

ФГАОУ ВО
«Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

На правах рукописи



Сивчек Игорь Владимирович

Повышение КПД и выходной мощности оконечных каскадов
связных радиопередающих устройств диапазонов ОНЧ – НЧ
на генераторных лампах

Специальность: 05.12.04 – Радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель,
доктор технических наук, доцент
Сороцкий Владимир Александрович

Санкт-Петербург
2017

Оглавление

Введение.....	4
1. Особенности оконечных каскадов радиопередающих устройств систем связи диапазонов ОНЧ – НЧ.....	10
1.1. Сравнительный анализ характеристик активных элементов для построения мощных оконечных каскадов.....	10
1.2. Основные режимы работы ламповых оконечных каскадов.....	20
1.3. Модели ламп для систем автоматизированного проектирования.....	27
1.4. Цель и задачи.....	33
2. Математическое описание усилителя мощности класса <i>E</i>	34
2.1. Математическая модель усилителя мощности.....	34
2.2. Методика расчета усилителя на фиксированной частоте	47
2.3. Работа усилителя в полосе частот	51
2.4. Результаты.....	58
3. Аппроксимация характеристик генераторных ламп и ее реализация в системах автоматизированного проектирования	59
3.1. Общие положения	59
3.2. Методика создания <i>PSPICE</i> -модели	60
3.3. Модель генераторного тетрода <i>ТН 576</i>	65
3.4. Модель генераторного тетрода ГУ-104АМ.....	79
3.5. Модель генераторного триода ГУ-88А.....	83
3.6. Результаты.....	86
4. Энергетические характеристики усилителей класса <i>E</i> на генераторных лампах.....	87
4.1. Оценка точности аналитической модели усилителя класса <i>E</i>	87
4.2. Сравнительный анализ характеристик усилителей при использовании различных типов генераторных ламп.....	98
4.3. Улучшение энергетических характеристик усилителя класса <i>E</i> на основе совершенствования способов управления генераторными лампами.....	104
4.4. Исследование эффективности управления генераторным тетродом с помощью напряжений кусочно-постоянной формы	115
4.5. Работа усилителя класса <i>E</i> в полосе частот.....	131
4.6. Результаты.....	136

Заключение	138
Список сокращений	140
Список использованных источников	141
Приложение 1	149
Приложение 2	154

Введение

Актуальность темы исследования

На протяжении длительного времени электромагнитные волны диапазонов ОНЧ – НЧ находят применение в системах дальней радиосвязи, радионавигации («Loran» [1], «Чайка» [2]) и службах точного времени («Бета» [3]). Излучение радиопередающих устройств (РПДУ) данных диапазонов находит также применение при прогнозировании землетрясений [4] и исследованиях магнитосферы [5].

Учитывая, что дальность действия систем радиосвязи и радионавигации может достигать нескольких тысяч километров, а также то, что в нижней части диапазона ОНЧ КПД антенн может составлять менее десяти процентов [6], выходная мощность соответствующих РПДУ, как правило, достигает сотен киловатт – единиц мегаватт [7]. Несмотря на успехи, достигнутые в совершенствовании силовой полупроводниковой элементной базы, которые позволили реализовать РПДУ с выходной мощностью до 2 МВт [8, 9, 10, 11], по-прежнему актуальными остаются исследования, направленные на повышение энергетической эффективности РПДУ, в оконечных каскадах (ОК) которых используются электронно-вакуумные лампы (ЭВЛ). Это вызвано следующими причинами: 1) ламповые ОК позволяют получать более высокие выходные мощности, так, например, выходная мощность, приходящаяся на один тетрод 4СМ2500КГ достигает 3,5 МВт [12]; 2) переход на полупроводниковую элементную базу может потребовать дополнительные капиталовложения в модернизацию инфраструктуры существующих радиопередающих центров (переход на низковольтные источники питания, замена устройств согласования и прочее), которая в настоящее время адаптирована под использование ламповых ОК; 3) наличие конструкторских и технологических решений, отработанных в ходе многолетней практики, что имеет большое значение в случае РПДУ с выходной мощностью в сотни киловатт и более. Важно отметить, что промышленный КПД современных ламповых РПДУ может достигать 75 % [13], приближаясь к показателям, характерным для полупроводниковых аналогов.

Как показал анализ научно-технических публикаций, при проектировании ламповых ОК по-прежнему превалирует использование графоаналитических методов расчета. Внедрение компьютерных методов моделирования, которые уже не одно десятилетие успешно применяются в смежных областях электроники и радиотехники [14], позволило бы повысить точность расчетов стационарных и переходных режимов работы, а также снизить затраты времени и средств на разработку РПДУ. Весомый вклад в последнее внесет снижение издержек,

связанных со стадией макетирования устройств, поскольку применение компьютерных методов расчета позволяет выбрать наиболее перспективный вариант для практической реализации из множества альтернатив.

Фактором, сдерживающим применение моделирования при разработке мощных РПДУ, является отсутствие компьютерных имитационных моделей мощных генераторных ЭВЛ, предназначенных для использования в программах схемотехнического моделирования. Успешное решение задачи разработки имитационных моделей мощных генераторных ламп позволило бы повысить эффективность исследования характеристик ОК класса E , которые привлекают в последние годы внимание специалистов благодаря своим высоким энергетическим показателям. В то же время хорошо известно, что по уровню своей сложности усилитель класса E и в теоретической части, и в вопросах практической реализации существенно превосходит усилители классов B , C и D , которые широко применяются при построении мощных ОК [15, 13].

Сделанный выше акцент на применении компьютерных методов в исследовании ОК не снижает актуальности развития аналитических методов расчета, используемых для нахождения значений номиналов элементов и параметров управления активным элементом (АЭ) усилителя, что позволяет заметно снизить трудоемкость и ресурсоемкость последующего компьютерного моделирования. При этом существующие аналитические модели усилителей класса E основаны на ряде допущений, которые могут не выполняться в случае мощных ламповых ОК диапазонов ОНЧ – НЧ. Это обстоятельство заметно снижает точность и применимость данных аналитических моделей.

Указанная совокупность факторов делает актуальным проведение исследований, направленных на решение перечисленных выше проблем, сдерживающих дальнейшее повышение энергетической эффективности ламповых ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ.

Степень разработанности темы исследования

Среди публикаций, в которых рассматриваются ламповые ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ следует особо отметить монографию Э. В. Сырникова [13]. Помимо теоретических расчетов, относящихся к ламповому усилителю класса E , в ней приведены чрезвычайно ценные сведения о результатах практического внедрения. В частности, отмечено, что КПД анодной цепи ОК достигает значений 88...93 %, а также указан применяемый на практике способ управления АЭ, в качестве которого используется генераторный тетрод. Данный способ управления (фиксированное напряжение на экранной сетке; импульсы напряжения прямоугольной формы на управляющей сетке) не обеспечивает минимально возможные мощности, рассеиваемые на сетках тетрода. А поскольку эти мощности являются фактором, ограничивающим увеличение КПД анодной цепи усилителя при фиксированной выходной

мощности, либо ограничивающим увеличение выходной мощности при фиксированном КПД анодной цепи, то следует исследовать альтернативные способы управления ЭВЛ. Один из возможных подходов к решению данной проблемы упомянут в [16] (форма напряжения возбуждения в проводящем состоянии приближенно повторяет форму анодного тока), однако его практическая реализация затруднена ввиду высокой сложности при работе в полосе частот, характерной для связных РПДУ. Тем не менее, применение данного подхода позволило бы повысить энергетические характеристики ламповых ОК.

Математические модели лампового усилителя класса E рассмотрены в работах А. Д. Артыма [16, 15] и Э. В. Сырникова [13]. Однако эти модели имеют ряд допущений (бесконечно большие значения номиналов разделительных элементов усилителя; идеализация АЭ; условие моногармоничности напряжения на выходе усилителя), которые на практике могут выполняться далеко не всегда. Вследствие этого возможно отклонение характеристик усилителя, рассчитанного с использованием данных моделей, от требуемых величин на десятки процентов. Это обуславливает потребность в более точной математической модели и методике расчета усилителя класса E на ее основе.

Работа лампового усилителя класса E в полосе частот рассмотрена в монографии Э. В. Сырникова [13]. Номиналы элементов нагрузочной цепи считались перестраиваемыми, однако сделано предположение о возможности синтеза неперестраиваемой нагрузочной цепи. Ее реализация позволила бы упростить процедуру настройки РПДУ при эксплуатации, что имеет практическую ценность. Отметим близкие по тематике недавние публикации Ф. Х. Ортега-Гонсалеса [17, 18], К. Чена и Д. Пироюлиса [19], Ш. Н. Али и Т. Джонсона [20], в которых рассмотрена работа транзисторных усилителей класса E в полосе частот при фиксированных номиналах пассивных элементов усилителя и нагрузочной цепи.

Моделям ЭВЛ, созданным на основе данных для сравнительно маломощных ламп, для *SPICE*-подобных программ схемотехнического моделирования посвящены работы компании *Intusoft* [21], В. М. Лича мл. [22], Ч. Райдела [23], Д. Мунро [24], Н. Корена [25], Д. Рифмана [26]. Общим недостатком данных моделей является низкая точность воспроизведения тока управляющей сетки. Модель мощной ЭВЛ (4CW150000, рассеиваемая анодом мощность 150 кВт) представлена в работе С. Чжэна и Дж. Кина [27]. В ней же рассмотрено *PSPICE*-моделирование усилителя мощности класса B . Ограничением этой модели является сравнительно низкая точность воспроизведения статических характеристик некоторых ламп, что, в частности, проявилось в случае тетродов *TH 576* и *ГУ-104АМ*, перспективных для построения ОК, которые рассматриваются в настоящей работе. Разработка методики создания моделей мощных ЭВЛ для *SPICE*-подобных симуляторов и создание моделей ламп, пригодных для построения ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ, позволят повысить точность расчетов

электрических характеристик ОК и за счет этого сократить затраты времени и средств на этапе экспериментальной отработки.

Цель и задачи

Целью работы является повышение КПД и выходной мощности ламповых оконечных каскадов радиопередающих устройств диапазонов ОНЧ – НЧ путем определения рациональных режимов их работы с учетом реальных свойств элементной базы и разработки новых способов управления генераторными лампами на основе использования компьютерных моделей.

Задачи:

1. Развитие математической модели усилителя класса E в части учета падения напряжения на выводах анод – катод активного элемента и конечных значений номиналов разделительных элементов.

2. Разработка методики расчета усилителей класса E на основе математической модели, указанной в пункте 1.

3. Определение входных характеристик нагрузочной цепи, обеспечивающей работу усилителя в классе E с заданным коэффициентом перекрытия поддиапазона частот без перестройки пассивных элементов усилителя и нагрузочной цепи, при постоянных выходной мощности и КПД анодной цепи.

4. Разработка и апробация методики создания имитационных моделей мощных генераторных тетродов и триодов для *SPICE*-подобных программ схемотехнического моделирования, учитывающих, в том числе зависимость тока управляющей сетки от напряжений на электродах лампы.

5. Разработка компьютерных моделей усилителей класса E с использованием предложенных моделей ламп различных типов и определение их характеристик.

6. Исследование способов управления генераторной лампой в усилителе класса E , обеспечивающих уменьшение мощностей, рассеиваемых на сетках лампы, при заданных выходной мощности и КПД анодной цепи.

Научная новизна

1. Усовершенствована математическая модель лампового усилителя класса E , разработанная на основе метода гармонического баланса, что позволило, в отличие от ранее использовавшихся моделей, осуществить расчет энергетических характеристик усилителя с учетом реальных свойств генераторных ламп и конечных значений номиналов разделительных элементов.

2. Определены входные характеристики нагрузочной цепи, позволяющие решить задачу синтеза нагрузочной цепи лампового усилителя класса E для работы в полосе частот при

фиксированных номиналах элементов усилителя и нагрузочной цепи, а также заданных допустимых изменениях выходной мощности и КПД анодной цепи.

3. Решена задача аппроксимации статических характеристик генераторных ламп (тетрода и триода), позволившая описать ток управляющей сетки с учетом влияния напряжений на аноде и экранной сетке. С учетом подхода, использованного при нахождении аппроксимирующих функций, предложена методика создания имитационных моделей генераторных ламп для *SPICE*-подобных программ схемотехнического моделирования.

4. Определены законы изменения управляющих напряжений на сетках генераторной лампы, обеспечивающие снижение рассеиваемой на них мощности на основе учета временной зависимости анодного тока ЭВЛ в усилителе класса *E*.

Теоретическая и практическая значимость работы

Теоретическая значимость работы заключается в развитии методов усиления мощности колебаний диапазонов ОНЧ – НЧ в части разработки усовершенствованной математической модели лампового усилителя класса *E*. В сравнении с ранее существовавшими моделями, предложенная модель позволяет повысить точность расчета характеристик ОК за счет учета реальных свойств элементной базы. Модель может быть использована при исследовании усилителей различных диапазонов частот и выходных мощностей, а при соответствующей модификации она позволяет описывать усилители других классов.

Разработан алгоритм создания имитационных моделей мощных ЭВЛ. Предложены новые функции для аппроксимации статических характеристик генераторных ламп.

Определены законы изменения управляющих напряжений на сетках ламп, обеспечивающие улучшение энергетических характеристик ОК.

Практическая значимость работы заключается в повышении КПД анодной цепи, увеличении выходной мощности, снимаемой с генераторных ламп ОК РПДУ, а также уменьшении мощностей, рассеиваемых на сетках ЭВЛ.

Методология и методы исследования

В работе использованы следующие общенаучные методы исследования: сравнение, описание, измерение, формализация, анализ, синтез, абстрагирование, обобщение, идеализация, индукция, дедукция, аналогия.

К специальным методам исследования, использованным в работе можно отнести: метод гармонического баланса, методы вычислительной математики, компьютерное имитационное моделирование электронных схем.

Положения, выносимые на защиту

1. Учет падения напряжения на выводах анод – катод генераторной лампы, а также конечных значений номиналов разделительных элементов позволяет уменьшить максимальную

погрешность расчета характеристик лампового усилителя класса E с 40 %, присущих применявшимся ранее моделям, до уровня 10 %.

2. Реализация полученного в работе закона изменения входного сопротивления нагрузочной цепи в полосе частот с коэффициентом перекрытия 1,4 обеспечивает относительные отклонения выходной мощности и КПД анодной цепи не более, соответственно, 10 % и 2 % без перестройки элементов нагрузочной цепи и усилителя.

3. Учет влияния напряжений на выводах анод – катод и экранная сетка – катод генераторного тетрода на ток управляющей сетки позволяет уменьшить погрешность аппроксимации данного тока с 9 % до 3 % и связанную с ней ошибку вычисления рассеиваемой на сетке мощности.

4. Формирование управляющих напряжений на сетках генераторной лампы в усилителе класса E с учетом закона изменения анодного тока позволяет повысить КПД анодной цепи на 5 % до величин около 95 % при заданной выходной мощности, либо увеличить выходную мощность на 10...20 % при КПД, равном 90 %.

Степень достоверности и апробация результатов

Результаты работы были представлены на II международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь – 2013» (Омск, в рамках X Международной выставки высокотехнологичной техники и вооружения, 2013), XI Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Саратов, СГТУ им. Гагарина, 2014); XII Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Саратов, СГТУ им. Гагарина, 2016).

Представленные материалы внедрены при выполнении работ по модернизации связных РПДУ с выходной мощностью до 2 МВт по заказу АО «ОНИИП».

1. Особенности оконечных каскадов радиопередающих устройств систем связи диапазонов ОНЧ – НЧ

1.1. Сравнительный анализ характеристик активных элементов для построения мощных оконечных каскадов

Среди активных элементов (АЭ), которые следует рассматривать при построении оконечных каскадов с выходной мощностью порядка сотен киловатт – единиц мегаватт, можно выделить полупроводниковые, газоразрядные и электровакуумные приборы. К интересующим полупроводниковым приборам относятся различные виды тиристоров (*SCR, LASCR, GTO, GCT, IGCT, MCT*) и транзисторов (*IGBT, IEGT, MOSFET*). К газоразрядным – водородные тиратроны. Среди электровакуумных приборов обратить внимание следует на генераторные лампы (триоды, тетроды).

Прежде чем рассматривать АЭ приведем два понятия, которые важны при анализе применимости конкретного АЭ в конкретном устройстве. Режимы коммутации АЭ можно условно разделить на два вида: 1) коммутация максимального тока при максимальном напряжении – режим жесткого переключения (*hard-switching*, см. рисунок 1.1.1); 2) коммутация при пониженных (вплоть до нуля) значениях тока и/или напряжениях – режим мягкого переключения (*soft-switching*, см. рисунок 1.1.2) [28]. Как известно, мощность потерь определяется произведением тока на напряжение АЭ и в режиме мягкого переключения (как правило, ценой уменьшения использования прибора по мощности) потери переключения могут оказаться в несколько раз ниже, чем в режиме жесткого переключения. За счет этого в режиме мягкого переключения становятся доступны более высокие частоты коммутации. Это необходимо учитывать, анализируя спецификации приборов, если их характеристики приводятся для режима жесткого переключения, как, например, в случае *IGBT* [29]. Важным здесь является то, что оконечный каскад (ОК) радиопередающего устройства (РПДУ) работает на резонансную нагрузку, что определяет и режимы работ АЭ.

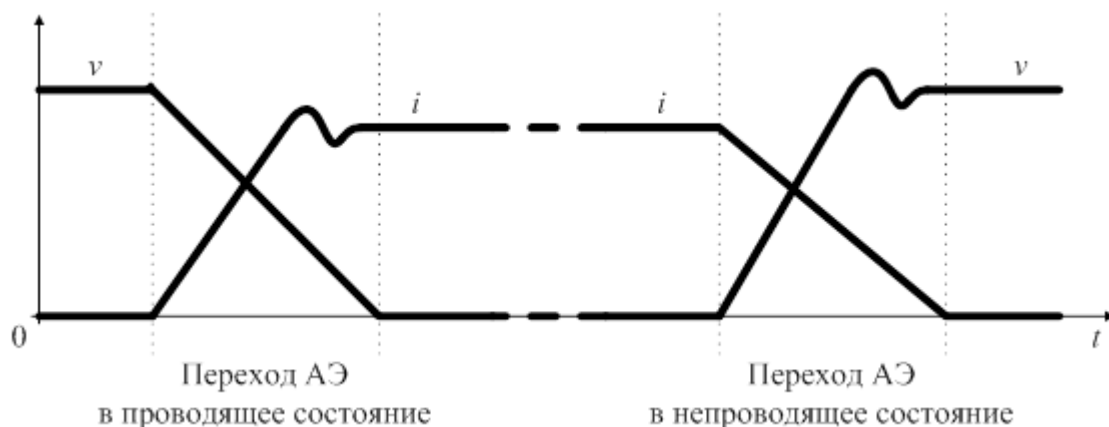


Рисунок 1.1.1. Режим жесткого переключения

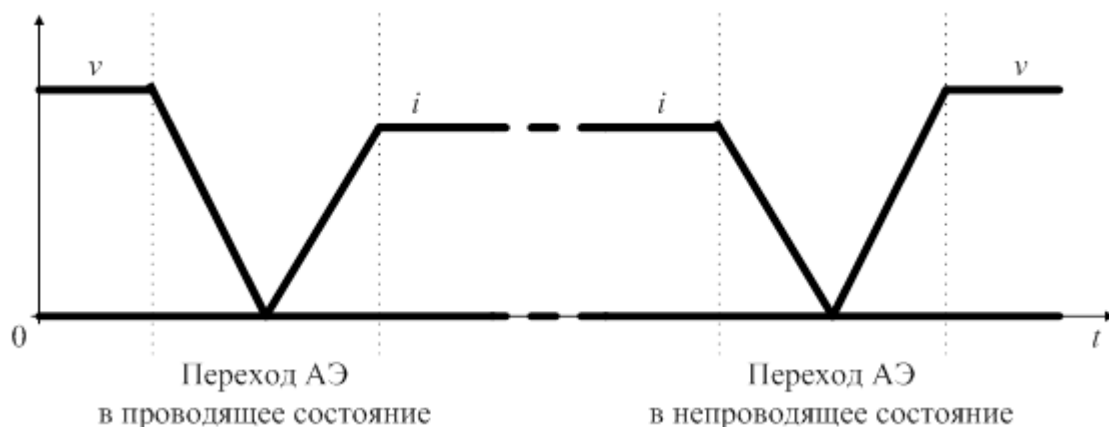


Рисунок 1.1.2. Режим мягкого переключения

Теперь перейдем к рассмотрению АЭ.

SCR (однооперационный тиристор). Особенности работы однооперационного тиристора [30], являющегося не полностью управляемым прибором, определяют схемотехнику генераторов, основанных на *SCR* [31], которая существенно отличается от транзисторной схемотехники [32]. Силовая цепь тиристорного генератора должна обеспечивать перевод *SCR* в непроводящее состояние. Кроме того, необходимо ограничивать скорости изменения напряжения на выводах анод – катод dv_{AK}/dt (может привести к нежелательному переходу в проводящее состояние) и тока анода di_A/dt (может привести к локальному перегреву полупроводниковой структуры прибора и его выходу из строя). Это достигается, в том числе за счет использования коммутирующих контуров на основе реактивных элементов, что может приводить к проблемам при необходимости работать в полосе частот или с различными значениями выходной мощности. В этом отношении генератор с переключением напряжения на основе *IGBT* является более удобным устройством. Несмотря на то, что *SCR* способны коммутировать одни из наиболее высоких мощностей (см., например, *Mitsubishi, FT1500AU-240*, максимальное напряжение в непроводящем состоянии 12000 В, среднее значение тока в

проводящем состоянии 1500 А [33]), обладают низкими потерями в проводящем состоянии и высокой перегрузочной способностью по току, их серьезным недостатком являются длительные процессы включения и особенно выключения, которое для наиболее мощных приборов может составлять 1...3 мс (методики измерений см. в [34]), а для менее мощных, но более быстродействующих моделей сокращается до значения около 10 мкс [28]. Тем не менее, существуют рекомендации по применению данных приборов для построения ОК сверхдлинноволновых РПДУ с выходной мощностью до 500 кВт [13].

Можно также упомянуть опто- и фототиристоры (*LASCRT* или *LTT*), однако их времена выключения составляют порядка сотен микросекунд (см., например, [35] и характеристики продукции компании ОАО «Электровыпрямитель» [36]).

***GTO* (запираемый тиристор).** Возможность запираания *GTO* по управляющему электроду приближает схемотехнику устройств на их основе к транзисторной схемотехнике. Как и *SCR*, запираемые тиристоры требуют ограничения dv_{AK}/dt и di_A/dt , что может быть достигнуто за счет применения снабберных цепей. Для мощных быстродействующих *GTO* времена коммутации составляют порядка десятков микросекунд (см., например, *IXYS UK Westcode, H0500KC25D*, максимальное напряжение в непроводящем состоянии 2500 В, минимальное напряжение в непроводящем состоянии –2000 В, максимальный запираемый ток 500 А [37]). Таким образом, по своему быстродействию *GTO* сравнимы с *SCR*.

GCT, IGCT. Представляет собой изделие на основе усовершенствованного *GTO* с интегрированным устройством управления. Выпускается компаниями *ABB* [38] (*IGCT*) и *Mitsubishi* [33] (*GCT*). Достоинствами данных приборов являются низкие потери в проводящем состоянии и отсутствие необходимости использовать снабберные цепи [30], хотя, как показано в [39], *RCD*-снаббер позволяет уменьшить коммутационные потери. Рабочие частоты наиболее мощных приборов не превышают величины 1 кГц, причем, чем выше частота – тем меньше максимальное значение запираемого тока [40].

***MCT* (тиристор с полевым управлением).** Тиристоры с полевым управлением, как и другие виды тиристоров, обладают меньшими потерями в проводящем состоянии по сравнению с аналогичными *IGBT* [41]. За счет высокого в сравнении с *GTO* входного сопротивления *MCT* требуют меньших энергий для управления ими. Типичные времена включения и выключения составляют 0,3 и 1 мкс, соответственно, [42]. В настоящее время выпуском *MCT* под маркой *VCS* занимается компания *Silicon Power Corporation (SPCO)* [43], купившая отдел разработки у *Harris Semiconductor (Intersil)*, которая выпускала данные приборы ранее [30]. В качестве примера *MCT* можно привести ограниченно представленный на рынке *MCT*-модуль *HTS 41-300-MCT* фирмы *Behlke*, максимальное рабочее напряжение которого составляет 4500 В при максимальном запираемом токе в 200 А и максимальной рабочей частоте 8 кГц [44]. Несмотря

на то, что регулярно появляются научные публикации, посвященные *MCT*, ассортимент данных приборов на рынке серьезно уступает ассортименту *IGBT*.

***IGBT* (биполярный транзистор с изолированным затвором).** Биполярные транзисторы с изолированными затворами обладают высоким входным сопротивлением, что является достоинством в сравнении с *GTO* или биполярными транзисторами. Существуют как приборы, способные коммутировать мегаваттные мощности на частотах в десятки – сотни герц (см., например, *IGBT*-модуль *5SNA 3000K452300* фирмы *ABB*, максимальное напряжение 4500 В, постоянный ток 3000 А, время выключения 6 мкс [45]), так и приборы способные работать в НЧ диапазоне с мощностями порядка десятков – сотен киловатт на один транзистор (см., например, *SKM800GA125D* фирмы *Semikron*, максимальное напряжение 1200 В, постоянный ток 600 А, время выключения 0,8 мкс [46]). В сравнении с тиристорами *IGBT* обладают более высокими максимальными рабочими частотами, но бóльшим падением напряжения в проводящем состоянии. В сравнении с *MOSFET* данные приборы обладают: более высокой плотностью тока, способностью коммутировать бóльшие мощности, как правило, меньшей стоимостью и меньшим падением напряжения в проводящем состоянии, однако их максимальные рабочие частоты существенно ниже [28]. На частотах от 10 до 100 кГц в основном целесообразно применять *IGBT*, на частотах выше 200 кГц – *MOSFET*. Благодаря совокупности своих достоинств, *IGBT* нашли широкое применение в преобразовательной технике. Показателен пример использования *IGBT* в установке индукционного нагрева, где инвертер на их основе генерирует выходную мощность 2,4 МВт на частоте 150 кГц [47].

В некоторых случаях немаловажным может быть наличие российских компаний, выпускающих *IGBT*: АО «ОКБ «Искра» [48], ЗАО «Протон-Электротекс» [49], АО «Фрязинский завод мощных транзисторов» [50], ОАО «Электровыпрямитель» [36].

Здесь же можно упомянуть про *IEGT* – инжекционный транзистор с обогащенным затвором. Времена переключения *IEGT* составляют единицы микросекунд [51].

