

*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

Автореферат  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Новосибирск – 2015г

Работа выполнена в федеральном государственном образовательном бюджетном учреждении высшего профессионального образования «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент, Михеенко Анатолий Михайлович

Официальные оппоненты: Майстренко Василий Андреевич, доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Омский государственный технический университет», профессор кафедры средств связи и информационной безопасности

Вильмицкий Дмитрий Сергеевич, кандидат технических наук, Научно-исследовательский институт измерительных приборов - Новосибирский завод имени Коминтерна, начальник сектора

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М.Ф. Решетнёва», г. Красноярск

Защита диссертации состоится 02 июня 2015г. в 16.00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.173.08 при Новосибирском государственном техническом университете по адресу: 630073, г. Новосибирск, пр-т Маркса, 20.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Новосибирского государственного технического университета и на сайте [www.nstu.ru](http://www.nstu.ru).

Автореферат разослан «08» апреля 2015г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета  
к.т.н., доцент

Вихман Виктория Викторовна



## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**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. 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 стандартизировано, 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. Ещё в 20-х годах прошлого столетия инженеры *J.Zennec* и *H.Rukop* предложили, что для повышения к.п.д. усилителя мощности (*УМ*) нужно 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 и А.И.Колесниковым, которые предлагали выделять в выходном напряжении генератора 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 (ключевых) режимах, получивших условные обозначения класс *D*, *E*, *F*, и т.п.

Большой вклад в решение задачи энергетической эффективности генераторных и преобразовательных устройств внесли работы современных зарубежных учёных, таких как: *F.N. Raab*, *M. Kazimierzczuk*, *H. Koizumi*, *D.F. Bowers*, *N.O. Sokal*, а также российских учёных: *А.Д. Артыма*, *И.А. Попова*, *В.Б. Козырева*, *М.А. Сиверса*. Результаты исследований этих и других авторов развиты

в данной работе. В частности, предполагается исследовать частотные и диапазонные свойства различных схем в ключевом режиме, а также задачи обеспечения необходимых энергетических и качественных показателей усилителей мощности звуковой частоты (модуляторов).

**Цель работы и задачи исследования.** Основной целью работы является разработка методов повышения энергетической эффективности усилителей мощности радиопередатчиков в условиях перехода на цифровые методы передачи информации. Для достижения поставленной цели сформулированы следующие задачи:

1. Разработать методику расчета частотных свойств усилителей классов 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 математических и физических 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.

**Достоверность полученных результатов.** Достоверность научных результатов подтверждается корректными аналитическими выкладками и физическим моделированием, а также сравнительным анализом результатов моделирования в среде PSPICE-V, в которой учтены параметры характеристик реальных усилительных приборов. Исходные данные для научных исследований были получены из ведущих российских и зарубежных научных изданий, в том числе входящих в перечень, рекомендованный ВАК РФ, а также из рекомендаций Международного союза электросвязи.

**Практическая ценность результатов работы.** 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 – 2012 г.
4. Международной заочной научно-практической конференции «Теоретические и прикладные проблемы науки и образования в 21 веке», Тамбов – 2012 г.
5. Международной заочной научно-практической конференции «Наука и образование в жизни современного общества», Тамбов – 2013 г.

**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.

### ***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.

***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.

***В первой главе*** приведён обзор и сравнительный анализ известных методов и схем реализации повышения энергетической эффективности усилителей. В частности, рассмотрены предельные возможности моногармонического, бигармонического и полигармонического режимов

В настоящее время внимание специалистов и исследователей обращено, главным образом, на использование «ключевых» режимов усилителей, в которых активный элемент выполняет функции ключа, замыкающего или размыкающего электрическую цепь. Эти режимы получили условное наименование класс *D*, если

коммутация происходит скачкообразным переключением напряжения на активном элементе или (и) тока в нём.

К резонансным инверторам можно отнести и усилители в режиме класса *E*. Отличительной особенностью этого усилителя, является отсутствие скачков напряжения. В результате, при возможности реализации оптимального режима, коммутативные потери в усилителе практически отсутствуют. Нагрузочная цепь состоит из двухконтурной колебательной системы. Первый контур – формирующий, имеет очень низкую добротность и расстроен относительно рабочей частоты. Величина добротности порядка 1,5-2. Расстройка формирующего контура, как правило, не велика, поэтому снижения активной мощности и к.п.д. усилителя, обусловленного комплексным характером нагрузки, практически не происходит. Второй контур – фильтрующий. Его назначение – выделить только первую гармонику.

Применение этого режима также ограничено. Во-первых, требуется тщательная настройка и подбор сопротивления нагрузки. Вторым недостатком - очень большое пиковое напряжение на АЭ. В номинальном режиме, это напряжение в 3,7 раз превышает напряжение источника питания, в результате, существенно возрастает опасность пробоя АЭ.

Сравнительный анализ известных методов повышения эффективности усилителей высокой частоты выявил следующие особенности:

1. В моногармоническом режиме усилителя предельные возможности повышения энергетических показателей возможны при использовании прямоугольного импульса коллекторного тока.

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.

4. Усилители инверторного типа класса *D* 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

**Вторая глава** посвящена анализу частотной зависимости режимов класса *D* усилителей инверторного типа и обобщенной схемы ключевого усилителя с формирующим контуром. Схемы исследуемых усилителей приведены на рисунке 1. В частности, на рис.1а приведена схема последовательного резонансного инвертора; на рис.1б – схема параллельного инвертора; на рис.1в – вариант обобщенной схемы ключевого усилителя.

