

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«ОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Сак Павел Викторович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ИНТЕГРАЛЬНОЙ
ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ
РАДИОПЕРЕДАТЧИКА В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ
РЕЖИМОВ**

**Специальность 2.2.4 – Приборы и методы измерения
(электрические и магнитные величины)**

**Научный доклад по результатам выполненной научно-
квалификационной работы (диссертации)**

Омск 2023

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования.

За последнее время резко возросла актуальность в разработке высоколинейных усилителей мощности с высоким КПД, это связано с появлением требований к уменьшению габаритных размеров передатчиков и появлением новых видов модуляции, требующих большой линейности от усилителей мощности.

Диссертационное исследование связано с повышением эффективности работы системы измерения и выбору оптимальных энергетических параметров усилителей мощности КВ передатчиков на основе интегральной оценки энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, использующих автоматическую регулировку режима с применением детерминированного двухчастотного тестового сигнала. Определена задача получения высокой линейности усилителя мощности (УМ) и возможности ее решения различными методами или их сочетанием.

При проектировании передатчиков носимых средств связи коротковолнового (КВ) диапазона, остро стоит вопрос о повышении их коэффициента полезного действия КПД. Повышение КПД снижает тепловыделение и уменьшает связанные с ним массогабаритные характеристики изделий, улучшает тепловые режимы комплектующих и этим повышает надёжность их работы. Кроме того, увеличение КПД передатчика улучшает такой важнейший тактический показатель носимого средства связи, как длительность работы оборудования от аккумулятора без её подзарядки.

Так как основное энергопотребление в передатчике приходится на оконечный каскад усилитель мощности (УМ), то повышение его среднего КПД самым существенным образом влияет на энергопотребление всего передающего тракта.

При построении УМ с автоматической регулировкой режима (АРР) по питающему напряжению в оконечном каскаде, автоматически поддерживается критический режим работы выходного транзистора, независимо от текущей амплитуды импульса тока. Такой метод повышения энергетической эффективности называется АРР по напряжению питания, или Envelope Tracking (слежение за огибающей).

В отечественной и зарубежной литературе отсутствуют методики расчёта энергопотребления оконечного каскада однополосного передатчика при использовании в нём АРР, с учётом потерь в управляемом источнике питания (УИП). В отдельных публикациях имеется описание и найдено отношение среднего КПД оконечного каскада при его работе с АРР к КПД этого каскада в режиме пиковой мощности. Сравнения энергопотребления оконечного каскада УМ с АРР и без АРР не проводилось, поэтому судить о выигрыше оконечного каскада УМ в энергопотреблении при применении в нём АРР трудно.

Актуальным является получение методики расчёта и количественных соотношений для оценки энергетического выигрыша от введения в выходном каскаде усилителя мощности (УМ) однополосного коротковолнового (КВ) передатчика автоматической регулировки режима по питанию (АРР).

Степень разработанности темы исследования. Существует множество методов повышения энергетической эффективности УМ, таких как метод автоматической регулировкой режима (АРР), метод У. Догерти, метод дефазирования, схема Кана, но данные методы не позволяют получить максимальные значения КПД и линейности во всем диапазоне частот и при разных видах модуляции. При использовании в УМ адаптивной измерительной системы появится возможность поддержания КПД и линейности УМ в максимальных значениях, за счет подстройки параметров УМ.

Развитие данного направления отражено в трудах российских ученых: В.В. Шахгильдян, М.А. Быховский, В.Н. Громорушкин, Р.Ю. Иванюшкин, В.С. Климов, В.Б. Козырев, Н.С. Фузик и др. и зарубежных: А. Бэйтман, А. Валдовинос, Р. Вилкинсон, Л. Волкер, Ю. Ех, М. Йохансон, Ф. Касадевол, Л. Коуч, Р. Лек, Дж. Макджихан, Дж. Марвил, Дж. Олмос, Л. Сандстром, Ф. Рааб, А. Рустако, С. Хетцель, Б. Ши, М. Ширекс.

Основу данного направления заложил Леонардо Кан [Кан Л. Р. Однополосная передача путем устранения и восстановления огибающей. - Учеб. IRE, vol. 40, июль 1952 г. - С. 803–806].

Исследованы методы параметрических нелинейных искажений в усилителях мощности с распределенным усилением. Приводятся результаты упрощенного моделирования параметрических нелинейных искажений в усилителях мощности с распределенным усилением. Обсуждаются методы коррекции параметрических нелинейных искажений в усилителях мощности с распределенным усилением [Иванюшкин Р.Ю., Шмаков Н.Д. Компьютерное моделирование и исследование параметрических нелинейных искажений в усилителях с распределенным усилением ВЧ-ОВЧ диапазона / Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2020. Т. 11. № 1. С. 50-56].;

Рассматриваются вопросы совместного применения двух методов повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности радиосигналов с непостоянной огибающей: метод Уильяма Догерти и метод двойной автоматической регулировки режима по питанию (Envelope Tracking). Исследуется влияние автоматической регулировки режима по питанию на амплитудно-амплитудные и фазо-амплитудные нелинейные искажения в схеме У. Догерти. Также рассматриваются вопросы компенсации нелинейных искажений при помощи предкоррекции [Иванюшкин Р.Ю., Разин К.О. Исследование нелинейных искажений в усилителе мощности по схеме У. Догерти с двойной автоматической регулировкой режима по питанию / в сборнике: технологии информационного общества Сборник трудов XIV Международной отраслевой научно-технической конференции. 2020. С. 184-186.].

Целью диссертационной работы является решение научно-технической проблемы, имеющей важное народнохозяйственное значение, по развитию научно-технических основ построения, разработки и внедрения широкополосных быстродействующих измерительных и испытательных систем высокой точности в составе автоматизированного оборудования радиоэлектронной промышленности. Для достижения указанной цели в работе поставлены и решены следующие **задачи**:

1. Разработка положения теории измерительных и испытательных систем в совокупности с интеллектуальными приборами на основе методов интегральной оценки энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, с учетом потерь в управляемом источнике питания.

2. Получение методики расчёта и количественных соотношений, описывающих энергетическую эффективность, получаемую от введения в выходном каскаде усилителя мощности однополосного коротковолнового (КВ) передатчика автоматической регулировки режима (АРР) по питанию.

3. Разработка и исследование методов адаптивной линеаризация передаточных характеристик широкополосных усилителей мощности.

4. Создание программы для автоматизации измерений и настройки параметром УМ.

Научная новизна. В процессе исследований получены следующие новые научные результаты.

1. Предложена методика интегральной оценки энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, использующих автоматическую регулировку режима с применением детерминированного двухчастотного тестового сигнала.

2. Предложен новый метод повышения линейности УМ, отличающийся применением отрицательной обратной связи между огибающими сигналов на входе УМ и на его выходе (ОСО). Такой метод повышения линейности УМ оказывается предпочтительным для трактов малогабаритных передатчиков

3. Предложена методика оценка потерь в управляемом источнике питания (УИП) от напряжения на его выходе и тока в его нагрузке, при условии постоянства напряжения на аккумуляторе.

4. Разработана методика измерительного эксперимента для получения данных потерь в УИП. Выведены соотношения, позволяющие по результатам измерений с

детерминированным двухчастотным тестовым сигналом (ДТС) судить об энергопотреблении окончного каскада УМ с АРР при модуляции речью

Практическая значимость работы.

Развитие научно-технических основ построения, разработки и внедрения широкополосных быстродействующих измерительных и испытательных систем высокой точности в составе автоматизированного оборудования радиоэлектронной промышленности.

Проведенные в рамках диссертации исследования позволят повысить параметры широкополосных усилителей мощности КВ диапазона, производить контроль и регулировку параметров в условиях нестационарных режимов работы усилителя мощности.

Объектом диссертационного исследования является широкополосный усилитель мощности КВ диапазона с автоматической регулировкой режима по питающему напряжению.

Предметом диссертационного исследования являются методы измерений и математические методы коррекции параметрических нелинейных искажений в усилителях мощности. Исследуются способы построения широкополосных усилителей мощности КВ диапазона, способы реализации адаптивной системы контроля параметров усилителя мощности.

Методология исследования. В диссертационной работе использованы классические методы аппроксимации, интерполяционный полином, методы аналитического приближения функций, теории электрических цепей и сигналов. При решении поставленных задач использовались методы оптимизации, методы цифровой обработки сигналов, методы и средства математического и компьютерного моделирования.

Основные положения, полученные автором и выносимые на защиту:

1. Методика расчета энергетического выигрыша и КПД при применении автоматического регулирования питающего напряжения выходных каскадов КВ передатчиков, предназначенных для модуляции речевыми сигналами

2. Способ построения передающего тракта широкополосного усилителя мощности КВ диапазона.

3. Методика интегральной оценки энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, использующих автоматическую регулировку режима с применением детерминированного двухчастотного тестового сигнала

4. Метод повышения линейности усилителя мощности и возможности ее решения различными способами или их сочетанием.

Соответствие паспорту специальности. Работа соответствует научной специальности 2.2.4 по п.1 – Создание новых научных, технических и нормативно-технических решений, обеспечивающих повышение качества продукции, связанных с измерениями электрических и магнитных величин; по п.3 – Совершенствование научно-технических, технико-экономических, оперативных (временных) показателей метрологического обеспечения соответствующих систем и производств.

Достоверность полученных результатов. Обоснованность и достоверность теоретических результатов, положений и выводов, полученных в диссертационной работе, базируется на применении апробированных научных положений и методов исследований, корректном использовании математического аппарата, согласованности новых результатов с известными теоретическими положениями, а также результатами экспериментальных исследований. Обоснованность и достоверность практических результатов диссертации подтверждается результатами измерений параметров на макете усилителя мощности.

Апробация результатов исследования. Основные положения и результаты диссертационного исследования были успешно представлены и обсуждены на конференциях: International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM, 2018; International Seminar on Electron Devices Design and Production, SED 2021, Prague, 2021; IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), г. Екатеринбург, 2020; Международной IEEE-Сибирской конференции по управлению и связи (SIBCON-2019), г. Томск, 2019; Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT-2022), Москва, 2022; VII Региональной научно-технической

конференции "Ученые Омска - региону", Омск, 2022; International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, 2022.

Реализация и внедрение результатов исследования. Результаты диссертационного исследования использовались при выполнении проекта:

– № 20-37-90122 «Адаптивный контроль параметров усилителя мощности радиопередатчика в условиях нестационарных режимов» (Российский фонд фундаментальных исследований);

– результаты исследований по теме диссертационной работы используются в производственной деятельности при разработке широкополосных усилителей мощности КВ диапазона АО Омский научно-исследовательский институт приборостроения, г. Омск.

Публикации по теме исследования. По результатам исследований опубликовано 13 научных работ, в том числе 3 научные статьи в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК при Минобрнауки России, 7 статей в изданиях, индексируемых в международной реферативной базе данных Scopus, 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ и 1 патент на изобретение.

Личный вклад автора. Исследования, результаты которых изложены в диссертации, проведены лично соискателем в процессе научной деятельности. Соискателем самостоятельно разработаны структуры, схемотехнические решения, алгоритмы и программы, реализующие предложенные методы исследований. Соискателем самостоятельно разработан вариант реализации адаптивной системы контроля параметров усилителя мощности, и программа автоматизации измерительного процесса. Получены экспериментальные и теоретические результаты, представленные в диссертации и выносимые на защиту.

Личный вклад диссертанта в работы, выполненные в соавторстве, состоит в проведении исследований, а также в представлении результатов исследований для опубликования.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованных источников и приложений.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, проведен анализ степени разработанности исследуемой научной проблемы и обоснованы подходы к ее решению, приведены цель и задачи диссертационного исследования. Показаны научная новизна и практическая значимость работы, методы исследования и положения, выносимые на защиту, а также указаны степень достоверности полученных результатов и сведения об их апробации. Выполнен обзор существующих способов построения энергетически эффективных усилителей мощности.

В первой главе проведена сравнительная оценка энергопотребления усилителя мощности с АРР и без нее, с учетом изменения других параметров усилителя мощности и потерь в управляемом источнике питания.

Найдены соотношения, позволяющие по результатам измерений, полученных с двухчастотным тестовым сигналом судить об энергопотреблении оконечного каскада усилителя мощности с автоматической регулировкой режима при различных видах модуляции. Предложена методика расчета энергетического выигрыша и КПД при применении автоматического регулирования питающего напряжения выходных каскадов КВ передатчиков, предназначенных для модуляции речевыми сигналами. Оценена роль потерь в регулируемом источнике питания. Обоснован вывод о преимуществах применимости схем усилителей мощности с автоматической регулировкой режима.