***MOSFET* (полевой транзистор с изолированным затвором).** Мощные полевые транзисторы с изолированным затвором, как правило, обладают встроенным обратным диодом [30]. При сравнении данных приборов по спецификациям с *IGBT* необходимо учитывать, что времена переключения *MOSFET*, в отличие от *IGBT*, измеряются на резистивной нагрузке, а энергии переключения – на индуктивной [52], как и для *IGBT*. Хотя существуют *MOSFET* на напряжения в несколько киловольт (см., например, *IXTL2N450* фирмы *IXYS*, максимальное напряжение 4500 В, максимальный постоянный ток 2 А [53]), большая часть приборов рассчитана на рабочие напряжения от сотен вольт до одного киловольта. В то же время коммутируемые мощности ограничиваются значениями порядка десятков киловатт. На частотах свыше 150...200 кГц данные приборы являются более предпочтительными по

отношению к *IGBT*, поскольку обладают меньшими временами переключения, что, как следствие, приводит к меньшим коммутационным потерям. Как и в случае с *IGBT*, на основе *MOSFET* выпускают силовые модули (см., например, *APT120UM70FAG* фирмы *Microsemi*, максимальное напряжение 1200 В, максимальный постоянный ток 150 А [54]).

Мощные полупроводниковые приборы. Подведем итоги сравнительного анализа мощных полупроводниковых приборов, отметим тенденции развития и пригодность для построения ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ с выходными мощностями порядка сотен киловатт – единиц мегаватт.

На рисунке 1.1.3 приведены данные по максимальным токам и напряжениям мощных полупроводниковых приборов [30]. В режиме жесткого переключения рабочие частоты наиболее мощных *SCR*, *GTO*, *GCT*, *IGCT* ограничены значениями сотен герц – одного килогерца. Для *IGBT* данные по оценке рабочих частот сведены в таблицу 1.1.1 [28]. Мощные *MOSFET* способны обеспечить работу в верхней части диапазона НЧ, в том числе в режиме жесткого переключения, но заметно уступают *IGBT* по коммутируемой мощности.

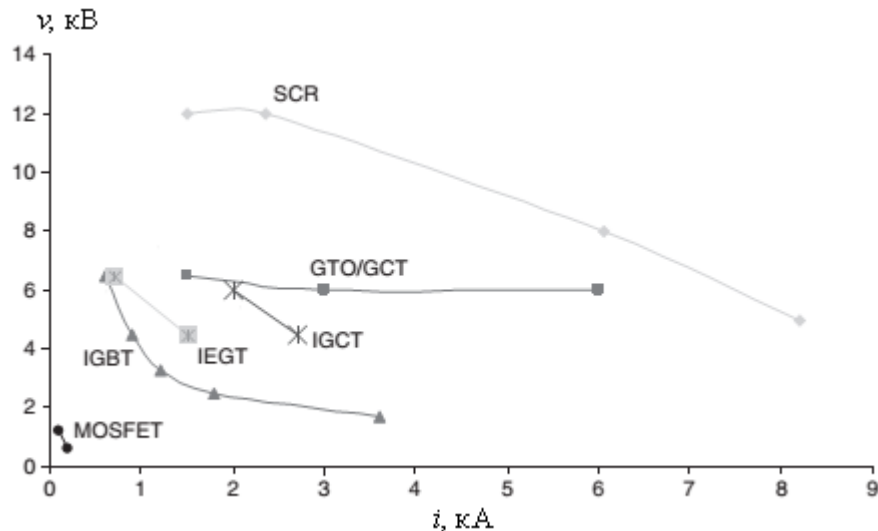


Рисунок 1.1.3. Максимальные напряжения и токи мощных полупроводниковых приборов

Таблица 1.1.1. Рабочие частоты *IGBT*-модулей в зависимости от режима работы

Вид переключения	Вид модуля	Рабочая частота, кГц
Жесткое переключение	600 В	до 30
	1200 В	до 20
	1700 В	до 10
	3300 В	до 3
Мягкое переключение		до 150

Серьезным преимуществом генератора с переключением напряжения на основе *IGBT* или *MOSFET* перед генератором на основе *SCR* является отсутствие в нем узкополосных коммутирующих контуров. Конечно, перестраиваемые реактивные элементы могут остаться в

выходной колебательной системе РПДУ, однако настройка все же существенно облегчается. При этом тенденция развития мощных полупроводниковых приборов такова, что современные *IGBT* все меньше уступают тиристорам по значениям коммутируемых мощностей (см. рисунок 1.1.4) [55]. В результате, можно прийти к выводу, что при резонансной нагрузке в диапазоне ОНЧ и нижней части диапазона НЧ целесообразно применять *IGBT*, а для верхней части диапазона НЧ пригодны *MOSFET*. Причем можно ожидать дальнейшего совершенствования характеристик *IGBT* [56].

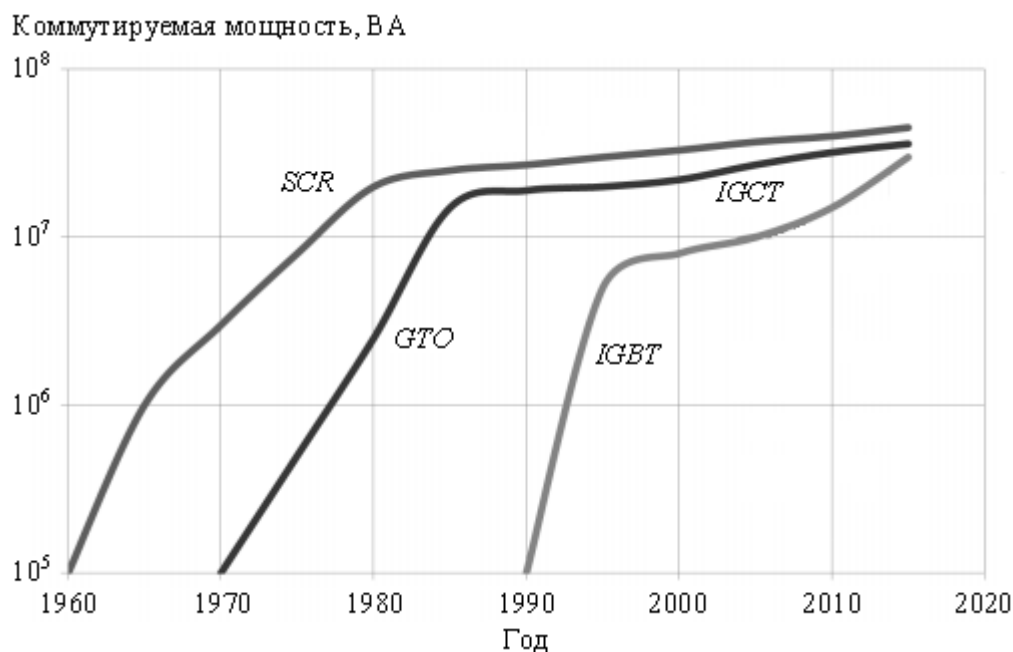


Рисунок 1.1.4. Тенденции развития *SCR*, *GTO*, *IGCT*, *IGBT*

В последние годы на рынке появляется все больше мощных полупроводниковых приборов на основе карбида кремния (*SiC*). Преимущества данного материала перед кремнием (*Si*) описаны, например, в [57]. В настоящее время выпускаются *SiC* диоды и *SiC MOSFET* (см., например, [58]). Сравнение *Si MOSFET*, *SiC MOSFET* и *Si IGBT* можно найти в [59]. В [60] анализируется работа *SiC IGBT* в режиме мягкого переключения. Данные приборы могут открыть новые перспективы для построения полупроводниковых ОК мощных РПДУ в диапазоне НЧ.

В качестве примеров мощных полупроводниковых РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ можно привести продукцию компаний *Rockwell Collins* [8], *Continental Electronics* [9], *Nautel* [10], *Transradio* [11]. Несмотря на то, что промышленный КПД таких передатчиков достигает 85...90 %, а большее время наработки на отказ полупроводниковых приборов в сравнении с генераторными лампами удешевляет эксплуатацию РПДУ, их выходная мощность на данный момент ограничена величиной 2 МВт.

Газоразрядные приборы. Здесь интерес представляют водородные тиратроны. Поскольку тиратрон, подобно *SCR*, является не полностью управляемым прибором, схемотехника тиратронных генераторов близка к схемотехнике генераторов на однооперационных тиристорах [13]. Их общим недостатком при работе в полосе частот является наличие коммутирующих контуров на реактивных элементах, обеспечивающих требуемый режим работы АЭ. Верхние рабочие частоты импульсных тиратронов ограничиваются величинами около 10 кГц при среднем токе порядка 10 А и максимальных напряжениях на аноде в десятки киловольт (см., например, СХ1836А [61] и ТГИ1-5000/50 [62]). Поэтому для получения единиц мегаватт средней мощности в нагрузке РПДУ в диапазоне ОНЧ требуются десятки таких приборов и применение многоячейковых схем. Дополнительными недостатками водородных тиратронов являются ограниченное время наработки на отказ (порядка нескольких тысяч часов), а также высокая стоимость.

Генераторные триоды и тетроды. Рассмотрим генераторные электронно-вакуумные лампы (ЭВЛ), пригодные для построения мощных ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ. К генераторным лампам могут быть отнесены как приборы с предельной рассеиваемой анодом мощностью менее 25 Вт (генераторная лампа малой мощности), так и лампы, анод которых рассеивает более 200 кВт (генераторная лампа сверхбольшой мощности) [63]. В данном случае интерес представляют вторые.

Как известно, управление анодным током триода может осуществляться за счет изменения напряжения на сетке, причем в случае работы в ключевом режиме необходимо, чтобы напряжение на аноде в проводящем состоянии превышало некоторую положительную величину, в противном случае возможен перегрев и выход из строя сетки лампы. Среди мощных генераторных триодов существуют как лампы, предназначенные для работы в непрерывном, так и импульсном режимах. Ярким представителем второй группы является триод 4617, выпускавшийся компанией *Burle Industries, Inc.*, а ныне *Photonis*. Его пиковая выходная мощность составляет 8 МВт при длительности импульса 25 мкс и скважности 0,01 [64]. Однако в рамках данной работы следует рассматривать лампы, предназначенные для работы в непрерывном режиме. Здесь интерес представляет лампа ГУ-88 отечественного производства (см. рисунок 1.1.5) [65]. Она выпускается с различными видами охлаждения: 1) водяным (ГУ-88А); 2) воздушным (ГУ-88Б); 3) испарительным (ГУ-88П). Предельно допустимая рассеиваемая анодом ГУ-88А мощность составляет 400 кВт при максимальной рабочей частоте 30 МГц. Основным недостатком триодов в сравнении с тетрами является низкий коэффициент усиления по мощности (см., например, раздел 4.2), что требует применения мощных каскадов предварительного усиления.



Рисунок 1.1.5. Генераторные лампы

Управление анодным током тетрода может осуществляться как изменением напряжения на управляющей сетке, подобно триоду, так и способами, включающими изменение напряжения на экранной сетке [66]. В последнем случае величина напряжения на экранной сетке влияет на крутизну проходной вольтамперной характеристики прибора. Как и в случае триода, во избежание перегрева сеток лампы необходимо, чтобы напряжение на аноде в проводящем состоянии было больше некоторой положительной величины. Благодаря тому, что мощные генераторные тетроды характеризуются коэффициентами усиления по мощности порядка сотен единиц, для получения выходной мощности в 1 МВт каскад предварительного усиления должен обеспечивать мощность не более 2...3 кВт [13]. Известное для тетрода максимальное значение предельно допустимой мощности, рассеиваемой анодом, в несколько раз выше, чем для триода и составляет 2,5 МВт для лампы 4СМ2500КГ (см. рисунок 1.1.5), выпускавшейся ранее фирмой *Eimac*, а ныне – *CPI* [12]. Из отечественных генераторных тетродов интерес представляет лампа ГУ-104АМ, выпускаемая предприятием АО «С.Е.Д.-СПб» [65] (см. в таблицу 1.1.2). Другой перспективной лампой можно считать тетрод *ТН 576* фирмы *Thales*.

Таблица 1.1.2. Мощные генераторные лампы

Модель	v_p , кВ	i , А	p_p , кВт	p_s , кВт	p_g , кВт	p_o , кВт	p_f , кВт	f , МГц
Триоды								
ГУ-88А	12	≥ 500 (К)	400	–	7	500	18	30
ГУ-88П	12	н/д	250	–	7	500	18	10
Тетроды								
4СМ2500КГ	27	190 (А)	2500	20	8	3500	10	≥ 130
8974	22,5	125 (А)	1500	15	4	2200	10	30
8973	22,5	110 (А)	1000	7,5	2	1000	10	110
ТН 628	30	н/д	800	14	4,5	1000	≤ 22	200
ТН 576	15	650 (К)	800	12	4	650	18	50
ГУ-104АМ	15	≥ 500 (К)	250	8	1	300	17	30

v_p – максимальное постоянное напряжение анод – катод; i – максимальный ток анода (А) или катода (К); p_p – максимальная мощность, рассеиваемая анодом; p_s – максимальная мощность, рассеиваемая экранной сеткой; p_g – максимальная мощность, рассеиваемая управляющей сеткой; p_o – заявленная выходная мощность; p_f – мощность накала; f – заявленная максимальная рабочая частота; н/д – нет данных.

Генераторным ЭВЛ присущ ряд известных недостатков. Для работы лампы необходимо тратить энергию на накал, хотя применение вольфрамового торированного карбидированного катода [67] позволяет даже в случае наиболее мощных ламп ограничиться мощностями накала в единицы – десятки киловатт (см, например, 4СМ2500КГ, мощность накала 9920 Вт). Причем для максимизации срока службы лампы, накал необходимо поддерживать, в том числе в режиме, когда ОК находится в выключенном состоянии (*black heat*) (напряжение накала, а следовательно и потребляемая мощность, при этом снижаются) [68]. Прямой накал ламп (например, ГУ-104АМ) вносит ограничения в схемотехнику ОК, поскольку в этом случае желательно, чтобы катод лампы был заземлен. В случае тетродного ОК необходимо также тратить энергию по цепи экранной сетки. Другим недостатком ЭВЛ является малое гарантированное время наработки на отказ, которое, например, в случае ГУ-104АМ составляет 2000 ч. Помимо этого, эксплуатационные характеристики лампового РПУ ограничиваются тем, что время между моментом начала увеличения напряжения накала и готовностью лампы к работе составляет несколько минут.

Тем не менее, из приведенных примеров АЭ видно, что по способности сохранять значения коммутируемых мощностей порядка сотен киловатт – единиц мегаватт во всем диапазоне ОНЧ – НЧ генераторные тетроды превосходят все выпускаемые в настоящее время *IGBT* и *MOSFET*. Этот фактор вместе с высокой перегрузочной способностью ЭВЛ приводят к тому, что проблема сложения мощностей АЭ решается значительно проще, чем в транзисторных схемах, обеспечивая более простую схемотехнику ламповых ОК. Так для получения выходной мощности в 1 МВт достаточно четырех ламп ГУ-104АМ (две параллельно включенные лампы в каждом «плече» усилителя). Благодаря опыту, накопленному более чем за

полвека применения ламповых ОК, существуют отработанные методики их проектирования, в значительной степени гарантирующие получение нужного результата. Как отмечено в [13], ОК РПДУ класса *E*, выполненный на основе генераторного тетрода, обладает 88...93 % КПД анодной цепи при промышленном КПД в 75 %. Другим важным аспектом является то, что существующие в России РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ с выходной мощностью в единицы мегаватт изначально проектировались с учетом применения в них генераторных ламп. Так, например, в случае использования генераторного тетрода можно рассчитывать на напряжение анодного питания в 10...15 кВ, тогда как в случае использования *IGBT* или *MOSFET* потребуется коллекторное питание порядка сотен вольт. Другая важная особенность таких РПДУ – выходная колебательная система между выходом ОК и антенным фидером, которая также рассчитывалась с учетом того, что ОК строится на генераторной лампе. Таким образом, замена существующего лампового ОК РПДУ на транзисторный аналог связана, помимо прочего, с проблемой замены инфраструктуры, что требует серьезных капиталовложений.

Выводы по результатам сравнительного анализа. Несмотря на совершенствование характеристик силовой полупроводниковой элементной базы и отмеченные выше особенности генераторных ламп, последние по-прежнему могут быть востребованы при построении ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ с выходными мощностями порядка сотен киловатт – единиц мегаватт. Это связано с возможностью получать выходные мощности свыше 2 МВт, а также с меньшими затратами на обновление инфраструктуры в случае модернизации существующих ламповых РПДУ. Интересующими ЭВЛ, прежде всего, являются мощные генераторные тетроды и, как альтернатива им, триоды. При этом сохраняют актуальность работы по улучшению энергетических характеристик ламповых ОК РПДУ диапазонов ОНЧ – НЧ с выходными мощностями порядка сотен киловатт – единиц мегаватт.

1.2. Основные режимы работы ламповых оконечных каскадов

Наряду с усилителями классов *C* и *E*, которые были реализованы с использованием генераторных ламп [13], рассмотрим также возможности построения усилителей класса *D* – генераторов с переключением тока (ГПТ) и напряжения (ГПН).

Усилитель класса *C*. Как правило, нагрузочной цепью усилителя класса *C* является параллельный контур, а напряжение на «плече» этого контура относительно земли не превышает напряжения анодного питания [13]. Схема двухтактного усилителя класса *C* с параллельным питанием приведена на рисунке 1.2.6. E – источник анодного питания; V_1, V_2 – активные элементы; $L_{b1}, L_{b2}, C_{b1}, C_{b2}$ – разделительные индуктивности и емкости; $L_{c1}, L_{c2}, C_{c1}, C_{c2}$ – элементы колебательного контура; T – трансформатор; Z_c – нагрузка. Для настройки усилителя используются элементы L_{c1}, L_{c2}, T [13]. Достоинством данной схемы является наличие заземления нагрузки. В идеальном двухтактном усилителе четные гармоники в нагрузке равны нулю [69], хотя в реальном усилителе из-за наличия асимметрии «плеч» усилителя четные гармоники все же присутствуют [13], однако их уровень оказывается меньшим, чем в одноконтном усилителе. Это позволяет снизить требования к фильтру по подавлению второй гармоники.

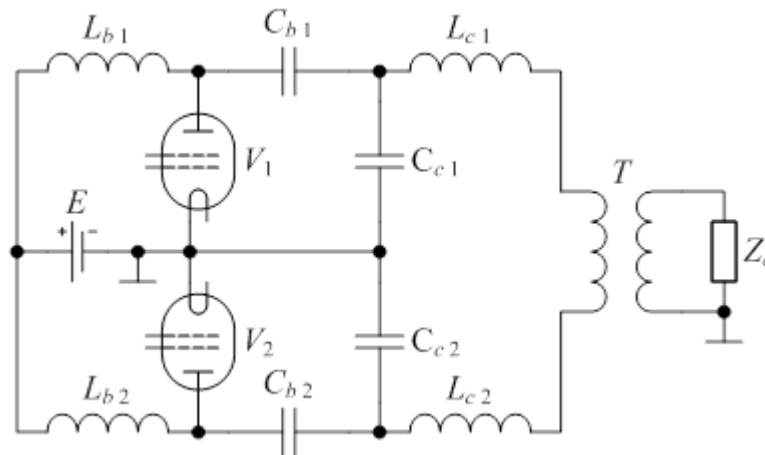


Рисунок 1.2.6. Двухтактный усилитель класса *C*

Математические описания и методики расчета ламповых усилителей класса *C* представлены как в отечественной [69, 70, 16, 71, 66] так и зарубежной [72, 73] литературе. Накопленный опыт их разработки облегчает процедуру создания мощных ОК. Достоинством усилителя класса *C*, в сравнении с усилителем класса *E*, является более простая процедура настройки [13]. Однако КПД анодной цепи реального ОК класса *C* составлял лишь 65 % при

промышленном КПД РПДУ в 45 % [13], что, учитывая выходные мощности порядка сотен киловатт – единиц мегаватт, приводило к существенным затратам на электроэнергию и охлаждение. Повышение КПД в классе *C* уменьшает использование ламп по приходящейся на них выходной мощности, что при заданной выходной мощности влечет за собой дополнительные затраты на лампы.

Применение режима работы класса *F* [74] и, в частности, бигармонического режима для увеличения КПД ОК связного РПДУ ограничивается необходимостью настройки дополнительного фильтра на высшие гармоники, что, в свою очередь, приводит к ограничению коэффициента перекрытия поддиапазона частот, усложняя настройку ОК.

ГПТ. На рисунке 1.2.7 приведена схема генератора с переключением тока [15]. E – источник анодного питания; S_1, S_2 – активные элементы; L_b – разделительная индуктивность; L_{c1}, L_{c2}, C_c – элементы колебательного контура; T – трансформатор; Z_c – нагрузка. Привлекательность ГПТ заключается в том, что ток через АЭ в проводящем состоянии может быть практически постоянным (отклонение от средней величины зависит от номинала L_b). Если в качестве АЭ используется генераторный тетрод, то на экранную сетку подается постоянное напряжение, а на управляющую – импульсы напряжения прямоугольной формы. При этом обеспечивается постоянство падения напряжения на аноде в проводящем состоянии. Величина этого напряжения ограничена сверху условием максимизации КПД анодной цепи, а снизу – величинами мощностей, рассеиваемых на сетках лампы.

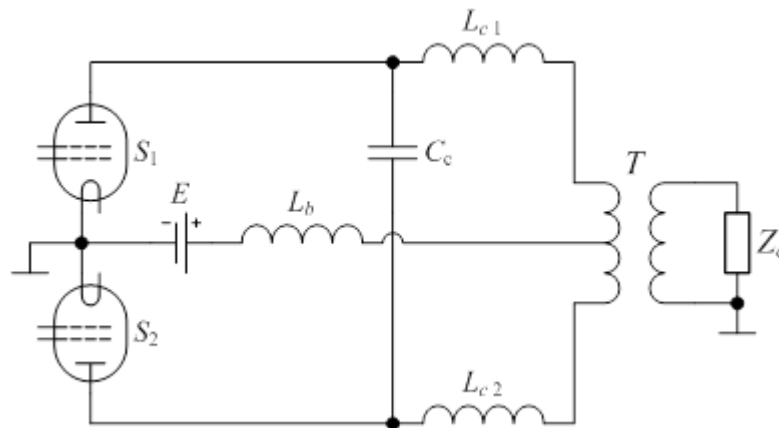


Рисунок 1.2.7. Двухтактный генератор с переключением тока

Известным недостатком ГПТ является необходимость обеспечения непрерывности тока через L_b : при работе ГПТ в любой момент времени хотя бы одна лампы должна находиться в проводящем состоянии, в противном случае возможно превышение напряжений на АЭ сверх допустимых норм [15]. Таким образом, данная схема малоприспособна в том случае, если требуется управление амплитудой напряжения на нагрузке. Для обеспечения постоянства тока,

протекающего через L_b , мог бы быть введен дополнительный АЭ [75], но это усложнит управление и приведет к увеличению стоимости ОК.

ГПН. Схемы генераторов с переключением напряжения [15] приведены на рисунках 1.2.8 и 1.2.9. E – источник анодного питания; S_1, S_2 – активные элементы; D_1, D_2 – диоды обратного тока; $C_{sn1}, R_{sn1}, D_{sn1}$ и $C_{sn2}, R_{sn2}, D_{sn2}$ – элементы снабберных цепей; T – трансформатор; L_c, C_c – элементы колебательного контура; Z_c – нагрузка. Последовательный контур на схемах изображен в качестве примера.

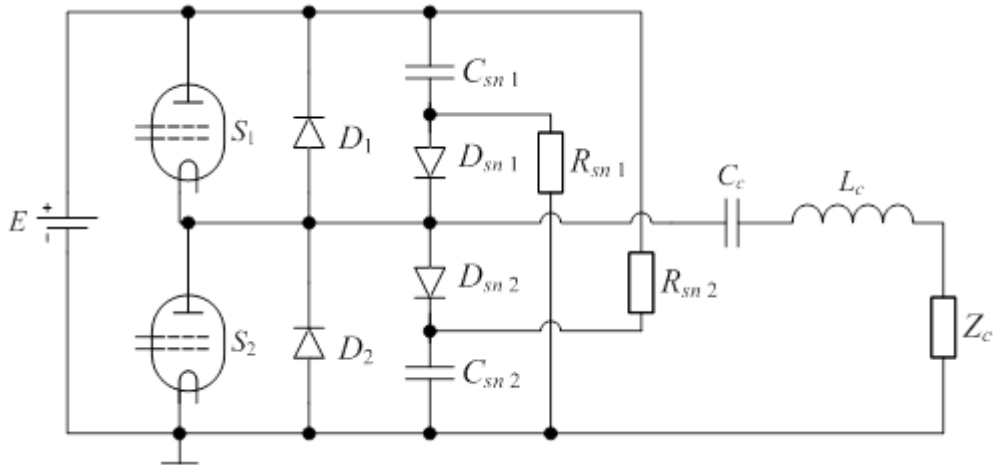


Рисунок 1.2.8. Полумостовой генератор с переключением напряжения

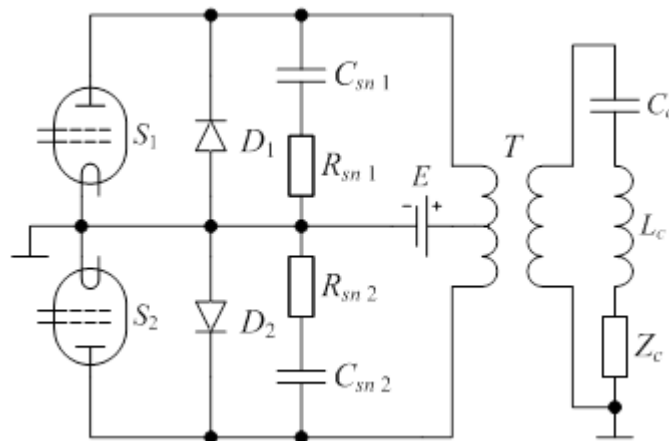


Рисунок 1.2.9. Двухтактный генератор с переключением напряжения с трансформатором

Теоретически КПД лампового ГПН с рисунка 1.2.8 с учетом потерь в лампах в проводящем состоянии может составлять около 95 % [76]. В случае модернизации существующих РПДУ замена усилителя класса C на ГПН потребует также замены анодного контура. По сравнению с усилителем класса E ГПН, подобно усилителю класса C , может оказаться более удобным в настройке. Важным достоинством, в сравнении с остальными рассматриваемыми схемами, является отсутствие крупногабаритного и дорогостоящего

выходного трансформатора. Среднее значение напряжения на лампе равно половине напряжения анодного питания, тогда как для остальных рассматриваемых схем оно равно напряжению анодного питания. Это означает, что напряжение анодного питания здесь целесообразно делать вдвое бóльшим, чем в остальных рассматриваемых случаях.

