядок исходного дифференциального уравнения линейной части системы искусственно понижается (дифференциальное уравнение «укорачивается»), а в описание системы вводится эквивалентное запаздывание (в некоторых случаях возможно и не запаздывающее решение) [48].

Параметры укороченного уравнения подбираются так, как показано на рисунке 3.20, чтобы крутизна нарастания переходной функции $h(t)$ в междецильном пространстве (МП) и амплитуда колебательного процесса (если он есть) соответствовали исходной $h(t)$.

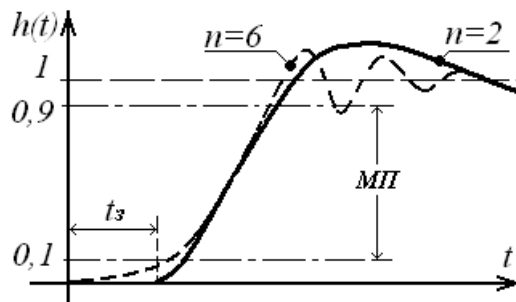


Рисунок 3.20 – Аппроксимация переходной характеристики

Такой способ может быть весьма эффективен даже при понижении сложных линейных цепей высокого порядка до первого – второго порядка.

Для решения задачи приближенного описания линейной части ШИС, ее передаточную функцию следует привести к нормированному виду:

$$W(p) = \frac{1 + g_1 p + g_2 p^2 + \dots + g_n p^n}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_k p^k},$$

где по крайней мере $n < k - 1$ (при $n > k - 1$ аппроксимация запаздывающей функцией не существует).

Искомая аппроксимация $W(p)$ порядка m отыскивается в виде:

$$W_m(p) = \frac{\exp[-pt_{3m}]}{1 + b'_1 p + b'_2 p^2 + \dots + b'_m p^m}, \quad (3.32)$$

где t_{3m} определяется решением следующего уравнения

$$\frac{t_{3m}^{m+1}}{(m+1)!} - \frac{t_{3m}^m}{m!} + \dots + (-1)^{m+1} \cdot \Delta_{m+1} = 0. \quad (3.33)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= a_1 - g_1, \\ \Delta_2 &= a_2 - g_2 - a_1 \cdot g_1, \\ \Delta_3 &= a_3 - g_3 - a_2 \cdot g_2 - a_1 \cdot g_1. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Заметим, что необходимое значение задержки t_3 соответствует одному и притом наименьшему вещественному (всегда положительному) корню $t_3 = t_{3m}$. Отыскать это значение непросто даже при $m=3$.

Остальные параметры аппроксимации в (3.32) отыскиваются следующим образом:

$$\begin{aligned} b'_1 &= \Delta_1 - t_{3m}, \\ b'_2 &= \Delta_2 - \Delta_1 \cdot t_{3m} + \frac{t_{3m}^2}{2!}, \\ &\dots \dots \dots \\ b'_m &= \Delta_m - \frac{\Delta_{m-1}}{1!} + \frac{\Delta_{m-2} \cdot t_{3m}^2}{2!} - \dots + (-1)^m \frac{t_{3m}^m}{m!}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Для аппроксимации того или иного порядка имеются определенные условия существования.

Приближение порядка $m=0$ существует всегда.

Приближение $m=1$ ограничено условием

$$\frac{\Delta_2}{\Delta_1^2} < \frac{1}{2}. \quad (3.36)$$

В случае $m=2$ возможны два варианта

1. Приближение $m=1$ не существует, т.е. $\Delta_2 \geq 0,5\Delta_1^2$ тогда условие существования приближения $m=2$ имеет вид:

$$\frac{\Delta_3}{\Delta_1^3} < \frac{\Delta_2}{\Delta_1^2} - \frac{1}{3}. \quad (3.37)$$

2. Приближение $m=1$ существует, но точность приближения недостаточна. Тогда условие существования приближения $m=2$ принимает вид:

$$\frac{\Delta_3}{\Delta_1^3} < -\frac{1}{3} + \frac{1}{3} \sqrt{\left(1 - \frac{2\Delta_2}{\Delta_1^2}\right)^3} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta_2}{\Delta_1^2}\right)^2 \left[1 + \frac{\Delta_2}{3\Delta_1} + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta_2}{\Delta_1^2}\right)^2 + \dots\right]. \quad (3.38)$$

В связи с тем, что повышение порядка аппроксимации резко усложняет задачу отыскания приближенного решения и анализа устойчивости ШИС, не следует, по-видимому, использовать $m > 2$.

Предположим, что в результате рассмотренного метода аппроксимации определена передаточная функция линейной части ШИС в виде приближения первого порядка ($m=1$).

$$W_1(p) = \frac{\exp[-pt_{31}]}{1+b'_1 p} = \frac{1}{b'_1} \cdot \frac{\exp[-pt_{31}]}{p + \frac{1}{b'_1}}. \quad (3.39)$$

Соответствующая решетчатая (дискретная) импульсная характеристика на основании (3.27) примет вид:

$$w(n-m-k, k - \bar{\tau} - \bar{t}_1) = \frac{1}{b_1} \exp\left[-\frac{1}{b_1}(n-m-k)\right] \exp\left[-\frac{1}{b_1}(k - \bar{\tau} - \bar{t}_1)\right]. \quad (3.40)$$

$$\text{Здесь } \bar{t}_1 = \frac{t_{31}}{T}; \quad b_1 = \frac{b'_1}{T};$$

k – выбирается таким, чтобы дискретное время $k - \bar{\tau} - \bar{t}_1 > 0$

Приведенная импульсная характеристика в соответствии с (3.30) может быть записана в виде

$$w_{n1} = \frac{1}{b_1} \exp\left[-\frac{1}{b_1}(n-m-1)\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{b_1}(1-\bar{t}_1)\right]. \quad (3.41)$$

Нелинейность эквивалентной АИС найдем согласно (3.29)

$$\Phi_1[x(m,0)] = \int_{K_2(1-x)}^{K_2+K_1x} \exp\left[\frac{1}{b_1}\bar{\tau}\right] d\bar{\tau} = b_1 \left[\exp\left[\frac{1}{b_1}(K_2 + K_1x)\right] - \exp\left[\frac{K_2}{b_1}(1-x)\right] \right]. \quad (3.42)$$

Здесь x – нормированный сигнал, изменяющийся в пределах $0 < x < 1$. С учётом (3.26), выражение (3.42) можно переписать следующим образом

$$\Phi_1(x) = 2b_1 \exp\left[\frac{1}{2b_1}(1-A)\right] \cdot \exp\left[\frac{Ax}{2b_1}\right] \operatorname{sh} \frac{x}{2b_1}. \quad (3.43)$$

Графики этой зависимости для частного случая $b_1=0.5$ показаны на рисунке 3.21. Как и следовало ожидать, при несимметричных видах ШИМ ($A=\pm 1$) нелинейность $\Phi_1(x)$ выражена значительно сильнее, чем при $A=0$.

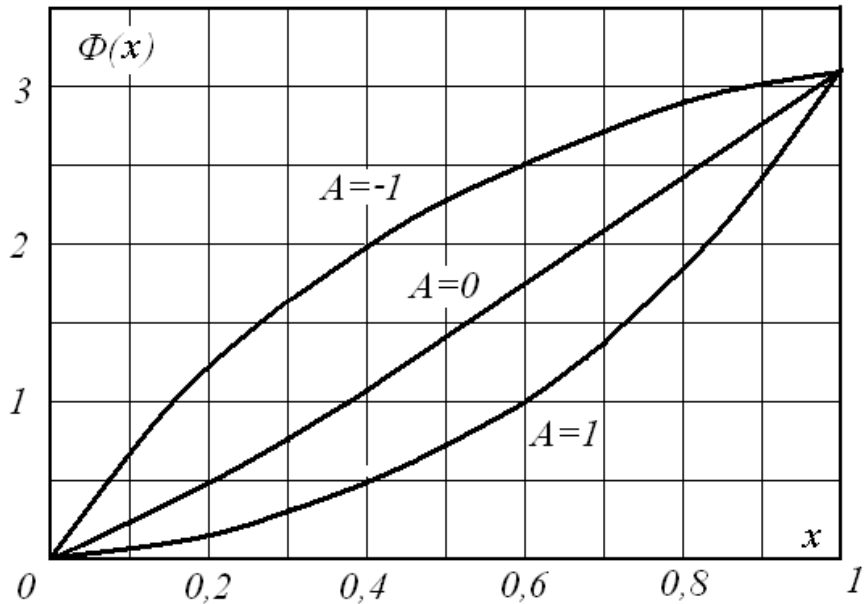


Рисунок 3.21 – Нелинейные характеристики ШИС

Передаточную функцию приведённой линейной части найдем дискретным преобразованием Лапласа от (3.41)

$$W_n^*(q,0) = \frac{1}{b_1} \cdot \frac{\exp\left[-\frac{1}{b_1}(1-\bar{t}_1)\right]}{\exp[q] - \exp\left[-\frac{1}{b_1}\right]}. \quad (3.44)$$

Заменив в этом выражении q на $j\bar{\omega}$ ($\bar{\omega}=\omega T$), получим амплитудно-фазовую характеристику приведенной линейной части ШИС. Используя эту характеристику,

можно оценить устойчивость ШИС с помощью одного из известных критериев. Например, согласно критерию абсолютной устойчивости положения равновесия.

$$\frac{1}{\sigma} + \operatorname{Re} \left[\frac{B}{b_1} \cdot \frac{\exp \left[-\frac{1}{b_1} (1 - \bar{t}_1) \right]}{\exp[j\bar{w}] - \exp \left[-\frac{1}{b_1} \right]} \right] > 0, \quad (3.45)$$

где $\sigma = \left| \frac{\partial \Phi_1(x)}{\partial x} \right|_{\max}$ - максимальное дифференциальное значение

коэффициента передачи эквивалентного нелинейного элемента.