Энергопотребление каскада без АРР

Найдём энергопотребление выходного каскада, у которого транзисторы работают в режиме В, на вход УМ подаётся модулированный по амплитуде случайной функцией времени сигнал вида:

$\xi \text{Cos}[\omega(t)]t$ и задана поддерживаемая постоянной пиковая мощность на выходе.

Мгновенная амплитуда огибающей ε на управляющем электроде транзистора выходного каскада в режиме амплитудной модуляции равна:

$$\varepsilon = \xi \frac{k}{k_{\text{ВЫХ}}(\omega)}. \quad (1)$$

Здесь ξ - значение мгновенной амплитуды огибающей на входе УМ, которая является случайной величиной, k – коэффициент усиления по напряжению схемы изображенной на рис. 1 от точки А до точки С,

$k_{\text{ВЫХ}}(\omega)$ - коэффициент усиления по напряжению выходного каскада на частоте ω .

Постоянная составляющая J_0 тока транзистора выходного каскада связана со случайным напряжением ξ на входе УМ соотношением

$$J_0 = \alpha_0 J_m = \alpha_0 S \xi \frac{k}{k_{\text{ВЫХ}}(\omega)}, \quad (2)$$

в котором

J_m - амплитуда импульса тока стока транзистора,

$\alpha_0(\theta)$ - коэффициент Берга для постоянной составляющей при угле отсечки θ . Для $\theta = 90^\circ$ $\alpha_0 = 0,319$.

S - крутизна проходной характеристики транзистора.

Мгновенная мощность $P_{0_РЕЧИ}(\xi)$, потребляемая выходным каскадом от источника питания при передаче речи и при однополосной модуляции, равна:

$$P_{0_РЕЧИ}(\xi) = E_{\text{ПИТ}} \alpha_0 S \xi \frac{k}{k_{\text{ВЫХ}}(\omega)}. \quad (3)$$

Её среднее значение $\bar{P}_{0_РЕЧИ}$ при постоянном напряжении питания $E_{\text{ПИТ}}$ запишется:

$$\bar{P}_{0_РЕЧИ} = E_{\text{ПИТ}} \alpha_0 S \frac{k}{k_{\text{ВЫХ}}(\omega)} \int_0^{U_m} \xi \varphi(\xi) d\xi. \quad (4)$$

В (4) $\varphi(\xi)$ - функция плотности вероятности случайной амплитуды огибающей однополосного сигнала на входе УМ при передаче речи,

U_m - максимальное значение амплитуды огибающей входного сигнала УМ, соответствующее режиму пиковой мощности УМ.

Интеграл в (4) равен среднему значению $\bar{\xi}$ случайной величины $\xi(t)$.

Численное значение интеграла, входящего в (4), которое с амплитудой U_m и пик-фактором p при модуляции речью связано соотношением

$$\bar{\xi} = \frac{\sqrt{2}}{p} U_m. \quad (5)$$

Значение p для модулированного речью сигнала лежит между 3,3 и 3,87. Далее в настоящей работе будем считать его равным 3,3.

На основании этого

$$\bar{\xi} = 0,429 U_m \quad (6)$$

а потребляемая выходным каскадом средняя мощность (4) запишется:

$$\bar{P}_{0_РЕЧИ} = 0,429 E_{ПИТ} \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}. \quad (7)$$

Обозначим через $P_{0_ПИК}(U_m)$ мощность, потребляемую выходным каскадом, если на входе УМ присутствует немодулированный сигнал с амплитудой U_m . На выходе УМ значение ВЧ мощности при этом равно её пиковой величине. Тогда энергопотребление в режиме пиковой мощности:

$$P_{0_ПИК}(U_m) = E_{ПИТ} \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}. \quad (8)$$

Теперь может быть найдено отношение δ среднего энергопотребления выходного каскада при усилении модулированного речью однополосного сигнала к энергопотреблению этого каскада в режиме пиковой мощности:

$$\delta = \frac{\bar{P}_{0_РЕЧИ}}{P_{0_ПИК}} = 0,429. \quad (9)$$

Энергопотребление и КПД каскада с АРР

Автоматической регулировкой режима (АРР) принято называть работу высокочастотного усилительного каскада, когда питающее напряжение изменяется в такт с изменением низкочастотной огибающей усиливаемого сигнала. Цель введения АРР – заставить каскад, независимо от мгновенного значения усиливаемого сигнала, работать в критическом режиме, или в режиме, близком к критическому.

Работа в таких режимах, как известно, обеспечивает меньшее по сравнению с недонапряжёнными режимами энергопотребление усилительного каскада.

Законы изменения напряжения питания стоковой цепи в режиме с АРР при изменении напряжения возбуждения на затворе исследованы.

Показано, что целесообразно принять закон управления для УИП, приведённый на рисунке 3.1, при котором напряжение питания на стоках в динамическом режиме линейно изменяется при изменении амплитуды на входе

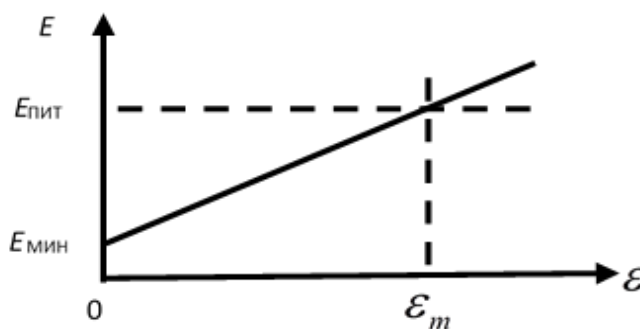


Рисунок 1.1 – График изменения напряжения питания $E(\varepsilon)$ в зависимости от изменения огибающей на входе усиливаемого каскадом сигнала ε каскада от некоторого минимального напряжения $E_{мин}$ до максимального значения, равного $E_{пит}$.

Выбор $E_{пит}$ производится, исходя из оптимального при заданной пиковой мощности режима для применённых в оконечном каскаде транзисторов. Выбор значения $E_{мин}$ зависит от типа, применённого в УИП ШИМ–контроллера, так как для каждой из микросхем источников питания на основе ШИМ–контроллеров производитель задаёт минимально допустимое выходное напряжение. Кроме того, выбор величины $E_{мин}$, как будет показано далее, влияет на общий КПД передающего тракта.

Из рисунка 1 с учётом (1), следует:

$$E(\xi) = \frac{E_{ПИТ} - E_{МИН}}{\xi_m} \xi + E_{МИН}. \quad (10)$$

Тогда при передаче речевой информации в режиме с АРР мгновенную потребляемую выходным транзистором мощность $P_{0_РЕЧИ_АРР}(\xi)$, в отличие от (8), следует записать:

$$P_{0_РЕЧИ_АРР}(\xi) = E(\xi)J_0(\xi). \quad (11)$$

Подставляя в (11) выражения (2) и (10) и учитывая, что $\xi_m = U_m$, получим:

$$P_{0_РЕЧИ_АРР}(\xi) = \left[\frac{E_{ПИТ} - E_{МИН}}{U_m} \xi + E_{МИН} \right] \alpha_0 S \xi \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} \quad (12)$$

Среднее значение случайной функции $P_{0_РЕЧИ_АРР}(\xi)$, с учётом известной плотности вероятности распределения случайной величины $\varphi(\xi)$, запишется:

$$\bar{P}_{0_РЕЧИ_АРР} = \int_0^{U_m} P_{0_РЕЧИ_АРР}(\xi) \cdot \varphi(\xi) d\xi$$

Подставляя (12), получим

$$\begin{aligned} \bar{P}_{0_РЕЧИ_АРР} = \alpha_0 S E_{МИН} \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} \int_0^{U_m} \xi \varphi(\xi) d\xi + \\ \frac{E_{ПИТ} - E_{МИН}}{U_m} \alpha_0 S \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} \int_0^{U_m} \xi^2 \varphi(\xi) d\xi \end{aligned} \quad (13)$$

Первый интеграл мы определили ранее выражением (6). Второй интеграл представляет собой среднюю величину квадрата случайной функции $\xi(t)$.

Известно, что:

$$\overline{\xi^2(t)} - [\overline{\xi(t)}]^2 = \sigma^2 \quad (14)$$

где σ^2 - средний квадрат отклонения случайной величины $\xi(t)$ от её среднего значения. Показано, что для огибающей при однополосной модуляции речью справедливо выражение

$$\sigma^2 = \frac{U_m^2}{p^2} \quad (15)$$

Поэтому второй интеграл в (13) с учётом (15) и (6) равен

$$\int_0^{U_m} \xi^2 \varphi(\xi) d\xi = \frac{U_m^2}{p^2} + [0,429U_m]^2 = 0,276U_m^2 \quad (16)$$

а (13) можно записать в виде

$$P_{0_РЕЧИ_АРР} = \alpha_0 S \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} U_m (0,276E_{ПИТ} + 0,153E_{МИН}) \quad (17)$$

Найдём теперь γ - отношение среднего энергопотребления в режиме передачи речи с АРР к среднему энергопотреблению при передаче речи в режиме без АРР. Для этого найдём отношение (17) к (7):

$$\gamma = \frac{\overline{P_{0_РЕЧИ_АРР}}}{\overline{P_{0_РЕЧИ}}} = \frac{\alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} (0,276 E_{ПИТ} + 0,153 E_{МИН})}{0,429 E_{ПИТ} \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}} = 0,643 + 0,357 \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}} \quad (18)$$

Из (18) видно, что снижение энергопотребления γ не зависит от частоты. Как видно из (18), доля энергопотребления в режиме с АРР относительно энергопотребления без АРР

$$\lambda = \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}}$$

зависит от отношения: $\frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}}$, а величина γ в пределе, при λ , стремящемся к нулю, стремится к 0,643. Снижение энергопотребления уменьшается, стремясь к единице при

$$\lambda = \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}}$$

стремлении к единице отношения

Отметим, что (18) можно записать иначе, умножив и разделив числитель и знаменатель дроби на среднюю мощность выходного ВЧ сигнала $\overline{P_1}$. Тогда можно ввести средние КПД $\overline{\eta_{РЕЧИ_АРР}}$ и $\overline{\eta_{РЕЧИ}}$ для режимов с АРР и без АРР:

$$\gamma = \frac{\overline{P_{0_РЕЧИ_АРР}}}{\overline{P_{0_РЕЧИ}}} = \frac{\overline{P_{0_РЕЧИ_АРР}}}{\overline{P_{0_РЕЧИ}}} \cdot \frac{\overline{P_1}}{\overline{P_1}} = \frac{\overline{\eta_{РЕЧИ}}}{\overline{\eta_{РЕЧИ_АРР}}}$$

то есть

$$\overline{\eta_{РЕЧИ_АРР}} = \frac{1}{\gamma} \overline{\eta_{РЕЧИ}} \quad (19)$$

Следовательно, без учёта потерь в УИП, средний КПД УМ в режиме с АРР в $\frac{1}{\gamma}$ раз больше среднего КПД этого же УМ без режима АРР.

Энергопотребление при использовании АРР, с учётом потерь в УИП

Формулы (18) и (19), показывающие энергетический выигрыш при применении в выходном каскаде АРР в сравнении с работой без АРР, не учитывают потери в УИП. Они справедливы при КПД УИП, равном 100 %.

Потери в реальном УИП зависят от применённых схемных решений, в том числе от архитектуры построения и типа вторичного источника питания и применённой в нём элементной базы. Но, не зависимо от способа построения и типа применённой микросхемы - вторичного источника питания, потери в УИП будут в любой момент времени функцией от напряжения E на выходе УИП, от постоянного тока J_0 , потребляемого от УИП выходным каскадом, от напряжения аккумуляторной батареи $E_{АКК}$.

Изменение напряжения аккумулятора происходит медленно по сравнению с изменениями E и J_0 , происходящими при усилении модулированного АМ сигнала и работе с АРР. Поэтому далее будем изучать потери в УИП только в зависимости от напряжения на его выходе и от тока в его нагрузке, считая постоянным напряжение аккумуляторной батареи.

Обозначим через $P_{УИП}(E, J_0)$ потери в УИП, зависящие от напряжения E и тока J_0 на его выходе. Эта зависимость может быть получена экспериментально для конкретного УИП.

При напряжении на выходе УИП равном 21 В и токе нагрузки 1,2 А участвовавший в проведении испытаний УИП имел КПД 94 %.