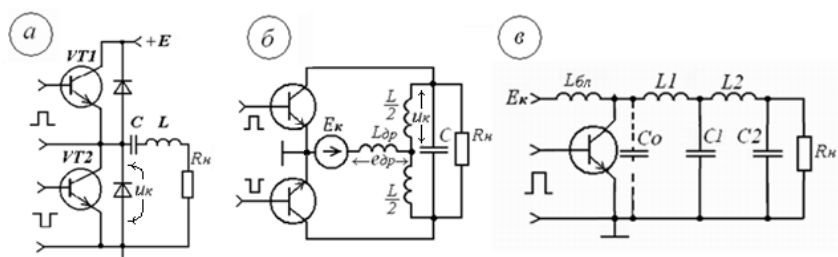


Рисунок 1 – Схемы исследуемых усилителей

При анализе рассматриваемых схем амплитуда возбуждения выбирается такой, чтобы в открытом состоянии сопротивление АЭ было минимальным, т.е. определялось линией критического режима (или сопротивлением насыщения  $R$ ). При этом активный элемент можно представить идеальным ключом с внутренним сопротивлением  $R$ , шунтированным паразитной ёмкостью  $C_0$ .

В этом случае схема последовательного инвертора, с учётом расстройки нагрузочного контура на угол  $\varphi$ , может быть описана дифференциальным уравнением следующего вида

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

где  $I$  – амплитуда тока эквивалентного усилителя, моделирующего нагрузочную цепь.

Решение этого уравнения позволило определить электронный к.п.д. инвертора в следующем виде

$$\eta = \frac{\frac{R_{\text{н}}}{R}}{\left( \cos\varphi + \frac{R_{\text{н}}}{R \cos\varphi} \right) \left[ \cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{\pi\varphi_1}{4} \left( \cos\varphi + \frac{R_{\text{н}}}{R \cos\varphi} \right) \right]}, \quad (2)$$

где  $\varphi_1 \approx 2\omega C_0 R$ .

На основании полученного выражения проведено исследование зависимости энергетических показателей усилителя от расстройки нагрузочной цепи. Для этого использовано понятие обобщённой расстройки

$$\chi = \operatorname{tg}\varphi = \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q \approx 2 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) Q, \quad (3)$$

где  $Q$  – нагруженная добротность контура. В предположении, что в пределах рабочей полосы усилителя допустимо снижение к.п.д. до  $k \cdot \eta(\omega_0)$ , получено следующее выражение

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

Решение этого выражения в виде  $\chi_{\text{дон}} = \operatorname{tg}(\varphi_{\text{дон}}) = f(\varphi_1, k)$ , (где  $\chi_{\text{дон}}$  и  $\varphi_{\text{дон}}$  – допустимые значения обобщённой расстройки и фазового сдвига контурного тока) представлено на рисунке 2. Здесь

$$P = 0,5(\chi_1 + \chi_2); \quad (5)$$

$$\chi_1 = \chi(\omega_{\text{дон}} - \omega_0) \dots \dots \dots \omega > \omega_0 \quad (6)$$



$$\chi_2 = \chi(\omega_0 - \omega_{дон}) \dots \dots \omega < \omega_0 \quad (7)$$

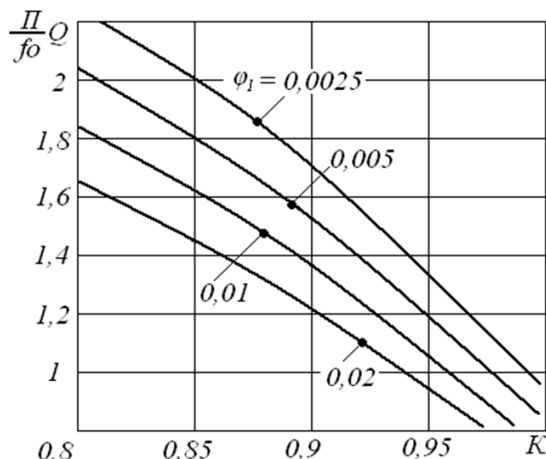


Рисунок 2 – Зависимость допустимой полосы по отношению к полосе пропускания контура от допустимого снижения к.п.д. усилителя

Выводы по результатам исследования:

1. На умеренно высоких частотах ( $\varphi_1 = 0,0025 - 0,005 \text{ рад}$ ), 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.

Далее аналогичная задача решена для инвертора параллельного типа, упрощенная схема которого представлена на рисунке 1б. Дифференциальное уравнение этой схемы относительно напряжения на дросселе имеет вид

$$\frac{d^2 u_L}{dt^2} + \frac{1}{CR} \frac{du_L}{dt} + \frac{1}{CL} u_L = -\frac{1}{CR} F(\omega t), \quad (8)$$

$$F(\omega t) = \frac{d(u_\kappa S q \omega t)}{dt} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n\omega \cos \varphi \cdot \sin 2n\omega t + (2n)^2 \omega \sin \varphi \cdot \cos 2n\omega t}{(2n)^2 - 1}, \quad (9)$$

$$C = 2C_0 + C1. \quad (10)$$

Его решение в установившемся режиме имеет следующий вид:

$$u_L = u_\kappa \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left\{ \frac{2 \frac{p_1}{\omega} e^{\frac{p_1}{\omega} \omega t}}{(1 - e^{\frac{p_1 \pi}{\omega}}) \left[ 1 + \left( \frac{p_1}{\omega} \right)^2 \right]} \left( \cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi \right) - \frac{2 \frac{p_2}{\omega} e^{\frac{p_2}{\omega} \omega t}}{(1 - e^{\frac{p_2 \pi}{\omega}}) \left[ 1 + \left( \frac{p_2}{\omega} \right)^2 \right]} \left( \cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi \right) + \right. \\ \left. + \left[ \frac{\cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left( \frac{p_1}{\omega} \right)^2} - \frac{\cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left( \frac{p_2}{\omega} \right)^2} \right] \sin \omega t + \left[ \frac{\sin \varphi - \frac{p_1}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left( \frac{p_1}{\omega} \right)^2} - \frac{\sin \varphi - \frac{p_2}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left( \frac{p_2}{\omega} \right)^2} \right] \cos \omega t \right\}, \quad (11)$$

где  $p_1, p_2$  – корни характеристического уравнения.