B – коэффициент линейного усиления в импульсном тракте ШИС.

3.8 Выводы по результатам третьей главы

1. Выполнен сравнительный анализ усилителей мощности класса D с промежуточной широтно-импульсной модуляцией. Предложена новая схема усилителя, обладающая лучшими эксплуатационными показателями, а именно исключен громоздкий модуляционный дроссель, упрощена схема управления силовым ключом. Рассмотрены способы повышения качественных показателей такого усилителя. Результаты предложенного метода защищены патентом на полезную модель.

2. Предложен новый метод анализа устойчивости нелинейных импульсных систем, охваченных цепью обратной связи. При этом ШИС высокого порядка понижается до эквивалентных ШИС 1-2 порядка, что существенно упрощает анализ их устойчивости. Полученные результаты могут быть использованы при анализе любых систем автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО И ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Целью эксперимента является проверка результатов теоретического исследования частотных характеристик усилителя в ключевом режиме.

4.1 Принципы компьютерного моделирования в среде PSPICE-V

PSPICE является модификацией известной программы моделирования интегральных схем SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), разработанной в Калифорнийском Университете. Первая версия SPICE была разработана в середине 70-х годов. Она позволяла анализировать линейные и нелинейные цепи во временной области, рассчитывать частотные характеристики линейных цепей. Для анализа линейных резистивных цепей использовался метод узловых напряжений. Библиотека моделей включала модели диода и биполярного транзистора (модель Эберса-Молла).

Первые версии PSPICE позволяли моделировать только аналоговые устройства. Рассчитывались переходные процессы при действии сигналов различной формы, частотные характеристики, рабочие точки нелинейных приборов. В начале 90-х годов были созданы версии, позволяющие моделировать не только аналоговые, но и смешанные аналого-цифровые устройства. Программа получила удобный интерфейс, обеспечивающий графический ввод схем.

Современные версии PSPICE представляют вычислительную среду, предназначенную для моделирования аналоговых и цифровых электронных схем. Существенное достоинство программы заключается в возможности моделирования смешанных аналого-цифровых схем без применения вспомогательных устройств согласования аналоговых и цифровых сигналов.

Это достигается за счет автоматического использования специальных интерфейсов и значительно облегчает моделирование смешанных аналого-цифровых устройств.

Процедура моделирования электронных схем в программе PSPICE состоит из трёх этапов:

- 1.Создание принципиальной схемы;
- 2.Моделирование;
- 3.Представление результатов моделирования в удобной для пользователя форме.

Для создания графического изображения принципиальных схем в современных версиях PSPICE служат редакторы *Schematics* и *Capture*. Они выполняют одновременно функции управляющей оболочки для запуска других модулей PSPICE. Перед началом моделирования проверяется правильность соединения элементов схемы. Разумеется, программа может выявить только простейшие ошибки, такие как «висящий» узел, к которому подключен только один элемент, или отсутствие заземления.

Для представления результатов расчетов в удобной для пользователя форме служит графический постпроцессор *Probe*. Он выводит на экран графики результатов моделирования и выполняет их математическую обработку.

Базовый набор элементов PSPICE включает резисторы, конденсаторы, индуктивные катушки, диоды, биполярные транзисторы, полевые транзисторы с управляющим *p-n* переходом и изолированным затвором, длинные линии, источники напряжения и тока различной формы.

Аналоговые интегральные схемы, а также некоторые компоненты (тиристоры, некоторые виды полевых транзисторов) представляются подсхемами, параметры которых задает пользователь.

Базовый набор элементов PSPICE содержит также цифровые функциональные блоки, выполняющие логические операции. Цифровые элементы могут реализовываться пользователем на основе функциональных блоков. Кроме того, существуют обширные библиотеки серийно выпускаемых компонентов.

4.2 Описание используемых моделей

В качестве основы для разработки моделей усилителя мощности высокой частоты были взяты уже существующие в *Schematics* модули и отдельные блоки. На основе данных блоков были разработаны новые модели усилителей мощности высокой частоты в режимах класса *D* (с фильтрующим контуром) и класса *E* (с формирующим контуром).

4.2.1 Модель усилителя мощности в ключевом режиме класса *D*

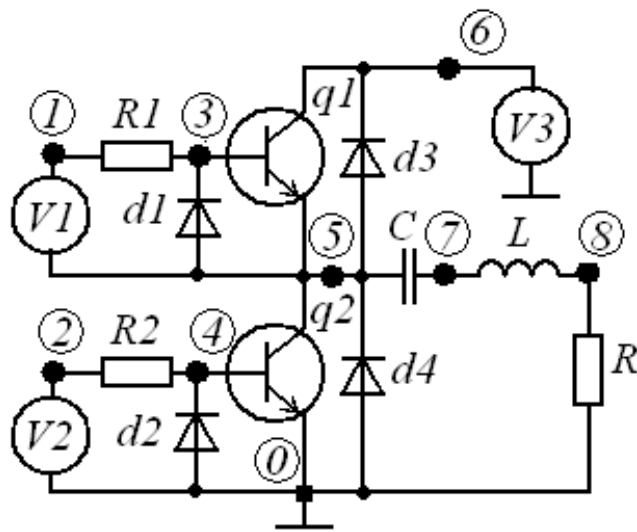


Рисунок 4.1 – Схема модели усилителя в режиме класса *D*

4.2.2 Модель усилителя мощности в ключевом режиме класса *E*

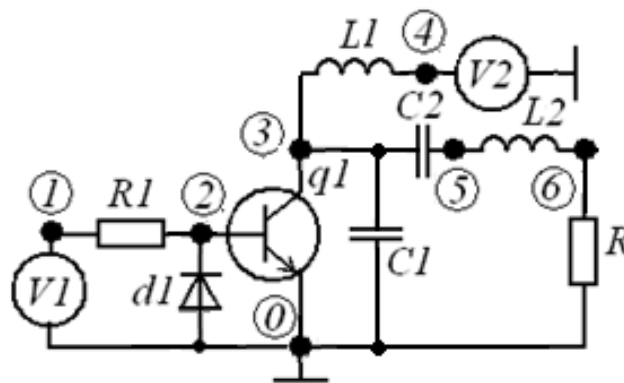


Рисунок 4.2 – Схема модели усилителя в режиме класса *E*

4.3 Результаты исследования модели двухтактного усилителя в режиме класса D

Схема усилителя мощности в ключевом режиме класса D с рабочей частотой 1 МГц представлена на рисунке 4.1.

Программа модели усилителя представлена в Приложении А.

Рабочая частота усилителя менялась в пределах $\pm 10\%$ от частоты 1 МГц.

Результаты эксперимента сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Частотные характеристики усилителя в режиме класса D

f (МГц)	0,90	0,95	1,0	1,05	1,1
I_{kl} (мА)	157	169,5	174,5	167,3	154
I_{k0} (мА)	97	107,1	112,6	108,2	99
P_0 (Вт)	2,33	2,57	2,7	2,6	2,4
P_1 (Вт)	2,13	2,48	2,63	2,42	2,05
P_k (Вт)	0,2	0,09	0,07	0,18	0,35
η	0,914	0,965	0,974	0,931	0,854

По результатам таблицы 4.1 построены графики частотных характеристик, которые представлены на рисунках 4.3, 4.4.