Напряжение на выходе УИП изменяется потенциометром R_1 , выходной ток УИП изменяется реостатом R_n . При работе АРР в составе УМ напряжение E и ток J_0 на выходе УИП

являются величинами, зависящими от случайного значения напряжения ξ усищаемого УИП сигнала.

Выберем множество точек, разбивающих диапазон изменения $\xi \{0, U_m\}$ на N отрезков. Очевидно, что любому номеру точки из диапазона изменения ξ соответствует точка на оси E и точка на оси J_0 зависимости $P_{\text{УИП}}(E, J_0)$.

Постоянная составляющая тока J_0 одного транзистора выходного каскада определяется выражением (2).

Соответственно, если выходной каскад содержит n транзисторов, то суммарный ток выходного каскада (2) следует умножить на n .

Значение суммарного тока выходного каскада при пиковой мощности на макете УМ можно измерить. Очевидно, что такой ток будет потребляться от УИП выходным каскадом с n транзисторами при значении напряжения на входе УМ, равном U_m .

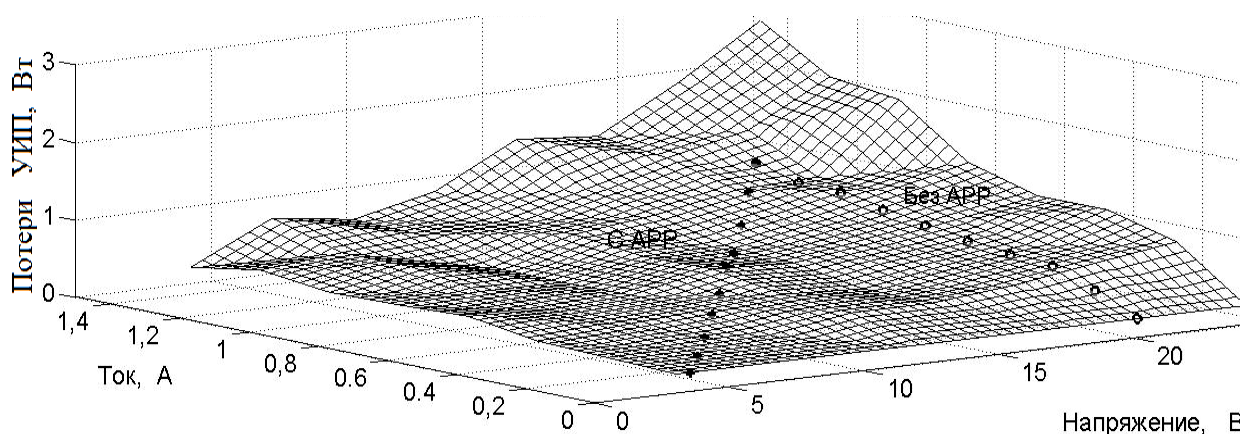


Рисунок 1.2 – Зависимость потерь УИП от напряжения на его выходе и тока в его нагрузке.

Каждой точке на оси токов рис. 1.2 соответствует точка на оси напряжений. Если, например, выбрать 6 точек, равномерно распределённых вдоль осей тока и напряжения и принять, что суммарный ток выходного каскада равен 1,1 А, а напряжение с выхода УИП изменяется в соответствии с рис. 2 от 3,5 В до 20 В, то координаты искомым точек при АРР окажутся:

$$\{I = 0; E = 3,5\}, \{I = 0,22; E = 6,8\}, \{I = 0,44; E = 10,1\}, \{I = 0,66; E = 13,4\}, \\ \{I = 0,88; E = 16,7\}, \{I = 1,10; E = 20\}.$$

При работе без АРР координаты по оси напряжений $E = \text{Const} = E_{\text{ПНТ}}$. Тогда координаты искомым точек для режима без АРР будут:

$$\{I = 0; E = 20\}, \{I = 0,22; E = 20\}, \{I = 0,44; E = 20\}, \{I = 0,66; E = 20\}, \\ \{I = 0,88; E = 20\}, \{I = 1,10; E = 20\}.$$

На поверхности $P_{\text{УИП}}$ (рисунок 2) множество точек, координаты которых определены так, как описано выше, образуют две линии, помеченные маркерами. По одной, при изменении случайной величины ξ , движется функция потерь УИП в режиме с АРР $P_{\text{УИП_АРР}}(\xi)$. По другой движется функция потерь УИП в режиме без АРР $P_{\text{УИП_БЕЗ_АРР}}(\xi)$.

Обе линии потерь являются функциями одной переменной и могут быть аппроксимированы полиномами второй степени с коэффициентами b_0, b_1, b_2 и c_0, c_1, c_2 .

Таким образом соотношения между энергопотреблением выходного каскада при усилении случайного речевого сигнала и усилении ДТС получены как без учёта потерь в УИП, так и с учётом таких потерь

Во второй главе представлена интегральная оценка параметров усилителя мощности радиопередатчика с автоматической регулировкой режима двухчастотным тестовым сигналом.

Исследуются сравнительная оценка энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, использующих автоматическую регулировку режима применением детерминированного двухчастотного тестового сигнала вместо случайного однополосного сигнала, модулированного речью.

Найдены соотношения, позволяющие по результатам измерений, полученных при испытаниях, судить об энергопотреблении оконечного каскада усилителя мощности с автоматической регулировкой режима при различных видах модуляции. Соотношения между энергопотреблением выходного каскада при усилении случайного речевого сигнала и усилении двухчастотного тестового сигнала получены как без учёта потерь в управляемом источнике питания, так и с учётом таких потерь.

При разработке усилителей мощности, в которых применяются сигналы с переменной огибающей, большое внимание уделяется как повышению КПД, так и линейности усилителя мощности.

Высокая линейность предотвращает искажение передаваемого сигнала и не допускает расширения спектра сигнала за счет появления в нем интермодуляционного продукта.

При построении УМ с автоматической регулировкой режима по питающему напряжению в оконечном каскаде, автоматически поддерживается критический режим работы выходного транзистора, независимо от текущей амплитуды импульса тока. Такой метод повышения энергетической эффективности называется АРР по напряжению питания, или Envelope Tracking (слежение за огибающей).

Теоретические предпосылки. Для проведения оценки энергопотребления УМ, входящего в КВ передатчик с однополосной модуляцией, работающий с АРР, требуется подать на вход изменяющийся по амплитуде высокочастотный сигнал, статистические характеристики огибающей которого такие же, как аналогичные статистические характеристики речевого сигнала. И здесь имеются два возможных подхода.

Первый состоит в том, что при настройке и проведении тестовых испытаний будет использован специализированный высокочастотный генератор. Такой генератор на выходе должен будет создавать однополосный ВЧ сигнал, модулированный речью. И хотя задача получения генератора такого сигнала легко разрешима теоретически, на практике такой подход вызывает определённые трудности. Они появляются при обеспечении соответствия модулирующего речевого сигнала принятой его математической модели. Трудности появляются и при создании генератора, обеспечивающего ансамбль сигналов достаточно большого объёма, а также при метрологической аттестации такого генератора.

Второй подход состоит в замене при тестовых испытаниях УМ работающего с АРР, предназначенного для усиления однополосного сигнала, модулированного речью, другим однополосным ВЧ сигналом, модулированным детерминированным НЧ сигналом. При этом характеристики огибающей модулирующего детерминированного НЧ сигнала должны совпадать с некоторыми статистическими характеристиками принятой математической модели речевого сигнала. А именно, должны совпадать максимальные и минимальные значения этих двух модулирующих сигналов.

Предлагается установить связь энергопотребления выходного каскада УМ при усилении однополосного сигнала, модулированного речью и энергопотребления при усилении двухчастотного тестового сигнала (ДТС).

Исследование. Для измерения энергетических параметров УМ, входящего в КВ передатчик с однополосной модуляцией, работающий с АРР предлагается методика контроля параметров УМ по его энергопотреблению при усилении двухчастотного тестового сигнала. Рассматривается УМ, предназначенный для работы в режиме усиления КВ SSB (Single-sideband modulation) сигнала, модулированного речью.

Проверка линейности передающего тракта для однополосных КВ передатчиков проводится по методике. Такая проверка проводится подачей на вход передающего тракта через суммирующее устройство сигналов от двух низкочастотных генераторов.

На выходе передатчика получается однополосный сигнал, модулированный двумя низкочастотными сигналами, имеющими частотный разнос. В то же время, если речь идёт о проверке линейности только УМ, а не всего передатчика, то проверка линейности может быть проведена иначе, причём передающий тракт в полном объёме при этом не нужен. Такая проверка может быть проведена подачей через суммирующее устройство на вход УМ двух не модулированных ВЧ гармонических сигналов равной амплитуды, имеющих частотный разнос. Пара ВЧ сигналов, удовлетворяющих перечисленным выше условиям, названа двухчастотным тестовым сигналом - ДТС.

Исследуем ситуацию, когда при проверке энергопотребления УМ с АРР однополосного КВ радиопередатчика используется такой же ДТС, какой используется в процессе испытаний УМ при оценке линейности передающего ВЧ тракта.

Тестовый сигнал, используемый при оценке линейности УМ, представляет собой на входе УМ сумму двух гармонических сигналов с равными амплитудами $U_m/2$ и с близкими частотами ω_1 и ω_2 . Он, так же, как и сигнал, модулированный речью, имеет огибающую, но эта огибающая является не случайной, а детерминированной функцией времени. На входе УМ этот ВЧ сигнал имеет вид:

$$U_{ДТС} = \frac{1}{2}U_m \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2}U_m \cos(\omega_2 t). \quad (1)$$

После тригонометрического преобразования (1) можно записать в виде:

$$U_{ДТС} = U_m \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \cdot \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t. \quad (2)$$

Поэтому сигнал $U_{ДТС}$ можно представить, как высокочастотный сигнал с частотой $(\omega_1 + \omega_2)/2$, средней между частотами ω_1 и ω_2 , модулированный по амплитуде низкой частотой $(\omega_1 - \omega_2)/2$.

Огибающая быстро осциллирующей части входного сигнала меняется по закону:

$$U_{ОГИБ_ДТС}(t) = U_m \cdot \left| \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \right|. \quad (3)$$

Максимальное значение огибающей такого ВЧ сигнала на входе УМ равно U_m , а минимальное значение огибающей – ноль. Эти параметры совпадают с аналогичными параметрами огибающей речевого модулирующего сигнала.

Найдём из (3) моменты времени t_{\min_m} , в которых значения огибающей ДТС равны нулю:

$$t_{\min_m} = \pm \frac{\pi}{\omega_1 - \omega_2} (2m + 1), \quad (4)$$

где m — любое натуральное число из ряда 0, 1, 2, ...

Промежуток времени Δ между двумя соседними моментами, в которых огибающая $U_{ОГИБ}(t)$ обращается в ноль, равен:

$$\Delta = t_{\min_1} - t_{\min_0} = \frac{2\pi}{\omega_1 - \omega_2}. \quad (5)$$

Выражение (3) тогда запишется

$$U_{ОГИБ_ДТС}(t) = U_m \cdot \left| \cos \frac{\pi}{\Delta} t \right|. \quad (6)$$

Найдём мгновенную мощность, потребляемую транзистором выходного каскада УМ от источника питания при работе с АРР, когда усиливается случайный входной сигнал $\zeta(t)$:

$$P_{0_РЕЧИ_APP}(\xi) = \left[\frac{E_{ПИТ} - E_{МИН}}{U_m} \xi + E_{МИН} \right] \alpha_0 S \xi \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}. \quad (7)$$

Найдем среднюю мощность, потребляемую в режиме с APP транзистором выходного каскада УМ от источника питания:

$$\bar{P}_{0_РЕЧИ_APP} = \alpha_0 S \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} U_m (0,276 E_{ПИТ} + 0,153 E_{МИН}). \quad (8)$$

При модуляции усиливаемого УМ ВЧ сигнала не случайной функцией времени ζ , а детерминированным сигналом, каким является ДТС, в (7) следует вместо ζ использовать выражение (6).