Нагрузочной цепью ГПН является последовательный колебательный контур, что требует обеспечения непрерывности протекания тока нагрузки, и для чего устанавливаются диоды обратного тока. Снабберные цепи используются для уменьшения пиковых значений напряжений на анодах ламп, вызванных обрывами токов, протекающих через паразитные индуктивности. Тем не менее, желательно, чтобы диоды D_1 и D_2 были способны выдержать удвоенное напряжение анодного питания. Снабберная цепь, показанная на рисунке 1.2.8, позволяет избежать потерь, связанных с перезарядом снабберных емкостей, однако ее использование все же приведет к некоторому снижению КПД из-за рассеяния энергии паразитных индуктивностей. На настоящий момент на рынке представлены диоды, выдерживающие десятки киловольт обратного напряжения и единицы ампер среднего тока, с временами обратного восстановления, приемлемыми в диапазоне ОНЧ (см., например, [77], обратное напряжение 20 кВ, средний ток 6 А, время обратного восстановления 100 нс). Альтернативой применению снабберов в полумостовой схеме является использование режима класса DE [78], характеризующегося уменьшенными коммутационными потерями. Недостатком полумостового усилителя является отсутствие заземления лампы S_1 . Для физической реализации такого усилителя потребуются развязка с землей источников питания накала и сеточных цепей лампы S_1 . Например, в случае использования тетрода $TH 576$ суммарная мощность данных источников составляет около 25...30 кВт. В альтернативном варианте ГПН, приведенном на рисунке 1.2.9, отсутствует последняя особенность, поскольку катоды обеих ламп заземлены, однако здесь используется выходной трансформатор, а также применяются менее эффективные снабберные цепи. Как следствие, возможно появление проблемы минимизации паразитных индуктивностей анодной цепи, приводящих к неприемлемо высоким коммутационным потерям. Желательно, чтобы диоды и трансформатор в усилителе по данной схеме выдерживали учетверенное напряжение анодного питания, но в абсолютных величинах значения могут быть теми же, что и для полумостовой схемы, если напряжение анодного питания в последней вдвое выше.

Усилитель класса E. Математические модели усилителей класса E описаны в работах [79] (нагрузка – последовательный колебательный контур) и [16] (нагрузка – параллельный колебательный контур). В работе [13] рассмотрены результаты практической реализации класса E в ОК сверхдлинноволнового РПДУ с выходными мощностями порядка сотен киловатт – единиц мегаватт. Схема двухтактного усилителя класса E изображена на рисунке 1.2.10. E –

источник анодного питания; S_1, S_2 – активные элементы; $L_{b1}, L_{b2}, C_{b1}, C_{b2}$ – разделительные индуктивности и емкости; $L_{f1}, L_{f2}, C_{f1}, C_{f2}$ – элементы формирующих контуров; $L_{c1}, L_{c2}, C_{c1}, C_{c2}$ – элементы колебательного контура; T – трансформатор; Z_c – нагрузка. В сравнении с усилителем класса C (см. рисунок 1.2.6) здесь добавлены формирующие контуры.

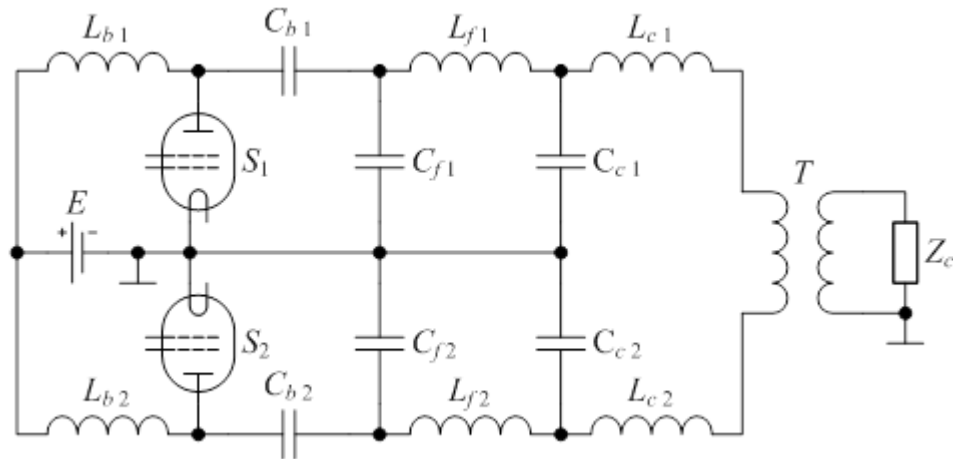


Рисунок 1.2.10. Двухтактный усилитель класса E

В усилителе класса E может быть обеспечен режим работы, при котором напряжение на выходе формирующего контура, как и в случае усилителя класса C , не превышает напряжения анодного питания. Это позволило перевести усилители, работавшие в классе C , в класс E с минимальными изменениями последующего тракта РПДУ [13]. АЭ при этом работают в квазиключевом режиме. Процессы коммутации осуществляются без скачкообразных изменений напряжений на аноде, в отличие от ГПН, а переход лампы в проводящее состояние происходит при нулевом токе анода.

Отсутствие высоковольтных диодов обратного тока и снабберных цепей, а также низкие коммутационные потери, за счет чего возможна работа в верхней части диапазона НЧ, могут сделать целесообразным применение усилителя класса E на генераторных лампах и в случае построения нового РПДУ.

Несмотря на наличие положительных практических результатов внедрения, можно отметить несколько моментов, которые не рассмотрены или недостаточно подробно рассмотрены в публикациях по ламповым усилителям класса E .

1. Как правило, математические модели усилителей класса E основаны, в том числе на предположении о том, что номиналы элементов L_b и C_b бесконечны [16, 13, 80]. Тогда можно считать, что через L_b протекает постоянный ток, а на C_b действует постоянное напряжение анодного питания. В действительности эти условия могут не выполняться. Это связано как с

требованием к минимизации номиналов дорогостоящих и крупногабаритных элементов, так и с режимом работы ОК.

Другим фактором, который недостаточно учитывается при математическом описании лампового усилителя класса E , является напряжение анод–катод лампы в проводящем состоянии и связанные с этим потери. В вышеуказанных математических моделях делается предположение о том, что напряжение на аноде лампы в проводящем состоянии является постоянным, причем в [16, 13] расчеты приводятся для случая, когда оно равно нулю. Однако как показано в [80] управление генераторным тетродом с помощью подачи на управляющую сетку импульсов напряжения прямоугольной формы при постоянном напряжении на экранной сетке [13] приводит к тому, что напряжение на аноде изменяется во времени по некоторому нелинейному закону.

Неучет влияния величин L_b и C_b , а также падения напряжения на АЭ в проводящем состоянии на характеристики режима работы усилителя на стадии его проектирования приводят к необходимости проводить дополнительную («точную») настройку номиналов элементов формирующего контура и нагрузки. Учет указанных особенностей с помощью усложнения существующих математических моделей, основанных на методе гармонического баланса [81], кусочно-припасовочном методе и на аналитическом решении дифференциальных уравнений ограничен сложностью решения последних. Однако в литературе описан матричный метод гармонического баланса [82], который позволяет учесть нужное в данном случае количество реактивных элементов пассивной линейной цепи и воспроизвести закон изменения напряжения на АЭ в проводящем состоянии. Данный метод реализован в таких современных программах схемотехнического моделирования, как *Microwave Office*, *HSPICE* и *ADS*. Применение этого метода к анализу и выбору режима работы усилителя класса E с последовательным резонансным контуром можно найти в [32]. Таким образом, представляет научный и практический интерес создание математической модели лампового усилителя класса E , основанной на матричном методе гармонического баланса.

2. Существуют публикации, в которых рассматривается работа транзисторного усилителя класса E в полосе частот [17, 19, 20], а в [13] рассмотрена работа лампового усилителя класса E с нагрузочной цепью усилителя класса C в полосе частот. В последнем случае возможна работа с коэффициентом перекрытия поддиапазона частот, равным 1,4, при постоянных номиналах элементов формирующего контура и минимальных изменениях настроек анодного контура. Фактически настройка режима работы усилителя осуществляется с помощью изменения активной и реактивной частей сопротивления нагрузочной цепи. Одним из необходимых условий является постоянство выходной мощности в полосе частот. К этому можно добавить условие работы усилителя в классе E во всей полосе частот, что можно

переформулировать как отсутствие скачкообразных изменений напряжения на АЭ в моменты коммутации, а также равенство нулю тока анода в момент перехода АЭ в проводящее состояние. Но тогда возникает необходимость в третьей переменной для осуществления настройки. Учитывая это, целесообразно рассмотреть возможность построения лампового усилителя и неперестраиваемой нагрузочной цепи, обеспечивающих режим класса E во всей полосе частот при заданных характеристиках ОК (КПД анодной цепи; выходная мощность; максимальные напряжение и ток анода АЭ).

3. В [13] указано, что применяемый в настоящее время на практике способ управления генераторным тетродом в усилителе класса E заключается в подаче на экранную сетку напряжения фиксированной величины, в то время как на управляющую сетку подается напряжение в форме меандра. Однако, как отмечено в [16] и показано в [80], для постоянства напряжения на аноде тетрода в проводящем состоянии форма отпирающего напряжения на управляющей сетке должна приближенно повторять форму анодного тока (при постоянном напряжении на экранной сетке). Это позволяет уменьшить мощности, рассеиваемые на сетках лампы, при фиксированных КПД анодной цепи и выходной мощности. Если же считать, что на сетках тетрода рассеиваются фиксированные величины мощностей, то появляется возможность увеличить КПД анодной цепи или выходную мощность усилителя. Это, несомненно, представляет интерес, поскольку открывает возможности для уменьшения расходов при эксплуатации РПДУ за счет экономии электроэнергии или за счет использования меньшего количества генераторных ламп для получения требуемой выходной мощности. Поэтому следует рассмотреть альтернативные способы управления генераторным тетродом.

4. Использование программ схемотехнического моделирования для расчета установившихся и переходных процессов в ОК РПДУ, чему посвящен следующий раздел данной работы.

Учитывая вышеизложенное, целесообразно дальнейшее проведение исследований характеристик ламповых усилителей класса E , а также способов их улучшения.

1.3. Модели ламп для систем автоматизированного проектирования

При проектировании ламповых ОК РПДУ до сих пор распространено применение графоаналитических методов расчета. Такие методы, как правило, вследствие упрощений не позволяют учесть ряд важных на практике процессов, протекающих в ОК. В частности, затруднителен расчет переходных процессов с учетом нелинейных свойств АЭ и паразитных параметров цепи. Как следствие этого, большое значение имеет стадия макетирования устройства, на которой выявляются и устраняются проблемы, которые не удалось предусмотреть на стадии расчетов. При этом известно, что уже несколько десятилетий при проектировании интегральных микросхем применяются программы схемотехнического моделирования [14]. Существующие на данный момент программные продукты в этой области, как правило, создавались под влиянием *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*, первая версия которого вышла в 1972 г. Применение программ схемотехнического моделирования на стадии проектирования устройства позволяет максимально полно учитывать интересующие процессы в электрических цепях. Благодаря этому, такие программы позволили в значительной степени сократить стадию макетирования устройства. Использование программ схемотехнического моделирования в исследовании и проектировании ламповых ОК РПДУ ограничено почти полным отсутствием моделей генераторных ламп, пригодных для использования в *SPICE*-подобных симуляторах. Известные же модели ЭВЛ в основном создавались применительно к сравнительно маломощным лампам и не учитывают особенностей характеристик мощных генераторных ламп. Наибольший интерес при этом представляют генераторных триоды и тетроды, поскольку на их основе возможно построение РПДУ с выходными мощностями порядка единиц мегаватт.

Рассмотрим некоторые имитационные модели ЭВЛ.

Модель Дункана Мунро. Модели триодов и пентодов Мунро входят в стандартные библиотеки программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap*. Статические характеристики пентода вычисляются с помощью набора следующих выражений [24]

$$\begin{aligned}
 i_p(v_p, v_s, v_g) &= a_1 \operatorname{arctg}(a_2 v_p) (a_3 v_p + a_4 v_s + a_5 v_g)^{1,5}, \\
 i_s(v_p, v_s, v_g) &= a_6 v_s \cdot (a_7 - a_1 \operatorname{arctg}(a_2 v_p)) (a_3 v_p + a_4 v_s + a_5 v_g)^{1,5}, \\
 i_g(v_p, v_s, v_g) &= a_9 \cdot (v_g + 1)^{1,5} (a_8 - a_1 \operatorname{arctg}(a_2 v_p)),
 \end{aligned}
 \tag{1.3.1}$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; i_g – ток управляющей сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке; a_x – коэффициенты.

Отметим явные недостатки модели применительно к задаче аппроксимации характеристик генераторного тетрода. Выражение для тока управляющей сетки не учитывает зависимость от напряжения на экранной сетке. Аппроксимация тока анода не учитывает уменьшения крутизны проходной характеристики при высоких значениях тока.

Модель Нормана Корена. В модели пентода делается допущение о том, что антидинаatronная сетка оказывает пренебрежимо малый эффект на передаточные характеристики. Поэтому, например, в библиотеке Корена содержится модель лучевого тетрода *KT88*, созданная на основе модели пентода. Приведем выражения, используемые в данной модели для описания статических характеристик [25]

$$\begin{aligned} E_1(v_p, v_s, v_g) &= (v_s / k_P) \ln \left(1 + \exp \left(k_P \cdot \left(1 / \mu + v_g / v_s \right) \right) \right), \\ i_p(v_p, v_s, v_g) &= \operatorname{arctg}(v_p / k_{VB}) E_1(v_p, v_s, v_g)^X / k_{G1}, \\ i_s(v_p, v_s, v_g) &= \exp \left(X \cdot \left(\ln(v_s / \mu) + v_g \right) \right) / k_{G2}, \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке; k_P , μ , X , k_{G1} , k_{G2} , k_{VB} – коэффициенты. Выражение для тока экранной сетки, используемое в кодах (*netlists*) моделей, отличается от указанного в тексте [25]. Здесь приведено выражение из кода модели. Ток управляющей сетки i_g имитируется с помощью стандартной *PSPICE*-модели диода.

Функция, лежащая в основе аппроксимации анодного тока, не учитывает влияния напряжения на аноде при малых токах. Функция, описывающая ток экранной сетки, не учитывает зависимость от напряжения на аноде. Ток управляющей сетки аппроксимируется с помощью диодной статической характеристики, следовательно, не учитывается зависимость от напряжений на аноде и экранной сетке. Все указанные ограничения проявятся при попытке аппроксимировать статические характеристики генераторного тетрода.

Модель Чарльза Райдела. Приведем выражения модели Райдела, описывающие ток анода пентода [83]

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = G \cdot \left(v_g + \frac{v_s \cdot (v_p - k_3 v_g)}{\mu_{12} \cdot \left(v_p + \frac{v_s}{v_1} \right)} + \frac{v_p}{\mu \cdot \left(1 - \frac{v_g}{v_2} \right)} \right)^{1.5} \quad (1.3.3)$$

и лучевого тетрода

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = \min \left(G \cdot \left(v_g + \frac{v_s \cdot (v_p - k_3 v_g)}{\mu_{12} \cdot \left(v_p + \frac{v_s}{v_1} \right)} + \frac{v_p}{\mu \cdot \left(1 - \frac{v_g}{v_2} \right)} \right)^{1,5}, k_7 v_p^{k_8} \right), \quad (1.3.4)$$

а также выражения для токов экранной и управляющей сеток

$$i_s(v_p, v_s, v_g) = K \cdot \left(\frac{v_5 + v_p}{v_6 + v_p} \right)^3 \left(v_g + \frac{v_s}{v_4} \right)^{1,5}, \quad (1.3.5)$$

$$i_g(v_p, v_s, v_g) = \alpha v_g^{1,5},$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; i_g – ток управляющей сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке; $G, k_3, \mu_{12}, v_1, \mu, v_2, k_7, k_8, K, v_5, v_6, v_4, \alpha, \beta, v_D$ – коэффициенты.

Функция, аппроксимирующая ток управляющей сетки, не учитывает зависимость от напряжений на аноде и экранной сетке. В основе аппроксимации тока анода лежит «закон 3/2», при этом не учитывается уменьшение крутизны проходной характеристики при больших анодных токах.

Модель Санбао Чжэна и Джона Кина. В работе [27] описана модель генераторного тетрода 4CW150000, в основу которой положена известная модель Лича [22]. Приведем выражения для расчета статических характеристик

$$a(v_p, v_s) = \begin{cases} A \cdot (1 - \exp(-v_p / (B v_s))), & v_p \geq v_s \\ A v_p / v_s \cdot (1 - \exp(-v_p / (B v_s))), & v_p < v_s \end{cases}, \quad (1.3.6)$$

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = a(v_p, v_s) K \cdot (v_p + \mu_s v_s + \mu_g v_g)^x,$$

$$i_s(v_p, v_s, v_g) = (1 - a(v_p, v_s)) K \cdot (v_p + \mu_s v_s + \mu_g v_g)^x,$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке; $\mu_s, \mu_g, x, K, A, B, C$ – коэффициенты. Для имитации тока управляющей сетки i_g используется диод.

Модель не учитывает уменьшения крутизны проходной характеристики с увеличением тока анода. Ток управляющей сетки не зависит от напряжений на аноде и экранной сетке.

Модель Дэрка Рифмана. На основе моделей Корена для триода и пентода Рифманом были разработаны новые модели различных ЭВЛ. В частности, предложены описания токов анода и экранной сетки пентода и лучевого тетрода [26]. Общие для этих моделей выражения

$$\begin{aligned}
E_{1,p}(v_p, v_s, v_g) &= v_s / k_p \ln \left(1 + \exp \left(k_p \cdot \left(1 / \mu + v_g / \sqrt{k_{VB} + v_s^2} \right) \right) \right), \\
i_{p, \text{Koren}}(v_p, v_s, v_g) &= 0,5 E_{1,p}(v_p, v_s, v_g)^x \left(1 + \operatorname{sgn} \left(E_{1,p}(v_p, v_s, v_g) \right) \right), \\
P_{\text{sec}}(v_p, v_s, v_g) &= S v_p \cdot \left(1 + \operatorname{th} \left(-a_p \cdot \left(v_p - \left(v_s / \lambda - v v_g - \omega \right) \right) \right) \right),
\end{aligned} \tag{1.3.7}$$

выражения для пентода

$$\begin{aligned}
i_p(v_p, v_s, v_g) &= i_{p, \text{Koren}}(v_p, v_s, v_g) \times \\
&\times \left(\frac{A v_p}{k_{g1}} + \left(1 - \frac{1}{1 + \beta v_p} \right) \left(\frac{1}{k_{g1}} - \frac{1}{k_{g2}} \right) - \frac{P_{\text{sec}}(v_p, v_s, v_g)}{k_{g2}} \right), \\
i_s(v_p, v_s, v_g) &= \frac{i_{p, \text{Koren}}(v_p, v_s, v_g)}{k_{g2}} \left(1 + \frac{\alpha_s}{1 + \beta v_p} + P_{\text{sec}}(v_p, v_s, v_g) \right),
\end{aligned} \tag{1.3.8}$$

выражения для лучевого тетрода

$$\begin{aligned}
i_p(v_p, v_s, v_g) &= i_{p, \text{Koren}}(v_p, v_s, v_g) \times \\
&\times \left(\frac{A v_p}{k_{g1}} + \left(1 - \exp \left(-(\beta v_p)^{1,5} \right) \right) \left(\frac{1}{k_{g1}} - \frac{1}{k_{g2}} \right) - \frac{P_{\text{sec}}(v_p, v_s, v_g)}{k_{g2}} \right), \\
i_s(v_p, v_s, v_g) &= \frac{i_{p, \text{Koren}}(v_p, v_s, v_g)}{k_{g2}} \left(1 + \alpha_s \exp \left(-\beta v_p \right)^{1,5} + P_{\text{sec}}(v_p, v_s, v_g) \right),
\end{aligned} \tag{1.3.9}$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке; $k_p, \mu, k_{VB}, x, S, a_p, \lambda, v, \omega, A, k_{g1}, \beta, k_{g2}, \alpha_s$ – положительные коэффициенты. Ток управляющей сетки имитируется с помощью диодной характеристики и, соответственно, не зависит от напряжений на аноде и экранной сетке.

Анализ моделей. Результаты аппроксимации статических характеристик генераторного тетрода ТН 576 с использованием вышеприведенных функций сведены в таблицы 1.3.1 и 1.3.2. Поиск коэффициентов аппроксимирующих функций осуществлен по критерию минимизации нормированной среднеквадратической ошибки. Из описаний моделей и ошибок аппроксимации видно, что наибольшую точность обеспечивает модель пентода Рифмана.

Таблица 1.3.1. Ошибка аппроксимации тока анода тетрода *TH 576*

Модель	<i>NRMSE</i> , %	<i>NMAE</i> , %	<i>NMaxAE</i> , %
Дункана Мунро	3,37	2,40	15,40
Нормана Корена	3,73	2,74	16,27
Чарльза Райдела, пентод	3,67	2,54	14,62
Чарльза Райдела, лучевой тетрод	3,51	2,38	15,96
Санбао Чжэна и Джона Кина	5,64	3,49	28,63
Дэрка Рифмана, пентод	2,16	1,62	9,98
Дэрка Рифмана, лучевой тетрод	2,48	1,78	11,42

NRMSE – нормированная среднеквадратическая ошибка

NMAE – нормированный средний модуль ошибки

NMaxAE – нормированный максимальный модуль ошибки

Нормировка во всех случаях осуществляется к диапазону величины тока.

Таблица 1.3.2. Ошибка аппроксимации тока экранной сетки тетрода *TH 576*

Модель	<i>NRMSE</i> , %	<i>NMAE</i> , %	<i>NMaxAE</i> , %
Дункана Мунро ¹⁾	9,79	6,86	40,20
Нормана Корена ¹⁾	10,62	7,85	40,30
Чарльза Райдела	6,15	4,14	37,43
Санбао Чжэна и Джона Кина ¹⁾	7,07	4,75	40,20
Дэрка Рифмана, пентод ^{1), 2)}	4,75	3,45	23,39
Дэрка Рифмана, лучевой тетрод ^{1), 2)}	5,11	3,53	26,63

¹⁾ Коэффициенты не совпадают с коэффициентами функции, аппроксимирующей ток анода, поскольку при общих коэффициентах *NRMSE* > 10 %.

²⁾ Без отрицательных токов. Данные об отрицательных токах *TH 576* отсутствуют.

Аппроксимация тока экранной сетки тетрода ГУ-104АМ с помощью выражения из модели пентода Рифмана привела к нормированной среднеквадратической ошибке 6,5 %. Снижение точности аппроксимации для некоторых моделей ламп связано с известной зависимостью закона изменения тока экранной сетки от технологий, используемых при создании конкретной лампы [71]. Поэтому разработка некоторых имитационных моделей тетродов требует индивидуального подхода.

Аппроксимации тока управляющей сетки *TH 576* с помощью выражения из моделей Мунро, Райдела или с использованием экспоненциальной функции (модель диода) приводят к нормированным среднеквадратическим ошибкам около 9 %. Характеризуя существующие модели, следует отметить, что они не позволяют учесть влияние напряжений на аноде и экранной сетке на потребляемую управляющей сеткой мощность, оценка которой важна в случае усилителя класса *E*.

Таким образом, хотя модель Рифмана в случае *TH 576* способна обеспечить воспроизведение токов анода и экранной сетки мощных генераторных тетродов с погрешностью не выше 3 и 5 %, соответственно, но в случае ГУ-104АМ может быть целесообразным нахождение иной функции для аппроксимации тока экранной сетки. И, кроме

того, как и в случае других рассмотренных моделей, нерешенной остается задача аппроксимации тока управляющей сетки.

Выбор подхода к созданию модели. Рассмотрим возможные подходы к созданию модели генераторной лампы для современных программ схемотехнического моделирования [84].

1. Модели, основанные на физической теории, описывающей прибор (ЭВЛ). Данные модели могут характеризоваться хорошей точностью и высокой требовательностью к вычислительным ресурсам. Необходимость знания внутренних физических параметров прибора делает осуществимой задачу создания модели компанией-разработчиком прибора и затрудняет создание модели сторонними лицами.

2. Модели, основанные на воспроизведении результатов измерений, занесенных в таблицы модели. Статические характеристики генераторной лампы могут быть воспроизведены, например, с помощью интерполяции кубическим сплайном. Однако при этом пропадает универсальность применимости модели в *SPICE*-подобных симуляторах электронных схем. Так, например, в среде *PSPICE* реализована лишь линейная интерполяция таблично заданной функции, отражающей зависимость только от одной величины. В подобных программах, как правило, реализована возможность использования полиномиальной функции. Однако, как показал опыт, полиномиальная аппроксимация не обеспечивает требуемую точность воспроизведения статических характеристик генераторного тетрода, кроме того, возникают проблемы при экстраполяции.

3. Модели, основанные на аналитических выражениях, описывающих внешние электрические характеристики прибора (ЭВЛ). Данные модели способны обеспечить хорошую точность при низких требованиях к вычислительным ресурсам. В *SPICE*-подобных симуляторах электронных схем реализована возможность вычисления элементарных функций, на основе которых может быть составлена требуемая аппроксимирующая сложная функция. Данный способ более приемлем для стороннего разработчика модели, несмотря на то, что нахождение аппроксимирующей функции может оказаться не менее трудоемким, чем нахождение математических выражений, описывающих физику работы прибора.

Разумеется, возможно комбинирование указанных подходов в рамках одной модели.

Исходя из вышеизложенных особенностей, в данной работе выбор делается в пользу создания модели описывающей электрические характеристики генераторной лампы и не касающейся физических процессов, протекающих в ней.

1.4. Цель и задачи

Целью работы является повышение КПД и выходной мощности ламповых оконечных каскадов радиопередающих устройств диапазонов ОНЧ – НЧ путем определения рациональных режимов их работы с учетом реальных свойств элементной базы и разработки новых способов управления генераторными лампами на основе использования компьютерных моделей.

Задачи:

1. Развитие математической модели усилителя класса E в части учета падения напряжения на выводах анод – катод активного элемента и конечных значений номиналов разделительных элементов.

2. Разработка методики расчета усилителей класса E на основе математической модели, указанной в пункте 1.

3. Определение входных характеристик нагрузочной цепи, обеспечивающей работу усилителя в классе E с заданным коэффициентом перекрытия поддиапазона частот без перестройки пассивных элементов усилителя и нагрузочной цепи, при постоянных выходной мощности и КПД анодной цепи.

4. Разработка и апробация методики создания имитационных моделей мощных генераторных тетродов и триодов для *SPICE*-подобных программ схемотехнического моделирования, учитывающих, в том числе зависимость тока управляющей сетки от напряжений на электродах лампы.

5. Разработка компьютерных моделей усилителей класса E с использованием предложенных моделей ламп различных типов и определение их характеристик.

6. Исследование способов управления генераторной лампой в усилителе класса E , обеспечивающих уменьшение мощностей, рассеиваемых на сетках лампы, при заданных выходной мощности и КПД анодной цепи.

2. Математическое описание усилителя мощности класса E

2.1. Математическая модель усилителя мощности

Рассмотрим эквивалентную схему однотактного усилителя класса E , изображенную на рисунке 2.1.1.