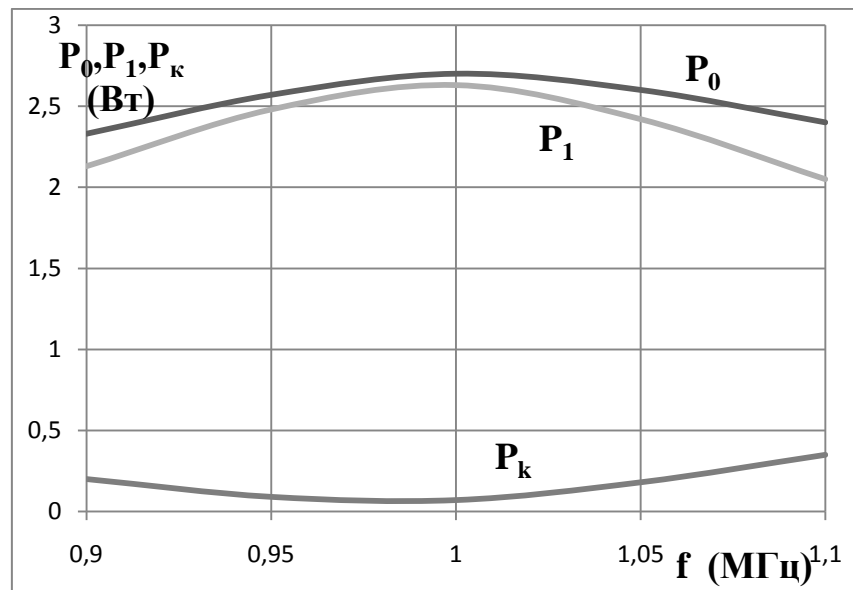


Рисунок 4.3 – Зависимость мощностей усилителя от частоты

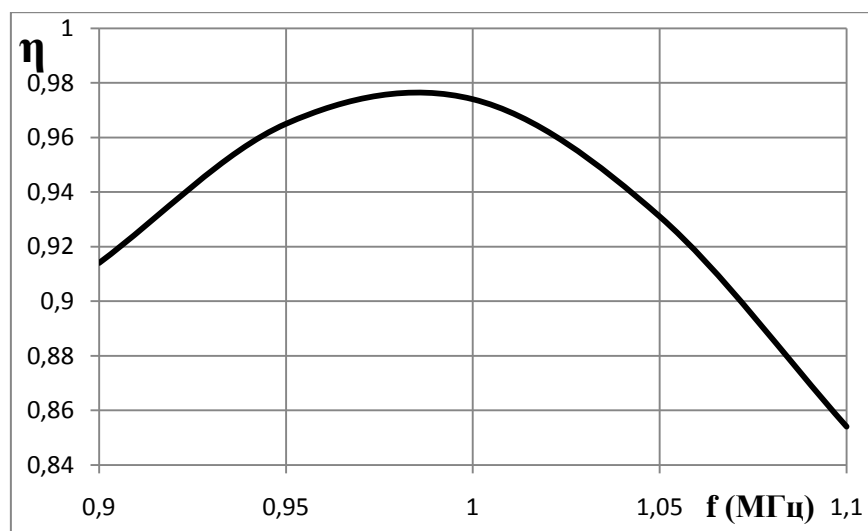


Рисунок 4.4 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

4.4 Результаты исследования модели усилителя мощности в ключевом режиме класса *E*

Схема усилителя в режиме класса *E* с рабочей частотой 1 МГц представлена на рисунке 4.2.

Программа модели усилителя представлена в Приложении Б.

Результаты расчета при изменении частоты усилителя на $\pm 10\%$ относительно частоты 1 МГц сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Частотные характеристики усилителя в режиме класса *E*

f (МГц)	0,90	0,95	1,0	1,05	1,1
$I(R)$ (мА)	293	302	284	257	232,5
$I_{к0}$ (мА)	153	148	125	99	80
P_0 (Вт)	1,683	1,628	1,375	1,1	0,88
P_I (Вт)	1,29	1,37	1,21	0,99	0,81
$P_к$ (Вт)	0,393	0,258	0,165	0,11	0,09
η	0,765	0,84	0,88	0,9	0,92

По результатам таблицы 4.4 построены графики частотных характеристик, которые представлены на рисунках 4.5, 4.6.

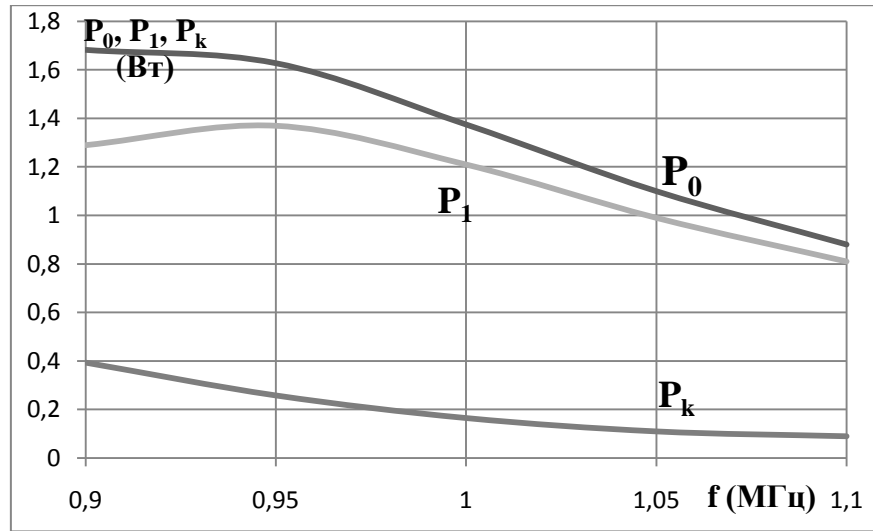


Рисунок 4.5 – Зависимость мощностей усилителя от частоты

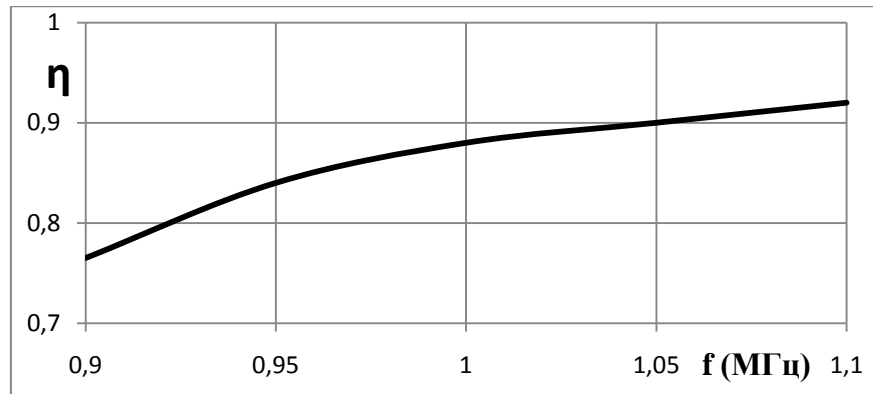


Рисунок 4.6 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

Осциллограммы коллекторного напряжения и коллекторного тока усилителя представлены на рисунках 4.7 – 4.12.

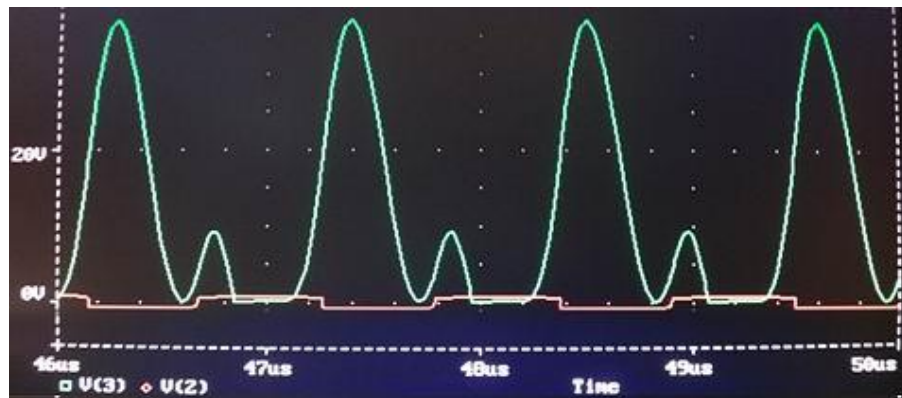


Рисунок 4.7 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 0,9 МГц



Рисунок 4.8 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 0,9 МГц



Рисунок 4.9 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 1 МГц



Рисунок 4.10 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 1 МГц

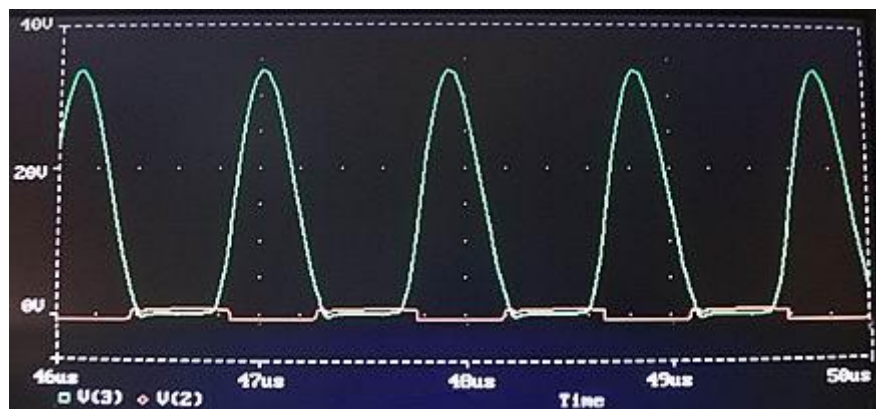


Рисунок 4.11 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 1,1 МГц



Рисунок 4.12 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 1,1 МГц

4.5 Описание используемых физических моделей

4.5.1 Модель усилителя в режиме класса *E*

Усилителя построен по схеме с общим эмиттером на кремниевом n-p-n транзисторе КТ805А. Напряжение возбуждения частотой подается от внешнего генератора типа ГЗ-7А.

Для обеспечения оптимального режима в коллекторную цепь усилителя включен формирующий контур LC . На рисунке 4.13 фильтрация высших гармоник обеспечивается фильтром нижних частот $C_{\phi 1}; L_{\phi}; C_{\phi 2}$.

В цепь эмиттера транзистора включен измерительный резистор ($R_{изм}$) для наблюдения формы тока с помощью осциллографа.

Напряжение коллекторного питания $E_k=16\text{В}$ подается от стабилизированного источника.

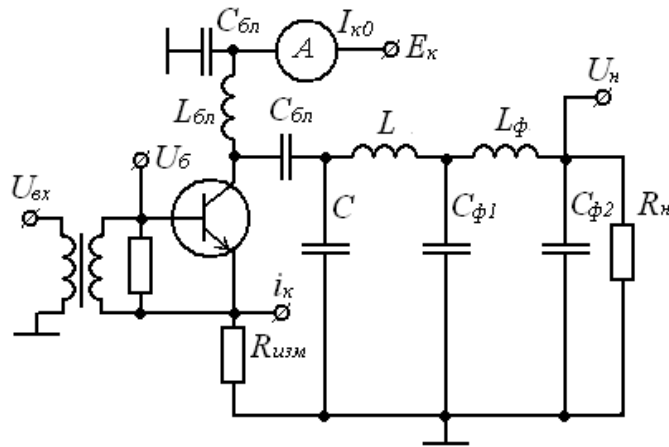


Рисунок 4.13 – Схема макета однотактного ключевого усилителя

4.5.2 Модель двухтактного усилителя в режиме класса D

Усилитель выполнен на транзисторах КТ805А, включенных в схеме последовательного инвертора представленный на рисунок 4.14.