Тогда при работе с ДТС и при APP мгновенная мощность, потребляемая от источника питания одним транзистором выходного каскада, запишется:

$$P_{0_ДТС_APP}(t) = U_m \left[(E_{ПИТ} - E_{МИН}) \left| \cos \frac{\pi}{\Delta} t \right| + E_{МИН} \right] \cdot \alpha_0 S \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} \left| \cos \frac{\pi}{\Delta} t \right|. \quad (9)$$

Среднее значение мощности, потребляемой транзистором выходного каскада УМ $\bar{P}_{0_ДТС_APP}$ за промежуток времени Δ можно найти из выражения:

$$\bar{P}_{0_ДТС_APP} = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} P_{0_ДТС_APP}(t) dt. \quad (10)$$

После подстановки выражения (9) в интеграл (10), определяющий $\bar{P}_{0_ДТС_APP}$, последний разделяется на два. Первый интеграл I_1 равен:

$$I_1 = \frac{1}{\Delta} (E_{ПИТ} - E_{МИН}) \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \cos^2 \frac{\pi}{\Delta} t dt =$$

$$= 0,5 (E_{ПИТ} - E_{МИН}) \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}$$

а второй равен:

$$I_2 = \frac{2}{\pi} E_{МИН} \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}.$$

Поэтому выражение для $\bar{P}_{0_ДТС_APP}$ оказывается равным:

$$\bar{P}_{0_ДТС_APP} = \alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} E_{ПИТ} \left[0,5 + 0,137 \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}} \right]. \quad (11)$$

Для практического применения ДТС при тестировании УМ с APP определим $\mu_{ДТС}$ — отношение средней мощности, потребляемой выходным каскадом УМ при усилении случайного сигнала, модулированного речью, к средней потребляемой мощности при усилении ДТС и работе с APP, то есть:

$$\mu_{ДТС} = \frac{\bar{P}_{0_РЕЧИ_APP}}{\bar{P}_{0_ДТС_APP}}. \quad (12)$$

Проведя промежуточные вычисления, получим:

$$\mu_{ДТС} = \frac{0,276 + 0,153 \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}}}{0,5 + 0,137 \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}}}. \quad (13)$$

Учёт потерь в управляемом источнике питания. Выражение (12) получено без учёта потерь в управляемом источнике питания и поэтому справедливо только при КПД УИП, равном 100 %.

Очевидно, что для учёта потерь в УИП выражение (12) для $\mu_{ДТС_УИП}$ должно быть записано как соотношение энергопотребления с УИП при речевом сигнале к энергопотреблению с УИП при ДТС:

$$\mu_{ДТС_УИП} = \frac{n\overline{P_{0_РЕЧИ_APP}} + \overline{P_{УИП_РЕЧИ_APP}}}{n\overline{P_{0_ДТС_APP}} + \overline{P_{УИП_ДТС_APP}}}. \quad (14)$$

В формуле (13) обозначено:

n — число транзисторов выходного каскада, с которых суммированием получается полная мощность на выходе УМ; $УИП_речи$

$\overline{P_{УИП_РЕЧИ_APP}}, \overline{P_{УИП_ДТС_APP}}$ — средние потери в УИП соответственно при усилении сигнала, модулированного речью и модулированного ДТС.

Для использования формулы (14) следует определить входящие в формулу средние потери энергии в УИП для этих двух режимов работы.

Выражение для $\overline{P_{УИП_РЕЧИ_APP}}$ получено в виде:

$$\overline{P_{УИП_APP}} = b_0 + 0,429b_1 + 0,276b_2. \quad (15)$$

Коэффициенты полинома (15) находим для применяемого УИП по методике, приведённой в [3]. Эти коэффициенты найдены при фактических значениях величин $E_{пит}$, $E_{мин}$, $I_{0-мах}$, характеризующих режим работы УИП. При этом использовалась экспериментально полученная зависимость потерь в УИП $P_{УИП}(E, J_0)$ [1] рис. 2.1.

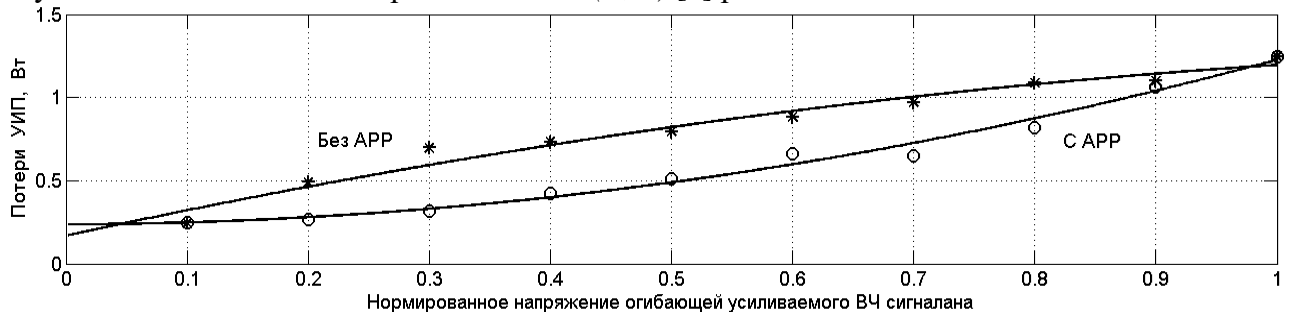


Рис. 2.1 – Зависимости потерь в УИП $P_{УИП}(E, J_0)$ от напряжения огибающей усиленного ВЧ сигнала

Среди перечисленных выше величин $I_{0-мах}$ - постоянная составляющая тока выходного каскада УМ в режиме пиковой мощности.

Потери в УИП являются функцией от напряжения E на выходе УИП и от потребляемого от УИП выходным каскадом постоянного тока J_0 , от напряжения аккумуляторной батареи $E_{АКК}$.

Потери в УИП $P_{УИП}(E, J_0)$, зависят от напряжения E и тока J_0 на его выходе при условии постоянства $E_{АКК}$. Эта зависимость может быть получена экспериментально для любого конкретного УИП. Для применявшегося в проведённом эксперименте с УИП [16], где при напряжении на выходе УИП 21 В и токе нагрузки 1,2 А участвовавший в проведении испытаний УИП имел КПД 94 %.

На графиках рис. 2.1 построены зависимости потерь в УИП $P_{УИП_APP}$ и $P_{УИП_БЕЗ_APP}$, рассчитанные по результатам измерения токов и напряжений макета УИП в точках с указанными

выше координатами. График построен для некоторой нормированной переменной X , изменяющейся в диапазоне от 0 до 1.

Определим теперь потери в УИП при усилении не случайного речевого сигнала, а детерминированного сигнала – ДТС.

Потери в УИП при изменении входного сигнала УМ изменяются, перемещаясь в процессе модуляции вдоль одних и тех же линий на поверхности потерь УИП [16], как при усилении модулированного речью однополосного сигнала, так и при усилении ДТС. Поэтому для определения ДТС в формуле, описывающей мгновенные потери в УИП при усилении речевого сигнала, случайная функция времени ζ заменяется на выражение (3), описывающее поведение детерминированной функции – огибающей ДТС:

$$P_{УИП_ДТС_АРР}(t) = b_0 + b_1 \cos \frac{\pi}{\Delta} t + b_2 \cos^2 \frac{\pi}{\Delta} t. \quad (16)$$

Из (16) найдём средние за время Δ потери в УИП при ДТС с АРР:

$$\bar{P}_{УИП_ДТС_АРР} = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \left(b_0 + b_1 \cos \frac{\pi}{\Delta} t + b_2 \cos^2 \frac{\pi}{\Delta} t \right) dt = b_0 + \frac{2}{\pi} b_1 + 0,5 b_2, \quad (17)$$

Теперь, подставляя найденные выражения (9) и (15), (11) и (17) в выражение (14), найдём численное значение $\mu_{ДТС_УИП}$ отношения средней мощности, потребляемой УМ с АРР при усилении модулированного речью сигнала, к средней мощности, потребляемой при ДТС на входе УМ, с учётом потерь в УИП:

$$\mu_{ДТС_УИП} = \frac{n\alpha_0 S \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} U_m (0,276 E_{ПИТ} + 0,153 E_{МИН}) + b_0 + 0,429 b_1 + 0,276 b_2}{n\alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)} E_{ПИТ} \left[0,5 + 0,137 \frac{E_{МИН}}{E_{ПИТ}} \right] + b_0 + 0,637 b_1 + 0,5 b_2} \quad (18)$$

Определение энергопотребления с учётом потерь в УИП для УМ однополосного КВ передатчика, модулированного речевым сигналом и работающего с АРР, предложено проводить с проведением следующих подготовительных действий:

- 1) найти для используемого УИП коэффициенты b_0, b_1, b_2 ;
- 2) настроить УМ с УИП таким образом, чтобы были выдержаны заданные величины $E_{ПИТ}$ и $E_{МИН}$;
- 3) определить для частот ω , на которых ведётся контроль энергопотребления УМ с АРР, частотно зависимую величину

$$\psi = n\alpha_0 S U_m \frac{k}{k_{ВЫХ}(\omega)}. \quad (19)$$

- 4) получить значения $\mu_{ДТС_УИП}(\omega)$ для частот, на которых ведётся контроль энергопотребления УМ с АРР.

Подготовительные действия 1... 4, перечисленные выше, требуется выполнять лишь периодически при подготовке измерительного эксперимента для тестирования УМ. На рабочем месте для проверки режима с АРР требуется иметь два ВЧ генератора.

Теперь, зная $\mu_{ДТС_УИП}$, по измеренным в процессе испытаний значениям потребления электроэнергии выходным каскадом УМ в режиме усиления ДТС при работе с АРР, следует вычислять среднюю потребляемую электроэнергию каскада в режиме усиления речевого сигнала и сравнивать её с величиной, задаваемой в конструкторской документации.

Выводы

Измерительные испытания для оценки энергопотребления выходного каскада УМ с АРР, усиливающего однополосный радиосигнал, модулированный речью, показали, что целесообразно тестовый сигнал, имитирующий случайный ВЧ сигнал, модулированный речью, заменить детерминированным двухчастотным тестовым сигналом.

Проведение тестовых испытаний усилителя мощности в режиме АРР с помощью детерминированного двухчастотного тестового сигнала позволяет оптимизировать измерительный процесс и оценить энергопотребление выходного каскада не только по уровню пиковой мощности, но и по средней мощности на входе УМ. Разработана методика контроля параметров УМ по его энергопотреблению при усилении двухчастотного тестового сигнала (ДТС) для измерения энергетических параметров УМ, входящего в КВ передатчик с однополосной модуляцией, работающий с АРР. Получены соотношения, позволяющие по результатам измерений с ДТС судить об энергопотреблении оконечного каскада УМ с АРР при модуляции речью.

Проведена оценка потерь в управляемом источнике питания. Получены численные значения отношения средней мощности, потребляемой УМ с АРР при усилении модулированного речью сигнала, к средней мощности, потребляемой при ДТС на входе УМ, с учётом потерь в УИП.

В третьей главе описан процесс адаптивной линеаризации передаточных характеристик широкополосных усилителей мощности.

Обзор общих требований к усилителю мощности и способов получения высокой линейности амплитудной характеристики

При разработке радиопередатчиков КВ диапазона приходится решать набор противоречивых требований, которым должен удовлетворять усилитель мощности (УМ). Глава посвящена вопросам, связанным с инженерной реализацией методов повышения линейности передатчиков. Наибольшее внимание уделено методу ОСО.

В современных КВ передатчиках используются сигналы, которые можно разделить на два больших класса:

- сигналы, огибающая которых не изменяется в процессе передачи информации. Такими являются, например, различные виды частотной телеграфии;
- сигналы, огибающая которых в процессе передачи информации изменяется в зависимости от передаваемой в данный момент информации.

Типичным примером таких сигналов является широко применяемая в КВ диапазоне однополосная амплитудная модуляция. Другим примером такого вида модуляции является широко применяемая КАМ.

При построении УМ всегда необходимо обеспечивать:

- мощность в нагрузке, лежащую в заданных пределах,
- требуемый уровень гармоник излучаемой частоты,
- достаточно высокий КПД.

Для сигналов с изменяющейся огибающей помимо перечисленных требований УМ должен обеспечить ещё и задаваемый из различных соображений уровень линейности его амплитудной характеристики.

Такими соображениями являются:

- заданный уровень снижения разборчивости речи при однополосной модуляции,
- заданное увеличение вероятности ошибки при КАМ.

1. Применение предискажений сигнала, подаваемого на вход УМ, в зависимости от мгновенных значений этого входного сигнала и частоты его. Величина предискажений выбирается такой, чтобы с учётом их введения амплитудная характеристика тракта УМ стала линейной.