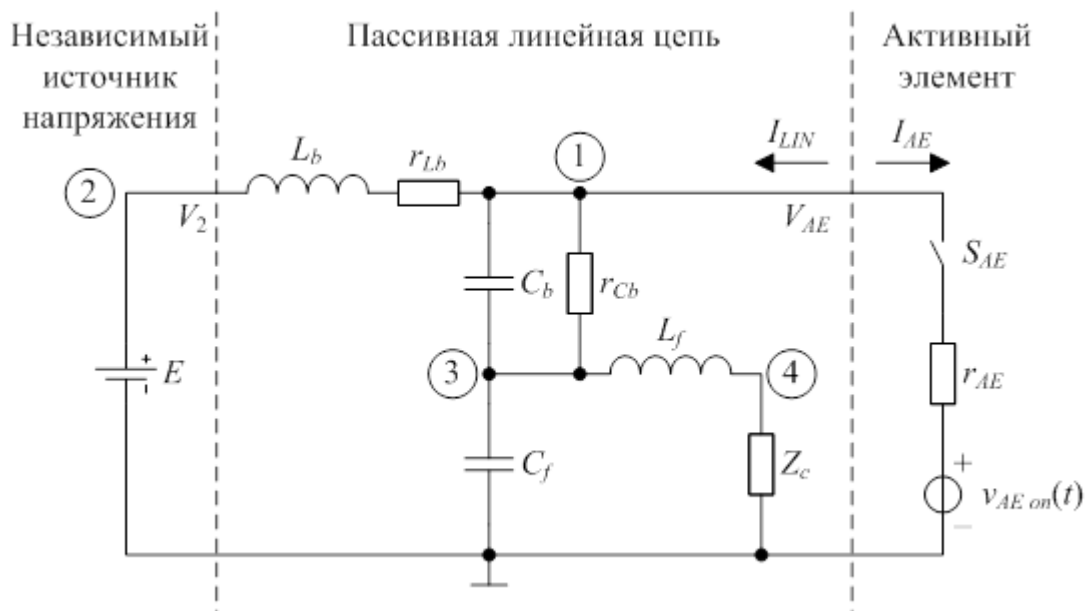


Рисунок 2.1.1. Эквивалентная схема усилителя класса E

Обозначение элементов и их номиналов:

L_b, C_b – разделительные индуктивность и емкость;

L_f, C_f – элементы формирующего контура;

E – источник анодного питания;

$v_{AE\ on}(t)$ – источник, описывающий падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии;

r_{Lb}, r_{Cb}, r_{AE} – сопротивления, обеспечивающие сходимость расчетов, которые также могут использоваться для учета потерь в элементах цепи;

Z_c – комплексное сопротивление нагрузки. Здесь в качестве нагрузки выступают параллельный контур (параллельное включение R_c, L_c, C_c) и математическая абстракция – контур, проводимость которого конечна только на рабочей частоте усилителя, характеризующийся сопротивлением $Z_c = R_c + i X_c$. При использовании матричного метода гармонического баланса,

увеличение количества реактивных элементов не приводит к резкому усложнению вычислений, как было бы в случае аналитических расчетов через дифференциальные уравнения. Поэтому с помощью описанной здесь модели при необходимости можно учесть практически любую пассивную линейную цепь.

Ключ S_{AE} может проводить ток в двух направлениях. Учет однонаправленной проводимости усложнит процедуру расчета и заметно (ориентировочно на порядок) увеличит длительность вычислений. Данное допущение мало ограничивает применимость модели, поскольку в случае использования в качестве АЭ генераторных тетродов необходимо, чтобы, в то время как тетрод находится в проводящем состоянии, напряжение на аноде превышало напряжение на экранной сетке, которое является положительным. Частотные свойства АЭ не учитываются, что допустимо в рамках приближенного расчета в диапазонах ОНЧ – НЧ, где выходная емкость генераторного тетрода, как правило, не оказывает существенного влияния на энергетические характеристики усилителя.

Период работы T усилителя условно делится на две части: 1) ключ S_{AE} находится в проводящем состоянии при $t \in [0, t_p)$, 2) ключ S_{AE} находится в непроводящем состоянии при $t \in [t_p, T)$, где t_p – длительность проводящего состояния ключа S_{AE} за период.

Опишем стационарный режим работы усилителя. Условимся, что в представляющем практический интерес режиме (далее – интересующий режим), при переходе ключа S_{AE} в проводящее состояние не должно быть скачкообразного изменения напряжения на АЭ (и емкости C_f), а ток АЭ должен быть равен нулю. Тогда задача обеспечения интересующего режима работы усилителя сводится к задаче нахождения соответствующих этому режиму параметров усилителя.

Условимся, что v, i означают напряжения и токи во временной области, а V, I – в частотной. Жирным шрифтом обозначаются векторы и матрицы.

Пассивная линейная цепь описывается в частотной области. АЭ описывается во временной области через закон изменения тока i_{AE} от напряжения v_{AE} . При этом ток на выходе пассивной линейной цепи I_{LIN} равен по величине току через АЭ I_{AE} и имеет противоположный знак. Ток АЭ i_{AE} можно выразить в частотной области через дискретное преобразование Фурье (ДПФ), а напряжение V_{AE} , заданное в частотной области, выражается во временной области через обратное ДПФ. Задача сводится к нахождению напряжения V_{AE} из уравнения

$$\mathbf{F} = \mathbf{I}_{LIN} + \mathbf{I}_{AE} = \mathbf{Y}_{12} \mathbf{V}_2 + \mathbf{Y}_{11} \mathbf{V}_{AE} + \mathbf{I}_{AE} = 0, \quad (2.1.1)$$

где $\mathbf{Y}_{11}, \mathbf{Y}_{12}$ – матрицы, состоящие из соответствующих Y -параметров пассивного линейного четырехполюсника; \mathbf{V}_2 – вектор, характеризующий независимый источник напряжения в частотной области; \mathbf{V}_{AE} – вектор, характеризующий напряжение на АЭ в частотной области; \mathbf{I}_{AE} – вектор, характеризующий ток АЭ в частотной области.

Под ДПФ в данном случае будем подразумевать

$$X_0 = \frac{1}{S} \sum_{s=0}^{S-1} x_s, \quad X_k = \frac{2}{S} \sum_{s=0}^{S-1} x_s e^{-i \frac{2\pi k s}{S}}, \quad k = 1, \dots, K-1, \quad (2.1.2)$$

под обратным ДПФ

$$x_s = \sum_{k=1}^K \left(X_k^R \cos\left(\frac{2\pi k s}{S}\right) - X_k^I \sin\left(\frac{2\pi k s}{S}\right) \right), \quad s = 0, \dots, S-1, \quad (2.1.3)$$

где X_k , x_s – элементы векторов напряжения или тока в частотной и временной областях, соответственно; X_k^R , X_k^I – действительная и мнимая части k -ой гармоники \mathbf{X} ; k – индекс гармоники; K – число гармоник; s – индекс отсчета; $S = 2K - 1$ – число (нечетное) отсчетов за период. Таким образом, система (2.1.1) должна состоять из S уравнений.

Запишем совокупности величин X_k и x_s в виде векторов \mathbf{X} и \mathbf{x} , соответственно,

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1^R \\ X_1^I \\ X_2^R \\ X_2^I \\ \dots \\ X_{K-1}^R \\ X_{K-1}^I \end{pmatrix}, \quad (2.1.4)$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \dots \\ x_{S-1} \end{pmatrix}. \quad (2.1.5)$$

Тогда $\mathbf{x} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{X}$, где $\mathbf{\Gamma}^{-1}$ – матрица обратного ДПФ

$$\Gamma^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{S}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{S}\right) & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 2 \cdot 0}{S}\right) & \dots & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot (K-1) \cdot 0}{S}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{S}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{S}\right) & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 2 \cdot 1}{S}\right) & \dots & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot (K-1) \cdot 1}{S}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot (S-1)}{S}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot 1 \cdot (S-1)}{S}\right) & \cos\left(\frac{2\pi \cdot 2 \cdot (S-1)}{S}\right) & \dots & -\sin\left(\frac{2\pi \cdot (K-1) \cdot (S-1)}{S}\right) \end{pmatrix}. \quad (2.1.6)$$

Элементы (2.1.1) имеют следующий вид

$$\mathbf{Y}_{m,n} = \begin{pmatrix} Y_{m,n}(0) & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \operatorname{Re}(Y_{m,n}(\omega_p)) & -\operatorname{Im}(Y_{m,n}(\omega_p)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \operatorname{Im}(Y_{m,n}(\omega_p)) & \operatorname{Re}(Y_{m,n}(\omega_p)) & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \operatorname{Re}(Y_{m,n}((K-1)\omega_p)) & -\operatorname{Im}(Y_{m,n}((K-1)\omega_p)) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \operatorname{Im}(Y_{m,n}((K-1)\omega_p)) & \operatorname{Re}(Y_{m,n}((K-1)\omega_p)) \end{pmatrix}, \quad (2.1.7)$$

где $\omega_p = 2\pi/T$ – рабочая угловая частота;

$$Y_{11}(\omega) = \frac{1}{i\omega L_b + r_{Lb}} + \frac{1}{\frac{1}{i\omega C_b + \frac{1}{r_{Cb}}} + \frac{1}{i\omega C_f + \frac{1}{i\omega L_f + \frac{1}{Y_c(\omega)}}}}, \quad (2.1.8)$$

где Y_c – проводимость нагрузки, равная в случае параллельного контура

$$Y_c(\omega) = \frac{1}{i\omega L_c + r_c} + i\omega C_c + \frac{1}{R_c}, \quad (2.1.9)$$

а в случае контура, проводимость которого конечна только на рабочей частоте

$$Y_c(\omega) = \begin{cases} 1/r_c, & \omega \neq \omega_p \\ 1/(R_c + iX_c), & \omega = \omega_p \end{cases}, \quad (2.1.10)$$

где r_c – сопротивление, введенное для обеспечения сходимости расчетов,

$$Y_{12}(\omega) = -\frac{1}{i\omega L_b + r_{Lb}}, \quad (2.1.11)$$

$$\mathbf{V}_2 = \begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (2.1.12)$$

при количестве элементов в \mathbf{V}_2 , равном S ,

$$\mathbf{V}_{AE} = \begin{pmatrix} V_{AE 0} \\ V_{AE 1}^R \\ V_{AE 1}^I \\ V_{AE 2}^R \\ V_{AE 2}^I \\ \dots \\ V_{AE K-1}^R \\ V_{AE K-1}^I \end{pmatrix}, \quad (2.1.13)$$

где $V_{AE k}^R, V_{AE k}^I$ – действительная и мнимая части k -ой гармоники \mathbf{V}_{AE} ,

$$\mathbf{I}_{AE} = \begin{pmatrix} I_{AE 0} \\ I_{AE 1}^R \\ I_{AE 1}^I \\ I_{AE 2}^R \\ I_{AE 2}^I \\ \dots \\ I_{AE K-1}^R \\ I_{AE K-1}^I \end{pmatrix}, \quad (2.1.14)$$

где $I_{AE k}^R$, $I_{AE k}^I$ – действительная и мнимая части k -ой гармоники \mathbf{I}_{AE} .

Проводимость S_{AE} и r_{AE} в течение периода T описывается следующей функцией

$$g_{AE}(t) = \begin{cases} 1/r_{AE}, & t \in [0, t_p) \\ 0, & t \in [t_p, T) \end{cases}, \quad (2.1.15)$$

следует обратить внимание на то, что в данном случае она имеет лишь временную зависимость и не зависит от приложенного напряжения. Если бы данная проводимость зависела от напряжения v_{AE} , это привело бы к необходимости решения нелинейного уравнения (2.1.1) (в простейшем случае методом Ньютона). Матрица, составленная из проводимостей $g_{AE}(t)$ в различные моменты времени

$$\mathbf{g}_{AE} = \begin{pmatrix} g_{AE}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g_{AE}(\Delta t) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & g_{AE}((S-1)\Delta t) \end{pmatrix}, \quad (2.1.16)$$

где $\Delta t = T/S$.

Зададим две функции, описывающие падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии (при условии, что r_{AE} пренебрежимо мало). Первая из них характеризует случай постоянного падения напряжения

$$v_{AE on}(t) = \begin{cases} E_{AE}, & t \in [0, t_p) \\ 0, & t \in [t_p, T) \end{cases}, \quad (2.1.17)$$

где E_{AE} – максимальное (и в данном случае единственное) значение напряжения на АЭ в проводящем состоянии. Вторая – случай изменения напряжения по заданному временному закону

$$v_{AE\ on}(t) = \begin{cases} k_1 \cdot \left(\frac{(k_2 t)^{k_3} - 1}{(k_2 t)^{k_3} + 1} + 1 \right), & t \in [0, t_p) \\ 0, & t \in [t_p, T) \end{cases}, \quad (2.1.18)$$

$$k_1 = \frac{E_{AE}}{\frac{(k_2 t_p)^{k_3} - 1}{(k_2 t_p)^{k_3} + 1} + 1}, \quad k_2 = \frac{2}{t_p}, \quad k_3 = 4.$$

Запишем отсчеты функции $v_{AE\ on}(t)$ в виде вектора с количеством элементов, равным S ,

$$\mathbf{v}_{AE\ on} = \begin{pmatrix} v_{AE\ on}(0) \\ v_{AE\ on}(\Delta t) \\ \dots \\ v_{AE\ on}(t_p) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (2.1.19)$$

Тогда ток АЭ во временной области равен

$$\mathbf{i}_{AE} = \mathbf{g}_{AE} \cdot (\mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{V}_{AE} - \mathbf{v}_{AE\ on}), \quad (2.1.20)$$

а в частотной

$$\mathbf{I}_{AE} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{g}_{AE} \cdot (\mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{V}_{AE} - \mathbf{v}_{AE\ on}). \quad (2.1.21)$$

Подставив последнее выражение в уравнение (2.1.1) и решив его относительно \mathbf{V}_{AE} , получим

$$\mathbf{V}_{AE} = (\mathbf{Y}_{11} + \mathbf{\Gamma} \mathbf{g}_{AE} \mathbf{\Gamma}^{-1})^{-1} (\mathbf{\Gamma} \mathbf{g}_{AE} \mathbf{v}_{AE\ on} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{V}_2), \quad (2.1.22)$$

тогда отсчеты напряжения

$$\mathbf{v}_{AE} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{V}_{AE}. \quad (2.1.23)$$

Таким образом, получено выражение, позволяющее определить напряжение на АЭ для заданного числа отсчетов. Запишем выражения для прочих, интересующих нас токов и напряжений.

Отсчеты тока индуктивности L_b

$$\mathbf{i}_{Lb} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \cdot (-\mathbf{Y}_{12} \cdot (\mathbf{V}_2 - \mathbf{V}_{AE})). \quad (2.1.24)$$

Зададим матрицы проводимостей $\mathbf{Y}_{Cb\ Cf\ Lf\ Zc}$ и $\mathbf{Y}_{Cf\ Lf\ Zc}$ вида (2.1.7), элементы которых определяются из выражений

$$Y_{C_b C_f L_f Z_c}(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{i\omega C_b + \frac{1}{r_{Cb}}} + \frac{1}{i\omega C_f + \frac{1}{i\omega L_f + \frac{1}{Y_c(\omega)}}}}, \quad (2.1.25)$$

$$Y_{C_f L_f Z_c}(\omega) = \frac{1}{i\omega C_f + \frac{1}{i\omega L_f + \frac{1}{Y_c(\omega)}}}, \quad (2.1.26)$$

тогда ток через C_b и r_{Cb} в частотной области

$$\mathbf{I}_{C_b} = Y_{C_b C_f L_f Z_c} \mathbf{V}_{AE}, \quad (2.1.27)$$

напряжение в узле 3 (см. рисунок 2.1.1) в частотной области

$$\mathbf{V}_3 = Y_{C_f L_f Z_c}^{-1} \mathbf{I}_{C_b}, \quad (2.1.28)$$

напряжение на емкости C_b в частотной области

$$\mathbf{V}_{C_b} = \mathbf{V}_{AE} - \mathbf{V}_3, \quad (2.1.29)$$

а напряжение на C_b во временной области

$$\mathbf{v}_{C_b} = \Gamma^{-1} \mathbf{V}_{C_b}. \quad (2.1.30)$$

Зададим матрицы проводимостей Y_c и $Y_{L_f Z_c}$ вида (2.1.7), элементы которых определяются из выражений (2.1.9) или (2.1.10) и

$$Y_{L_f Z_c}(\omega) = \frac{1}{i\omega L_f + \frac{1}{Y_c}}, \quad (2.1.31)$$

тогда ток нагрузки в частотной области

$$\mathbf{I}_c = Y_{L_f Z_c} \mathbf{V}_3, \quad (2.1.32)$$

а во временной

$$\mathbf{i}_c = \Gamma^{-1} \mathbf{I}_c, \quad (2.1.33)$$

напряжение на нагрузке во временной области

$$\mathbf{v}_c = \Gamma^{-1} \cdot (Y_c^{-1} \mathbf{I}_c). \quad (2.1.34)$$

Первым условием интересующего режима работы усилителя считаем равенство напряжения на АЭ в момент $t = T - \Delta t$ (непроводящее состояние) падению напряжения на АЭ в момент $t = 0$ (проводящее состояние). То есть это условие означает отсутствие скачкообразного изменения напряжения на АЭ (и емкости C_f) при его переходе в проводящее состояние. Приближенно его можно выразить с помощью линейной экстраполяции

$$2v_{AE\ S-1} - v_{AE\ S-2} - v_{AE\ on}(0) = 0, \quad (2.1.35)$$

где $v_{AE\ S-1}$, $v_{AE\ S-2}$ – это $(S-1)$ -й и $(S-2)$ -й отсчеты напряжения на АЭ.

Второе условие интересующего режима – равенство нулю тока АЭ в момент его перехода в проводящее состояние. Это условие совпадает с условием равенства нулю производной по времени от напряжения АЭ в момент его перехода в проводящее состояние. Приближенно его можно выразить с помощью линейной экстраполяции

$$2v_{AE\ S-1} - 3v_{AE\ S-2} + v_{AE\ S-3} = 0. \quad (2.1.36)$$

Для решения задач, основанных на работе с приведенной моделью усилителя, использовалась среда *MATLAB*.

Задача сводится к нахождению совокупности интересующих режимов для различного набора параметров, характеризующих усилитель. В общем случае такими параметрами являются X_{Lb} (реактивное сопротивление L_b), X_{Cb} (реактивное сопротивление C_b), E_{AE} , t_p и параметры нагрузки.

Условимся добавлять индекс « n » для обозначения напряжений, токов, сопротивлений, индуктивностей, емкостей и мощностей, относящихся к непосредственным расчетам по рассматриваемой математической модели. Это правило не касается временных характеристик.

Поскольку определение параметров интересующего режима осуществляется в цикле по заданным наборам параметров, имеет смысл ускорение данного процесса путем ограничения точности расчетов через уменьшение количества отсчетов S . Определим достаточное S с учетом специфики решаемой задачи. Выберем точку: $T = 2\pi$ (значение удобно для ведения расчетов, поскольку в этом случае $L = X_L$, а $C = 1/X_C$); $t_p = \pi$; $E_n = 1$; $R_{cn} = 1$; $E_{AE\ n} = 0,1$ при постоянном падении напряжения на АЭ в проводящем состоянии; $X_{Lb\ n} = 10$; $X_{Cb\ n} = 0,01$; фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки $\varphi_{VI} = 0$; добротность нагрузки – параллельного контура – $Q_c = 5$. Здесь и далее определим $r_{Lb\ n} = r_{AE\ n} = 10^{-6}R_{cn}$, $r_{cn} = 10^{-9}R_{cn}$, $r_{Cb\ n} = 10^6R_{cn}$. Поскольку $E_n = 1$, $R_{cn} = 1$, $\varphi_{VI} = 0$, то можно считать, что все напряжения в усилителе нормированы к напряжению анодного питания, а все сопротивления – к активной части сопротивления нагрузки. В случае токов, индекс « n » можно воспринимать как нормировку к величине $E_n/R_{cn} = 1$.

Найдем характеристики интересующего режима при различных S . Сперва определим параметры интересующего режима с высокой точностью – в данном случае при $S = 1001$. Используя найденные значения $X_{Lf\ n}$ и $X_{Cf\ n}$, проведем компьютерное имитационное моделирование усилителя, считая его результаты эталонными. Далее, сравним с этими результатами результаты нахождения интересующего режима при различных S . Данные сведены в таблицу 2.1.1.

Таблица 2.1.1. Характеристики интересующего режима при различном количестве отсчетов S

Источник результатов	X_{Lfn}	X_{Cfn}	v_{mn}	v_{AEmn}	i_{AEmn}	I_{1mn}
КИМ	1,277	2,946	0,945	3,415	1,348	0,920
Модель, $S = 1001$	1,277	2,946	0,945	3,414	1,355	0,920
Модель, $S = 501$	1,280	2,945	0,943	3,410	1,350	0,918
Модель, $S = 201$	1,288	2,942	0,938	3,399	1,329	0,914
Модель, $S = 101$	1,298	2,934	0,391	3,380	1,286	0,907
Модель, $S = 51$	1,317	2,904	0,916	3,325	1,290	0,893

КИМ – компьютерное имитационное моделирование

X_{Lfn} , X_{Cfn} – сопротивления индуктивности и емкости формирующего контура

v_{mn} – амплитуда напряжения на нагрузке

v_{AEmn} – максимальное напряжение на АЭ

i_{AEmn} – максимальный ток АЭ

I_{1mn} – амплитуда первой гармоники тока нагрузки

При анализе результатов исследования необходимо помнить, что неидеальность элементов реального усилителя может привести к отклонениям характеристик от расчетных на несколько процентов. Поэтому поиск параметров с точностью достаточной для инженерных расчетов может быть проведен уже при $S = 51$. При этом погрешности определения X_{Lfn} и X_{Cfn} составляют 3,1 и 1,4 %, соответственно. Дальнейший поиск интересующих режимов проведен при $S = 201$, что обеспечивает бóльшую точность при приемлемом времени расчета.

Рассмотрим влияние добротности нагрузки Q_c на параметры интересующего режима работы усилителя. Параметры, при которых будет проводиться исследование: $T = 2\pi$; $t_p = \pi$; $E_n = 1$; $R_{cn} = 1$; $E_{AEn} = 0,1$ при постоянном падении напряжения на АЭ в проводящем состоянии; $X_{Lbn} = 10$; $X_{Cbn} = 0,01$; $\varphi_{VI} = 0$. В таблице 2.1.2 приведены результаты расчетов. Как видно, при изменении добротности от 100 до 3 значения X_{Lfn} и X_{Cfn} , обеспечивающие интересующий режим, изменяются на 3 и 0,1 %, соответственно, что вполне может уложиться в технологический разброс номиналов элементов усилителя. В дальнейших расчетах принимаем, что в качестве нагрузки используется контур, проводимость которого конечна только на рабочей частоте (как видно, этот случай близок к случаю $Q_c = 100$). Напряжение на нагрузке при этом является моногармоническим.

Таблица 2.1.2. Характеристики интересующего режима работы усилителя при различных значениях добротности нагрузки

Q_c	X_{Lfn}	X_{Cfn}	v_{mn}	v_{AEmn}	i_{AEmn}	I_{1mn}
—*	1,270	2,969	0,921	3,396	1,328	0,922
100	1,270	2,967	0,922	3,396	1,328	0,921
50	1,271	2,966	0,923	3,397	1,328	0,921
20	1,273	2,961	0,924	3,397	1,328	0,920
10	1,277	2,953	0,928	3,398	1,329	0,918
5	1,288	2,942	0,938	3,399	1,329	0,914
3	1,308	2,936	0,955	3,402	1,330	0,905

* Используется контур, проводимость которого конечна только на рабочей частоте.

X_{Lfn}, X_{Cfn} – сопротивления индуктивности и емкости формирующего контура

v_{mn} – амплитуда напряжения на нагрузке

v_{AEmn} – максимальное напряжение на АЭ

i_{AEmn} – максимальный ток АЭ

I_{1mn} – амплитуда первой гармоники тока нагрузки

Исследуем влияние фазового сдвига между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{VI} на характеристики усилителя. Для каждого фазового сдвига найдены параметры формирующего контура, обеспечивающие интересующий режим работы усилителя. Результаты сведены в таблицу 2.1.3. Видно, что при изменении фазового сдвига φ_{VI} меняются и настройки формирующего контура X_{Lfn}, X_{Cfn} . Причем угловая частота $1/\sqrt{L_f C_f}$ изменяется от 0,503 при $\varphi_{VI} = -0,698$ до 0,916 при $\varphi_{VI} = 0,698$. Таким образом, при изменении φ_{VI} при прочих равных условиях усилитель перестает работать в интересующем режиме.

Рассмотрим влияние относительной длительности проводящего состояния АЭ $t_{pn} = t_p/T$ на характеристики усилителя, работающего в интересующем режиме. Результаты приведены в таблице 2.1.4. Как видно, при изменении t_{pn} и неизменной нагрузке требуется перенастройка формирующего контура.

Таблица 2.1.3. Характеристики усилителя класса E при различных фазовых сдвигах между напряжением и током нагрузки

X_{Lfn}	X_{Cfn}	X_{cn}	v_{mn}	v_{AEmn}	$i_{AE avg n}$	i_{AEmn}	I_{1mn}	I_{2mn}	I_{3mn}	I_{4mn}	I_{5mn}	P_{1mn}	φ_{VI} , рад
1,997	3,321	-0,839	1,268	3,366	0,524	1,4	0,971	0,196	0,034	0,013	0,006	0,472	-0,698
1,760	3,230	-0,577	1,109	3,373	0,512	1,4	0,960	0,223	0,039	0,014	0,007	0,461	-0,524
1,572	3,144	-0,364	1,009	3,380	0,500	1,3	0,949	0,250	0,044	0,016	0,008	0,450	-0,349
1,413	3,058	-0,176	0,950	3,388	0,487	1,3	0,936	0,280	0,049	0,017	0,008	0,438	-0,175
1,270	2,969	0,000	0,921	3,396	0,472	1,3	0,921	0,312	0,055	0,018	0,009	0,425	0,000
1,135	2,873	0,176	0,918	3,406	0,454	1,3	0,904	0,351	0,062	0,020	0,010	0,408	0,175
1,004	2,763	0,364	0,937	3,417	0,431	1,3	0,880	0,399	0,071	0,021	0,011	0,388	0,349
0,873	2,637	0,577	0,979	3,432	0,399	1,3	0,848	0,461	0,083	0,023	0,012	0,359	0,524
0,744	2,493	0,839	1,043	3,453	0,354	1,2	0,799	0,546	0,100	0,024	0,013	0,319	0,698

X_{Lfn} , X_{Cfn} – реактивные сопротивления индуктивности и емкости формирующего контура; X_{cn} – реактивное сопротивление нагрузки; v_{mn} – амплитуда напряжения на нагрузке; v_{AEmn} – максимальное напряжения на АЭ; $i_{AE avg n}$ – среднее значение тока АЭ; i_{AEmn} – максимальный ток АЭ; I_{1mn} , I_{2mn} , I_{3mn} , I_{4mn} , I_{5mn} – амплитуды гармоник тока нагрузки; P_{1mn} – мощность первой гармоники в нагрузке; φ_{VI} – фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки.

Для всех режимов: $T = 2\pi$; $t_p = \pi$; $E_n = 1$; $E_{AEn} = 0,1$; $v_{AE on}(t) = const$; $X_{Lbn} = 10$; $X_{Cbn} = 0,01$; $R_{cn} = 1$; среднее значение напряжения на АЭ $v_{AE avg n} = 1$.