Для фильтрации высших гармоник последовательно с нагрузкой включается резонансный контур.

Напряжение коллекторного питания $E_k=+32\text{В}$. Выходное напряжение на нагрузке измеряется ламповым вольтметром.

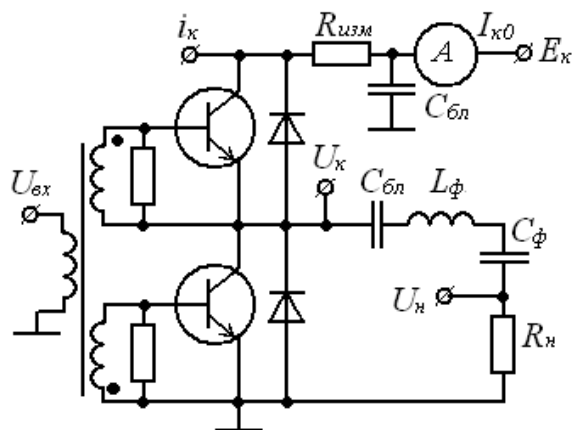


Рисунок 4.14 – Схема двухтактного ключевого усилителя

4.6 Результаты экспериментального исследования

4.6.1 Усилитель в режиме класса E

По прибору усилителя ГЗ-7А устанавливается выходное напряжение в пределах 10-15 В. Подбором величины напряжения возбуждения и регулировкой частоты в небольших пределах подбирается оптимальный режим одноконтурного усилителя. Критерием оптимального режима может служить форма коллекторного напряжения (e_k) и тока (i_k) [31].

В процессе эксперимента, путём подбора сопротивления нагрузки R_n и частоты напряжения возбуждения, оптимальный режим был установлен при $R_n=15$ Ом на частоте 132 кГц. Соответствующие осциллограммы коллекторного напряжения (e_k) и тока (i_k) представлены на рисунках 4.15 и 4.16.

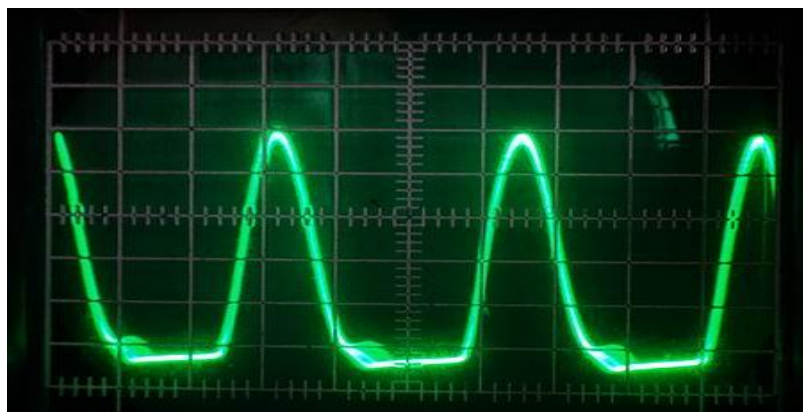


Рисунок 4.15 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 132 кГц

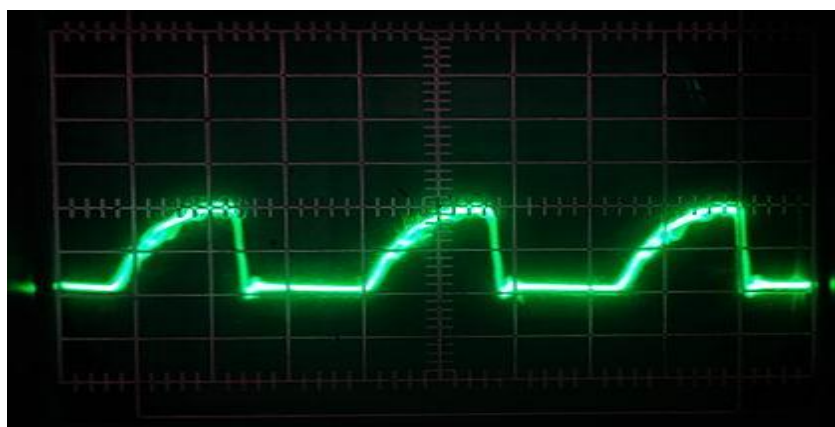


Рисунок 4.16 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 132 кГц

В ходе эксперимента частота возбуждения менялась в пределах 119-145 кГц ($\pm 10\%$ от частоты 132 кГц).

Соответствующие осциллограммы представлены на рисунках 4.17 – 4.20.

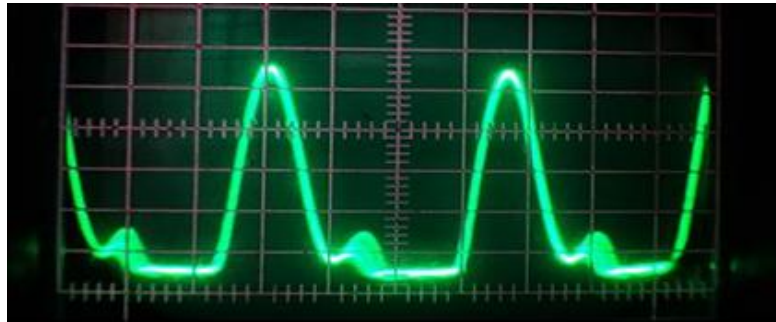


Рисунок 4.17 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 119 кГц

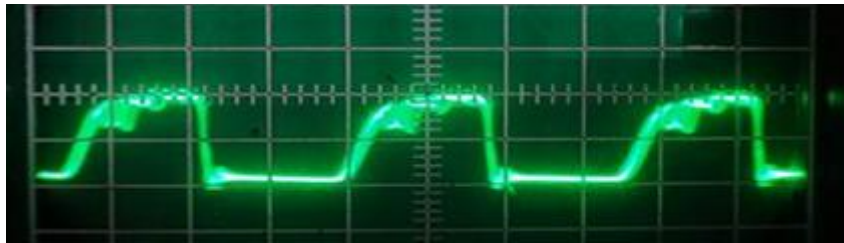


Рисунок 4.18 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 119 кГц

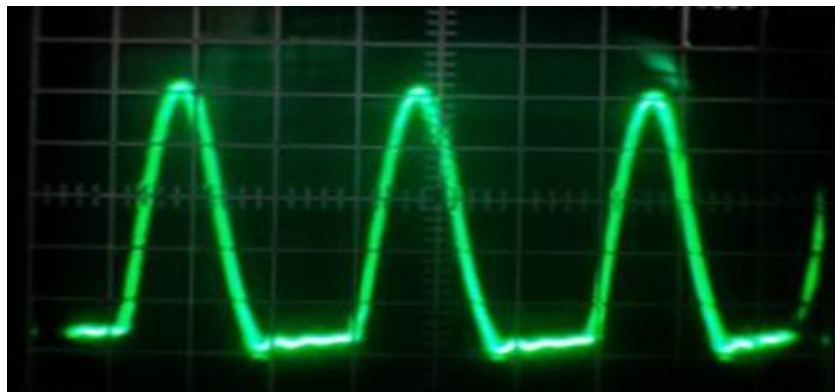


Рисунок 4.19 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 145 кГц

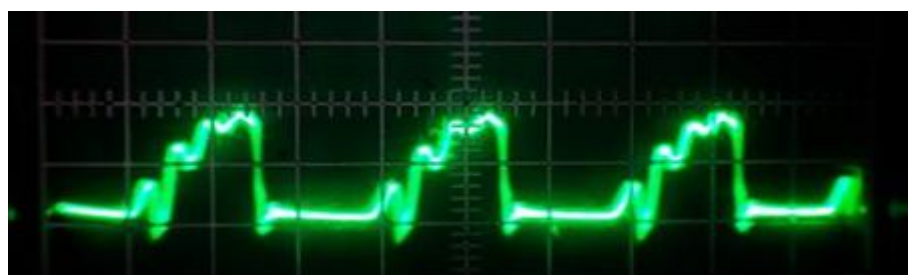


Рисунок 4.20 – Форма коллекторного тока усилителя на частоте 145 кГц

Результаты измерений в соответствующих режимах приведены в таблице 4.3 и на рисунках 4.21, 4.22.