На основании полученного решения определены энергетические показатели усилителя. Для электронного к.п.д. при выборе оптимального сопротивления нагрузки получено следующее выражение

$$\eta = \frac{\frac{4}{\pi^2} \frac{R}{R_H} (1 + tg^2 \varphi)}{\left(\frac{R}{R_H} + x\right) \left(\frac{R}{R_H} + x - \frac{4}{\pi^2}\right)}, \quad (12)$$

$$\text{где } x = \frac{1 + tg^2 \varphi}{2} + \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left\{ A(p_1) - A(p_2) + \left[ A(p_1) \frac{p_1}{\omega} - A(p_2) \frac{p_2}{\omega} \right] tg \varphi \right\}. \quad (13)$$

На рисунке 3 построены кривые равных уровней к.п.д. при оптимальной величине  $R_H$ .

Сечение этой поверхности плоскостями соответствующими заданному отношению  $p_2/p_1$  образуют семейство амплитудно-частотных характеристик для к.п.д. усилителя, которые представлены на рисунке 4.

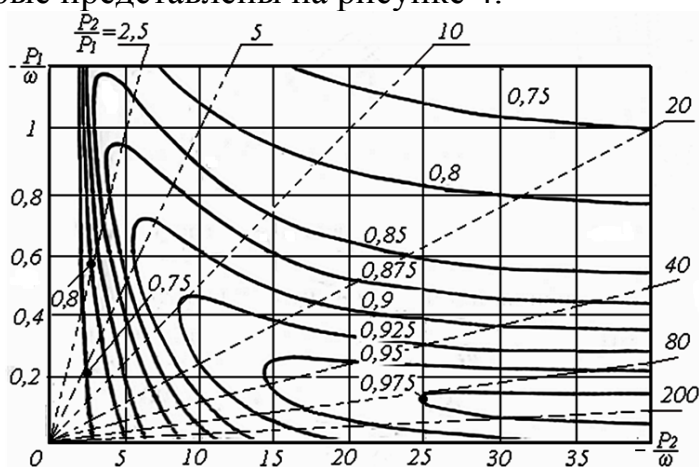


Рисунок 3 – Кривые равных уровней к.п.д. усилителя при оптимальном значении сопротивления нагрузки

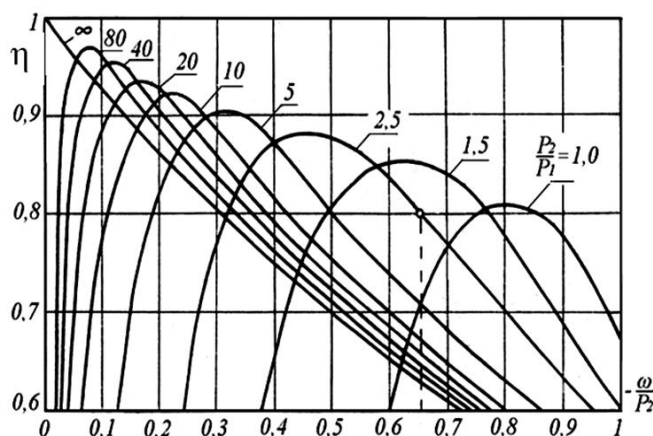


Рисунок 4 – Зависимости к.п.д. усилителя от частоты

Анализируя полученные характеристики, можно сделать следующие выводы:

1. Инверторный режим усилителя при работе на высоких частотах в определённой степени подобен бигармоническому режиму.

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

На следующем этапе диссертационной работы выполнен анализ ключевого усилителя с формирующим контуром в широком диапазоне изменения его параметров и рабочей частоты. Цель этого исследования – получить обобщённую картину работы усилителей этого типа. Упрощённая схема усилителя приведена на рисунке 5.

Исследуемый усилитель представлен двумя эквивалентными схемами, отражающими процессы в усилителе при открытом и закрытом состоянии, где  $u_k = U_k \sin(\tau + \varphi)$ ;  $\tau = \omega t$ .

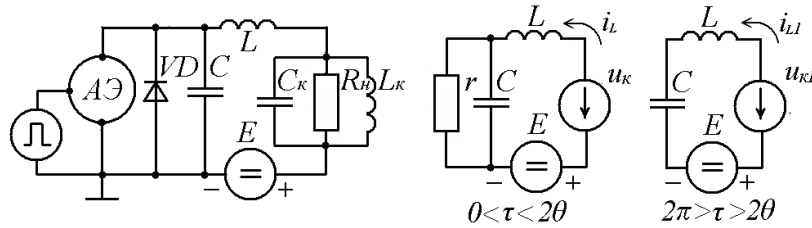


Рисунок 5 – Схема ключевого усилителя с формирующим контуром  
Дифференциальные уравнения для эквивалентных схем принимают вид:

$$\frac{d^2 i_L}{d\tau^2} + \frac{1}{r\omega C} \frac{di_L}{d\tau} + v^2 i_L = \frac{v^2 E}{r} - U_k \left( \frac{v^2 \sin(\tau + \varphi)}{r} + \frac{\cos(\tau + \varphi)}{\omega L} \right), \quad (14)$$

$$\frac{d^2 i_{L1}}{d\tau^2} + v^2 i_{L1} = -\frac{U_k}{\omega L} \cos(\tau + \varphi). \quad (15)$$

Решение этих уравнений может быть записано в следующем виде:

$$i = \sigma + \xi \varepsilon_1 \cos(\tau + \varphi) - \xi \varepsilon_2 \sin(\tau + \varphi) + I_{11} e^{p_1 \tau} + I_{12} e^{p_2 \tau}, \quad (16)$$

$$i_1 = I_{21} \cos v(\tau - 2\theta) + I_{22} \sin v(\tau - 2\theta) - \frac{1}{v^2 - 1} \xi \cos(\tau + \varphi), \quad (17)$$

$$u = -\xi \varepsilon_1 \sin(\tau + \varphi) - \xi \varepsilon_2 \cos(\tau + \varphi) + p_1 I_{11} e^{p_1 \tau} + p_2 I_{12} e^{p_2 \tau}, \quad (18)$$

$$u_1 = v I_{22} \cos v(\tau - 2\theta) - v I_{21} \sin v(\tau - 2\theta) + \frac{1}{v^2 - 1} \xi \sin(\tau + \varphi), \quad (19)$$

где  $I_{11}, I_{12}, I_{21}, I_{22}$  – постоянные интегрирования.