Таблица 2.1.4. Характеристики усилителя класса E при различных длительностях проводящего состояния АЭ

t_{pn}	X_{Lfn}	X_{Cfn}	v_{mn}	v_{AEmn}	$i_{AE avg n}$	i_{AEmn}	I_{1mn}	I_{2mn}	I_{3mn}	I_{4mn}	I_{5mn}	P_{1mn}
0,35	2,222	2,882	0,535	2,654	0,159	0,8	0,535	0,092	0,013	0,005	0,003	0,143
0,40	1,859	2,872	0,648	2,860	0,233	0,9	0,648	0,142	0,016	0,009	0,004	0,210
0,45	1,550	2,907	0,775	3,104	0,334	1,1	0,775	0,212	0,027	0,014	0,005	0,301
0,50	1,270	2,969	0,921	3,396	0,472	1,3	0,921	0,312	0,055	0,018	0,009	0,425
0,55	0,999	3,021	1,093	3,754	0,664	1,5	1,093	0,468	0,115	0,021	0,017	0,597
0,60	0,704	2,923	1,304	4,207	0,945	2,0	1,304	0,768	0,244	0,047	0,024	0,851

t_{pn} – нормированная к рабочему периоду длительность проводящего состояния АЭ.

Для всех режимов: $T = 2\pi$; $E_n = 1$; $E_{AEn} = 0,1$; $v_{AE on}(t) = const$; $X_{Lbn} = 10$; $X_{Cbn} = 0,01$; $R_{cn} = 1$; $\varphi_{VI} = 0$; среднее значение напряжения на АЭ $v_{AE avg n} = 1$.

Поскольку количество различных вариантов сочетаний параметров в данном усилителе может быть чрезвычайно велико, затруднительно привести набор данных, который позволил бы рассчитать все возможные случаи. Поэтому при необходимости расчета конкретного усилителя может понадобиться проводить соответствующий используемому набору параметров поиск свободных переменных, обеспечивающих интересующий режим работы. В качестве примера, который может иметь практическое применение, были найдены характеристики усилителей, работающих в интересующем режиме при следующих значениях параметров: $T = 2\pi$; $t_{pn} = 0,40, 0,45, 0,50$; $E_n = 1$; $v_{AE\ on}(t) = const, v_{AE\ on}(t) = f(t)$; $X_{Lb\ n} = 10$; $X_{Cb\ n} = 0,01$; $R_{c\ n} = 1$; $\varphi_{VI} = -\pi/3, -\pi/6, 0, \pi/6, \pi/3$; КПД анодной цепи по первой гармонике $\eta_1 = 0,85, 0,90, 0,95, 1,00$. Нагрузка – контур, проводимость которого конечна только на рабочей частоте усилителя. Таким образом, количество рассматриваемых вариантов равно 105. Их характеристики приведены в таблице приложения 1.

На основе полученных данных можно составить методику расчета усилителя класса E .

2.2. Методика расчета усилителя на фиксированной частоте

В главе 4 в качестве тестовой нагрузки однотактного усилителя будет выступать контур из параллельно включенных R_c , L_c и C_c . Поэтому здесь, помимо общих выражений для нахождения комплексного сопротивления нагрузки, также приводятся выражения для определения номиналов элементов тестовой нагрузки. Расчет контура, изображенного на рисунке 1.2.10 (емкость включена параллельно последовательно соединенным индуктивности и сопротивлению), может быть найден в литературе [69].

Полагаем, что напряжение на выходе усилителя приближенно является моногармоническим.

Исходные данные для расчета:

напряжение анодного питания E ;

КПД анодной цепи по первой гармонике η_1 (для соответствия с данными таблицы приложения 1 значение должно составлять 0,85; 0,90; 0,95; 1,00);

рабочая частота усилителя f ;

нормированная длительность проводящего состояния АЭ t_{pn} (для соответствия с данными таблицы приложения 1 значение должно составлять 0,40; 0,45; 0,50)

средняя за период мощность первой гармоники, отдаваемая в нагрузку P_{1m} ;

нормированные реактивные сопротивления X_{Lbn} и X_{Cbn} на частоте f (для соответствия с данными таблицы приложения 1 значения должны составлять 10 и 0,01, соответственно);

выходная емкость АЭ C_{AE} ;

фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{V1} (для соответствия с данными таблицы приложения 1 значение должно составлять $-\pi/3$, $-\pi/6$, 0 , $\pi/6$, $\pi/3$);

однотактный (рисунок 2.2.1) ($A = 1$) или двухтактный (рисунок 2.2.2) ($A = 2$) усилитель;

добротность нагрузки Q_c (для случая нагрузки – параллельного контура).

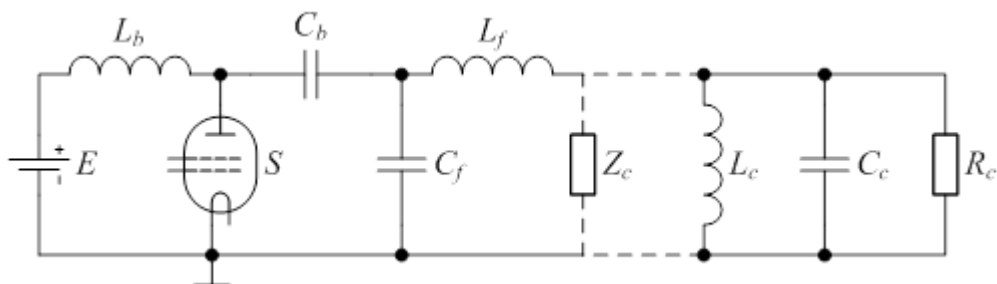


Рисунок 2.2.1. Однотактный усилитель класса E

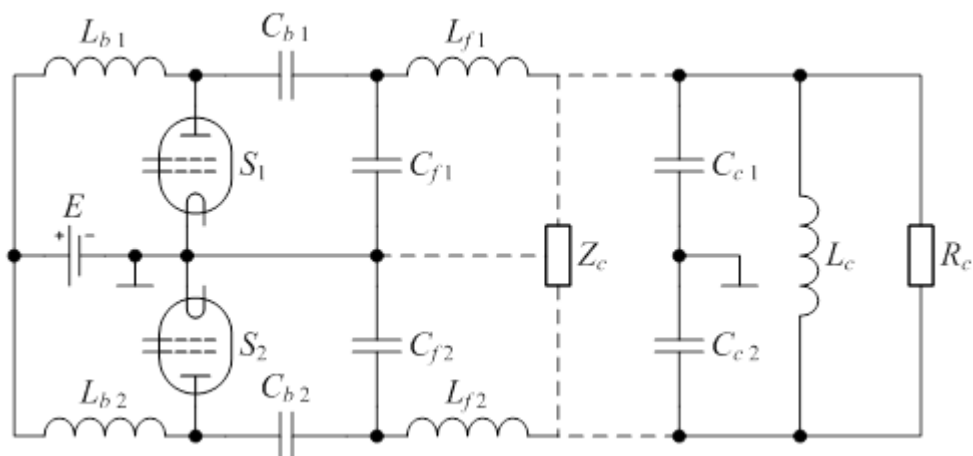


Рисунок 2.2.2. Двухтактный усилитель класса E

Из таблицы приложения 1 находим соответствующие значения параметров: нормированное максимальное напряжение на АЭ в проводящем состоянии $E_{AE n}$; нормированные реактивные сопротивления элементов формирующего контура $X_{Lf n}$ и $X_{Cf n}$; нормированную амплитуду напряжения на нагрузке $v_{m n}$; нормированное максимальное значение напряжения на АЭ $v_{AE m n}$; нормированное среднее значение тока разделительной индуктивности $i_{Lb n}$; нормированную величину максимального тока АЭ $i_{AE m n}$; нормированную амплитуду первой гармоники тока нагрузки $I_{1 m n}$.

Рабочая угловая частота

$$\omega = 2\pi f . \quad (2.2.1)$$

Длительность проводящего состояния АЭ

$$t_p = t_{p n} / f . \quad (2.2.2)$$

Максимальное напряжение на АЭ в проводящем состоянии

$$E_{AE} = E_{AE n} E . \quad (2.2.3)$$

Средняя за период мощность, потребляемая от источника анодного питания (для данных из таблицы приложения 1 мощность высших гармоник в нагрузке равна нулю)

$$P_E = P_{1m} / \eta_1 . \quad (2.2.4)$$

Средняя за период мощность, рассеиваемая на аноде одного АЭ,

$$P_{AE} = (P_E - P_{1m}) / A . \quad (2.2.5)$$

Амплитуда напряжения на выходе одного «плеча» усилителя

$$v_{out m} = v_{m n} E . \quad (2.2.6)$$

Амплитуда напряжения на нагрузке

$$v_m = A v_{m n} E . \quad (2.2.7)$$

Амплитуда первой гармоники тока нагрузки

$$I_{1m} = 2P_{1m} / (v_m \cos(\varphi_{VI})). \quad (2.2.8)$$

Активная часть сопротивления нагрузки

$$Z_c^R = v_m \cos(\varphi_{VI}) / I_{1m}. \quad (2.2.9)$$

Реактивная часть сопротивления нагрузки

$$Z_c^I = Z_c^R \operatorname{tg}(\varphi_{VI}). \quad (2.2.10)$$

Среднее значение напряжения на АЭ

$$v_{AE \text{ avg}} = E. \quad (2.2.11)$$

Максимальное напряжение на АЭ

$$v_{AE m} = v_{AE m n} E. \quad (2.2.12)$$

Постоянная составляющая тока L_b и среднее значение тока АЭ

$$i_{Lb} = i_{AE \text{ avg}} = P_E / E. \quad (2.2.13)$$

Максимальный ток АЭ

$$i_{AE m} = I_{1m} i_{AE m n} / (A I_{1m n}). \quad (2.2.14)$$

Разделительная индуктивность

$$L_b = X_{Lb n} Z_c^R / (A \omega R_{c n}). \quad (2.2.15)$$

Разделительная емкость

$$C_b = A R_{c n} / (X_{Cb n} Z_c^R \omega). \quad (2.2.16)$$

Индуктивность формирующего контура

$$L_f = X_{Lf n} Z_c^R / (A \omega R_{c n}). \quad (2.2.17)$$

Емкость формирующего контура

$$C_f = A R_{c n} / (X_{Cf n} Z_c^R \omega) - C_{AE}. \quad (2.2.18)$$

Если нагрузка – параллельный контур, то его резонансная угловая частота

$$\omega_0 = \pi f \left(\operatorname{tg}(\varphi_{VI}) / Q_c + \sqrt{(\operatorname{tg}(\varphi_{VI}) / Q_c)^2 + 4} \right). \quad (2.2.19)$$

Сопротивление контура

$$R_c = Z_c^R \cdot \left((\operatorname{tg}(\varphi_{VI}))^2 + 1 \right). \quad (2.2.20)$$

Индуктивность контура

$$L_c = R_c / (Q_c \omega_0). \quad (2.2.21)$$

Емкость контура

$$C_c = A Q_c / (R_c \omega_0). \quad (2.2.22)$$

2.3. Работа усилителя в полосе частот

При работе на фиксированной частоте с некоторой длительностью проводящего состояния АЭ формирующий контур усилителя мощности класса E настраивается на заданную нагрузку, характеризующуюся активным и реактивным сопротивлениями. Можно рассмотреть случай обеспечения работы такого усилителя в полосе частот. Как и при работе на фиксированной частоте, здесь можно обеспечить режим, в котором нет скачкообразных изменений напряжения на АЭ, а ток АЭ в момент его перехода в проводящее состояние равен нулю. Помимо этого целесообразно добавить условие постоянства мощности первой гармоники в нагрузке. При этом на каждой частоте в заданной полосе частот будут требоваться собственные наборы значений нормированной длительности проводящего состояния АЭ t_{pn} и сопротивлений нагрузки R_{cn} , X_{cn} . Упрощения процесса перестройки рабочей частоты усилителя в полосе частот удастся добиться в случае синтеза нагрузки с заданными зависимостями R_{cn} , X_{cn} от частоты.

В данном разделе индекс « n » по-прежнему используется для обозначения напряжений, токов, сопротивлений, индуктивностей, емкостей и мощностей, относящихся к непосредственным расчетам по математической модели из раздела 2.1.

Ограничимся коэффициентом перекрытия поддиапазона частот, равным 1,6. Приближение значения коэффициента к 2 усложняет фильтрацию второй гармоники. Двухтактных усилителей данное ограничение также касается, поскольку вторая гармоника на выходе возникает из-за асимметрии «плеч». В [13] рекомендуется использовать коэффициент перекрытия не более 1,4.

В общем случае для обеспечения работы рассматриваемого усилителя в полосе частот нужно вести поиск параметров усилителя, учитывая предъявляемые к нему требования. Далее приведен пример работы усилителя в полосе частот для частного случая таких требований.

Зададимся параметрами математической модели: период колебаний на минимальной частоте $T_{fmin} = 2\pi$; напряжение питания $E_n = 1$; активное и реактивное сопротивление нагрузки на минимальной частоте $R_{cfmin n} = 1$, $X_{cfmin n} = 0$. Период колебаний на максимальной частоте $T_{fmax} = T_{fmin}/1,6$. Как и при рассмотрении работы усилителя на фиксированной частоте, в данном случае есть набор свободных параметров: падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии $v_{AE on}(t)$, разделительные индуктивность L_{bn} и емкость C_{bn} . Здесь описан частный случай для следующего набора таких параметров: $E_{AE n} = 0,10$; $v_{AE on}(t) = const$; $L_{bn} = 10$; $C_{bn} = 100$ (соответствуют реактивным сопротивлениям на минимальной частоте $X_{Lb fmin n} = 10$;

$X_{Cb_{fmin n}} = 0,01$). Нагрузкой в модели усилителя является комплексное сопротивление, которое на рабочей частоте выражается как $Z_{c n} = R_{c n} + i X_{c n}$, а на других частотах $Z_{c n} = 0$.

В [13] отмечается целесообразность условия, по которому напряжение на выходе усилителя не должно превышать напряжение питания. Это нужно для обеспечения возможности применения результатов расчетов в случае, когда нагрузкой усилителя класса *E* является выходная колебательная система, созданная для работы с усилителем класса *C*. А также, чтобы в случае применения стабилизирующих диодных цепей [85] диоды оставались в непроводящем состоянии в расчетном режиме работы во всей полосе частот.

Зададимся нормированной длительностью проводящего состояния на минимальной частоте полосы: $t_{p_{fmin n}} = 0,50$. Критериями выбора данного значения являются ограничение амплитуды напряжения на нагрузке, а также ограничение максимального напряжения на АЭ. Зададимся условиями (2.1.35), (2.1.36), которые должны выполняться на минимальной частоте полосы

$$2v_{AE S-1} - v_{AE S-2} - v_{AE on}(0) = 0, \quad (2.3.1)$$

$$2v_{AE S-1} - 3v_{AE S-2} + v_{AE S-3} = 0. \quad (2.3.2)$$

Искомыми параметрами усилителя являются индуктивность и емкость формирующего контура L_{fn} , C_{fn} . Найденные в результате решения системы уравнений параметры формирующего контура такие: $L_{fn} = 1,270$; $C_{fn} = 0,337$ (соответствуют реактивным сопротивлениям на минимальной частоте $X_{L_{fmin n}} = 1,270$; $X_{C_{fmin n}} = 2,969$).

После нахождения параметров усилителя на минимальной частоте можно определить параметры усилителя на прочих частотах. На этих частотах также должны выполняться два вышеназванных условия, а также условие постоянства мощности первой гармоники в нагрузке

$$P_{1m n} = R_{c_{fmin n}} I_{1m_{fmin n}}^2 / 2 = R_{c n} I_{1m n}^2 / 2, \quad (2.3.3)$$

где $I_{1m_{fmin n}}$, $I_{1m n}$ – амплитуды первой гармоники тока нагрузки на минимальной и рассматриваемой частотах.

Искомыми величинами являются: нормированная длительность проводящего состояния АЭ $t_{p n}$; активное и реактивное сопротивления нагрузки $R_{c n}$, $X_{c n}$. В таблице 2.3.5 приведены характеристики усилителя в полосе частот. Как видно, меньшей частоте соответствует большее максимальное значение напряжения на АЭ, но меньшее максимальное значение тока АЭ. Поэтому для работы в полосе частот нужно, чтобы АЭ имел больший запас по напряжениям и/или токам, чем требуется при работе на фиксированной частоте. Отметим, что с увеличением фазового сдвига φ_{VI} происходит уменьшение относительных величин высших гармоник тока нагрузки. Но при этом происходит увеличение амплитуды первой гармоники тока.

Таблица 2.3.5. Характеристики усилителя класса E при коэффициенте перекрытия 1,6

f	t_{pn}	R_{cn}	X_{cn}	v_{mn}	v_{AEmn}	i_{AEmn}	I_{1mn}	I_{2mn}	I_{3mn}	I_{4mn}	I_{5mn}	φ_{VI} , рад
1,00 f_{min}	0,500	1,000	0,000	0,921	3,396	1,3	0,921	0,312	0,055	0,018	0,009	0,000
1,05 f_{min}	0,488	0,915	-0,106	0,888	3,313	1,3	0,963	0,284	0,046	0,018	0,008	-0,116
1,10 f_{min}	0,478	0,848	-0,209	0,874	3,240	1,4	1,001	0,259	0,039	0,017	0,007	-0,241
1,15 f_{min}	0,468	0,791	-0,308	0,880	3,176	1,4	1,036	0,237	0,033	0,017	0,006	-0,371
1,20 f_{min}	0,458	0,744	-0,405	0,905	3,119	1,5	1,069	0,218	0,029	0,016	0,005	-0,498
1,25 f_{min}	0,448	0,702	-0,498	0,947	3,070	1,5	1,100	0,202	0,026	0,015	0,005	-0,617
1,30 f_{min}	0,441	0,667	-0,590	1,004	3,025	1,5	1,128	0,187	0,023	0,014	0,005	-0,724
1,35 f_{min}	0,434	0,635	-0,679	1,075	2,985	1,6	1,157	0,174	0,021	0,013	0,005	-0,819
1,40 f_{min}	0,428	0,607	-0,766	1,156	2,947	1,6	1,183	0,163	0,020	0,012	0,005	-0,901
1,45 f_{min}	0,420	0,581	-0,852	1,247	2,914	1,6	1,209	0,152	0,018	0,011	0,004	-0,972
1,50 f_{min}	0,414	0,558	-0,937	1,345	2,884	1,7	1,234	0,143	0,018	0,011	0,004	-1,034
1,55 f_{min}	0,408	0,536	-1,020	1,450	2,856	1,7	1,258	0,135	0,017	0,010	0,004	-1,087
1,60 f_{min}	0,403	0,517	-1,102	1,560	2,830	1,7	1,282	0,127	0,016	0,009	0,004	-1,132

f – частота колебаний; t_{pn} – нормированная к текущему периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ; R_{cn} , X_{cn} – активное и реактивное сопротивления нагрузки; v_{mn} – амплитуда напряжения на нагрузке; v_{AEmn} – максимальное значение напряжения на АЭ; i_{AEmn} – максимальный ток АЭ; X_{Lfn} , X_{Cfn} – реактивные сопротивления индуктивности и емкости формирующего контура; I_{1mn} , I_{2mn} , I_{3mn} , I_{4mn} , I_{5mn} – амплитуды гармоник тока нагрузки; φ_{VI} – фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки.

Параметры усилителя: $f_{min} = 1/(2\pi)$; $E_n = 1$; $E_{AEn} = 0,10$; $L_{bn} = 10$ ($X_{Lbfminn} = 10$); $C_{bn} = 100$ ($X_{Cbffminn} = 0,01$); $L_{fn} = 1,270$ ($X_{Lffminn} = 1,270$), $C_{fn} = 0,337$ ($X_{Cffminn} = 2,969$).

Общие (в данном случае) для всех частот характеристики усилителя:

среднее значение напряжения на АЭ $v_{AEavgn} = 1$;

среднее значение тока АЭ $i_{AEavgn} = 0,472$;

мощность первой гармоники в нагрузке $P_{1mn} = 0,425$.

Для расчета конкретного усилителя по приведенным данным можно использовать методику из раздела 2.2.

Данные из таблицы 2.3.5 можно использовать для расчета параметров усилителя в полосе частот с коэффициентом перекрытия меньшим, чем 1,6. Для этого достаточно выбрать наиболее подходящую полосу частот из таблицы.

Выбрав иное значение длительности проводящего состояния на минимальной частоте $t_{p\,fmin\,n}$, а также значение $X_{c\,fmin\,n}$, и заново решив системы уравнений, можно получить иные наборы $t_{p\,n}$, $R_{c\,n}$, $X_{c\,n}$ и характеристик, описывающих усилитель при работе в полосе частот. Из-за обилия возможных вариантов наборов $E_{AE\,n}$, $L_{b\,n}$, $C_{b\,n}$, $t_{p\,fmin\,n}$, $X_{c\,fmin\,n}$ затруднительно вычислить и, возможно, обобщить их все в рамках данной работы, приведя универсальный алгоритм расчета (вида, предложенного в разделе 2.2) усилителя мощности, который не требовал бы обращения к математической модели, описанной в разделе 2.1.

На рисунках 2.3.1 – 2.3.6 приведены временные зависимости токов и напряжений усилителя на минимальной и максимальной частотах. Формы напряжения на АЭ не имеют каких-то особенностей в сравнении с тем, что можно наблюдать при работе усилителя на фиксированной частоте с нулевым фазовым сдвигом между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки. Токи же АЭ, напротив, различаются по форме в полосе частот, что имеет особое значение в случае, если в качестве АЭ применяется генераторный тетрод. Тогда для постоянства падения напряжения на аноде в проводящем состоянии напряжение на управляющей сетке должно приближенно воспроизводить форму анодного тока. Поэтому можно сделать вывод о том, что при работе в полосе частот в описанном здесь режиме, помимо управления длительностью напряжения на управляющей сетке, необходимо также контролировать форму данного напряжения. На рисунках отображение пикового значения тока АЭ перед переходом АЭ в непроводящее состояние связано с особенностями используемой математической модели. Максимальный ток АЭ превышает среднее за период значение в $\sim 2,8$ раза на минимальной частоте и в $\sim 3,6$ раза на максимальной. На рисунках показаны ток L_b и напряжение на C_b только для случая минимальной частоты, поскольку при этом наблюдаются максимальные отклонения величин от средних значений за период. Максимальное отклонение тока L_b от среднего значения составляет 37 %, а максимальное отклонение напряжения на C_b – 0,9 %.

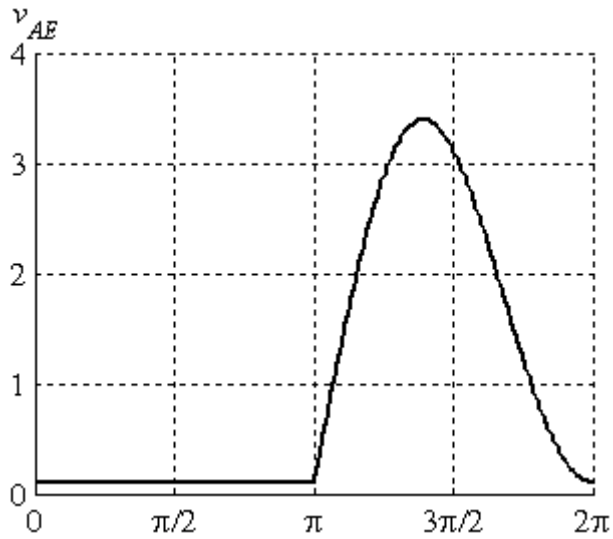


Рисунок 2.3.1. Напряжение на АЭ на минимальной частоте

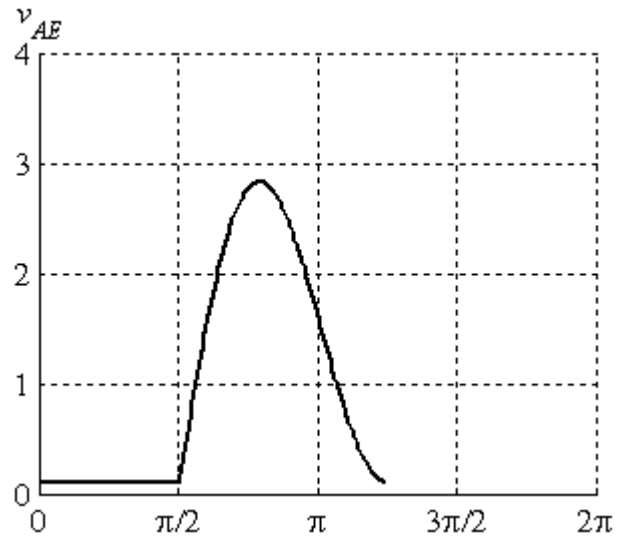


Рисунок 2.3.2. Напряжение на АЭ на максимальной частоте

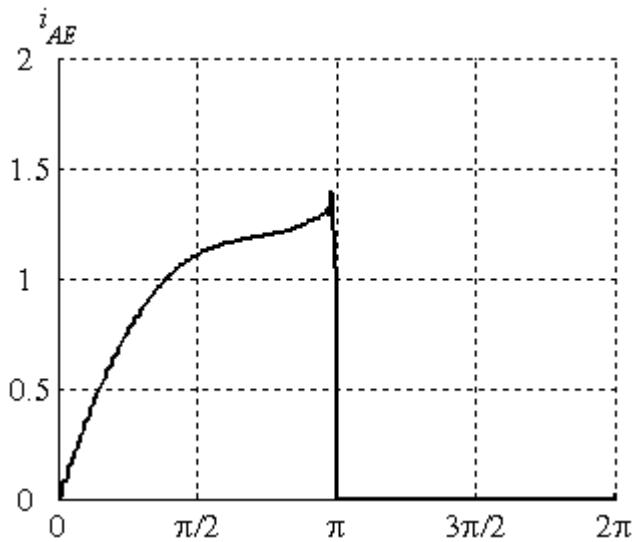


Рисунок 2.3.3. Ток АЭ на минимальной частоте

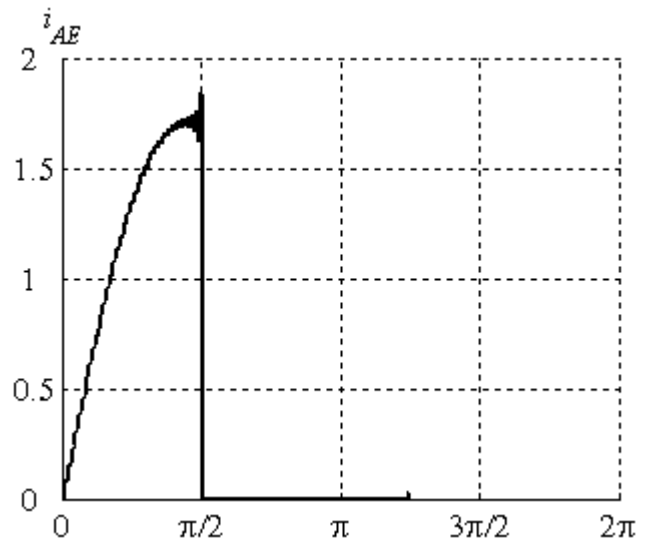


Рисунок 2.3.4. Ток АЭ на максимальной частоте

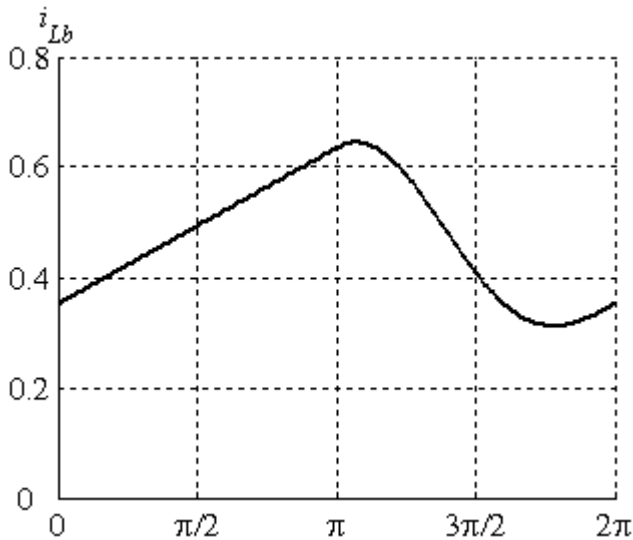


Рисунок 2.3.5. Ток через индуктивность L_b на минимальной частоте

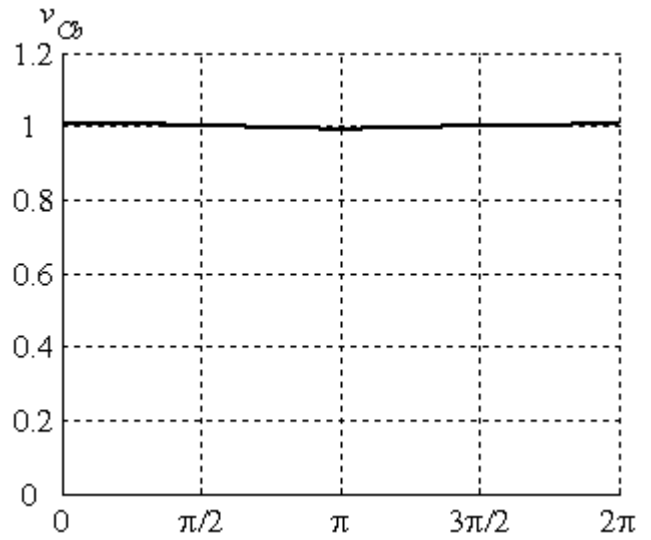


Рисунок 2.3.6. Напряжение на емкости C_b на минимальной частоте

Теперь рассмотрим пример нагрузки, которая может обеспечить работу данного усилителя в полосе частот. При значении коэффициента перекрытия до 1,3...1,4 можно применить цепь, изображенную на рисунке 2.3.7. (Подключается к узлу 4 на рисунке 2.1.1 вместо Z_c .) Для коэффициента перекрытия, равного 1,3, по данным из таблицы 2.3.5 получились следующие значения номиналов элементов: $R_{1n} = 0,1172$; $L_{1n} = 0,06981$ ($X_{L1\text{ min } n} = 0,06981$); $C_{1n} = 11,95$ ($X_{C1\text{ min } n} = 0,08365$); $L_{2n} = 0,2791$ ($X_{L2\text{ min } n} = 0,2791$); $C_{2n} = 2,864$ ($X_{C2\text{ min } n} = 0,3492$). Данная выходная цепь позволила аппроксимировать зависимости R_{cn} и X_{cn} от частоты с нормированной среднеквадратической ошибкой, равной 1,6 %. Благодаря сравнительно низкой ошибке можно ожидать, что усилитель мощности класса E будет работать в полосе частот в режиме близком к расчетному. На практике вместо L_1 , C_1 , R_1 может быть использовано входное сопротивление следующего каскада, если оно соответствует требуемому.