Таблица 4.3 – Частотные характеристики усилителя в режиме класса *E*

f , кГц	E_k , В	R_n , Ом	I_{k0} , А	U_n , В	P_0 , Вт	P_1 , Вт	η
119,0	15,0	15,0	1,05	14,0	15,8	13,1	0,83
132,0	16,0	15,0	0,9	13,2	14,4	11,3	0,78
145,0	16,2	15,0	0,75	11,8	12,2	9,3	0,76

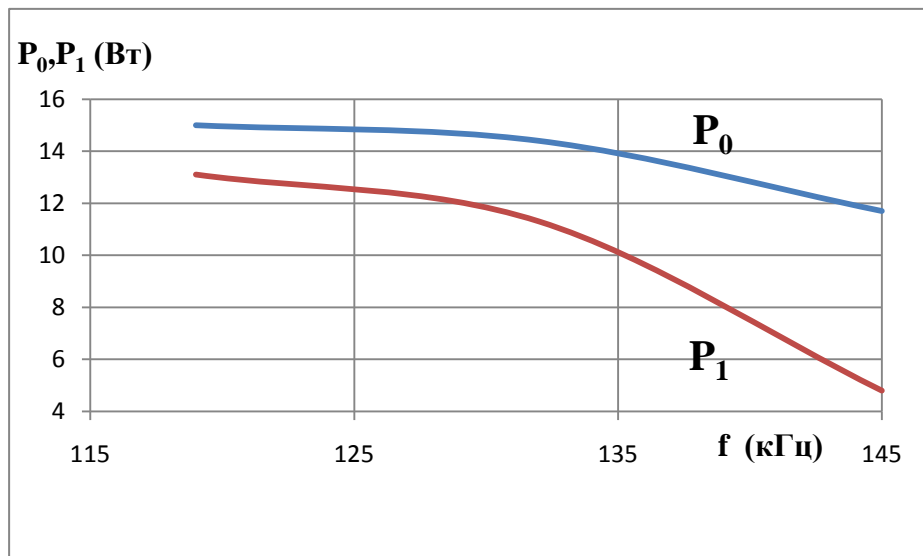


Рисунок 4.21 – Зависимость мощностей усилителя от частоты

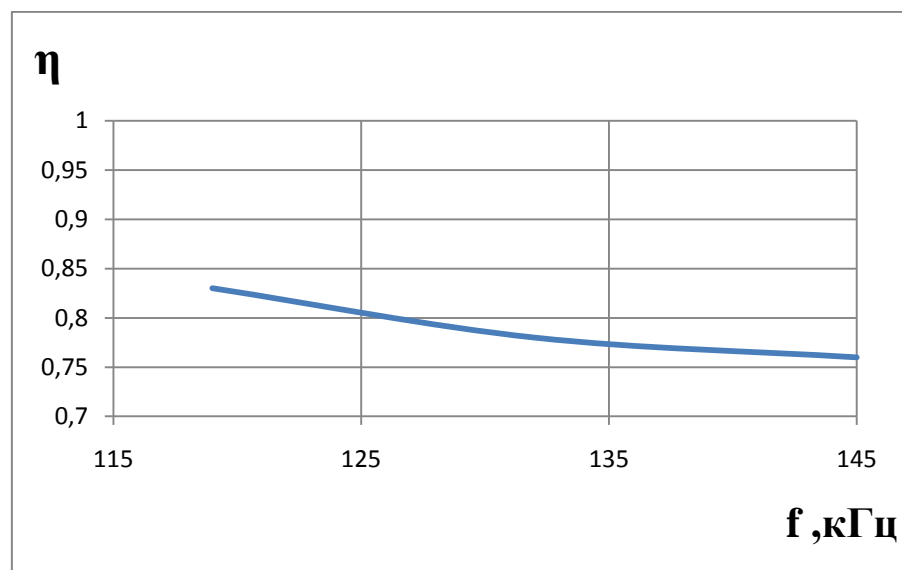


Рисунок 4.22 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

4.6.2 Двухтактный усилитель в ключевом режиме класса D

В процессе эксперимента, при сопротивлении нагрузки $R_n=7,9$ Ом на резонансной частоте контура (158 кГц), установлен оптимальный режим усилителя. Соответствующие осциллограммы коллекторного напряжения и тока усилителя в нагрузке представлены на рисунках 4.23 и 4.24.

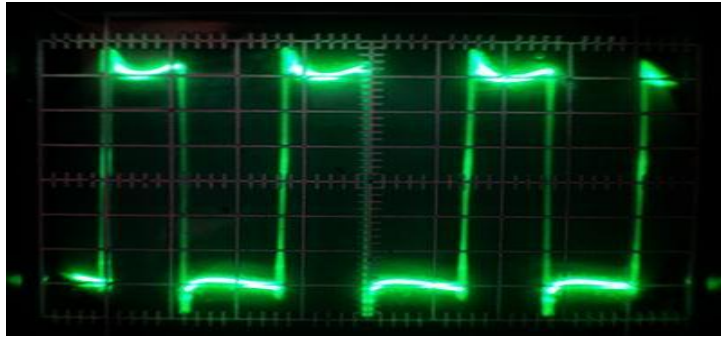


Рисунок 4.23 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 158 кГц

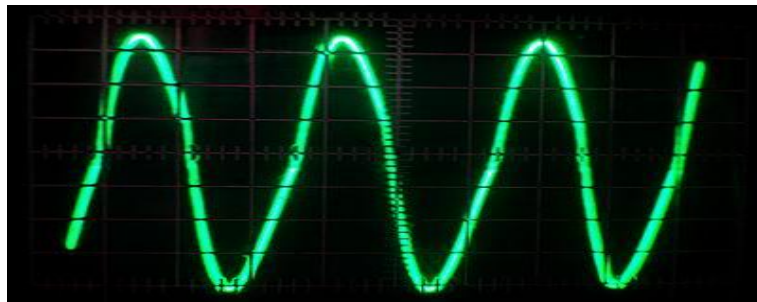


Рисунок 4.24 – Форма коллекторного тока на частоте 158 кГц

Далее была выполнена расстройка частоты возбуждения в пределах $\pm 10\%$ (142 и 174 кГц). Соответствующие осциллограммы представлены на рисунках 4.25 – 4.28.

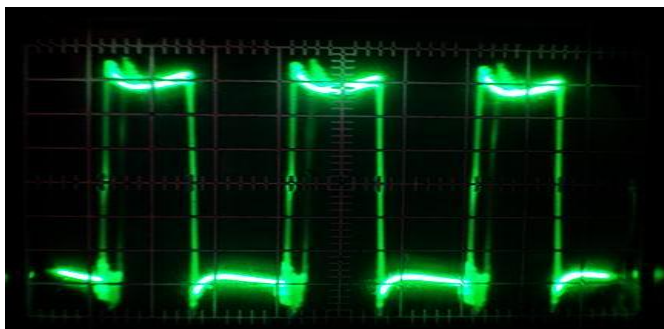


Рисунок 4.25 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 142 кГц

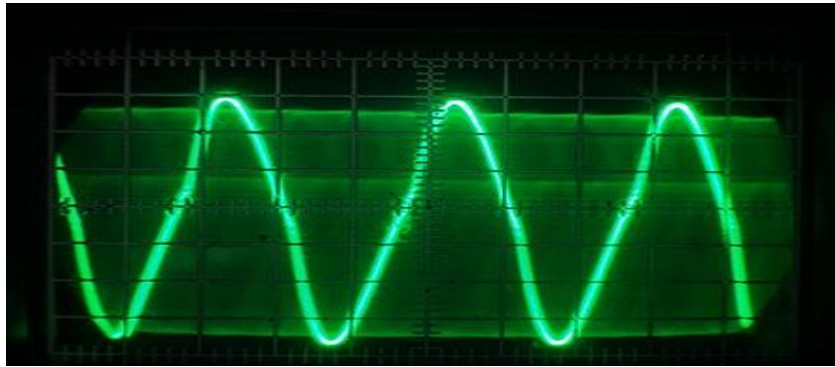


Рисунок 4.26 – Форма коллекторного тока на частоте 142 кГц

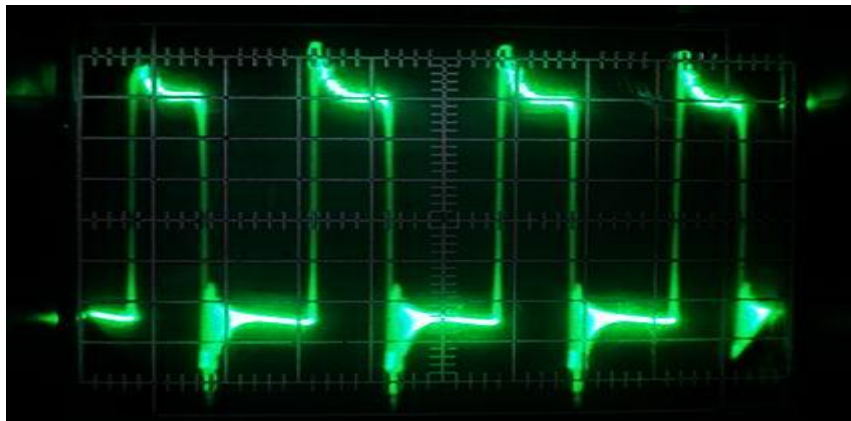


Рисунок 4.27 – Форма коллекторного напряжения усилителя на частоте 174 кГц

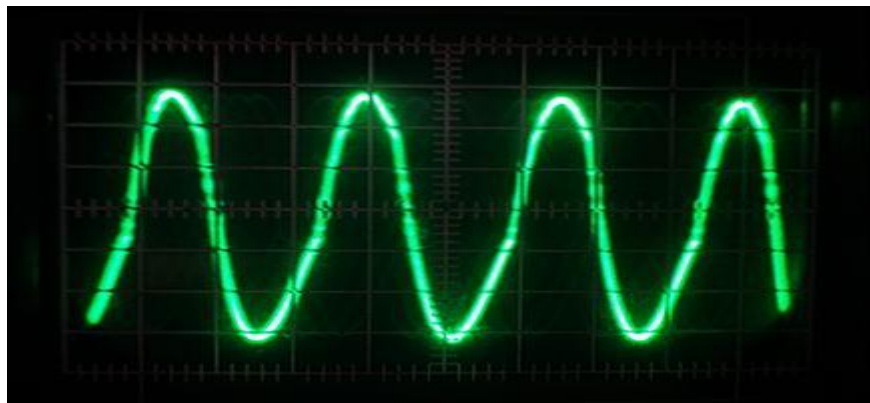


Рисунок 4.28 – Форма коллекторного тока на частоте 174 кГц

Результаты измерений в соответствующих режимах приведены в таблице 4.4 и на рисунках 4.29, 4.30.