Постоянные интегрирования, определяются на основе принципа непрерывности тока в индуктивности и напряжении на емкости контура LC:

$$i(0) = i_1(2\pi); i(2\theta) = i_1(2\theta), \quad (20)$$

$$u_c = u_{c1}(2\pi); u_c(2\theta) = u_{c1}(2\theta). \quad (21)$$

Ток первой гармоники в нагрузке

$$I_1 = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2} = \frac{I_{1s}}{\cos\varphi} = \frac{I_{1c}}{\sin\varphi}, \quad \text{где } \operatorname{tg}\varphi = \frac{I_{1c}}{I_{1s}}. \quad (22)$$

Здесь

$$I_{1c} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\theta} i_L \cos\tau d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{2\theta}^{2\pi} i_{L1} \cos\tau d\tau = \frac{E}{\pi\omega L} [A_6 + \xi (B_{61} \sin\varphi + B_{62} \cos\varphi)]. \quad (23)$$

Ток, потребляемый от источника

$$I_0 = \frac{E_a \sigma}{2\pi\omega L} \{2\theta + \xi [\cos(2\theta + \varphi) - \cos\varphi] (1 - \varepsilon_1) + \xi \varepsilon_2 [\sin(2\theta + \varphi) - \sin\varphi] + I_{11} (1 - e^{2p_1\theta}) + I_{12} (1 - e^{2p_2\theta})\}. \quad (24)$$

Коэффициент полезного действия по первой гармонике

$$\eta = \frac{1}{2} \xi \frac{I_1}{I_0}, \quad (25)$$

$$\text{где } \xi = \frac{R_H [A_5 + \xi (B_{51} \sin \varphi + B_{52} \cos \varphi)]}{\omega L \cos \varphi}. \quad (26)$$

Система трансцендентных уравнений для  $\xi$  и  $\operatorname{tg} \varphi$  позволяет определить искомое значение  $\xi$ .

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

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  $R_H = 5r$ .

На рисунке 6 приведена картина зависимости равных уровней к.п.д. усилителя от частоты и параметров  $LC$  контура на плоскости переменных  $(p_1)$ ,  $(p_2)$ .

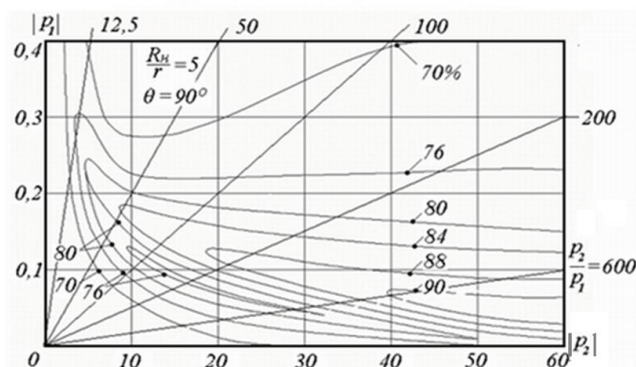


Рисунок 6 – Зависимость равных уровней к.п.д. усилителя от частоты и параметров контура

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 ( $\omega_0$ ). При этом максимальным значениям к.п.д., по-видимому, будет соответствовать режим класса  $E$ .

Частотные характеристики к.п.д. усилителя можно получить сечением поверхности на рисунке 6 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 7.

Из приведенного примера видно, что в усилителе с формирующим контуром при некотором снижении к.п.д. возможно существенное расширение полосы эффективных режимов, без перестройки колебательной системы.

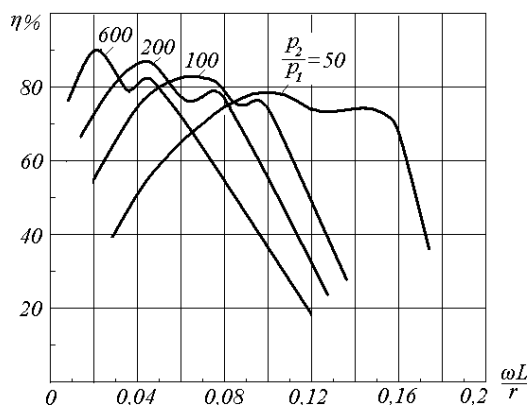


Рисунок 7 – Зависимость к.п.д. усилителя от частоты

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.

**Третья глава** диссертационной работы посвящена методам повышения энергетических и качественных показателей усилителей мощности звуковой частоты (модуляторов).

Усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ), работающие в режимах класса *A*, *B*, *C*, по своим энергетическим показателям, ничем не отличаются от высокочастотных генераторов 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.