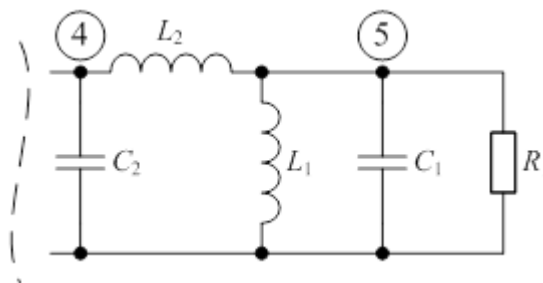


Рисунок 2.3.7. Нагрузка усилителя мощности класса E для работы с коэффициентом перекрытия до 1,3...1,4

АЧХ цепи, включающей элементы формирующего контура (L_f , C_f на рисунке 2.1.1), приведены на рисунках 2.3.8 и 2.3.9. Здесь входные величины для расчета передаточных функций – напряжение и ток формирующего контура, выходные – напряжение и ток

сопротивления R_{1n} . Частота нормирована к минимальной частоте полосы. Как видно, данная цепь помимо обеспечения работы усилителя в полосе частот также обеспечивает некоторую фильтрацию напряжения.

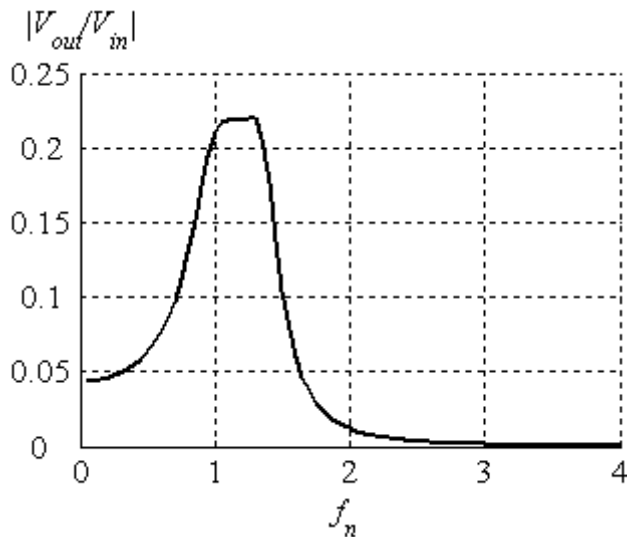


Рисунок 2.3.8. АЧХ напряжения формирующего контура и нагрузочной цепи

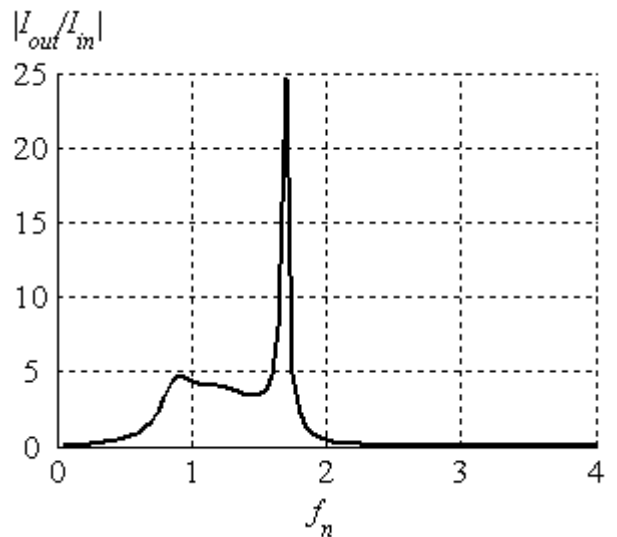


Рисунок 2.3.9. АЧХ тока формирующего контура и нагрузочной цепи

Для коэффициента перекрытия, равного 1,4, значения номиналов элементов следующие: $R_{1n} = 0,1568$; $L_{1n} = 0,1109$ ($X_{L1\text{fmin}n} = 0,1109$); $C_{1n} = 7,677$ ($X_{C1\text{fmin}n} = 0,1303$); $L_{2n} = 0,3231$ ($X_{L2\text{fmin}n} = 0,3231$); $C_{2n} = 2,425$ ($X_{C2\text{fmin}n} = 0,4123$). Нормированная среднеквадратическая ошибка аппроксимации равна 3,9 %.

Представленная модель усилителя класса E учитывает большее количество физических эффектов, чем модели, описанные в [16, 13, 80]. Однако здесь, как и в предыдущих моделях, параметры АЭ (r_{AE} и v_{AEon}) не зависят от приложенного к нему напряжения или протекающего через него тока. Модель может быть расширена на случай нелинейного АЭ (в данном случае подразумевается зависимость r_{AE} от v_{AE}), тогда для нахождения напряжения на АЭ потребуется применение итерационного метода (в простейшем случае – метода Ньютона). При этом на порядок увеличится время расчетов, а также будет потеряна гарантия нахождения решения. Кроме того, модель пригодна только для описания стационарных режимов, тогда как интерес также представляет описание переходных процессов. Поэтому уточнение расчетов будет происходить за счет использования *SPICE*-подобных симуляторов. Для того чтобы появилась возможность более полно учесть влияние АЭ необходимо создание соответствующей модели АЭ, пригодной для использования в конкретной программной среде. Решению этой задачи будет посвящена следующая глава.

2.4. Результаты

Перечислим основные результаты, полученные в данной главе.

1. Предложена усовершенствованная математическая модель усилителя класса E , предназначенная для проведения расчета стационарного режима работы. Модель позволяет учесть конечность номиналов разделительной индуктивности L_b и емкости C_b , а также падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии. При необходимости модель также позволяет учитывать практически сколь угодно сложную пассивную линейную нагрузочную цепь. Модель не требует применения итерационных методов для вычисления токов и напряжений в усилителе. Итерационные методы применяются только на стадии определения параметров усилителя, которые обеспечивают интересующий режим работы.

2. На основе полученной модели усилителя создана методика расчета усилителя класса E . Как будет показано в разделе 4.1, данная методика позволяет существенно повысить точность аналитического расчета лампового усилителя мощности диапазонов ОНЧ – НЧ. Процедура расчета усилителя подходит как для одноктного усилителя, так и для двухтактного.

3. В последнем разделе показан пример использования модели усилителя для определения его параметров (нормированная длительность проводящего состояния АЭ, комплексное сопротивление нагрузки), обеспечивающих работу в полосе частот с фиксированной выходной мощностью. Синтезирована нагрузочная цепь для работы с коэффициентом перекрытия поддиапазона частот, равным 1,4, при фиксированных номиналах пассивных элементов усилителя. Данная нагрузочная цепь обеспечивает высокую стабильность характеристик усилителя во всей полосе частот. Моделирование такого усилителя рассмотрено в разделе 4.5.

Основные результаты опубликованы в [86].

3. Аппроксимация характеристик генераторных ламп и ее реализация в системах автоматизированного проектирования

3.1. Общие положения

С учетом изложенного в разделе 1.3 в качестве основы математической модели, описывающей статические характеристики генераторного тетрода, целесообразно использовать функции, относящиеся к классу сложных функций [87].

Частотные свойства генераторной лампы определяются (при условии, что времена пролета электронов между электродами малы по сравнению с периодом колебаний) ее межэлектродными емкостями, которые можно считать линейными элементами. Их учет в *SPICE*-подобных симуляторах не представляет трудностей. Таким образом, основная задача создания модели генераторной лампы сводится к нахождению аппроксимирующих функций от нескольких аргументов – напряжений на электродах, – описывающих токи электродов. В случае генераторного тетрода эти функции в общем виде можно записать так

$$\begin{aligned} i_p &= f(v_p, v_s, v_g), \\ i_s &= f(v_p, v_s, v_g), \\ i_g &= f(v_p, v_s, v_g), \end{aligned} \tag{3.1.1}$$

где i_p – ток анода; i_s – ток экранной сетки; i_g – ток управляющей сетки; v_p – напряжение на аноде; v_s – напряжение на экранной сетке; v_g – напряжение на управляющей сетке. Для триода количество функций и аргументов будет на единицу меньше.

Ниже рассмотрена методика создания моделей мощных генераторных триодов и тетродов. Возможности данной методики иллюстрируются на примерах трех генераторных ламп: тетродов ГУ-104АМ (АО «С.Е.Д.-СПб», Россия) и *TH 576* (*Thales Electron Devices S. A.*, Франция), а также триода ГУ-88А (АО «С.Е.Д.-СПб»). Кроме того, по этой же методике была разработана модель ГУ-94А, рассмотренная в [88]. Выбор указанных ламп обусловлен тем, что они обеспечивают мощность в нагрузке от 150 до 650 кВт и по этой причине представляют наибольший интерес при создании РПДУ с выходной мощностью 2 МВт и более.

3.2. Методика создания *PSPICE*-модели

Структурная схема алгоритма создания модели генераторного триода/тетрода представлена на рисунке 3.2.1. Далее опишем подробнее отдельные этапы алгоритма.

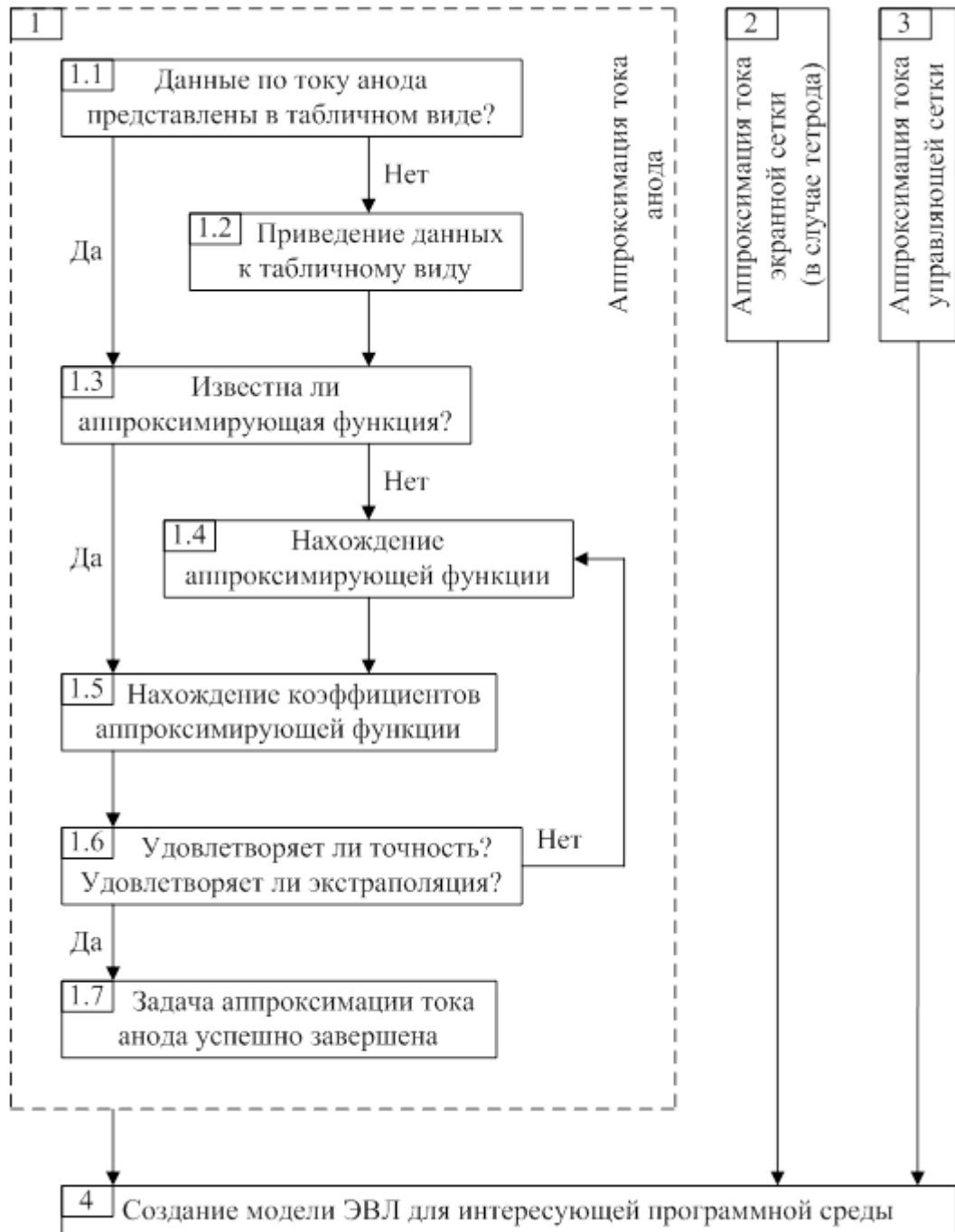


Рисунок 3.2.1. Алгоритм создания модели ЭВЛ

Технические характеристики ЭВЛ (исходные данные) (пункты 1.1, 1.2 алгоритма). В отличие от маломощных ламп, в случае приборов с выходными мощностями порядка 10...1000 кВт может возникнуть трудность получения необходимых данных о статических характеристиках экспериментальным путем. Проведение измерений требует работы с напряжениями порядка 1...10 кВ и наличия системы охлаждения (зачастую водяного). Последнее может быть не обязательным, если измерения осуществляются в импульсном режиме, однако полученные в результате этого данные могут характеризоваться повышенной погрешностью измерений [89]. Кроме того, модель прибора желательно создавать на основе усредненных характеристик, поэтому измерение характеристик одной лампы может оказаться недостаточным. Проблема усугубляется сравнительно высокой стоимостью генераторных ламп. Поэтому на стадии проектирования устройства целесообразно использование усредненных характеристик прибора, предоставляемых его производителем. Хотя в некоторых случаях такие данные являются в значительной мере неполными.

Как правило, статические характеристики ЭВЛ приводятся в спецификациях в графическом виде. Тогда как работа по нахождению аппроксимирующих функций, в рамках рассматриваемой методики, проводится с числовыми данными. Поэтому необходим перевод графических данных в числовые. При работе с большими объемами графических данных целесообразно использовать программное обеспечение для векторизации растровой графики (такие программы используются, например, для оцифровки карт местности). Например, может быть использована программа *Easy Trace 7.99 Pro* [90], обладающая полнотой необходимого для решения поставленной задачи функционала и удобством графического интерфейса.

Каждая кривая из набора характеристик интерполирована кусочно-линейным методом (см. рисунок 3.2.2). Количество отрезков прямых линий, приходящихся на одну кривую характеристик, зависит от характера этой кривой. В случае спецификаций генераторных тетродов объем извлекаемых данных о характеристиках каждого тока электрода составляет порядка сотен точек. Дальнейшая работа с таким объемом данных не представляет существенной трудности при условии использования вычислительной техники и соответствующего программного обеспечения (*MATLAB*, *Mathcad* и другие).

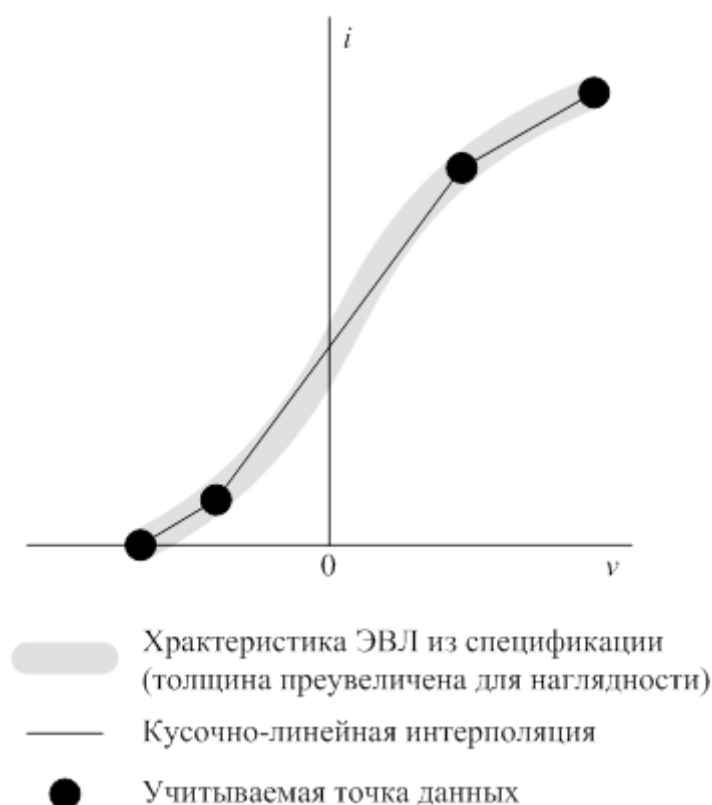


Рисунок 3.2.2. Кусочно-линейная интерполяция характеристик ЭВЛ

После приведения данных к требуемому виду, рекомендуется проверить возможность применения известных аппроксимаций, приведенных в [24, 25, 83, 27, 26, 88], а также в данной работе. Если аппроксимирующие функции не удовлетворяют заданным требованиям, то следует перейти к модификации имеющихся функций, либо к поиску новых. Пример нахождения аппроксимирующей функции рассмотрен в разделе 3.3.

Нахождение коэффициентов аппроксимирующих функций (пункт 1.5). Для нахождения коэффициентов аппроксимирующих функций целесообразно использовать алгоритм поиска глобального экстремума для нахождения области глобального экстремума целевой функции. После чего можно использовать алгоритм нахождения локального экстремума. В решении данных задач удобно использовать среду *MATLAB*, где такие алгоритмы входят в набор стандартных функций. В общем случае экстремум, найденный алгоритмом поиска глобального экстремума, может оказаться локальным, поэтому может быть целесообразным дополнительное исследование целевой функции.

Целевой функцией может являться, например, сумма квадратов ошибок аппроксимирующей функции в точках, для которых есть экспериментальные данные [91]. Другие примеры таких функций: сумма модулей ошибок; максимальная из всех ошибок в точках. Возможно использовать сумму квадратов ошибок, дополнительно присваивая каждой

ошибке свой весовой коэффициент в зависимости от того, насколько важна точность воспроизведения характеристик в данной области.

Нахождение аппроксимирующих функций (пункт 1.4). Поиск каждой аппроксимирующей функции является уникальной задачей, тем не менее, можно выделить подход, который позволяет сделать процесс поиска максимально алгоритмизированным и, как следствие, предсказуемым. Идея заключается в переходе от функции, аппроксимирующей ток электрода, которая в случае тетрода зависит от трех напряжений на электродах (см. (3.1.1)), к одной или нескольким функциям, зависящим от двух или одного напряжения на электродах. Подробно данный подход будет показан на примере аппроксимации тока анода генераторного тетрода *ТН 576*.

Критерии оценки точности аппроксимации (пункт 1.6). Как правило, в спецификациях на генераторные тетроды не приводят подробные статистические данные по разбросу параметров ЭВЛ. Иногда указывают разброс значений крутизны [92], запирающего напряжения на управляющей сетке, межэлектродных емкостей [93]. Может показаться, что если, например, крутизна проходной характеристики различных экземпляров одной модели ЭВЛ отличается на десятки процентов, то исходя из этого, можно судить о допустимой погрешности имитационной модели данной ЭВЛ. Однако при моделировании влияния разброса параметров ЭВЛ на характеристики устройства (в симуляторах электронных схем такой вид анализа, как правило, называется *Monte Carlo* [94]) может потребоваться более высокая точность аппроксимации. Кроме того, желательно, чтобы имитационная модель наиболее полно воспроизводила качественные характеристики реального прибора.

Если модель ЭВЛ создается для описания поведения лампы в некоторой известной рабочей области, то могут быть использованы аппроксимирующие функции, наилучшим образом соответствующие данной задаче. В таком случае желательно получить максимальную точность в рабочей области при, возможно, полном пренебрежении остальными участками характеристик. Помимо максимизации точности в некоторой области, акцент при создании модели может быть сделан на уменьшении времени моделирования устройства, содержащего данную модель ЭВЛ. При этом могут быть использованы функции, способные описать только требуемый участок характеристик лампы. При условии, что известна аппроксимирующая функция, описывающая с некоторой погрешностью любой участок характеристик ЭВЛ, повышение точности моделирования в конкретной области может быть обеспечено нахождением коэффициентов данной аппроксимирующей функции с учетом этого требования.

Для общей оценки качества приближения будем использовать нижеследующие критерии.

1. Нормированная среднеквадратическая ошибка (*NRMSE*) [95]

$$NRMSE = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_{exp\ n} - i_{appr}(v_{1\ n}, \dots, v_{L\ n}))^2}}{i_{exp\ max} - i_{exp\ min}}, \quad n = 1, \dots, N, \quad (3.2.2)$$

где n – номер точки экспериментальных данных; L – количество учитываемых электродов ЭВЛ; $i_{exp\ n}$ – значение тока электрода для n -ой точки экспериментальных данных; $i_{appr}(v_{1\ n}, \dots, v_{L\ n})$ – значение функции, аппроксимирующей ток электрода в n -ой точке экспериментальных данных; $i_{exp\ max}$ – максимальное экспериментальное значение тока электрода; $i_{exp\ min}$ – минимальное экспериментальное значение тока электрода.

2. Нормированный средний модуль ошибки (*NMAE*)

$$NMAE = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |i_{exp\ n} - i_{appr}(v_{1\ n}, \dots, v_{L\ n})|}{i_{exp\ max} - i_{exp\ min}}. \quad (3.2.3)$$

3. Нормированный максимальный модуль ошибки (*NMaxAE*)

$$NMaxAE = \frac{\max_{n=1}^N |i_{exp\ n} - i_{appr}(v_{1\ n}, \dots, v_{L\ n})|}{i_{exp\ max} - i_{exp\ min}}, \quad (3.2.4)$$

где $\max_{n=1}^N(\dots)$ означает выбор максимального значения из N случаев.

Экстраполяция аппроксимирующих функций (пункт 1.6). Как правило, в спецификациях ЭВЛ содержатся данные не по всей области статических характеристик, в которой данная лампа может осуществлять работу. Так, например, в случае генераторных тетродов редко приводятся данные для области малых напряжений на экранной сетке, хотя в случае анодно-экранной модуляции работа происходит, в том числе в данной области. Поэтому важно, отслеживать поведение аппроксимирующих функций во всей рабочей области, а не только в области, на которую имеются данные. Однако для строгой проверки адекватности экстраполяции требуются дополнительные экспериментальные исследования ЭВЛ.

Создание модели ЭВЛ для программной среды (пункт 4). Завершающий этап – создание модели ЭВЛ для конкретной программной среды может, как, например, в данном случае заключаться в написании *netlist* (код, описывающий электрическую цепь в *SPICE*-подобных симуляторах [14]) модели. Либо модель может быть собрана в графическом редакторе электронных схем соответствующей среды моделирования и уже затем переведена в *netlist*. В некоторых случаях есть возможность написания модели на языке *C*.

Результаты практического применения предложенной в данном разделе методики представлены в разделах 3.3, 3.4, 3.5.

3.3. Модель генераторного тетрода *ТН 576*

Тетрод *ТН 576*, в сравнении с другими рассматриваемыми ЭВЛ, интересен не только наибольшей выходной мощностью, но и наиболее полными, предоставленными компанией-производителем, данными по статическим характеристикам. Поэтому на примере этой лампы будет произведено наиболее детальное рассмотрение приведенного выше алгоритма в рамках данной работы. Нахождение аппроксимирующей функции, описывающей статические характеристики, будет показано на примере синтеза аппроксимирующей функции для тока анода.

Количество аппроксимируемых точек данных:

400 для тока анода,

600 для тока экранной сетки,

200 для тока управляющей сетки.

Ток анода. В данной работе, в отличие от упомянутых в разделе 1.3 моделей ЭВЛ, для выражения зависимости тока анода от напряжения на управляющей сетке, по аналогии с аппроксимацией характеристик мощных *MOSFET* [96], используется функция на основе гиперболического тангенса.

Подходящая функция во многих случаях может быть найдена из иллюстрированного справочника математических функций, например, [97] и [98]. В данном случае возникает предположение, что любую кривую семейства проходных характеристик *ТН 576* можно аппроксимировать с помощью функции

$$i_p(v_g) = \begin{cases} P(v_g), & P(v_g) > 0 \\ 0, & P(v_g) \leq 0 \end{cases}, \quad (3.3.5)$$

$$P(v_g) = B \cdot (A + \text{th}(D + C v_g)),$$

где i_p – ток анода; v_g – напряжение на управляющей сетке; A, B, C, D – коэффициенты.