Таблица 4.4 – Частотные характеристики усилителя в режиме класса *D*

f , кГц	E_k , В	R_n , Ом	I_{k0} , А	U_n , В	P_0 , Вт	P_1 , Вт	η
142,0	33,5	7,9	0,63	12,5	21,1	19,7	0,934
158,0	33,5	7,9	0,62	12,5	21,8	19,7	0,904
174,0	33,8	7,9	0,60	12,0	20,3	18,2	0,896

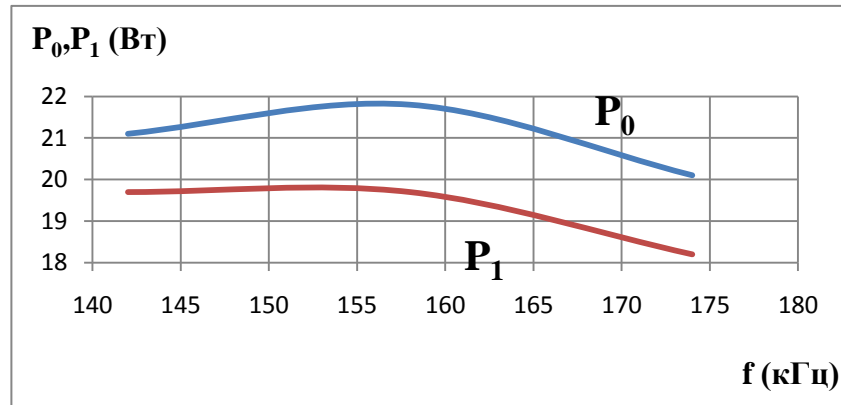


Рисунок 4.29 – Зависимость мощностей от частоты

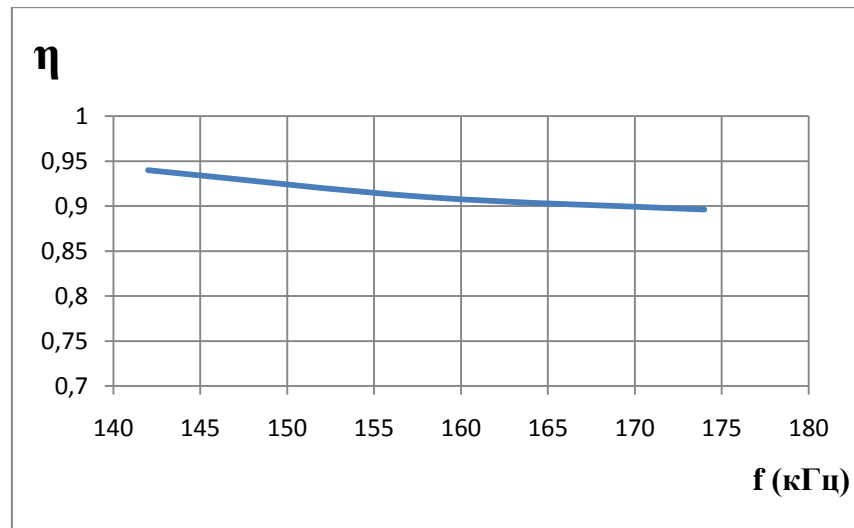


Рисунок 4.30 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

4.7 Выводы по результатам четвертой главы

Подводя итоги экспериментальной проверки частотной зависимости режима ключевых усилителей, отметим следующие результаты:

1. Подтверждается работа усилителей с высоким к.п.д. в пределах перестройки частоты возбуждения $\pm 10\%$ от частоты оптимальной настройки усилителя.

2. Появляется возможность работы усилителя в пределах отведенного диапазона частот, без перестройки колебательной системы, позволит повысить его надёжность и оперативность перехода с одной частоты на другую.

3. Сохраняется достаточно высокий к.п.д в рассмотренном интервале частот не исключает существенного изменения колебательной и потребляемой мощности усилителя, которое может достигать двукратной величины.

В целом, результаты эксперимента подтверждают теоретические выводы второй главы настоящей работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итоги выполненной работы, следует отметить, что вопросы повышения энергетической эффективности генераторных, преобразовательных устройств и усилителей мощности всегда были и остаются наиболее актуальной проблемой реализации радиоэлектронной техники самого разнообразного назначения и уровня мощности.

В диссертационной работе рассмотрены пути решения некоторых вопросов этого класса проблем применительно к ключевым усилителям высокой частоты и усилителям мощности с промежуточной широтно-импульсной модуляцией. При этом получены следующие результаты:

1. Разработана методика расчета частотных свойств усилителей класса D и E по допустимому уровню снижения к.п.д. Установлено, что, в пределах перестройки частоты возбуждения $\pm 10\%$ от частоты оптимальной настройки, снижение электронного к.п.д. усилителей этого типа не превышает 1,5 дБ. Работа усилителя в пределах отведенного диапазона частот, без перестройки колебательной системы, позволит повысить его надёжность и оперативность перехода с одной частоты на другую.

2. Разработан и предложен новый вариант построения модуляционного устройства, с промежуточной широтно-импульсной модуляцией, отличающийся улучшенными эксплуатационными параметрами по сравнению с известными устройствами за счет исключения громоздкого модуляционного дросселя и упрощения системы управления силовым ключом.

3. Разработан метод повышения линейности усиления в модуляторе нового типа с помощью компенсатора, который, позволяет уменьшить коэффициент нелинейных искажений в 2,5 раза при сохранении устойчивости усилителя к самовозбуждению. Результаты предложенного метода защищены патентом на полезную модель.

4. Разработан новый метод анализа устойчивости широтно-импульсных систем (ШИС), охваченных цепью обратной связи. При этом ШИС высокого

порядка понижается до эквивалентных ШИС 1-2 порядка, что существенно упрощает анализ их устойчивости. Полученные результаты применимы при анализе устойчивости любых систем автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

Список использованной литературы

1. J.Zenneck and H.Rukop, Lehrbuch der Drahtlosen Telegraphie, Stuttgart: Ferdinand Enke, 1925.
2. Фомичев И.Н. Новый способ повышения КПД и увеличение мощности передатчиков. // Электросвязь: научный журнал. – Москва, 1938. № 6. С. 55-66.
3. Колесников А.А. Новый метод повышения КПД и увеличение мощности радиопередатчиков. // Мастер связи: научный журнал. – Москва, 1940. № 6. С. 5-7.
4. Ильина Н.Н. Радиовещательные передающие устройства. – М.: Радио и связь, 1980. – 184 с.
5. Круглов Н.Г. Автоанодная модуляция радиовещательных передатчиков. // Радиотехника: научный журнал. – Москва, 1949. №2.
6. W. H. Doherty. A new high efficiency power amplifier for modulated waves. Proc. IRE, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, Sept, 1936
7. Chireix. High Power Outphasing Modulation. Proc. IRE, v.23. - №11. - 1935.
8. М. Ширекс. Модуляция дефазированием при больших мощностях. // Научно-технический сборник ЛЭИС, 1963. № 13.
9. Kahn L.R. Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. Proc.IRE v.40 №7, 1952
10. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – Л.: Энергия, 1972. – 170 с.
11. Артым А.Д. Усилители класса «D» и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. – М.: Связь, 1980. – 209 с.
12. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / А.Д. Артым, А.Е. Бахмутский, Е.В. Козин и др.; Под ред. А.Д. Артыма. – М.: Радио и связь, 1987. – 176 с.
13. Артым А.Д., Осипов Ю.В., Козин Е.В. и др. Мощный анодный модулятор класса Д // Электросвязь. – 1975. - № 9. - С. 39-42.
14. Артым А.Д., Николаев В.В., Козин Е.В. и др. Исследование мощного вещательного передатчика с анодным модулятором класса Д // Электросвязь, -

1987. - № 9. - С. 21-23.

15. Артым А.Д., Садыков Э.А. Предельный к.п.д. генератора гармонических колебаний. – Изв. Вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1970, т.13, №3, с. 333 -340.

16. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме./ Под ред. Попова И.А. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.

17. Козырев В.Б., Попов И.А. Транзисторные генераторы гармонических колебаний // Радиотехника. – 1971. Т. 26, № 11. С. 90 – 103.

18. Агеев Д.В., Маланов В.В., Попов К.П. Новый высокоэффективный импульсный усилитель мощности колебаний звуковой частоты. // Радиотехника: научный журнал, 1958, т.13, №2, С. 204-207.

19. Крыжановский, В. Г. и др. Высокоэффективные режимы работы усилителей СВЧ // IEEE Microwave and Telecommunication Technology, 2001 (CriMiCo 2001). — 2001. — P. 105-107.

20. Завражнов, Ю. А. и др. Мощные высокочастотные транзисторы. — М.: Радио и связь, 1985.

21. Wysocki B. Die neue Hochleistungssender – Familie PANTEL von AEG-TELEFUNKEN. – Technische Mitteilungen - AEG-TELEFUNKEN, 1979, Bd. 69, №3, s. 130-137.