По принципу действия модуляторы класса *D* основаны на схемах импульсных преобразователей напряжения, широко используемых в системах электропитания. Абсолютное большинство схем одноктактных 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 (ФНЧ). Три варианта схем

преобразователей представлены на рисунке 8. Первой в качестве модулятора была использована схема, приведенная на рисунке 8а, и используется, с некоторыми усовершенствованиями, в зарубежных радиовещательных передатчиках. В литературе эта схема получила название «PANTEL»

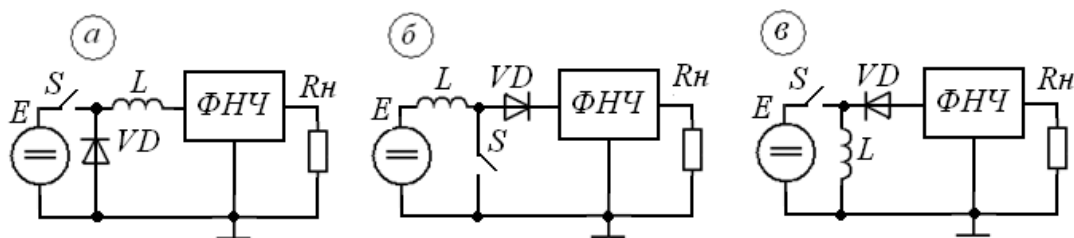


Рисунок 8 – Схемы импульсных преобразователей напряжения

Существенным недостатком модулятора является сложность управления АЭ, т.к. источник управляющего напряжения не может быть заземлен и «подвешен» относительно «земли» на величину импульсного напряжения.

Кроме того, такой модулятор требует удвоенного напряжения источника питания, которое в ламповом варианте может достигать 20-25 кВ. Достоинством схем на основе преобразователя рис.8а является возможность получения высоких качественных показателей при условии эффективного подавления гармоник тактовой частоты в ФНЧ.

Преобразователь, представленный на рисунке 8б был использован в модуляторе, разработанном А.Д. Артымом, и получившим условное название «модулятор с нагрузкой в цепи диода» (МНЦД). К достоинствам МНЦД следует отнести непосредственное заземление АЭ и возможность получения на выходе напряжения больше напряжения источника. Основной недостаток схемы – присутствие на его выходе, помимо усиливаемого сигнала, огибающей этого сигнала. Поскольку спектр огибающей перекрывается со спектром сигнала, он не может быть отфильтрован и вызывает нелинейные искажения.

Преобразователь третьего типа (рис.8в) в качестве УМЗЧ никогда не использовался, поэтому в диссертационной работе ему уделено основное внимание.

Уравнение регулировочной характеристики преобразователя имеет вид

$$E_n = -\frac{E \cdot \tau}{T - \tau} \quad (27)$$

График этой зависимости представлен на рисунке 9.

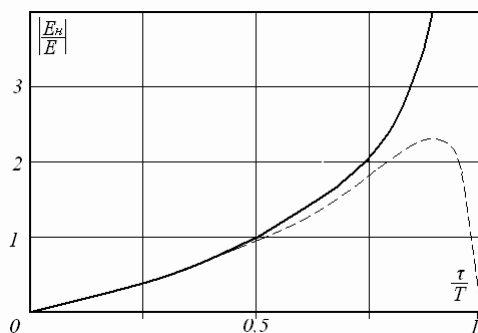


Рисунок 9 – Регулировочная характеристика преобразователя ПЭИН

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  $\tau$ , укажем на важное достоинство преобразователя, вытекающее из его второй особенности. Повышенное напряжение здесь можно получить без помощи модуляционного дросселя (как в схеме МНЦД).

Проблема инверсии знака напряжения в схеме модулятора с преобразованием энергии через индуктивный накопитель (ПЭИН) может быть решена с помощью двухобмоточного накопителя ( $L$ ). Вариант такой схемы представлен на рис.10.

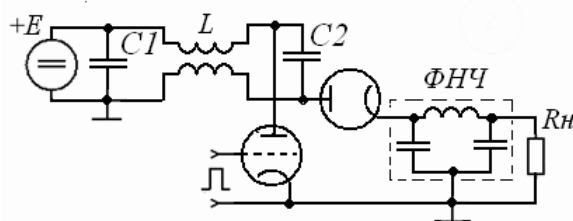


Рисунок 10 – Схема модулятора ПЭИН

Здесь, в отличие от рис.8в, 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 МНЦД и при этом не требует применения громоздкого модуляционного дросселя. Серьезным недостатком схемы ПЭИН безусловно является значительная нелинейность СМХ.

Представим схему модулятора двумя эквивалентными схемами на интервале времени соответствующего замкнутому ключу (от 0 до  $\tau_u$ ) и на интервале рекуперации энергии накопленной индуктивностью в нагрузку (от  $\tau_u$  до  $\omega_T T = 2\pi$ ) (см. рис. 11б, 11в).

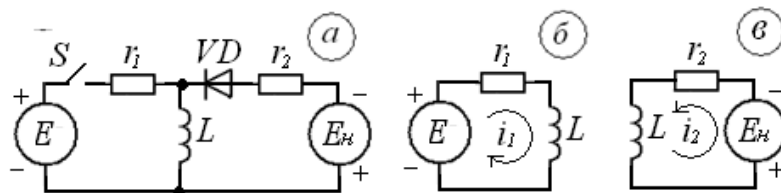


Рисунок 11 – Эквивалентные схемы преобразователя ПЭИН

Запишем дифференциальные уравнения для каждой эквивалентной схемы:

$$\frac{di_1}{d\tau} + \alpha_1 i_1 = \frac{E}{\omega_T L} ; \quad \frac{di_2}{d\tau} + \alpha_2 i_2 = -\frac{E_H}{\omega_T L} \quad (28)$$

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

Решение дифференциальных уравнений имеет вид

$$i_1 = \frac{E}{r_1} + I_1 e^{-\alpha_1 \tau} \dots \dots 0 < \tau < \tau_{и}; i_2 = -\frac{E_H}{r_2} + I_2 e^{-\alpha_2 \tau + \alpha_2 \tau_{и}} \dots \dots \tau_{и} < \tau < 2\pi \quad (29)$$

Для установившегося режима получим

$$I_H = -\frac{E_H}{r_2} \left(1 - \frac{\tau_{и}}{2\pi}\right) + \left(\frac{E}{r_1} + \frac{E_H}{r_2}\right) \frac{(1 - e^{-\alpha_1 \tau_{и}}) \cdot (1 - e^{-\alpha_2 (2\pi - \tau_{и})})}{2\alpha_2 \pi [1 - e^{-(\alpha_1 - \alpha_2) \tau_{и} - 2\alpha_2 \pi}]} \quad (30)$$