В результате анализа поведения данной функции было установлено, что коэффициенты A и C могут быть постоянными для всех кривых проходных характеристик.

На выходных характеристиках генераторных тетродов можно условно выделить две области данных: 1) $v_p \leq v_s$, 2) $v_p > v_s$, где v_p – напряжение на аноде, а v_s – напряжение на экранной сетке. Сначала выделим область данных, для которой выполняется $v_p > v_s$. Допустим, что $A = 0,9$; $C = 0,004$. В результате, для семейства проходных характеристик, насчитывающего 21 кривую, максимальная ошибка аппроксимации отдельно взятой кривой по критерию

нормированной среднеквадратической ошибки составила 3,1 %, а минимальная – 0,7 %. Пример аппроксимации проходных характеристик приведен на рисунке 3.3.1. Каждая кривая семейства проходных характеристик соответствует определенному набору напряжений на аноде v_p и экранной сетке v_s . Поэтому можно сопоставить найденные коэффициенты B и D наборам v_p, v_s . Построив по этим точкам соответствующие B - и D -поверхности в трехмерном пространстве (см. рисунки 3.3.2, 3.3.3), нетрудно видеть, что зависимости B и D от v_p, v_s могут быть аппроксимированы плоскостями.

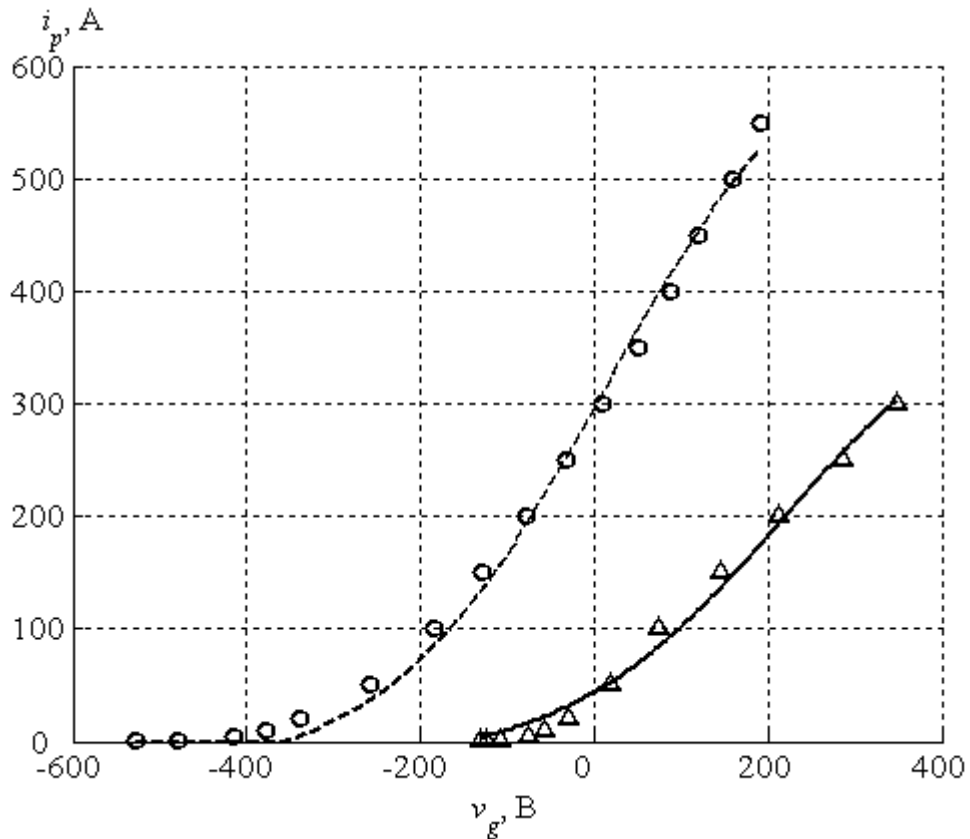


Рисунок 3.3.1. Пример аппроксимации проходных характеристик *ТН 576*:
 $v_p = 3$ кВ, $v_s = 0,5$ кВ, сплошная кривая – аппроксимация, Δ – данные из спецификации;
 $v_p = 9$ кВ, $v_s = 2$ кВ, пунктирная кривая – аппроксимация, o – данные из спецификации

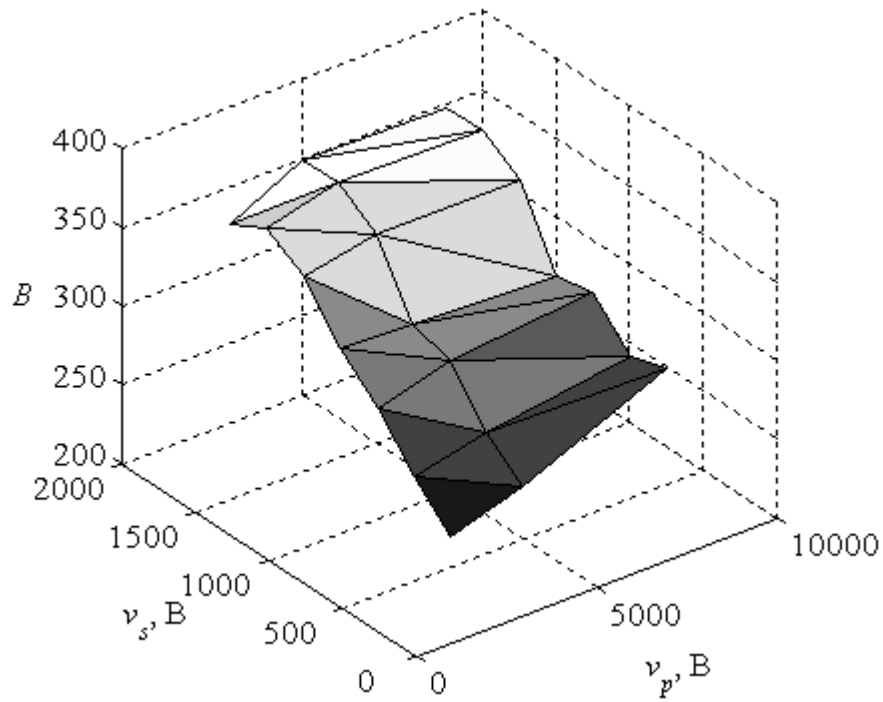


Рисунок 3.3.2. Зависимость коэффициента B от напряжений на аноде v_p и экранной сетке v_s

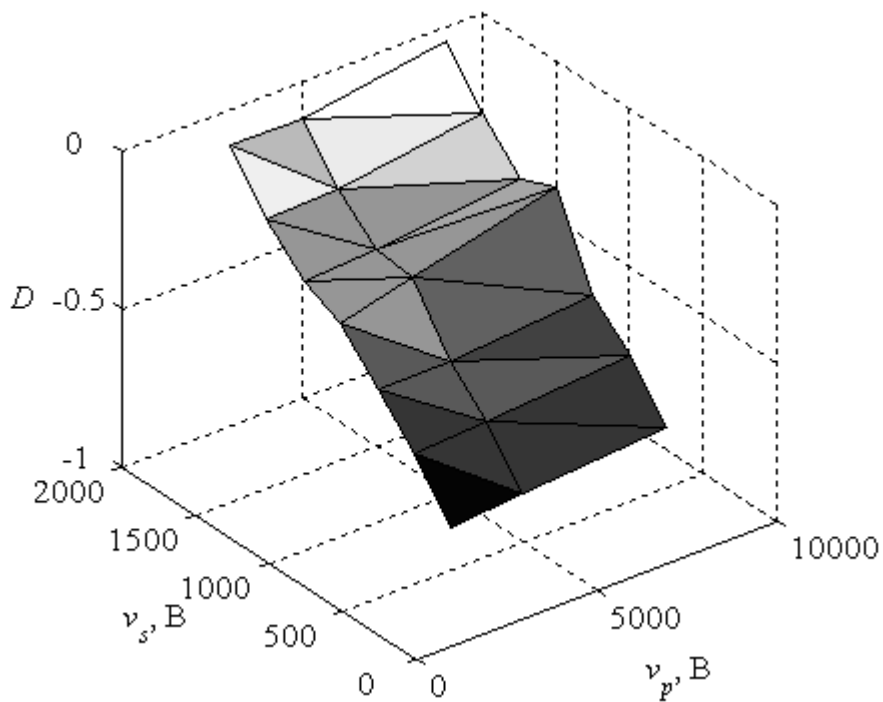


Рисунок 3.3.3. Зависимость коэффициента D от напряжений на аноде v_p и экранной сетке v_s

Аппроксимирующая ток анода тетрода *TH 576* функция принимает вид

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = (p_{06} + p_{07} v_p + p_{08} v_s) \left(p_{01} + \text{th}(p_{02} + p_{03} v_g + p_{04} v_p + p_{05} v_s) \right), \quad (3.3.6)$$

где p_{xx} – коэффициенты, причем $p_{01} \in (-1, 1)$.

Далее, необходимо аппроксимировать данные в области $v_p \leq v_s$. Поскольку данные здесь приведены в ограниченном количестве (минимальное v_p составляет 300 В), то существует множество вариантов аппроксимирующей функции, дающие схожую точность, но различные экстраполяции. Положим, что $i_p = 0$ при $v_p = 0$. Также считаем, что функция, служащая для описания области $v_p \leq v_s$, будет множителем в правой части (3.3.6)

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = f(v_p, v_s) (p_{06} + p_{07} v_p + p_{08} v_s) \times \\ \times (p_{01} + \text{th}(p_{02} + p_{03} v_g + p_{04} v_p + p_{05} v_s)). \quad (3.3.7)$$

Характеристики различных моделей генераторных тетродов в этой области могут заметно различаться [92]. Поэтому можно предложить несколько функций для описания данной области для различных моделей генераторных тетродов.

В случае модели *ТН 576* может быть использована функция

$$f(v_p, v_s) = 0,5 \frac{\frac{p_{09} v_p}{v_s + p_{10}} - 1}{\frac{p_{09} v_p}{v_s + p_{10}} + 1} + 0,5, \quad (3.3.8)$$

где p_{09}, p_{10} – коэффициенты, причем $p_{10} > 0$. Ее изображение представлено на рисунке 3.3.4.

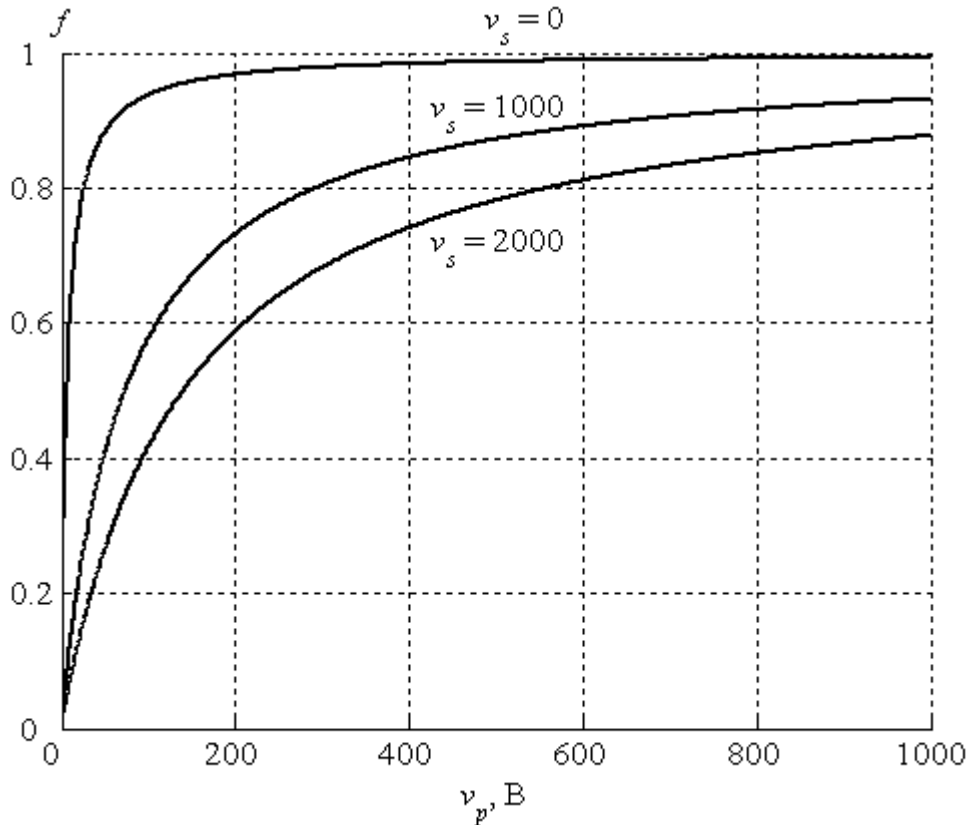


Рисунок 3.3.4. Графики функции, служащей для описания области малых анодных напряжений ($p_{09} = 15, p_{10} = 100$)

В итоге аппроксимирующая ток анода функция примет вид

$$i_p(v_p, v_s, v_g) = \left(0,5 \cdot \frac{\frac{p_{09} v_p - 1}{v_s + p_{10}}}{\frac{p_{09} v_p}{v_s + p_{10}} + 1} + 0,5 \right) \cdot (p_{06} + p_{07} v_p + p_{08} v_s) \times \\ \times (p_{01} + \text{th}(p_{02} + p_{03} v_g + p_{04} v_p + p_{05} v_s)). \quad (3.3.9)$$

Данная функция была использована для аппроксимации анодного тока генераторных тетродов *ТН 576*, ГУ-94А, ГУ-104АМ, а также для аппроксимации анодного тока генераторного триода ГУ-88А. В последнем случае принималось $v_s = p_{05} = p_{08} = 0, p_{10} = 1$.

Применим различные критерии нахождения коэффициентов функции (3.3.9): 1) минимизация суммы квадратов ошибок; 2) минимизация суммы модулей ошибок; 3) минимизация максимального модуля ошибки; 4) минимизация суммы квадратов ошибок с весовыми коэффициентами. Качество приближения будем оценивать с помощью критериев, приведенных в разделе 3.2: нормированная среднеквадратическая ошибка (*NRMSE*); нормированный средний модуль ошибки (*NMAE*); нормированный максимальный модуль ошибки (*NMaxAE*).

1) минимизация суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,7683$; $p_{02} = -0,8019$; $p_{03} = 2,995 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 1,028 \cdot 10^{-5}$; $p_{05} = 2,878 \cdot 10^{-4}$; $p_{06} = 198,7$; $p_{07} = 2,173 \cdot 10^{-3}$; $p_{08} = 0,1314$; $p_{09} = 15,57$; $p_{10} = 100$.

Точность аппроксимации: *NRMSE* = 2,14 %; *NMAE* = 1,67 %; *NMaxAE* = 7,65 %.

Как видно по критерию *NRMSE*, в данном случае точность аппроксимации лишь на 0,02 % больше, чем при использовании модели пентода Рифмана (см. таблицу 1.3.1), а максимальное отклонение уменьшилось на 2,33 %. Таким образом, обе модели продемонстрировали схожую точность при аппроксимации анодного тока рассматриваемой ЭВЛ.

В случае *ТН 576* экспериментальные данные имелись в виде набора кривых, построенных при фиксированных значениях токов в координатах v_p и v_g . При этом каждому значению тока соответствует несколько наборов напряжений на электродах. На рисунке 3.3.5 представлены зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации Δi_n от величины тока анода i . Относительная ошибка в k -ой точке вычисляется по формуле

$$\Delta i_{n k} = \Delta i_k / i_k. \quad (3.3.10)$$

В отличие от критерия *NMRSE* нормировка здесь осуществляется к тому значению тока, для которого приводится ошибка.

Уменьшение относительной ошибки аппроксимации с ростом тока связано с выбранным критерием аппроксимации. Отклонение тока на 1 А от тока 0,05 А дает относительную ошибку, равную 20, тогда как отклонение на 1 А от тока 600 А дает относительную ошибку, равную 0,0017. Но при этом квадраты ошибок равны. Очевидно, что если рабочие токи тетрода в конкретном устройстве не превышают, например, 100 А, то для увеличения точности моделирования этого устройства желательно использовать иной критерий поиска коэффициентов аппроксимирующей функции, чем в данном случае.

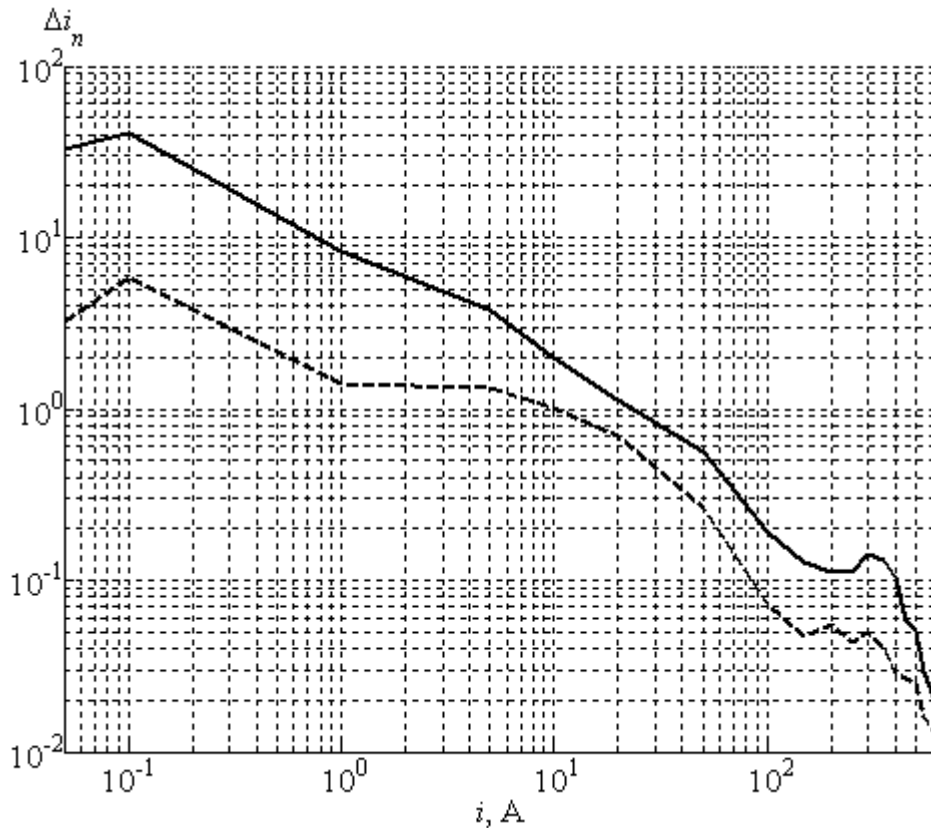


Рисунок 3.3.5. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока анода (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока

Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока

Целевая функция – сумма квадратов ошибок

2) минимизация суммы модулей ошибок.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,7433$; $p_{02} = -0,7913$; $p_{03} = 2,962 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 1,024 \cdot 10^{-5}$;
 $p_{05} = 2,982 \cdot 10^{-4}$; $p_{06} = 207,4$; $p_{07} = 1,843 \cdot 10^{-3}$; $p_{08} = 0,1287$; $p_{09} = 16,74$; $p_{10} = 100$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,16 \%$; $NMAE = 1,65 \%$; $NMaxAE = 8,50 \%$.

Большее различие между средним и максимальным значением ошибки объясняется тем, что возведение ошибок в квадрат придает бóльшую значимость бóльшим ошибкам. Средний модуль ошибки получился на 0,02 % меньше, чем в предыдущем случае.

На рисунке 3.3.6 приведены зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации от величины тока анода для данного случая. Меньшая ошибка аппроксимации токов до 1 А связана с тем, что в предыдущем случае значение аппроксимирующей функции в этой области отклонялось на доли ампер, тогда как здесь аппроксимирующая функция принимает нулевое значение, что дает относительную ошибку, равную 1. В остальном графики схожи, что в данном случае говорит о схожести критериев нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции по отношению к конечному результату.

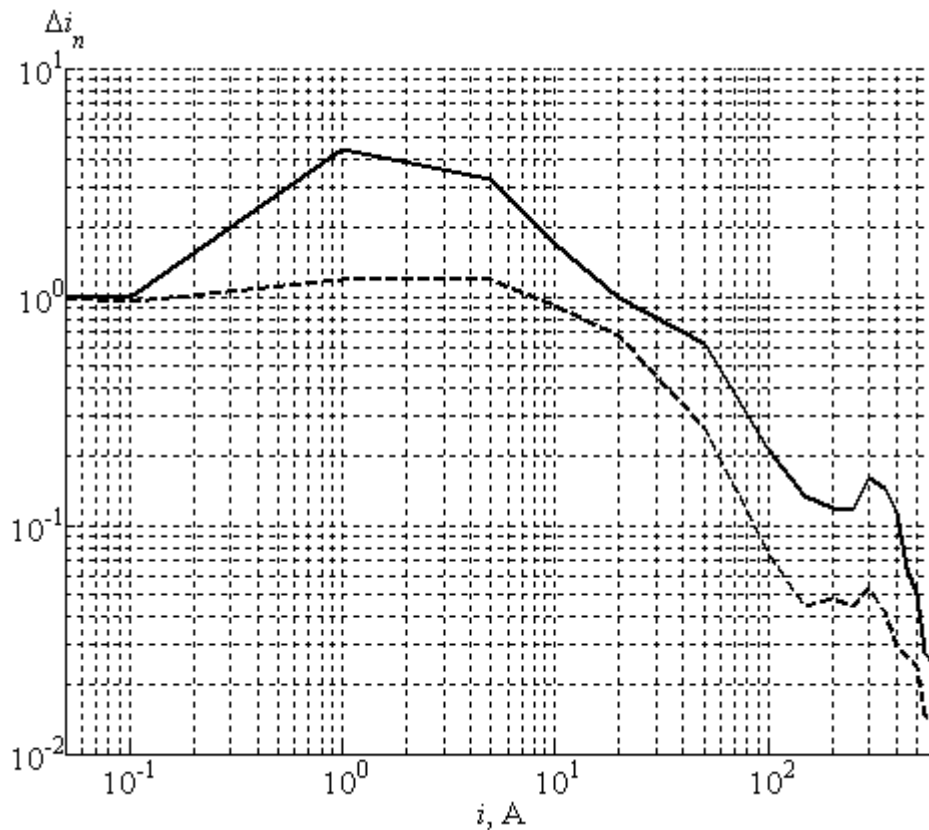


Рисунок 3.3.6. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока анода (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока

Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока

Цельная линия – сумма модулей ошибок

3) минимизация максимального модуля ошибки.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,8287$; $p_{02} = -0,7518$; $p_{03} = 3,244 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 6,406 \cdot 10^{-6}$;
 $p_{05} = 2,373 \cdot 10^{-4}$; $p_{06} = 163,6$; $p_{07} = 3,639 \cdot 10^{-3}$; $p_{08} = 0,1325$; $p_{09} = 14,25$; $p_{10} = 100$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,45 \%$, $NMAE = 1,98 \%$, $NMaxAE = 5,15 \%$.

На рисунке 3.3.7 представлены зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации от величины тока анода.

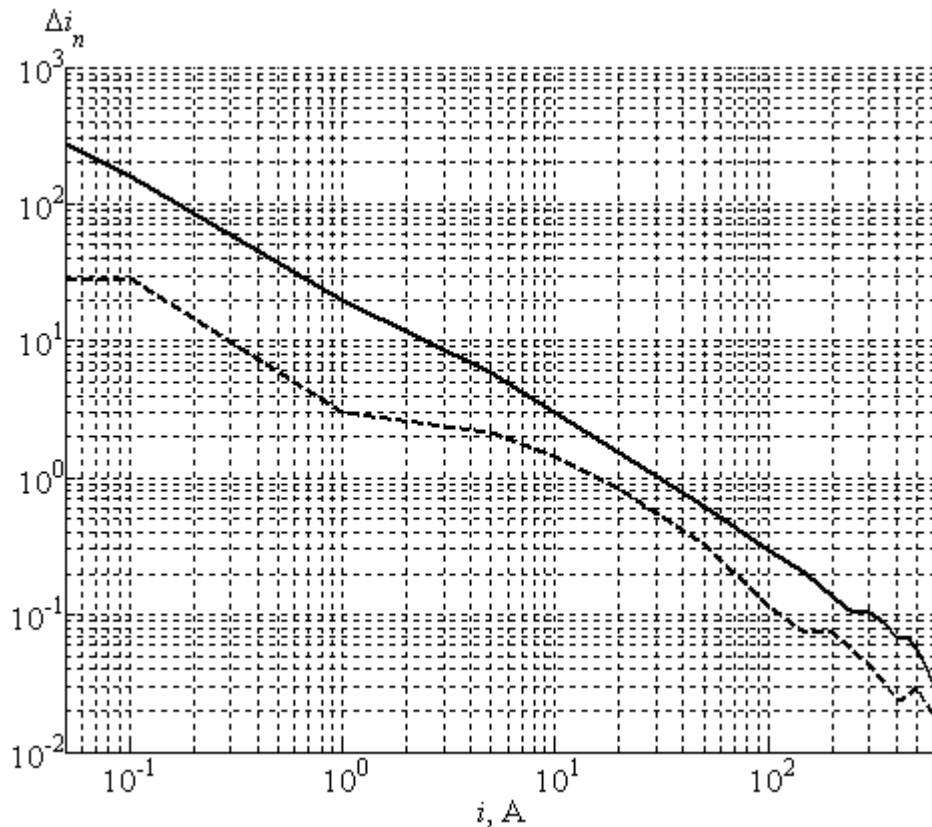


Рисунок 3.3.7. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока анода (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока
 Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока
 Цельная линия – максимальный модуль ошибки

Минимизация суммы квадратов ошибок в качестве критерия нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции является промежуточным вариантом между минимизацией максимального модуля ошибки и минимизацией суммы модулей ошибок. Ошибка в конкретной точке имеет тем больший вклад в сумму квадратов ошибок, чем больше ее (ошибки) величина. Таким образом, получается баланс между минимизацией максимального модуля и среднего модуля ошибки. Если вместо возведения ошибки в квадрат возводить модули ошибок в более высокие степени, то вклад максимальной ошибки будет выше. То есть данный критерий будет ближе к критерию минимизации максимального модуля ошибки. Если же возводить модули ошибок в степени от 1 до 2, то большую значимость будет иметь минимизация среднего модуля ошибки. Вообще же выбор степени 2 является условным. Однако следует помнить, что возведение модулей ошибок в четную степень требует меньше вычислительных ресурсов, чем возведение в дробную (требует применения более ресурсоемкого алгоритма) или нечетную степень (в этих случаях нужно предварительно брать модуль от каждой ошибки). Это может быть важно при нахождении коэффициентов аппроксимирующей функции при ограниченных

вычислительных ресурсах и большом объеме данных о характеристиках прибора (то есть большом количестве точек $i_p(v_g, v_p, v_s)$).

4) минимизация суммы квадратов ошибок с весовыми коэффициентами.