22. D. F. Bowers. HEAD-a high efficiency amplitude-modulated system for broadcasting transmitters. // Communications & Broadcasting, vol. 7, No. 2, pp. 15-23, Feb. 1982.

23. S.D.Kee, I.Aoki and D.Rutledge. 7-MHz, 1.1-kW Demonstration of the New E/F_{2,odd} Switching Amplifier Class. 2001 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol.3, pp. 1505–1508.

24. S.-A.El-Hamamsy. Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier. – IEEE Trans. Power Electronics, vol. PE-9, pp. 297–308, May 1994.

25. Grebennikov A., Sokal N.O. Switchmode RF Power Amplifiers, Newnes - 2007, - 424 p.

26. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.А. Антипенко и др.; Под ред. Г.А. Зейтлénка. – М.: Связь, 1969. – 543 с.
27. В.И.Каганов. Транзисторные радиопередатчики. – М.: Энергия, 1976. – 448 с.
28. M. Kazimierzczuk. RF Power Amplifiers., John Wiley and sons published 2008.
29. Е.П. Хмельницкий. Работа лампового генератора на расстроенный контур. – М.: Связьиздат, 1962. – 110 с.
30. Патент на полезную модель № 92583. Управляемый автогенератор / Усачев И. П., Стецура В. В., Стецура Е. П.; заявитель и правообладатель ОАО «Концерн «Созвездие», зарег. 03.11.2009.
31. Генератор в режиме класса «Е» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://electronic4u.ru/generator/310-generator-v-rezhime-klassa-e>.
32. А.М. Михеенко, Е.С. Абрамова. К определению эффективной полосы частот ключевого генератора с последовательным контуром. // Актуальные проблемы электронного приборостроения: в 7 т. – Т.4.: мат-лы XI Международ. конф. – Новосибирск: Новосиб. гос. тех. ун-т, 2012. – С. 38-41.
33. Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.И. Основы теории цепей: учебник для вузов; Под ред. В.П. Бакалова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 426 с.
34. Zetex Semiconductors [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://en.wikipedia.org/wiki/Zetex_Semiconductors
35. Class-T amplifier [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://en.wikipedia.org/wiki/Class-T_amplifier
36. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kensel-con.neVBizDev/pub>
37. Class-N high-frequency power amplifier [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1010754>
38. Crown International [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.wikipedia.org/wiki/Crown_International

39. EDN (magazine) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://en.wikipedia.org/wiki/EDN_\(magazine\)](https://en.wikipedia.org/wiki/EDN_(magazine))
40. Paul Rako. Audio-amplifiers-class-T-class-W-class-I-class-TD-and-class-BS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.embedded.com/print/4309722
41. Г.С. Рамм. Электронные усилители. – М.: Связь, 1964. – 335 с.
42. Патент на полезную модель № 133988. Компенсатор нелинейных искажений в усилителе класса «D» с широтно-импульсной модуляцией / Михеенко А.М., Абрамова Е.С., Абрамов С.С.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО «СибГУТИ», зарег. 27.10.2013.
43. Е.С. Абрамова, А.М. Михеенко, С.С. Абрамов. Коррекция нелинейности в широтно-импульсной системе автоматического регулирования. // Вестник Омского государственного технического университета: научный журнал.– Омск, 2012. – № 3 (113). – С. 306-309.
44. Я.З.Ципкин. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
45. Я.З.Ципкин, Ю.С.Попков. Теория нелинейных импульсных систем. – М.: Наука, 1973. – 416 с.
46. К.П.Полов. К исследованию устойчивости усилителя в режиме «D» с обратной связью. // Радиотехника: научный журнал, – 1974. №1. С. 31–33.
47. Я.С. Иццоки. Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях. – М.: Советское радио, 1969. – 220 с.
48. Е.С. Абрамова, А.М. Михеенко, С.С. Абрамов. Анализ устойчивости широтно-импульсной системы с отрицательной обратной связью. // Электросвязь: научный журнал. – Москва, 2013. – № 8. – С. 20-22.
49. Писаревский А.М. Тракт низкой частоты современных радиовещательных передатчиков с анодной модуляцией. – М.: Связь, 1970. – 64с.
50. Зарубежные радиопередающие устройства: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. / В.А. Антипенко, О.В. Воробьев, А.И. Лебедев-Карманов, А.Е. А.Е. Рыжков; Под ред. Г.А.Зейтленка, А.Е.Рыжкова. - М.: Радио и связь, 1989. – 136 с.
51. С.С. Букреев, В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович и др. Источники

вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1983. – 280с.

52. Duncan B. High Performance Audio Power Amplifiers. – Newnes, 1996. s. 554-555.

53. By Frederick H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kenington, Zoya B. Popovic, Nick Pothecary, John F. Sevic and Nathan O. Sokal. RF and Microwave Power Amplifier and Transmits Part 1. High Frequency Design. RF POWER AMPLIFIER. From May 2003 High Frequency Electronics Copyright © 2003 Summit Technical Media, LLC.

54. A. Grebennikov. Class E High-Efficiency Power Amplifiers: Historical Aspect and Future Prospect. Applied Microwave & Wireless, vol. 14, pp. 64–71, July 2002, pp.64–72, August 2002.

55. F. H. Raab. Electronically tunable Class-E power amplifier. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, May 2001, pp. 1513–1516.

56. N. O. Sokal and A. D. Sokal. Class E- A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 10, no. 3, pp. 168–176, June 1975.

57. Полов К. П. Условия устойчивости усилителя в режиме «D» с обратной связью. // Радиотехника. – 1971. № 6. С. 24–26.

58. А. М. Михеенко. Обратная связь в усилителе мощности класса «D» с использованием физической модели. // Вестник СибГУТИ, Новосибирск. – 2011. № 2. С. 11-16.

59. H.Koizumi, T.Suetsugu, M.Fujii, K.Shinoda, S.Mori and K.Ikeda. Class DE High-Efficiency Tuned Power Amplifier. IEEE Trans. Circuits and Systems: Fundamental Theory Appl., vol. CAS-I-43, pp. 51–60, January1996.

60. S.D.Kee, I.Aoki, A.Hajimiri and D.Rutledge. The Class-E/F Family of ZVS Switching Amplifiers. – IEEETrans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-51, pp. 1677–1690, June 2003.

61. F.H.Raab. Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics. – IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-49, pp. 1462–1468, August 2001.

62. F.H.Raab. FET Power Amplifier Boosts Transmitter Efficiency. – Electronics, vol.49, pp.122–126, June 1976.
63. Радиопередающие устройства./ М.В.Балакирев и др.: Под ред. О.А.Челнокова. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с.
64. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа, 1989. – 232 с.
65. Дегтярь Г.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: учеб. пособие. Изд-во НГТУ, 2007. – 998 с.
66. Проектирование радиопередающих устройств. Учеб. пособие для вузов/ В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1993. – 512 с.
67. Дегтярь Г.А. Трансформаторы в цепях согласования и сложения мощностей радиочастотных генераторов. Учеб. пособие. – Новосибирск: изд-во НГТУ, 2000. – 425с.
68. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 596 с.
69. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи. – М.: Военное издательство МО СССР, 1972. – 296с.
70. J. Wood. Overview of Class D, Class E, and Class F power amplifiers based on a finite number of harmonics. Presented at the Workshop on Transmitter Design for High Power Efficiency, IEEE Radio & Wireless Symposium, Orlando, FL, 2008.
71. X. Zhang, L.E. Larson, P.M. Asbeck. Design of linear RF outphasing power amplifiers. – Boston: Artech House, 2003. – 213 pp.
72. F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, № 3. – P. 814–826.
73. Громорушкин В.Н. Повышение КПД ключевых усилителей мощности // Широкополосные радиотехнические цепи и устройства ВЧ и СВЧ. Межвузовский сборник науч-ных трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 60–63.

74. F. H. Raab. Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier. IEEE Transactions on Circuits & Systems, Vol. 24, No. 12, 1977, pp. 725-735.

75. S. C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House, Norwood, MA, 1999. – 459p.

76. G. Collins, J. Wood, M. Bokatius, and M. Miller. A Practical Hybrid Class E Amplifier Design. IEEE Topical Symposium on Power Amplifiers, Orlando, FL, January 2008.

77. J. K. A. Everard and A. J. King. Broadband power efficient Class E amplifiers with a non-linear CAD model of the active MOS device. Journal of Institute of Electrical & Radio Engineering, Vol. 57, No. 2, 1987, pp. 52-58.

78. Е.С. Абрамова, А.М. Михеенко, А.С. Гусельников, С.С. Абрамов, И.И. Павлов. Анализ резонансных явлений в выходной цепи двухтактного усилителя мощности класса D. // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М.Ф. Решетнева: научный журнал. – Красноярск, 2012, – № 1 (41). – С. 35-37.

79. Е.С. Абрамова, А.М. Михеенко, А.С. Гусельников, С.С. Абрамов, И.И. Павлов. К вопросу о повышении качественных характеристик усилителя мощности в ключевом режиме с последовательным контуром. // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М.Ф. Решетнева: научный журнал. – Красноярск, 2013, – № 1 (47). – С. 4-7.

80. Е.С. Абрамова. Исследование схем резонансных усилителей высокой частоты в режиме класса D. // Современные проблемы науки и образования: научный журнал. 2014. – № 6

81. Абрамова, Е.С. Анализ неисправностей в системах электропитания. // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.2.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2008. – С. 20-21.