Напряжение на нагрузке  $E_H = I_H R_H$ . Умножим левую и правую часть на  $R_H$ , и решим полученное уравнение относительно  $E_H$ , введя следующие обозначения

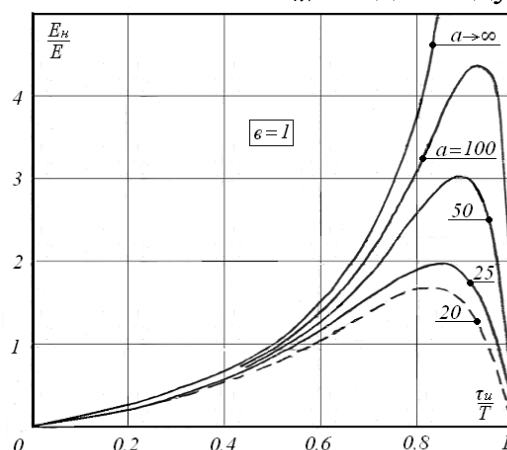


Рисунок 12 – СМХ преобразователя ПЭИН

$$a = \frac{R_H}{r_1}; \quad b = \frac{r_1}{r_2}; \quad R_H = \omega_c L; \quad x = \frac{\omega_T}{\omega_c}; \quad \alpha_1 = \frac{1}{ax}; \quad \alpha_2 = \frac{1}{ab \cdot x} \quad (31)$$

$$\frac{E_H}{E} = \frac{a \cdot F(\alpha, \tau_{и})}{1 + ab \left(1 - \frac{\tau_{и}}{2\pi}\right) - a \cdot b \cdot F(\alpha, \tau_{и})}; \quad F(\alpha, \tau_{и}) \approx \frac{\frac{\tau_{и}}{2\pi} \left(1 - \frac{\tau_{и}}{2\pi}\right)}{\frac{1}{b} + \left(1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right) \frac{\tau_{и}}{2\pi}} \quad (32)$$

Полученное выражение является статической модуляционной характеристикой. Ряд расчётных графиков СМХ для случая  $r_1 = r_2$ , ( $b = 1$ ),  $x = 4$  представлен на рисунке 12.

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 задачи устойчивости требуют дополнительного исследования.

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. Компенсация задержки возможна, если замкнуть цепь обратной связи не через собственно усилитель мощности, а через его физическую модель (компенсатор), модуляционная характеристика которой (благодаря импульсному характеру сигнала), может достаточно точно повторить характеристику основного преобразователя. Вариант «обратной связи по физической модели» (ОСФМ), представленный на рисунке 13.

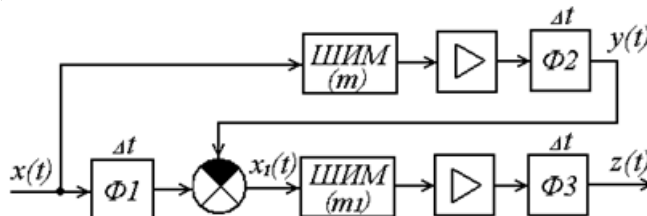


Рисунок 13 – Структурная схема компенсатора

Результаты вычислений коэффициента гармоник для характеристики с удвоением выходного напряжения дали следующий результат: в первом случае (без компенсации)  $K_2 = 27,8 \%$ ; во втором  $11,5\%$ .

Нелинейные искажения уменьшились в 2,5 раза. Заметим, что в аналогичной ситуации *ООС* менее эффективна.

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. Теория амплитудно-импульсных систем (АИС) в настоящее время разработана достаточно подробно, как для линейного тракта, так и для систем, содержащих нелинейные безинерционные элементы. В отличие от АИС, ШИС значительно труднее поддается анализу, поэтому их исследуют путем сведения к эквивалентным нелинейным АИС.

Структурная схема нелинейной АИС представлена на рис. 14.

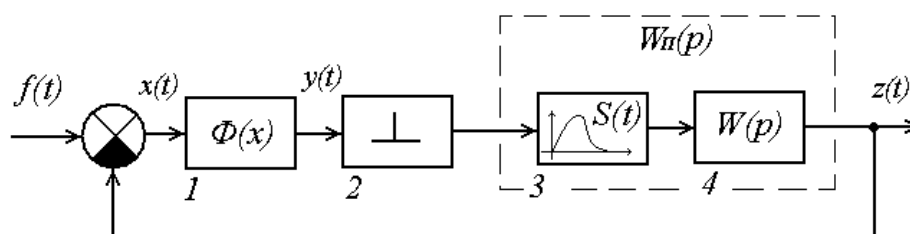


Рисунок 14 – Структурная схема нелинейной АИС

Здесь:

- 1 – нелинейные безинерционные преобразователи тракта,
- 2 – генератор тактовых  $\delta$  – функций, модулированных по амплитуде сигналом  $y(t)$ ,
- 3 – генератор импульсов формы  $s(t)$ ,

4 – линейная часть тракта.

Уравнение системы (рис.14) в решетчатых функциях имеет вид:

$$x(n,0) = f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \Phi(x) \int_0^{\gamma} S(\bar{\tau}) \omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) d\bar{\tau}, \quad (33)$$

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

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

Интеграл представляет собой свёртку функции формирующего элемента и импульсной характеристики  $w(t)$ . В литературе он получил название приведённой импульсной характеристики  $\omega_n(t)$ .

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

Упрощенная структурная схема ШИС представлена на рис.15.

Для ШИС функция формирующего элемента  $s(t)$  имеет вид рис. 16, где  $T$  – период тактовой частоты.