2. Применение предкоррекции модуля коэффициента передачи УМ в зависимости от мгновенных значений входного сигнала и частоты его. Величина предкоррекции модуля коэффициента передачи УМ выбирается такой, чтобы с учётом её введения амплитудная характеристика тракта усиления, включающего УМ, стала линейной.

Применение методов 1 и 2 позволяет получить высокую линейность тракта и высокий его КПД. Однако эти методы сложнее в реализации, чем описанный ниже метод ОСО и поэтому в настоящее время мало пригодны для применения в портативной аппаратуре.

3. Применение отрицательной обратной связи между огибающими сигналов на входе УМ и на его выходе (ОСО). Такой метод повышения линейности УМ оказывается предпочтительным для трактов носимых передатчиков, в которых требование малых габаритов делает затруднительным применение других подходов.

Структурная схема передатчика в общем случае такая, как показано на рис. 3.1.

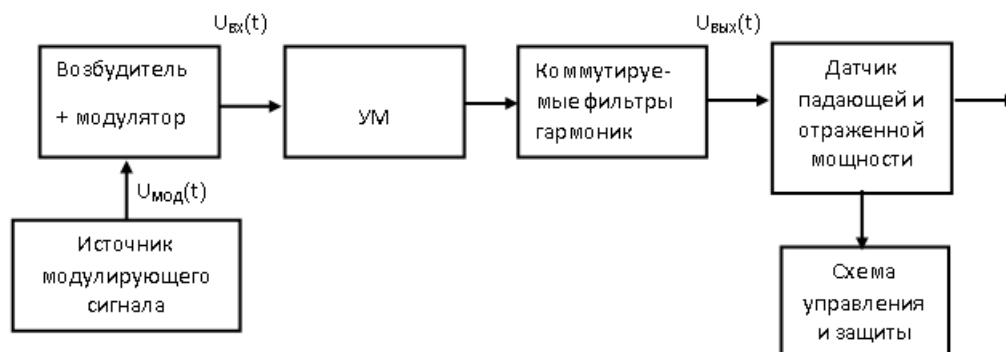


Рис. 3.1 – Упрощённая структурная схема тракта передачи

Основным источником нелинейных искажений в тракте передачи является УМ.

Пусть имеется передаточная функция УМ, модуль которой равен $G(U_{ВХ}, f)$

$$G(U_{ВХ}, f) = \frac{U_{ВЫХ}(U_{ВХ}, f)}{U_{ВХ}(f)} \quad (1)$$

Здесь $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ – огибающие высокочастотных сигналов на входе УМ. и выходе узла «коммутируемые фильтры гармоник». Отметим, что во введённой таким образом передаточной функции используются не реально существующие высокочастотные сигналы на входе и выходе УМ, а сигналы, полученные из реально существующих сигналов некоторым их преобразованием, выделяющим огибающую. Очевидно, что такое преобразование осуществляет операция амплитудного детектирования.

Сформулированное ранее общее требование поддержания в заданных пределах мощности на выходе передатчика может быть заменено в соответствии с (1) более жёстким требованием постоянства пикового значения огибающей случайного сигнала на выходе, то есть сигнала $U_{ВЫХ}$.

Определив таким образом передаточную функцию нелинейного высокочастотного усилителя (в его состав мы здесь включили передаточную функцию фильтров гармоник), можем утверждать, что огибающая сигнала на выходе УМ при любом значении $U_{ВХ}$ равна

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}, f) = U_{ВХ}(f)G(U_{ВХ}, f) \quad (2)$$

Функция $G(U_{ВХ}, f)$ может быть нами найдена на каждой из несущих частот f путём измерений.

На каждой из частот внутри диапазона $\{F_{МИН}, F_{МАХ}\}$ полученная путём измерений функция $G(U_{ВХ}, f)$ может быть приближена полиномом m – той степени относительно $U_{ВХ}$

$$G_f(U_{ВХ}) = \sum_{n=1}^m a_n U_{ВХ}^n \quad (3)$$

Среди множества полиномов вида (3) только полином первой степени, то есть, линейная относительно $U_{ВХ}$ функция не создаёт новых частотных продуктов. Но такая амплитудная характеристика УМ на практике не существует, поэтому далее она названа виртуальной.

$$G_f^{ВИРТ}(U_{ВХ}) = a_{ВИРТ} U_{ВХ} \quad (4)$$

Очевидно, что для каждой фактически существующей амплитудной характеристики (3) может быть найдена соответствующая ей виртуальная амплитудная характеристика (4).

Если $G_f(U_{BX})$ не имеет точек перегиба, то $G_f^{ВИРТ}(U_{BX})$ может быть найдена отбрасыванием в (3) всех слагаемых со степенями U_{BX} выше первой. Тогда множитель $a_{ВИРТ}$ в выражении (4) равен коэффициенту a_1 в выражении (3).

Если условие отсутствия точки перегиба у $G_f(U_{BX})$ не выполняется, то значение множителя $a_{ВИРТ}$ ищется другими методами. Здесь далее будем считать, что условие отсутствия точки перегиба на рабочем участке функции $G_f(U_{BX})$, как это бывает в большинстве практических случаев, выполняется.

Пусть при частоте несущей f на входе нелинейного УМ имеется сигнал $U_{ВХ}$, дающий на выходе УМ сигнал $U_{ВЫХ}(U_{ВХ}, f) = U_{ВХ} G_f(U_{ВХ})$.

Виртуальный усилитель, характеристика которого соответствует характеристике нелинейного усилителя, на выходе даст сигнал $U_{ВЫХ}^{ВИРТ}(U_{ВХ}, f) = a_1 U_{ВХ}$, то есть такой, который с точностью до постоянного масштабного множителя повторяет входной сигнал.

Задача предискажений. Поставим задачу – определить такое преобразование L входного сигнала $U_{ВХ}(f)$, после которого преобразованный сигнал $L U_{ВХ}(f)$, поданный на вход фактически существующего усилителя, на его выходе даст сигнал, равный сигналу на выходе виртуального усилителя, то есть

$$G(U_{ВХ}, f) L U_{ВХ}(f) = a_1 U_{ВХ}(f). \quad (5)$$

Подставляя в (5) выражение (3), на каждой из несущих частот f получим

$$L f U_{ВХ} = \frac{a_1 U_{ВХ}}{\sum_{n=1}^m a_n U_{ВХ}^n} \quad (6)$$

Таким образом, для того, чтобы на выходе нелинейного УМ получить не искажённый сигнал, каждое значение входного сигнала $U_{ВХ}$ нами должно быть заменено значением, определяемым выражением (6).

Преобразование (6) входного сигнала назовём его предискажениями.

Предискажения во входной сигнал могут вноситься, в соответствии со структурной схемой рис. 3.2, в узле «узел введения предискажений», включённом между узлами «источник модулирующего сигнала» и «синтезатор + модулятор». На вход узла введения предискажений подаётся модулирующий сигнал, огибающая которого с точностью до постоянного множителя равна входному сигналу.

Задача предкоррекции. Найденное нами преобразование L входного сигнала, приводящее к отсутствию на выходе нелинейного УМ искажений входного сигнала, не является единственным способом достижения поставленной цели – получения на выходе УМ неискажённого сигнала.

Поставим задачу найти такое преобразование амплитудной характеристики нелинейного УМ, после которого при том же входном сигнале сигнал на его выходе равен сигналу на выходе виртуального усилителя. Тогда новая амплитудная характеристика УМ $G_{КОРР}(U_{ВХ}, f)$, с учётом её коррекции множителем W , запишется:

$$G_{КОРР}(U_{ВХ}, f) = G(U_{ВХ}, f) W(U_{ВХ}, f) \quad (7)$$

По аналогии с (2) найдём

$$U_{ВХ}(f) G_{КОРР}(U_{ВХ}, f) = a_1 U_{ВХ}(f) \quad (8)$$

Отсюда для каждой частоты запишем:

$$W(U_{ВХ}) = \frac{a_1}{\sum_{n=1}^m a_n U_{ВХ}^n} \quad (9)$$

Таким образом, предкоррекция осуществляется тем, что в структурную схему на рис. 3.1 следует ввести последовательно с УМ узел предкоррекции, коэффициент передачи которого $W(U_{ВХ})$ изменяется одновременно с изменением амплитуды входного сигнала по закону, описываемому выражением (10). Понятно, что узел предкоррекции удобнее вводить перед входом УМ, а не после его выхода.

Структурная схема передатчика с предкоррекцией показана на рис. 3.3. На этой схеме необходимая для работы узла предкоррекции информация об амплитуде огибающей сигнала $U_{ВХ}$ вырабатывается узлом «амплитудный детектор».

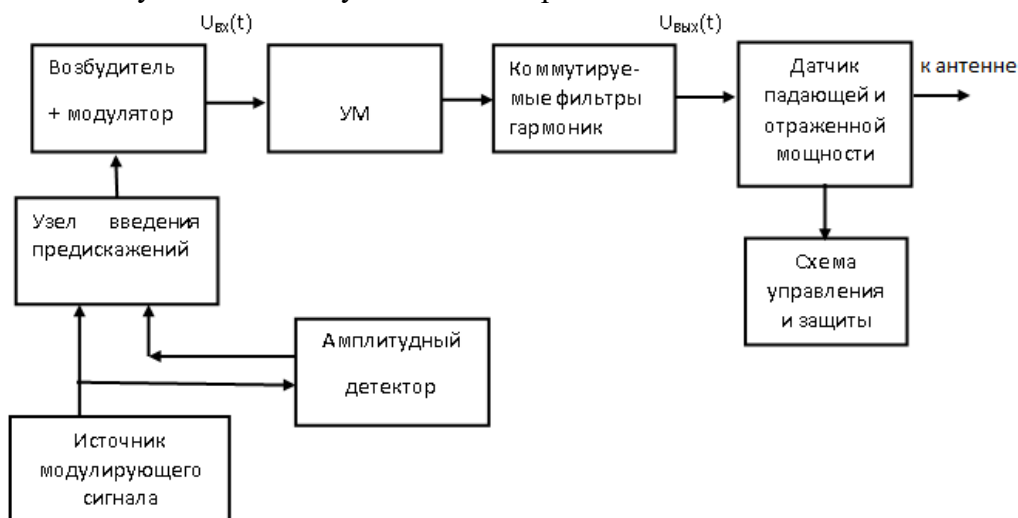


Рис. 3.2 – Упрощённая структурная схема тракта передачи при предискажениях модулирующего сигнала

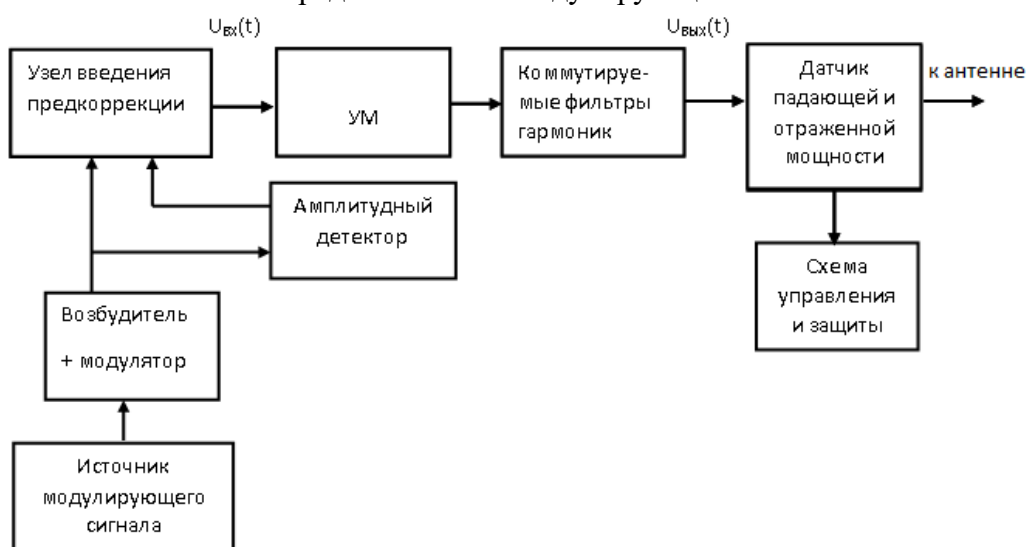


Рис. 3.3 – Упрощённая структурная схема тракта передачи при предкоррекции коэффициента передачи УМ

Достоинствами методов линеаризации характеристик УМ введением предискажений или предкоррекции является возможность получать необходимые для реализации этих методов коэффициенты a_n полинома, описывающего амплитудную характеристику, по амплитудным характеристикам, получаемым в процессе настройки усилителя. Кроме того, и предискажения, и предкоррекция легко могут быть осуществлены с применением цифровых методов обработки сигналов.