82. Е.С. Абрамова, А.Е. Саламонов. Нейронные сети оценки остаточной емкости аккумуляторных батарей. // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.2.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т

телекоммуникаций и информатики, 2009. – С. 30-31.

83. Абрамова, Е.С. Структура программного обеспечения приемопередающей станции (BTS). // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. –Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2010. – С.211.

84. Абрамова, Е.С. Принципы межмодульной связи в контроллере BSC. // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2011. – С. 266-267.

85. Абрамова, Е.С. Раздельное усиление составляющих сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией в общем канале. // Теоретические и прикладные проблемы науки и образования в 21 веке: в 10 частях. – Ч.1.: сборник научных трудов по материалам Международной заочной научно-практической конференции. – Тамбов, 2012. – С. 8-9.

86. Е.С. Абрамова, А.М. Михеенко. К определению энергетической эффективности последовательного резонансного инвертора при работе на расстроенную нагрузку. // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2012. – С. 225.

87. Абрамова, Е. С. Усилители мощности класса «D» с резистивной нагрузкой. // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2013. – С. 240-241.

88. Е. С. Абрамова, А.М. Михеенко. Современные методы повышения энергетической эффективности передатчиков цифрового радиовещания. // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2013. – С. 241-242.

89. Абрамова, Е.С. Анализ устойчивости ШИС методом искусственного понижения её линейной части. // Наука и образование в жизни современного общества: в 18 частях. – Ч.2.: сборник научных трудов по материалам

Международной заочной научно-практической конференции. – Тамбов, 2013. – С. 11-13.

90. Абрамова, Е. С. Усилитель класса «D» с нагрузкой в цепи диода. // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2014. – С. 207.

91. Е. С. Абрамова, А.М. Михеенко. К вопросу о классификации ключевых режимов генераторных устройств. // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2014. – С. 208.

92. А.М. Михеенко. Энергетические соотношения в ключевом режиме лампового генератора. Труды учебных институтов связи, 1969, № 44

93. А.М. Михеенко. Энергетические соотношения в ключевом генераторе с последовательным контуром. Труды учебных институтов связи, 1970, № 48.

94. А.М. Михеенко. К определению граничной частоты ключевого генератора с последовательным контуром. Труды учебных институтов связи, 1970, № 51.

95. А.М. Михеенко. Параллельный резонансный инвертор. Труды учебных институтов связи, 1971, № 56.

96. З.И. Модель, В.И. Иванов, С.В. Персон, Г.В. Соловьев. О повышении КПД мощного высокочастотного лампового генератора путем выделения третьей гармонической. // Радиотехника. 1947. - № 4.

97. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Госэнергоиздат, 1961.

98. Розов В.М. Эффективные усилители звуковых частот для вещательных передатчиков. - М.: МТУСИ, 1997. - 46 с.

99. Г. Дёч. Руководство по практическому применению преобразования Лапласа. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1958. – 208 с.

100. Проектирование и техническая эксплуатация радиопередающих устройств / М.А. Сиверс, Г.А. Зейтленок, Ю.Б. Несвижский и др. М.: Радио и связь,

1989. – 368 с.

101. Батурин Н.А., Полюснин В.Н., Сиверс М.А. Исследование комбинационных искажений однотактного усилителя мощности в режиме Д // Радиотехника. т. 28. - №7. – 1973. – с. 96 - 99.

102. В.К. Лабутин. Усилитель класса D. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – С.147.

103. Алипов А.С., Козырев В.Б. Новая классификация транзисторных усилителей мощности. 60-я Научная сессия, посвященная Дню радио: мат-лы Росс. науч.-техн. Конф. – Санкт-Петербург, 2005. – С. 101 – 105.

104. Васильев А.В., Козырев В.Б. Исследование ключевого генератора класса E инверсией с последовательной индуктивностью. // Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, 2010. - №9. – С. 23-26.

105. Груздев В.В. Ключевые генераторы с внешним возбуждением класса E с ППГ-ферровариометром в формирующем П – контуре. // Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, 2013. - №9. – С. 57-59.

106. Васильев А.В., Козырев В.Б. Ключевые усилители мощности E и E-инверсный. // Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, 2012. - №9. – С. 46-49.

107. Дулов И.В., Иванюшкин Р.Ю. Исследование энергетической эффективности передатчика цифрового радиовещания с автоматической регулировкой режима по питанию // Электросвязь. – 2013, №1 — с. 46-47.

108. Mary Wilson. Amplifier Classes from A to H. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://circuitcellar.com/cc-blog/amplifier-classes-from-a-to-h/>

109. Amplifier Classes. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Программа модели усилителя класса *D*

C 5 7 365.6p

L 7 8 68.79u

r1 1 3 4.7k

r2 2 4 4.7k

V1 1 5 sin(0 0 35 1000k 0 0 -90)

V2 2 0 sin(0 0 35 1000k 0 0 90)

R 8 0 43.2

V3 6 0 24

q1 6 3 5 q2t610b

q2 5 4 0 q2t610b

d1 5 3 d2d522a

d2 0 4 d2d522a

d3 5 6 d2d522a

d4 0 5 d2d522a

*.ic v(5,7)=-20

.lib bi_ru.lib

.tran 0.001u 20u 12u

.options reltol=0.0001

.probe

.end

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Программа модели усилителя класса *E*

```
V1 1 0 sin(0 35 1000k)
V2 4 0 11
R1 1 2 2k
R 6 0 30
C1 3 0 1.15n
C2 3 5 5n
L1 4 3 0.5m
L2 5 6 13.2u
q1 3 2 0 q2t610b
d1 0 2 d2d522a
.lib bi_ru.lib
.tran 0.05u 0.05m 0.046m
.options re1tol=0.0001
.probe
.end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ В

(справочное)

Акты о внедрении научных результатов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 133988

**КОМПЕНСАТОР НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В
УСИЛИТЕЛЕ КЛАССА "D" С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ
МОДУЛЯЦИЕЙ**

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования "Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики" (ФГБОУ ВПО "СибГУТИ") (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2013100623

Приоритет полезной модели 09 января 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 октября 2013 г.

Срок действия патента истекает 09 января 2023 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Б.П. Симонов



Автор(ы): **Михеенко Анатолий Михайлович (RU), Абрамова
Евгения Сергеевна (RU), Абрамов Сергей Степанович (RU)**

№ 133988

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ М.В. ЛОМОНОСОВА

Информация о документе, опубликованном в данном издании
Сведения о документе, опубликованном в данном издании
Полное наименование документа: ...

№ 2013100823

Принято в печать 09 января 2013 г.

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

№ 2013100823

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании

Сведения о документе, опубликованном в данном издании



[Handwritten signature]



Открытое акционерное общество междугородной
и международной электрической связи «Ростелеком»

МАКРОРЕГИОНАЛЬНЫЙ ФИЛИАЛ «СИБИРЬ»

ул. Максима Горького, 53
г. Новосибирск, Россия 630099
Тел.: (383) 219-11-01, факс: (383) 223-54-45
e-mail: office@sibir.rt.ru, web: www.sibir.rt.ru, www.rt.ru
p/c 40702810144070102945

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы
Абрамовой Евгении Сергеевны на тему:
«Анализ и разработка методов повышения энергетической эффективности
усилителей мощности радиопередающих устройств»
в ОАО «Ростелеком».

ОАО «Ростелеком» в лице заместителя генерального директора Я.И. Диркс дает заключение, что результаты исследований выполненных в рамках диссертационной работы Е.С. Абрамовой, а именно:

- Исследование методов повышения устойчивости преобразовательных устройств с широтно-импульсной модуляцией, охваченных обратной связью;

использованы в рамках НИР и рекомендованы к внедрению для повышения надёжности и качества передачи сигналов в сетях ОАО «Ростелеком».

Заместитель директора
макрорегионального филиала



Я.И. Диркс

УТВЕРЖДАЮ

Проректор ФГОУ ВПО «СибГУТИ» по НР

д.т.н. профессор  Фионов А.Н. 2014 года

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы «Анализ и разработка методов повышения энергетической эффективности усилителей мощности радиопередающих устройств» в учебном процессе кафедры Радиотехнических устройств старшего преподавателя Абрамовой Е.С.

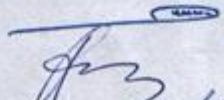
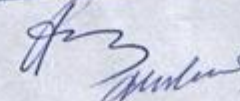
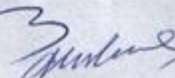
Мы, нижеподписавшиеся к.т.н., профессор Катунин Г.П. – декан факультета «Мобильные радиосистемы и мультимедиа», д.т.н., профессор Фалько А.И. – профессор кафедры «Радиотехнических устройств», к.т.н., доцент Михеенко А.М. – профессор кафедры «Радиотехнических устройств» подтверждаем, что результаты диссертационной работы «Анализ и разработка методов повышения энергетической эффективности усилителей мощности радиопередающих устройств» Абрамовой Евгении Сергеевны внедрены в учебный процесс кафедры радиотехнических устройств ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», а именно:

- исследование частотных и диапазонных свойств различных схем усилителей мощности в ключевом режиме.

Результаты являются неотъемлемой частью учебного процесса факультета МРМ по дисциплинам:

- Устройства генерирования и формирования радиосигналов;
- Радиопередающие устройства.

декан факультета МРМ, профессор
д.т.н., профессор каф. РТУ
к.т.н., профессор каф. РТУ

 Г.П. Катунин
 А.И. Фалько
 А.М. Михеенко