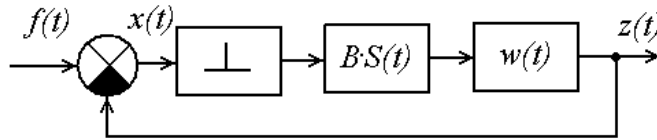


Рисунок 15 – Структурная схема ШИС

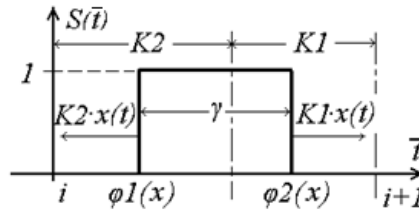


Рисунок 16 – Формирующий элемент ШИС

По аналогии с нелинейной АИС, для ШИС можно записать следующее выражение:

$$x(n,0) = f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \int_{\varphi_1(x)}^{\varphi_2(x)} S(\bar{\tau}) \omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) d\bar{\tau} \quad (34)$$

В отличие от АИС интеграл является функцией  $x(t)$ , что и определяет особенности анализа ШИС. Здесь

$$\varphi_1(x) = K_2(1-x); \quad \varphi_2(x) = K_2 + K_1x; \quad K_1 + K_2 = 1 \quad (35)$$

Введём понятие коэффициента асимметрии ШИС,

$$A = \frac{K_1 - K_2}{K_1 + K_2}; \quad K_1 = \frac{1+A}{2}; \quad K_2 = \frac{1-A}{2} \quad (36)$$

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

$$\omega(n-m-1, 1-\bar{\tau}) = \sum_{v=0}^s \sum_{\mu=0}^{r_v-1} C'_{v\mu} \frac{(n-m-\bar{\tau})^\mu}{\mu!} \exp\left[q_v(n-m-\bar{\tau})\right] \quad (37)$$

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

$$C'_{v\mu} = \frac{1}{(r_v - \mu - 1)!} \cdot \frac{d^{(r_v - \mu - 1)}}{dq} \left[ \frac{P_H(q)}{TQ_H(q)} (q - q_v)^{r_v} \right]_{q=q_v} \quad (38)$$

$P_H(q)$ ;  $Q_H(q)$  – 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, получим

$$\begin{aligned} x(n,0) &= f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \sum_{v=1}^s \left[ \int_{\varphi_1(x)}^{\varphi_2(x)} \exp[-q_v \bar{\tau}] d\bar{\tau} \right] C'_v \exp[q_v(n-m)] = \\ &= f(n,0) - BT \sum_{m=0}^{n-1} \left\{ \sum_{v=1}^s \Phi_v[x(m,0)] w_{IV}(n-m) \right\} \end{aligned} \quad (39)$$

где

$$\Phi_v[x(m,0)] = \frac{\varphi_2[x(m,0)]}{\varphi_1[x(m,0)]} \int \exp[-q_v \bar{\tau}] d\bar{\tau}, \quad w_{IV} = C'_v \exp[q_v(n-m)] \quad (40)$$

Сравнивая с АИС можно сделать вывод, что ШИС сводится к эквивалентной многомерной нелинейной АИС. Число параллельных ветвей эквивалентной АИС равно числу корней характеристического уравнения.

В связи с этим, при анализе устойчивости ШИС прибегают к приближенным методам, позволяющим снизить порядок эквивалентной АИС.

В основу предлагаемого метода анализа положен способ приближенного расчета переходных процессов в сложных линейных цепях. Этот способ предложен и детально исследован Я.С. Ицхоки. Суть нового метода заключается в следующем:

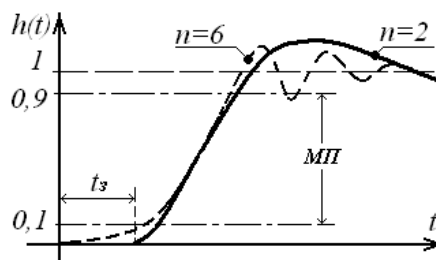


Рисунок 17 – Аппроксимация переходной характеристики

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).

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 передаточная функция приводится к нормированному виду:

$$W(p) = \frac{1 + g_1 p + g_2 p^2 + \dots + g_n p^n}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_k p^k}, \quad (41)$$

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:

$$W_m(p) = \frac{\exp[-pt_{3m}]}{1 + b'_1 p + b'_2 p^2 + \dots + b'_m p^m}, \quad (42)$$

где  $t_{3m}$  определяется решением следующего уравнения

$$\frac{t_{3m}^{m+1}}{(m+1)!} - \frac{t_{3m}^m}{m!} + \dots + (-1)^{m+1} \cdot \Delta_{m+1} = 0. \quad (43)$$

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  $m=3$ .

В связи с этим, не следует, использовать  $m > 2$ .

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

$$W_1(p) = \frac{\exp[-pt_{31}]}{1 + b'_1 p} = \frac{1}{b'_1} \cdot \frac{\exp[-pt_{31}]}{p + \frac{1}{b'_1}}. \quad (44)$$

Соответствующая решетчатая (дискретная) импульсная характеристика на основании (37) примет вид:

$$w(n-m-k, k - \bar{\tau} - \bar{t}_1) = \frac{1}{b_1} \exp\left[-\frac{1}{b_1}(n-m-k)\right] \exp\left[-\frac{1}{b_1}(k - \bar{\tau} - \bar{t}_1)\right]. \quad (45)$$

Приведенная импульсная характеристика может быть записана в виде

$$w_{n1} = \frac{1}{b_1} \exp\left[-\frac{1}{b_1}(n-m-1)\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{b_1}(1 - \bar{t}_1)\right]. \quad (46)$$

Найдем нелинейность эквивалентной АИС

$$\Phi_1[x(m,0)] = \int_{K_2(1-x)}^{K_2+K_1x} \exp\left[\frac{1}{b_1} \bar{\tau}\right] d\bar{\tau} = b_1 \left[ \exp\left[\frac{1}{b_1}(K_2 + K_1x)\right] - \exp\left[\frac{K_2}{b_1}(1-x)\right] \right], \quad (47)$$

$$\Phi_1(x) = 2b_1 \exp\left[\frac{1}{2b_1}(1-A)\right] \cdot \exp\left[\frac{Ax}{2b_1}\right] \operatorname{sh} \frac{x}{2b_1}. \quad (48)$$

Графики этой зависимости для частного случая  $b_1=0.5$  представлены на рис.18. Как и следовало ожидать, при несимметричных видах ШИМ ( $A=\pm 1$ ) нелинейность  $\Phi_1(x)$  выражена значительно сильнее, чем при  $A=0$ .