Недостатками обоих методов следует считать необходимость проведения множества предварительных измерений для получения амплитудных характеристик УМ на множестве рабочих частот и в диапазоне температур.

Задача линеаризации амплитудной характеристики тракта передачи введением ОСО.

Рассмотрим структурную схему передатчика, в которой линеаризация амплитудной характеристики УМ осуществлена введением ОСО. Такая схема приведена на рис.3.4.

Формирование сигнала на несущей частоте $U_{ВХ1}$ происходит в узле, обозначенном на рис.3.4 «синтезатор + модулятор ОБП». Важно отметить, что в схеме рис.4 предусматривается, что пиковый уровень сигнала на выходе узла «синтезатор + модулятор» - постоянный в диапазоне частот передатчика от $F_{НИЖ}$ до $F_{ВЕРХ}$.

Сигнал $U_{ВХ1}(t)$ разветвляется и поступает одновременно на узлы «ОУ с управляемым усилением» и «амплитудный детектор № 1».

Узел «ОУ с управляемым усилением» представляет собой высокочастотный операционный усилитель, коэффициент передачи которого зависит от значения, поданного на его вход параллельного кода, поступающего от узла «контроллер поддержания пиковой мощности».

Выходной сигнал $U_{ВХ2}$ с узла «ОУ с управляемым усилением» поступает на узел «управляемый аттенюатор», выходной сигнал которого усиливается узлом «УМ» и поступает на узел «коммутируемые фильтры гармоник». Понятно, что уровень сигнала на входе УМ определяется коэффициентом передачи управляемого аттенюатора, то есть определяется управляющим сигналом $U_{УПР}$.

Транзисторы усилителя мощности УМ для достижения высокого его КПД работают в нелинейных режимах. Поэтому на выходе УМ велик уровень гармонических составляющих усиленного сигнала. Включённые на выходе УМ коммутируемые фильтры гармоник предназначены для снижения этих составляющих до приемлемых величин.

Направленный ответвитель ответвляет малую часть мощности, прошедшей в направлении от УМ к антенне, и подаёт её на узлы «амплитудный детектор № 2» и «пиковый детектор».

На выходе узла «амплитудный детектор № 2» выделяется огибающая выходного сигнала, а на узле «пиковый детектор» появляется сигнал, амплитуда которого пропорциональна пиковому значению амплитуды выходного сигнала передатчика.

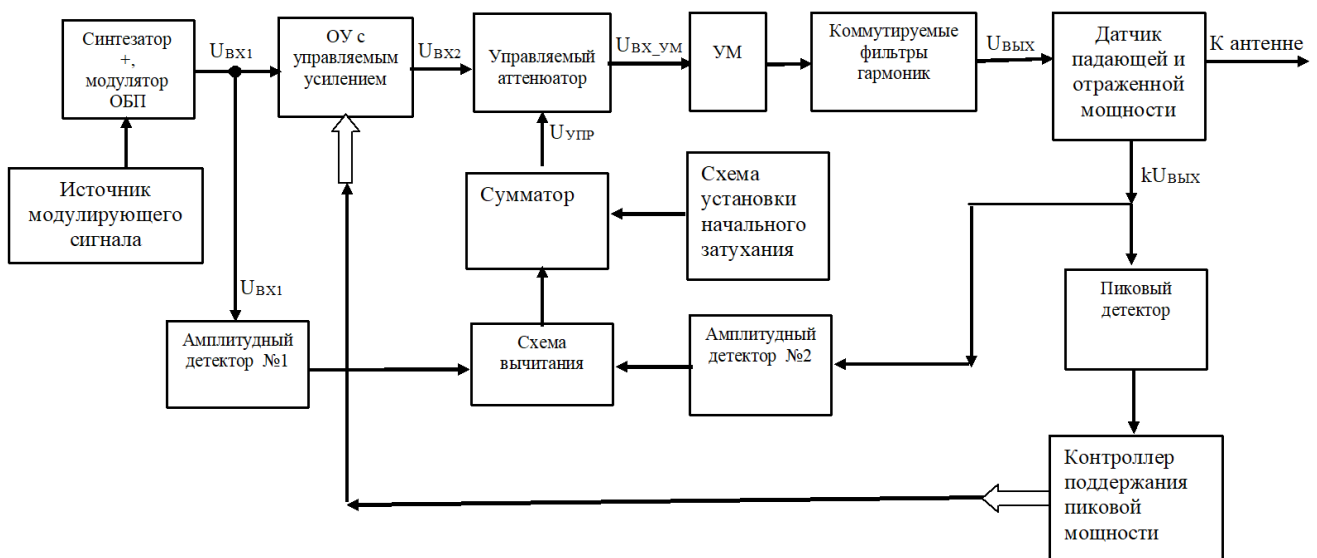


Рис. 3.4. – Структурная схема передатчика с ОСО

Пиковое значение амплитуды на выходе передатчика требуется поддерживать постоянным как в диапазоне частот от $F_{НИЖ}$ до $F_{ВЕРХ}$, так и при воздействии дестабилизирующих факторов (изменении температуры, напряжений питания и т.д.).

При обсуждении методов линеаризации предискажениями и предкоррекцией мы не останавливались на способах решения самостоятельной задачи поддержания постоянного пикового уровня выходного сигнала, просто декларируя, что УМ выполняет такое требование. В схеме рис. 4 показан один из способов реализации такого требования.

Аналоговый сигнал с пикового детектора поступает в узел «контроллер поддержания пиковой мощности», где осуществляются операции его оцифровки, усреднения, сравнения с задаваемой уставкой и вырабатывается цифровой код, подаваемый для управления коэффициентом передачи узла «ОУ с управляемым усилением».

Таким образом образуется кольцо автоматического регулирования пиковой мощности на выходе передатчика, в которое входят узлы:

- ОУ с управляемым усилением,
- управляемый аттенюатор,
- УМ,
- коммутируемые фильтры гармоник,
- направленный ответвитель,
- пиковый детектор,
- контроллер поддержания пиковой мощности.

Следует отметить, что кольцо поддержания пиковой мощности должно быть «медленным» по отношению к длительности периода нижней частоты в спектре модулирующего сигнала. В противном случае это кольцо будет влиять на форму огибающей выходного сигнала и потому вносить нелинейные искажения. Если условие медленности этого кольца выполнено, то оно не будет влиять на работу второго кольца авторегулирования схемы на рис. 3.4, то есть кольца ОСО.

Огибающая амплитудно модулированного сигнала на выходе амплитудного детектора №2 за счёт описанного выше кольца автоматического регулирования пиковой мощности имеет постоянное пиковое значение. Пиковое значение сигнала U_{BX1} на входе усилителя так же постоянно. Формы же огибающих за счёт нелинейной амплитудной характеристики УМ при разомкнутом кольце ОСО отличаются.

Отличие форм огибающих на входе и выходе усилительного тракта можно сделать пренебрежимо малым, если замкнуть кольцо ОСО и в каждый момент времени корректировать усиление тракта таким образом, что разница в уровнях сигналов на выходах амплитудных детекторов №1 и №2 стремится к нулю.

Совпадение форм огибающих сигналов на входе и выходе усилительного тракта, как уже говорилось выше, означает его линейность.

Управление коэффициентом передачи усилительного тракта в схеме на рис. 3.4 осуществляется изменением коэффициента передачи узла «управляемый аттенюатор».

Для этого с выходов амплитудных детекторов №1 и №2 сигналы поступают на узел «схема вычитания», на выходе которого вырабатывается сигнал ошибки, пропорциональный разнице мгновенных значений огибающих. Сигнал ошибки поступает на узел «сумматор», где суммируется с сигналом схемы установки начального затухания управляемого аттенюатора.

Начальный коэффициент передачи управляемого аттенюатора устанавливается при настройке схемы рис. 3.4 и не изменяется в процессе её функционирования. Выбор величины начального коэффициента передачи описан ниже.

Процессы, происходящие в схеме, приведённой на рис. 3.4, поясняются рис. 3.5а, 3.5б.

На рис. 3.5а показаны:

- нелинейная амплитудная характеристика узла УМ,
- соответствующая нелинейной амплитудной характеристике УМ его виртуальная амплитудная характеристика.

На рис.3.5б показаны:

- изменяющаяся от времени при передаче информации огибающая сигнала на входе управляемого аттенюатора.

При учёте того, что коэффициент передачи узла «ОУ с управляемым усилением» - медленная и мало меняющаяся функция, эту огибающую можно представить в виде

$$U_{BX2}(t) = kU_{BX1}(t) \quad (11)$$

- огибающая сигнала на входе узла УМ при разомкнутом кольце ОСО, при которой огибающая на выходе УМ будет такой же, какая была бы при сигнале на его входе вида (2) и его виртуальной линейной амплитудной характеристике.

Очевидно, что именно такая огибающая должна подаваться на вход при применении предкоррекции.

Графический способ построения зависимости $E_{ВХ}(t)$ по известной огибающей сигнала на входе $U_{ВХ2}(t) = kU_{ВХ1}(t)$ поясняется рис. 3.5б.

В моменты времени 1, 2, ... 5, выбранные произвольным образом, находятся значения сигнала $U_{ВХ2}(t_j)$. Эти значения указаны точками 1, 2, ... 5 на кривой $kU_{ВХ1}$.

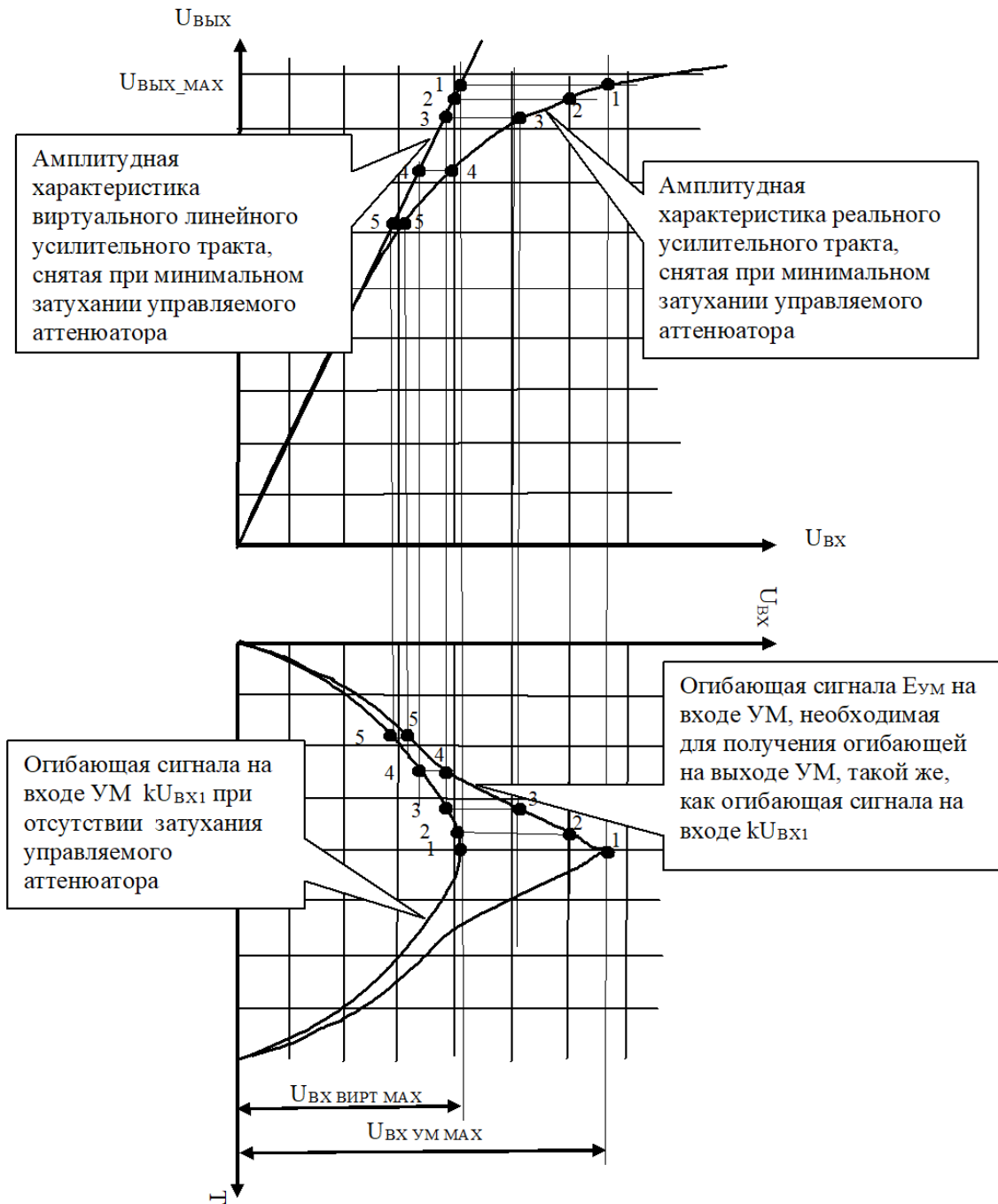


Рис.5б.