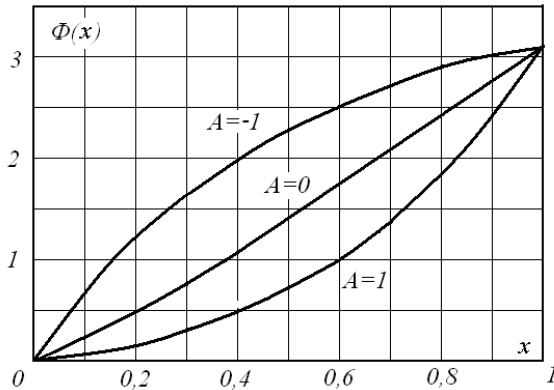


Рисунок 18 - Нелинейные характеристики ШИС

Передаточную функцию приведенной линейной части найдем дискретным преобразованием Лапласа

$$W_n^*(q,0) = \frac{1}{b_1} \cdot \frac{\exp\left[-\frac{1}{b_1}(1-t_1)\right]}{\exp[q] - \exp\left[-\frac{1}{b_1}\right]}. \quad (49)$$

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

$$\frac{1}{\sigma} + \operatorname{Re} \left[ \frac{B}{b_1} \cdot \frac{\exp\left[-\frac{1}{b_1}(1-t_1)\right]}{\exp[j\bar{\omega}] - \exp\left[-\frac{1}{b_1}\right]} \right] > 0, \quad (50)$$

где  $B$  – коэффициент линейного усиления в импульсном тракте ШИС.

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

передачи эквивалентного нелинейного элемента.

Выводы по результатам третьей главы

1. Выполнен сравнительный анализ усилителей мощности класса *D* с промежуточной широтно-импульсной модуляцией.

2. Предложена новая схема усилителя, обладающая лучшими эксплуатационными показателями. В частности, исключен громоздкий модуляционный дроссель и упрощена схема управления силовым ключом. Рассмотрены способы повышения качественных показателей такого усилителя.

3. Предложен новый метод анализа устойчивости ШИС, охваченной цепью обратной связи.

В *четвёртой главе* представлены результаты математического моделирования усилителя класса *D* и усилителя в режиме класса *E* в среде PSPICE, современной версией которого является OrCAD а также результаты натурального эксперимента с помощью физической модели (макета).

В ходе эксперимента проведена проверка частотной зависимости энергетических показателей ключевых усилителей в пределах расстройки  $\pm 10\%$  от резонансной частоты (для усилителя класса *D*), или от частоты оптимальной настройки формирующего контура (для усилителя класса *E*).

Результаты математических и физических экспериментов подтверждают сохранение высокого к.п.д. усилителей в пределах указанной настройки.

*Заключение* содержит формулировку основных теоретических и практических результатов диссертационной работы.

## **ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ**

Для достижения поставленной цели в диссертации решены следующие задачи:

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 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 любых систем автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

## **СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**

### **Журналы, рекомендованные ВАК РФ**

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

2. **Е.С. Абрамова.** Коррекция нелинейности в широтно-импульсной системе автоматического регулирования / **Е.С. Абрамова**, А.М. Михеенко, С.С. Абрамов // Вестник Омского государственного технического университета: научный журнал. – Омск, 2012. – № 3 (113). – С. 306-309.

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

4. **Е.С. Абрамова.** Анализ устойчивости широтно-импульсной системы с отрицательной обратной связью / **Е.С. Абрамова**, А.М. Михеенко, С.С. Абрамов // Электросвязь: научный журнал. – Москва, 2013. – № 8. – С. 20-22.

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

### **Авторские свидетельства**

6. 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 ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», зарег. 27.10.2013.

### **Статьи в материалах международных и всероссийских конференций**

7. **Абрамова, Е.С.** Анализ неисправностей в системах электропитания / **Е.С. Абрамова** // 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.

8. **Абрамова, Е.С.** Нейронные сети оценки остаточной емкости аккумуляторных батарей / **Е.С. Абрамова**, А.Е. Саламонов // 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.

9. **Абрамова, Е.С.** Структура программного обеспечения приемопередающей станции (BTS) / **Е.С. Абрамова** // 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.

10. **Абрамова, Е.С.** Принципы межмодульной связи в контроллере BSC / **Е.С. Абрамова** // 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.

11. **Абрамова, Е.С.** Раздельное усиление составляющих сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией в общем канале / **Е.С. Абрамова** // 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.

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

13. **Абрамова, Е.С.** К определению эффективной полосы частот ключевого генератора с последовательным контуром / **А.М. Михеенко, Е.С. Абрамова** // Актуальные проблемы электронного приборостроения: в 7 т. – Т.4: мат-лы XI Международ. конф. – Новосибирск: Новосиб. гос. тех. ун-т, 2012. – С. 38-41.

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

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

16. **Абрамова, Е.С.** Анализ устойчивости ШИС методом искусственного понижения её линейной части / **Е.С. Абрамова** // 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.

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

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



Абрамова Евгения Сергеевна

Автореферат  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

---

Подписано в печать 27.03.2015г.

Формат бумаги 62x84/16, отпечатано на ризографе, шрифт № 10,  
изд. л. 1,5, заказ №5, тираж – 100 экз., ФГОБУ ВПО «СибГУТИ».  
630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86.