Рис.3.5. – а) Амплитудные характеристики реального и виртуального УМ; б) Формы сигналов на входе идеального и реального УМ для получения одинаковых огибающих на его входе и выходе

Для каждой точки на амплитудной характеристике виртуального линейного усилителя, приведённой на рис. 3.5а, находятся соответствующие точки 1, 2, ... 5, представляющие собой значения выходного сигнала $U_{ВЫХ}(t_j)$. Координаты этих точек так же отмечены кружками и пронумерованы.

Далее на амплитудной характеристике реального УМ находятся точки 1 ... 5, имеющие такие же значения координаты $U_{ВЫХ}(t_j)$, какие имели соответствующие точки на виртуальной амплитудной характеристике.

Координата $U_{ВХ2}(t_j)$ каждой из найденных точек 1 ... 5 на амплитудной характеристике реального усилителя переносится с рис. 3.5а на рис. 3.5б.

На графике рис. 3.5б в координатах время - $U_{ВХ2}(t_j)$ находятся точки 1 ... 5, являющиеся точками зависимости от времени входного сигнала, такой, при которой на выходе реального нелинейного УМ огибающая выходного сигнала оказывается такой же, какая была бы на выходе идеализированного, виртуального, как он был назван ранее, УМ. Входной сигнал идеализированного УМ имеет огибающую, совпадающую с учётом масштабного коэффициента k , с огибающей на входе $U_{ВХ1}(t_j)$.

Важными для построения практического усилителя с ОСО являются величины максимальных значений огибающих $U_{ВХ ВИРТ МАХ}$ и $U_{ВХ УМ МАХ}$.

Отношение $A = \frac{U_{ВХ ВИРТ МАХ}}{U_{ВХ УМ МАХ}}$ этих величин определяет минимальное значение глубины регулирования затухания узла «управляемый аттенуатор».

б) Формы сигналов на входе идеального и реального УМ для получения одинаковых огибающих на его входе и выходе

Сравнение входных сигналов при предкоррекции, приведённых на рис. 3.5б, показывает, что для обеспечения одинаковых огибающих на входе и выходе нелинейного усилительного тракта требуется амплитуду сигнала на выходе управляемого аттенуатора изменять.

Изменение должно проводиться относительно некоторого постоянного, заранее внесённого наибольшего для узла «управляемый аттенуатор» затухания. Так как уровень на входе УМ должен изменяться так, чтобы амплитуды огибающих на входе $U_{ВХ1}(t)$ и выходе $aU_{ВХ2}(t)$ были одинаковы, в схеме рис.3.4 имеется кольцо обратной связи по огибающей. Назначение кольца обратной связи – в каждый момент времени автоматически поддерживать одинаковыми уровни огибающих сигналов на выходе синтезатора и выходе УМ.

Как известно из теории автоматического управления, точность поддержания выходного параметра в кольце авторегулирования зависит от коэффициента усиления разомкнутого кольца. Поэтому ошибка между амплитудами огибающих зависит от параметров элементов системы ОСО.

В четвертой главе проведено исследование по определению оптимальных параметров усилителя мощности по результатам измерительного эксперимента.

Рассматривается испытательный эксперимент с целью определения оптимальных параметров усилителя мощности в рабочих условиях с различными режимами питания. Представлена разработка методики проведения испытаний усилителя мощности в режиме с автоматической регулировкой режима с помощью детерминированного двухчастотного тестового сигнала. Данная методика позволяет упростить испытания аппаратуры и оценить энергопотребление выходного каскада не только по уровню пиковой мощности, но и по средней мощности на входе усилителя мощности. Для испытательного эксперимента разработана структурная схема измерения энергетических параметров усилителя мощности. Определены порядок и виды испытаний усилителя мощности. Приведены результаты испытания широкополосного усилителя мощности с целью добиться одинаково высоких параметров, во всем диапазоне рабочих частот. С целью автоматизации процесса измерений электрических параметров усилителей мощности, входящих в приемно-передающую радиоаппаратуру разработана программа с использованием языка Python.

При проектировании передатчиков носимых средств связи коротковолнового (КВ) диапазона, остро стоит вопрос о повышении их коэффициента полезного действия КПД. Повышение КПД снижает тепловыделение и уменьшает связанные с ним массогабаритные характеристики изделий, улучшает тепловые режимы комплектующих и этим повышает надёжность их работы. Кроме того, увеличение КПД передатчика улучшает такой важнейший тактический показатель носимого средства связи, как длительность работы оборудования от аккумуляторной батареи без её подзарядки.

Так как основное энергопотребление в передатчике приходится на окончательный каскад усилитель мощности (УМ), то повышение его среднего КПД самым существенным образом влияет на энергопотребление всего передающего тракта.

При построении УМ с автоматической регулировкой режима (АРР) по питающему напряжению в конечном каскаде, автоматически поддерживается критический режим работы выходного транзистора, независимо от текущей амплитуды импульса тока. Такой метод повышения энергетической эффективности называется АРР по напряжению питания, или Envelope Tracking (слежение за огибающей).

Актуальным является получение методики расчёта и количественных соотношений для оценки энергетического выигрыша от введения в выходном каскаде усилителя мощности (УМ) однополосного коротковолнового (КВ) передатчика автоматической регулировки режима по питанию (АРР).

Предъявляемые жесткие требования к линейности усилителя мощности объясняются необходимостью предотвратить искажение передаваемого сигнала и не допустить расширения спектра сигнала за счет появления в нем интермодуляционного продукта.

Поэтому становится актуальна проблема поиска принципов задания испытательных воздействий и оценки отклика при испытании широкополосного усилителя мощности с целью добиться одинаково высоких параметров, во всем диапазоне рабочих частот.

Приоритетное решение. При разработке высоколинейных усилителей мощности с высоким КПД усилитель мощности настраивают так, чтобы добиться превышения минимально допустимых параметров выходного сигнала во всем диапазоне частот. При этом если производить подстройку усилителя мощности при каждом изменении параметров входного сигнала, то можно получить параметры на выходе усилителя мощности куда выше, чем в усилителя мощности без подстройки.

При использовании в УМ адаптивной измерительной системы появится возможность поддержания КПД и линейности УМ в максимальных значениях, за счет подстройки на основе интегральной оценки параметров УМ.

В предыдущих работах проведена сравнительная оценка энергопотребления усилителя мощности с АРР и без нее, с учетом изменения других параметров усилителя мощности и потерь в управляемом источнике питания. Определен энергетический выигрыш при применении автоматической регулировки режима по питанию выходного каскада широкополосного передатчика.

Найдены соотношения, позволяющие по результатам измерений, полученных с двухчастотным тестовым сигналом судить об энергопотреблении окончательного каскада усилителя мощности с автоматической регулировкой режима при различных видах модуляции. Предложена методика расчета энергетического выигрыша и КПД при применении автоматического регулирования питающего напряжения выходных каскадов КВ передатчиков, предназначенных для модуляции речевыми сигналами. Оценена роль потерь в регулируемом источнике питания. Обоснован вывод о преимуществах применимости схем усилителей мощности с автоматической регулировкой режима.

Исследование. Для измерения энергетических параметров усилителя мощности, входящего в КВ передатчик с однополосной модуляцией, работающий с автоматической регулировкой режима предлагается методика контроля параметров усилителя мощности по его энергопотреблению при усилении двухчастотного тестового сигнала. Рассматривается

усилитель мощности, предназначенный для работы в режиме усиления KB SSB (Single-sideband modulation) сигнала, модулированного речью.

В нашу задачу входит решение проблемы поиска принципов задания испытательных воздействий и оценки отклика при испытании широкополосного усилителя мощности с целью добиться одинаково высоких параметров, во всем диапазоне рабочих частот.

Целью испытательного эксперимента является определение оптимальных параметров усилителя мощности в рабочих условиях с различными режимами питания. Представлена разработка методики проведения испытаний усилителя мощности в режиме с автоматической регулировкой режима с помощью детерминированного двухчастотного тестового сигнала. Данная методика позволит упростить испытания аппаратуры и оценить энергопотребление выходного каскада не только по уровню пиковой мощности, но и по средней мощности на входе усилителя мощности.

Для испытательного эксперимента разработана структурная схема измерения энергетических параметров усилителя мощности.

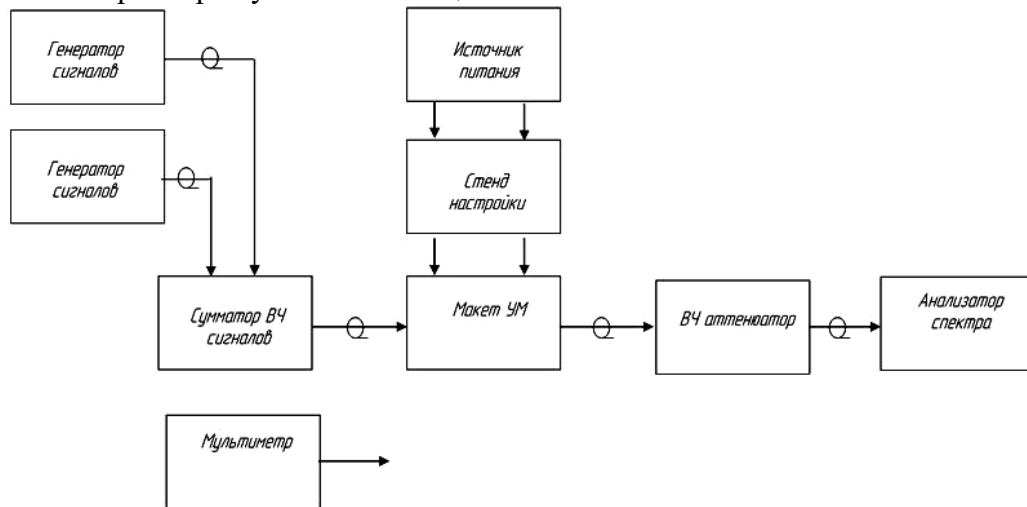


Рис. 4.1 – Структурная схема испытательного эксперимента

Определены порядок и виды испытаний УМ.

Виды и очередность проведения испытаний усилителя мощности приведены в таблице.

Кроме того, предложена методика испытаний для каждого из видов испытаний и применяемое при испытаниях оборудование.

	Виды испытаний	Методика испытаний
1	Измерения значения выходной мощности несущей	а)
2	Методика измерения внеполосных излучений УМ	б)
3	Методика измерения уровня комбинационных составляющих сигнала	в)

При измерениях параметров на разных частотах, не связанных с измерением уровня комбинационных составляющих, сигнал на сумматор подавался только с одного из генераторов. Величина выходной мощности основной частоты и ее гармоник устанавливалась изменением уровня входного сигнала и измерялась анализатором спектра.

Режимы по постоянному току контролировались с помощью приборов стенда и тестера.

Для каждой из методик а) и б) указываются номера диапазонов, соответствующие им частоты настройки генератора и частоты второй и третьей гармоник несущей, на которых необходимо производить измерения уровня побочных излучений.

При измерениях уровня комбинационных составляющих методики в) сигналы подавались на вход сумматора от двух генераторов. Уровень сигналов устанавливался одинаковым и таким, чтобы на частотах и первого, и второго генератора мощность спектральных составляющих на выходе усилителя была равна одной четвертой пиковой мощности при одночастотном режиме. Разнос частот, подаваемых на вход усилителя мощности, выбран 1 кГц.

Измерялись спектральные составляющие, отстоящие от несущих на 1 и 2 кГц, то есть комбинационные составляющие 3 и 5 порядков

На первом генераторе устанавливалась частота 1,5 МГц, уровень выходного сигнала генератора 100 мВ. На втором генераторе частота 1,501 МГц, уровень выходного сигнала генератора 100 мВ.

Постепенно изменялся уровень выходных сигналов генератора до тех пор, пока мощность спектральных составляющих на выходе усилителя не станет равна 35 дБ.

От значений уровня несущих отнимаются уровни спектральных составляющих 3 и 5 порядков. Результаты заносятся в таблицу. Измерения проводятся для всех частот из таблицы.

По представленным методикам: а), б), в) проведены измерения в соответствии со структурной схемой изображенной на рисунке 4.1 при напряжениях питания 20, 22 и 24 В.

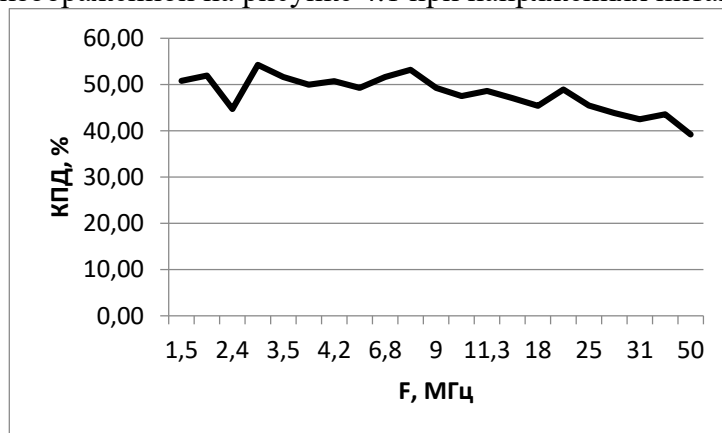


Рис. 4.2 – График КПД выходного каскада в зависимости от частоты при напряжении питания выходного каскада 24 В

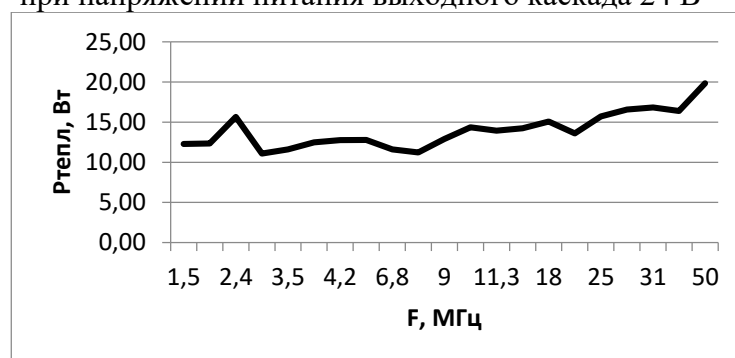


Рис. 4.3 – График выделяемой тепловой мощности $P_{\text{тепл}}$ в зависимости от частоты при напряжении питания выходного каскада 24 В

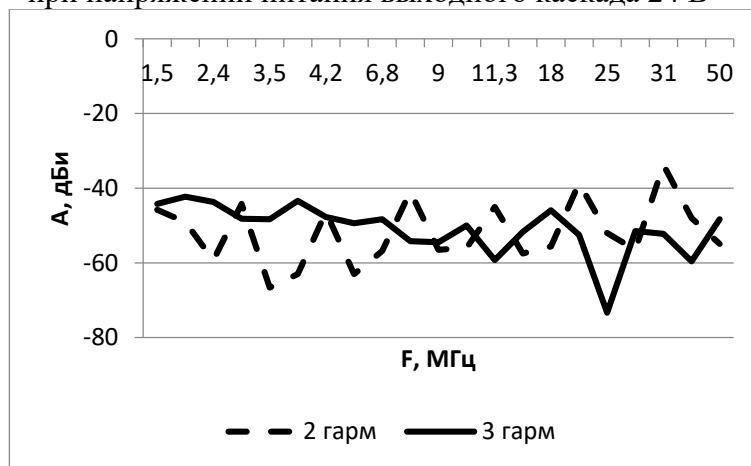


Рис. 4.4 – Уровень гармоник в зависимости от частоты при напряжении питания выходного каскада 24 В.



Рис. 5. График интермодуляционных продуктов 3 и 5 порядка при напряжении питания 24В

С целью автоматизации процесса измерений электрических параметров усилителей мощности, входящих в приемно-передающую радиоаппаратуру разработана программа с использованием языка Python [12].

Функциональные возможности программы таковы, что программа позволяет подключать приборы с программным управлением, устанавливать настройки подключенных приборов, задавать диапазон частот, в котором необходимо провести измерения и шаг измерений. Проводить автоматизированные измерения выходной мощности, линейности, внеполосных излучений усилителя мощности в заданном диапазоне частот. Формировать отчет о проведенных измерениях.

Результаты исследований

Выходная мощность усилителя достаточна для его использования в проектируемой аппаратуре. Номинальный уровень выходной мощности после датчика падающей и отраженной мощности целесообразно принять равным $12 \pm 1,5$ Вт.

Минимальное значение КПД с учётом потребления предварительного усилителя, потребления выходного каскада, потерь в фильтрах гармоник в процессе испытаний составляют:

- 37% при напряжении питания 24 В,
- 39,9% при напряжении питания 22 В,
- 43, 5% при напряжении питания 20 В.

Среднее значение КПД в диапазоне частот:

- 48% при напряжении питания 24 В,
- 52% при напряжении питания 22 В,
- 55,3% при напряжении питания 20 В.

Выделяемая тепловая мощность при выходной мощности на выходе фильтров гармоник 12 Вт не превосходила:

- 19,85 Вт при напряжении питания 24 В,
- 17,23 Вт при напряжении питания 22 В,
- 14,64 Вт при напряжении питания 20 В.

Уровень сигнала на частотах 2 и 3 гармоник не превосходит соответственно:

- 34,8 и -43,3 дБ при напряжении питания 24 В,
- 37,3 и -41 дБ при напряжении питания 22 В,
- 39,7 и -42,17 дБ при напряжении питания 20 В.

Уровень 2 гармоники в нескольких точках диапазона выше минус 40 дБ, по ГОСТ уровень гармоник должно быть менее минус 40 дБ.

Линейность передающего тракта

Интермодуляционные продукты 3 и 5 порядка в диапазоне частот не превосходят соответственно величин:

- 25,6 дБ и 30,1 дБ при напряжении питания 24 В

25,2 дБ и 27,1 дБ при напряжении питания 22 В

26 дБ и 25,7 дБ при напряжении питания 20 В.

Выводы. При разработке высоколинейных усилителей мощности с высоким КПД усилитель мощности настраивают так, чтобы добиться превышения минимально допустимых параметров выходного сигнала во всем диапазоне частот. На данном этапе проводились испытания широкополосного усилителя мощности с целью добиться одинаково высоких параметров, во всем диапазоне рабочих частот. При этом если производить подстройку усилителя мощности при каждом изменении параметров входного сигнала, то можно получить параметры на выходе усилителя мощности куда выше, чем в усилителя мощности без подстройки. Для чего была разработана программа для автоматизации системы контроля параметров усилителя мощности.

Результаты проведения испытаний усилителя мощности в режиме с автоматической регулировкой режима с помощью детерминированного двухчастотного тестового сигнала показывают, что разработанная методика позволяет упростить испытания аппаратуры и оценить энергопотребление выходного каскада не только по уровню пиковой мощности, но и по средней мощности на входе усилителя мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках поставленной задачи были исследованы методы и средства контроля параметров усилителя мощности радиопередатчика в условиях нестационарных режимов.

1) Предложена методика оценки энергетических параметров усилителей мощности однополосных радиопередатчиков, использующих автоматическую регулировку режима, применением вместо случайного однополосного сигнала, модулированного речью, детерминированного двухчастотного тестового сигнала.

2) Найдены соотношения, позволяющие по результатам измерений, полученных с двухчастотным тестовым сигналом судить об энергопотреблении оконечного каскада усилителя мощности с автоматической регулировкой режима при различных видах модуляции.

3) Предложена методика расчета энергетического выигрыша и КПД при применении автоматического регулирования питающего напряжения выходных каскадов КВ передатчиков, предназначенных для модуляции речевыми сигналами. Оценена роль потерь в регулируемом источнике питания.

4) Разработана программа для автоматизации системы контроля параметров усилителя мощности при настройке, чтобы добиться превышения минимально допустимых параметров выходного сигнала во всем диапазоне частот.

5) Разработанные методы линеаризации характеристик УМ введением предискажений или предкоррекции дают возможность получать необходимые для реализации этих методов коэффициенты a_n полинома, описывающего амплитудную характеристику, по амплитудным характеристикам, получаемым в процессе настройки усилителя. Кроме того, и предискажения, и предкоррекция легко могут быть осуществлены с применением цифровых методов обработки сигналов.

6) Предложенный способ проведения испытаний усилителя мощности в режиме с автоматической регулировкой режима с помощью детерминированного двухчастотного тестового сигнала показал, что разработанная методика позволяет упростить испытания аппаратуры и оценить энергопотребление выходного каскада не только по уровню пиковой мощности, но и по средней мощности на входе усилителя мощности.

ОСНОВНЫЕ РАБОТЫ, ОПУБЛИКОВАННЫЕ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в научных журналах, рекомендованных ВАК при Минобрнауки России

1. **Сак, П.В.** Интегральная оценка параметров усилителя мощности радиопередатчика с автоматической регулировкой режима двухчастотным тестовым сигналом // Омский научный вестник. 2021. № 2 (176). С. 59–64.

2. **Сак, П.В.** Повышение энергетических показателей КВ-передатчика с однополосной модуляцией речевой информации при применении автоматической регулировки режима // В. П. Рахлин, П. В. Сак / Техника радиосвязи. 2021. Выпуск 4 (51). С. 37–43.

3. **Сак, П.В.** Влияние потерь в управляемом источнике питания на КПД КВ-передатчика при применении автоматической регулировки режима // В. П. Рахлин, П. В. Сак / Техника радиосвязи. 2023. Выпуск 1 (56). С. 32–38

Статьи в изданиях, индексируемых в базах данных Scopus, WoS

4. **Sak, P.V.** Parameters Checkout of a Short-Wave Power Amplifier With Automatic Mode Adjustment via a Dual Frequency Test Signal // P.V. Sak, V.P. Rakhlin, G.V. Nikonova / International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, 2019. P. 1–6. DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729627.

5. **Sak, P.V.** Means and Methods for Building-up the Linearity of Broadband Amplifiers // P.V. Sak, A.V. Nikonov, G.V. Nikonova / 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – 17-19 November 2022, Tomsk, Russia #22480717 – DOI: 10.1109/SIBCON56144.2022.10002990.

6. **Sak, P.V.** Parameters Monitoring of a Radio Transmitter Power Amplifier in Transient Modes // A.V. Nikonov, G.V. Nikonova, P.V. Sak / Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT-2022).

7. **Sak, P.V.** The Concept of Implementing an Adaptive System for Testing and Monitoring High-Speed Electronic Products // A.V. Nikonov, G.V. Nikonova, P.V. Sak / Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT-2022).

8. **Sak, P.V.**, Nikonov A. V., Nikonova G. V. Signal Shaping with Adjustable Parameters for Measuring Instruments // P.V. Sak, A.V. Nikonov, G.V. Nikonova / International Seminar on Electron Devices Design and Production, SED 2021, Prague, 2021, 9444507

9. **Sak, P.V.** Methods for Setting Time Intervals for the Measuring Phase Locking Systems // G.V. Nikonova, A.V. Nikonov, P.V. Sak / Proceedings - 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2020, 2020, P. 269–272, 9117775.

10. **Sak, P.V.** Quantitative measure of phase noise assessment for quartz oscillators // P.V. Sak, A.V. Nikonov, G.V. Nikonova, A.O. Minin / International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM, 2018, 2018-July, P. 118–121, 8434930

Статьи в других рецензируемых научных сборниках и журналах

11. **Сак, П.В.** Определение оптимальных параметров усилителя мощности по результатам измерительного эксперимента // П.В. Сак, А.В. Никонов / VII Региональная научно-техническая конференция "Ученые Омска - региону", Омск, 1-2 июня 2022 г.

Государственная регистрация патентов и программ для ЭВМ

12. **Сак, П. В.** Программа автоматизации процесса измерений электрических параметров усилителей мощности. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021661691. 14.07.2021. Заявка № 2021660968 от 14.07.2021.

13. **Сак, П.В.** Способ построения усилителя мощности СВЧ. // В.П. Рахлин, П.В. Сак / Патент на изобретение RU 2666229 С1, 06.09.2018. Заявка № 2017140554 от 21.11.2017.