Каждый квадрат ошибки умножается на весовой коэффициент. В данном случае критерии задания весовых коэффициентов такие: если ток до 100 А включительно, то весовой коэффициент равен десяти, в противном случае – единице.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,7714$; $p_{02} = -0,9650$; $p_{03} = 2,980 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 1,474 \cdot 10^{-5}$; $p_{05} = 3,883 \cdot 10^{-4}$; $p_{06} = 262,7$; $p_{07} = -9,458 \cdot 10^{-4}$; $p_{08} = 0,1004$; $p_{09} = 9,666$; $p_{10} = 100$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,40 \%$; $NMAE = 1,79 \%$; $NMaxAE = 7,46 \%$.

Как видно из сравнения рисунков 3.3.5 и 3.3.8, в данном случае возросла точность аппроксимации токов до 100 А включительно, но ценой уменьшения точности в области бóльших токов. Можно сделать вывод о том, что если известна рабочая область характеристик тетрода в конкретном устройстве, то для большей точности моделирования данного устройства может быть целесообразно использовать специальную версию модели тетрода, которая имеет повышенную точность аппроксимации именно в рабочей области.

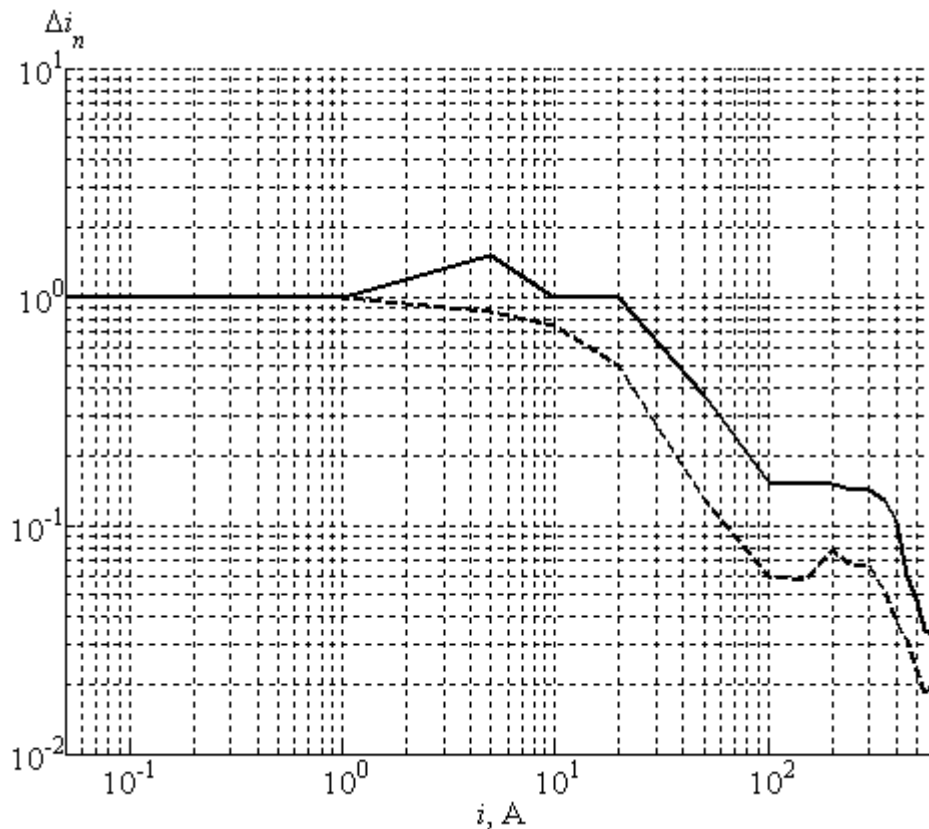


Рисунок 3.3.8. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока анода (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока
 Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока
 Цельная функция – сумма квадратов ошибок с весовыми коэффициентами

Ток экранной сетки. Мощности, рассеиваемые на сетках генераторных ламп, как правило, много меньше мощности, рассеиваемой анодом. Однако в случае усилителя класса *E* повышение КПД анодной цепи при неизменной выходной мощности осуществляется через уменьшение мощности, рассеиваемой на аноде, что в свою очередь, приводит к увеличению мощностей, рассеиваемых на сетках. Эти мощности становятся ограничивающим фактором для увеличения КПД анодной цепи, поэтому достоверное воспроизведения моделью сеточных характеристик лампы не менее важно, чем воспроизведение анодных характеристик.

Функция, подходящая для аппроксимации электрических характеристик экранной сетки может зависеть от модели генераторного тетрода. Так, например, функция, которая может быть использована для описания токов экранных сеток ГУ-94А и TH 576 не подходит для описания тока экранной сетки тетрода 4CX20000В [99]. В случае TH 576 аппроксимирующая функция имеет следующий вид

$$S_1(v_p, v_s, v_g) = s_{01} + s_{02} v_s + s_{03} \cdot \left(1 - \text{th}\left(s_{04} \cdot (v_p - v_s)\right)\right) + s_{05} v_g \cdot \left(\text{th}(s_{06} v_s) + s_{07}\right),$$

$$i_s(v_p, v_s, v_g) = \left(0,5 (s_{08} v_s - 1) / (s_{08} v_s + 1) + 0,5\right) \times$$

$$\times \left(e^{s_{09} v_p} + 1 / (s_{10} - 1)\right) S_1(v_p, v_s, v_g)^{s_{11}}, \quad (3.3.11)$$

где s_{xx} – коэффициенты аппроксимирующей функции.

Здесь и далее могут быть использованы все критерии нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции, которые были рассмотрены на примере тока анода. В данном случае коэффициенты найдены исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $s_{01} = -0,3587$; $s_{02} = 7,638 \cdot 10^{-4}$; $s_{03} = 1,252$; $s_{04} = 2,720 \cdot 10^{-4}$; $s_{05} = 0,01307$; $s_{06} = -5,309 \cdot 10^{-4}$; $s_{07} = 1,1$; $s_{08} = 0,01$; $s_{09} = -2,397 \cdot 10^{-3}$; $s_{10} = 2$, $s_{11} = 3$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 4,21 \%$; $NMAE = 2,94 \%$; $NMaxAE = 18,24 \%$.

Точность аппроксимации по критерию $NRMSE$ оказалась на 0,54 % выше, чем в случае модели пентода Рифмана (см. таблицу 1.3.2), при этом ток экранной сетки в обоих случаях является положительным во всей области рабочих напряжений лампы.

На рисунке 3.3.9 приведены зависимости максимальной и средней относительных ошибок от величины тока. Выводы, которые можно сделать для случая аппроксимации тока экранной сетки, аналогичны таковым для аппроксимации тока анода. Можно отметить лишь худшую точность аппроксимации, что объясняется сложностью нахождения аппроксимирующей функции.

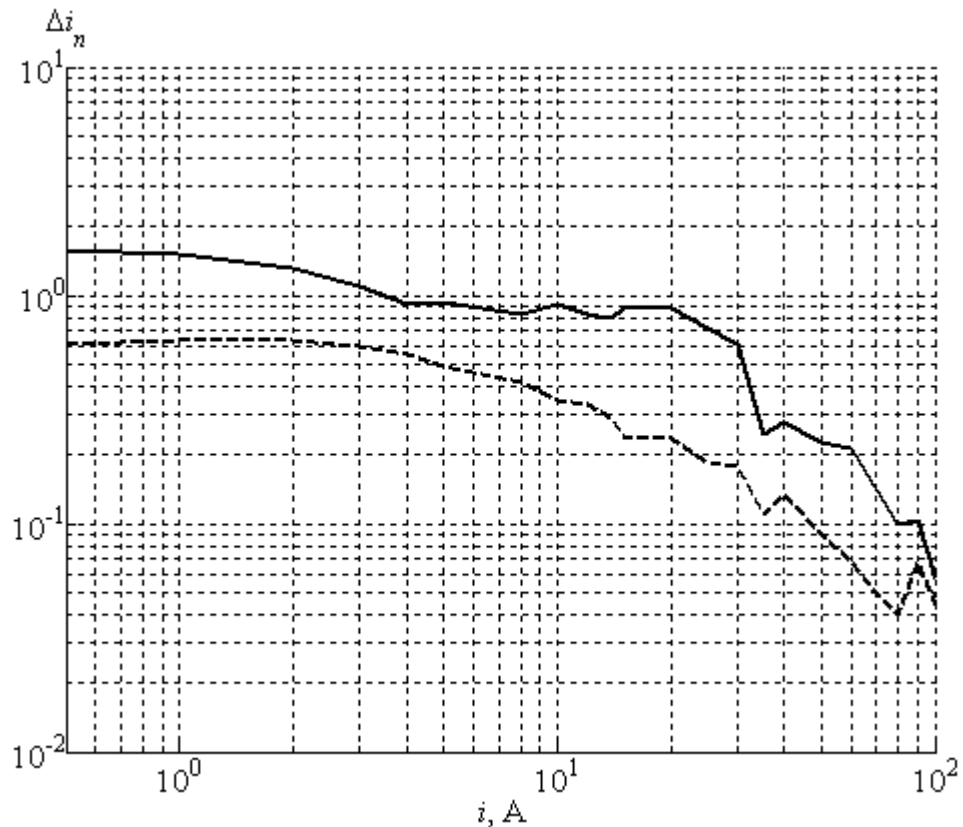


Рисунок 3.3.9. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока экранной сетки (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока
 Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока
 Цельная линия – сумма квадратов ошибок

Из-за эмиссионной активности поверхности экранной сетки, мощность, рассеиваемая ею, выше мощности, потребляемой по цепи экранной сетки [100]. Кроме того, на рассеиваемую экранной сеткой мощность оказывает влияние мощность излучения накала. Поскольку описываемая здесь модель не учитывает внутреннее устройство генераторного тетрода, она дает лишь возможность приближенно рассчитать мощность, потребляемую по цепи экранной сетки. Однако в случае использования специальных технологий обработки материалов сеток, уменьшающих их эмиссионные свойства, таких как вакуумно-дуговая технология покрытия, эмиссия может быть существенно уменьшена [101]. При этом мощность, потребляемая по цепи сетки, будет приближаться к мощности, рассеиваемой на соответствующей сетке.

Ток управляющей сетки. Для увеличения точности аппроксимации функция, воспроизводящая ток управляющей сетки, учитывает зависимость от всех напряжений на электродах. Она имеет вид

$$i_g(v_p, v_s, v_g) = (g_{01} v_g^2 + g_{02} v_g v_s + g_{03} v_g^3 + g_{04} v_g^2 v_s + g_{05} v_g^4 + g_{06} v_g^3 v_s) \times \left(\frac{1}{(g_{07} v_p)^{g_{08}} + g_{09}} + 1 \right), \quad (3.3.12)$$

где g_{xx} – коэффициенты аппроксимирующей функции. Первый множитель в правой части – полином, описывающий зависимость тока от напряжений v_s и v_g . Зависимость от напряжения на аноде v_p описывается вторым множителем. Применение полинома четвертой степени накладывает ограничения на область напряжений v_s и v_g , которую аппроксимирующая функция описывает. В данном случае ограничение такое: $v_s \in (0, 2000]$, $v_g \in (0, 450]$, что соответствует области данных, приведенной в спецификации тетрода *ТН 576*.

Рассмотрим случай нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $g_{01} = 6,443 \cdot 10^{-4}$; $g_{02} = 8,344 \cdot 10^{-5}$; $g_{03} = 2,025 \cdot 10^{-6}$; $g_{04} = -1,091 \cdot 10^{-6}$; $g_{05} = -4,625 \cdot 10^{-9}$; $g_{06} = 1,834 \cdot 10^{-9}$; $g_{07} = 1,985 \cdot 10^{-3}$; $g_{08} = 1,588$; $g_{09} = 0,5$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,35 \%$; $NMAE = 1,84 \%$; $NMaxAE = 6,69 \%$.

В таблице 3.3.1 приведены данные о нормированных среднеквадратических ошибках, показывающий вклад каждого слагаемого полинома из правой части функции (3.3.12) в точность аппроксимации. Как видно, отсутствие какого-либо слагаемого приводит к росту ошибки на величину от 0,46 до 1,55 %.

Таблица 3.3.1. Точность аппроксимации при различных полиномах в правой части (3.3.12)

Отсутствующее слагаемое	–	$g_{01} v_g^2$	$g_{02} v_g v_s$	$g_{03} v_g^3$	$g_{04} v_g^2$	$g_{05} v_g^4$	$g_{06} v_g^3 v_s$
<i>NRMSE</i> , %	2,35	2,81	3,14	2,59	3,90	3,06	3,28

Данные об относительной точности аппроксимации приведены на рисунке 3.3.10. Можно предположить, что при моделировании некоего устройства, описываемая функцией (3.3.12), область окажется недостаточной из-за пиковых значений напряжений на сетках генераторного тетрода. Однако в случае моделирования усилителя класса *E* такой проблемы зафиксировано не было.

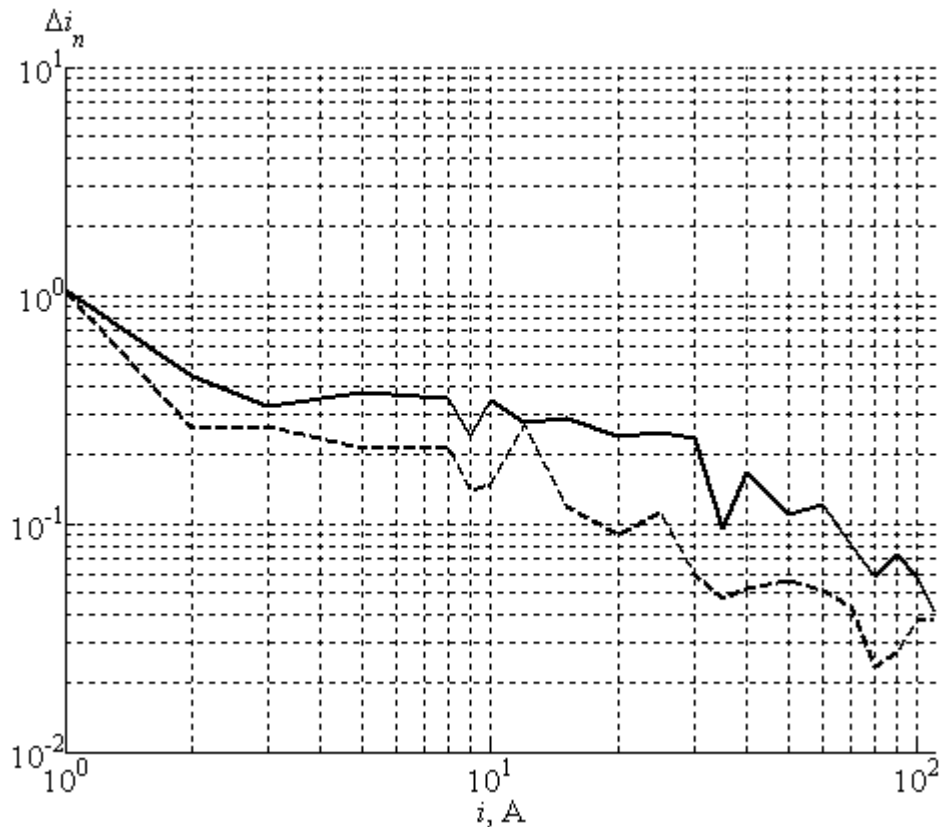


Рисунок 3.3.10. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока управляющей сетки (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока

Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока

Целевая функция – сумма квадратов ошибок

На случай работы при $v_s > 2000$ и $v_g > 450$, приведем более универсальную, но менее точную аппроксимирующую функцию

$$i_g(v_p, v_s, v_g) = (g_{01} + g_{02} v_s) \left(\frac{1}{g_{04} v_p + g_{05}} + 1 \right) v_g^{g_{03}}, \quad (3.3.13)$$

где g_{xx} – коэффициенты аппроксимирующей функции.

Критерий нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции – минимизация суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $g_{01} = 1,551 \cdot 10^{-3}$; $g_{02} = -4,598 \cdot 10^{-7}$; $g_{03} = 1,875$; $g_{04} = 2,378 \cdot 10^{-3}$; $g_{05} = 0,5$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 3,62\%$; $NMAE = 2,98\%$; $NMaxAE = 9,86\%$.

Графики относительной точности аппроксимации приведены на рисунке 3.3.11. Если сравнить с рисунком 3.3.10, то можно отметить, что здесь при в целом меньшей точности наблюдается пониженная точность аппроксимации токов менее 10 А. Как будет видно дальше, эта область важна при моделировании усилителя класса E.

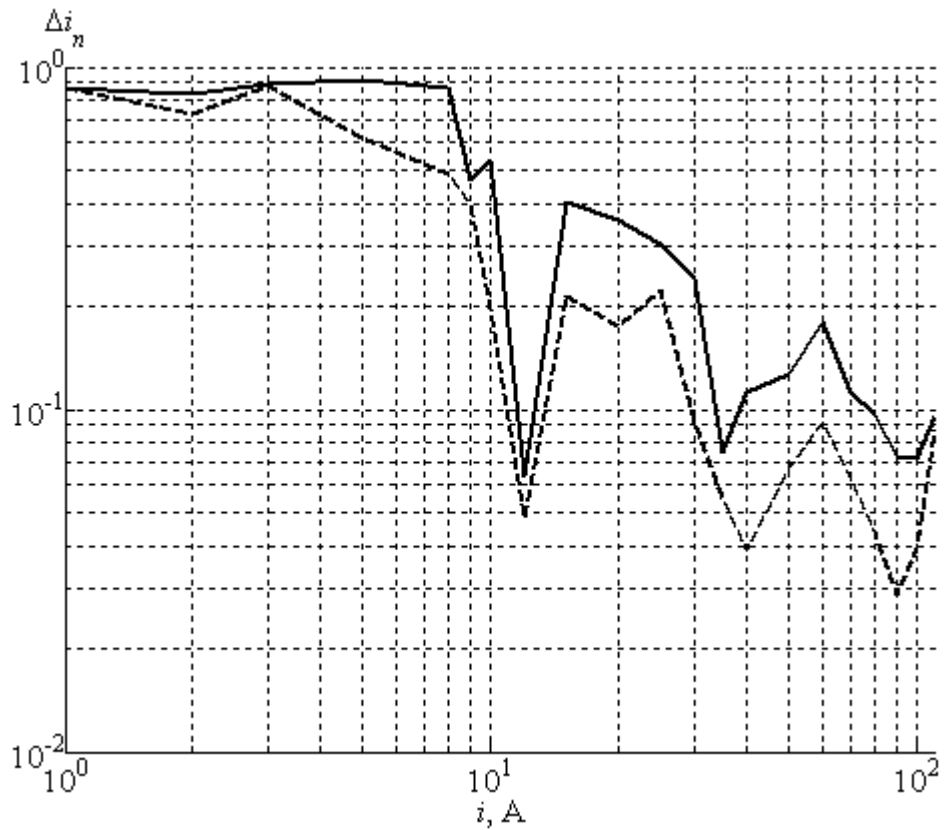


Рисунок 3.3.11. Зависимости модулей относительных ошибок аппроксимации (Δi_n) от величины тока управляющей сетки (i)

Сплошная линия – максимальное значение относительной ошибки для данного значения тока

Пунктирная линия – среднее значение относительной ошибки для данного значения тока

Целевая функция – сумма квадратов ошибок

Код PSPICE-модели. Код *PSPICE*-модели приведен в приложении 2. Использована аппроксимация тока управляющей сетки (3.3.12). Параметр *AREA* определяет количество приборов, включенных параллельно.

Код модели тетрода *TH 576* может быть использован в различных средах схемотехнического моделирования, поддерживающих *PSPICE netlist*, либо адаптирован для работы в других средах.

3.4. Модель генераторного тетрода ГУ-104АМ

Среди отечественных генераторных тетродов одним из наиболее заслуживающих внимания при построении РПДУ с выходной мощностью от сотен киловатт до единиц мегаватт является ГУ-104АМ, предназначенный для работы в ключевом режиме, и, в частности, в классе *E*. Поэтому в рамках данной работы, создание *PSPICE*-модели данной ЭВЛ представляет непосредственный интерес.

Количество аппроксимируемых точек данных:

400 для тока анода,

200 для тока экранной сетки,

100 для тока управляющей сетки.

Ток анода. Как отмечалось выше, для аппроксимации анодного тока, как и в случае *ТН 576*, используется функция (3.3.9). Критерием поиска коэффициентов аппроксимирующей функции является минимизация суммы квадратов ошибок. При нахождении коэффициентов в качестве первого приближения удобно задаться значениями, полученными в разделе 3.3 для тетрода *ТН 576*, рабочие токи и напряжения которого схожи по порядку с таковыми для ГУ-104АМ.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,6539$; $p_{02} = -0,6756$; $p_{03} = 3,010 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 8,939 \cdot 10^{-6}$; $p_{05} = 2,526 \cdot 10^{-4}$; $p_{06} = 264,5$; $p_{07} = 2,328 \cdot 10^{-3}$; $p_{08} = 0,02290$; $p_{09} = 10,99$; $p_{10} = 100$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,19 \%$; $NMAE = 1,76 \%$; $NMaxAE = 5,92 \%$.

Как видно, значения коэффициентов близки к значениям, полученным для *ТН 576*. То же можно сказать и о точности аппроксимации.

Ток экранной сетки. Использование аппроксимирующей функции (3.3.11) приводит к нормированной среднеквадратической ошибке 4,75 %. Хотя это лишь на 0,54 % больше, чем в случае *ТН 576*, но здесь заметно меньше область аппроксимируемых данных (размах напряжений на аноде и экранной сетке, нормированный к среднему значению напряжения в наборе). Для уменьшения ошибки аппроксимации, в результате исследований, была получена другая функция

$$\begin{aligned}
S_1(v_p, v_s) &= s_{04} \cdot \left(1 - \operatorname{th}\left(s_{03} \cdot (v_p - v_s)\right)\right), \\
S_2(v_p, v_s) &= \operatorname{th}\left(\operatorname{arth}(s_{01}) - S_1(v_p, v_s)\right), \\
i_s(v_p, v_s, v_g) &= \frac{S_2(v_p, v_s) + \operatorname{th}\left(s_{07} + s_{08} v_g + s_{06} v_s + s_{09} v_p + S_1(v_p, v_s)\right)}{S_2(v_p, v_s) + 1,01},
\end{aligned} \tag{3.4.1}$$

где s_{xx} – коэффициенты аппроксимирующей функции.

Поиск коэффициентов осуществлялся исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $s_{01} = 0,9664$; $s_{02} = 1488$; $s_{03} = 1,000 \cdot 10^{-3}$; $s_{04} = 0,7500$; $s_{05} = 10,62$; $s_{06} = 1,867 \cdot 10^{-4}$; $s_{07} = -1,336$; $s_{08} = 3,895 \cdot 10^{-3}$; $s_{09} = -1,799 \cdot 10^{-5}$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 4,06$ %; $NMAE = 3,11$ %; $NMaxAE = 16,51$ %.

Как и в случае *ТН 576*, наибольшую трудность вызвала аппроксимация именно тока экранной сетки. При этом погрешность аппроксимации получилась наибольшей.

Ток управляющей сетки. Использовалась аппроксимирующая функция (3.3.13). Коэффициенты найдены исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $g_{01} = 0,01678$; $g_{02} = -5,841 \cdot 10^{-6}$; $g_{03} = 1,447$; $g_{04} = 7,180 \cdot 10^{-3}$; $g_{05} = 0,5$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,49$ %; $NMAE = 1,96$ %; $NMaxAE = 6,97$ %.

Более высокая точность аппроксимации, чем в случае применения этой же функции к *ТН 576*, может быть, отчасти связана с тем, что в случае ГУ-104АМ данные приведены для напряжений на экранной сетке от 800 до 2000 В, тогда как для *ТН 576* диапазон данных составляет от 500 до 2000 В.

Точность аппроксимации. На рисунках 3.4.1 и 3.4.2 приведен пример аппроксимации характеристик ГУ-104АМ. Как видно, местами отклонение аппроксимации тока анода составляет порядка 10 А. Однако результаты лучше, чем при использовании прочих известных моделей ЭВЛ, большая часть которых изначально создавалась для воспроизведения характеристик сравнительно маломощных ламп.

Если модель планируется применять для расчета устройств, работающих при фиксированном напряжении на экранной сетке, то она может быть создана исключительно с использованием данных для этого напряжения. При этом точность аппроксимации может быть заметно увеличена.

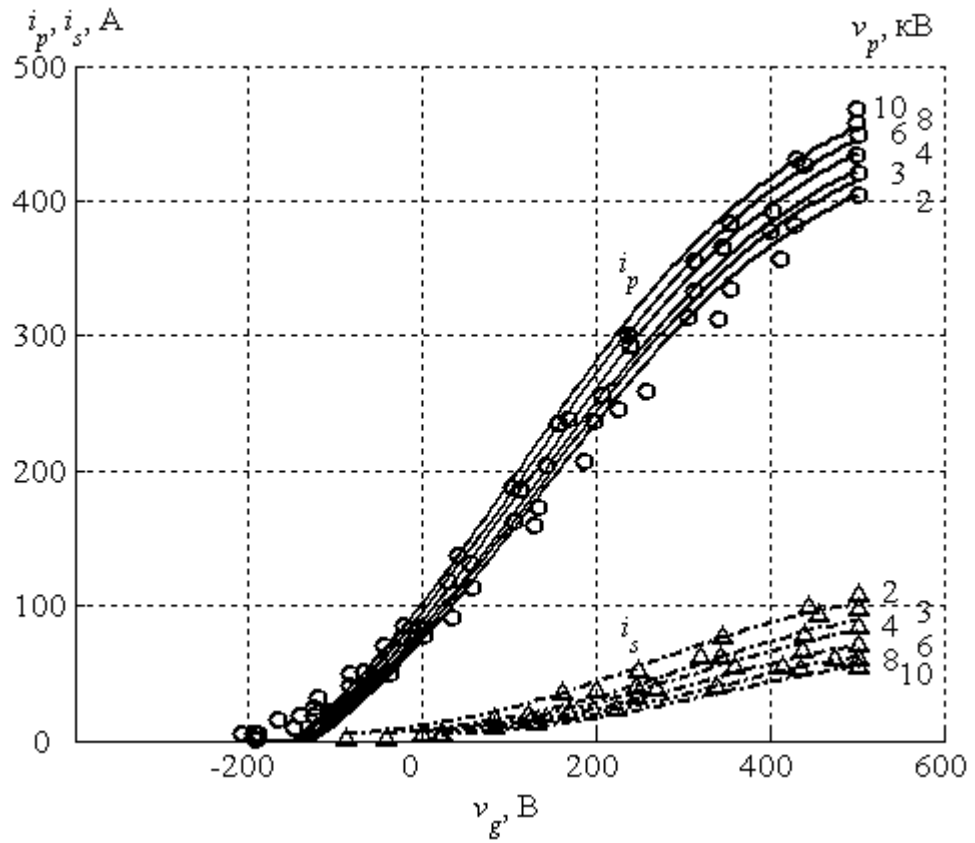


Рисунок 3.4.1. Аппроксимация токов анода i_p и экранной сетки i_s ГУ-104АМ при напряжении на экранной сетке 1 кВ

Сплошные линии – аппроксимация тока i_p ; \circ – данные о токе i_p

Штрих-пунктирные линии – аппроксимация тока i_s ; Δ – данные о токе i_s

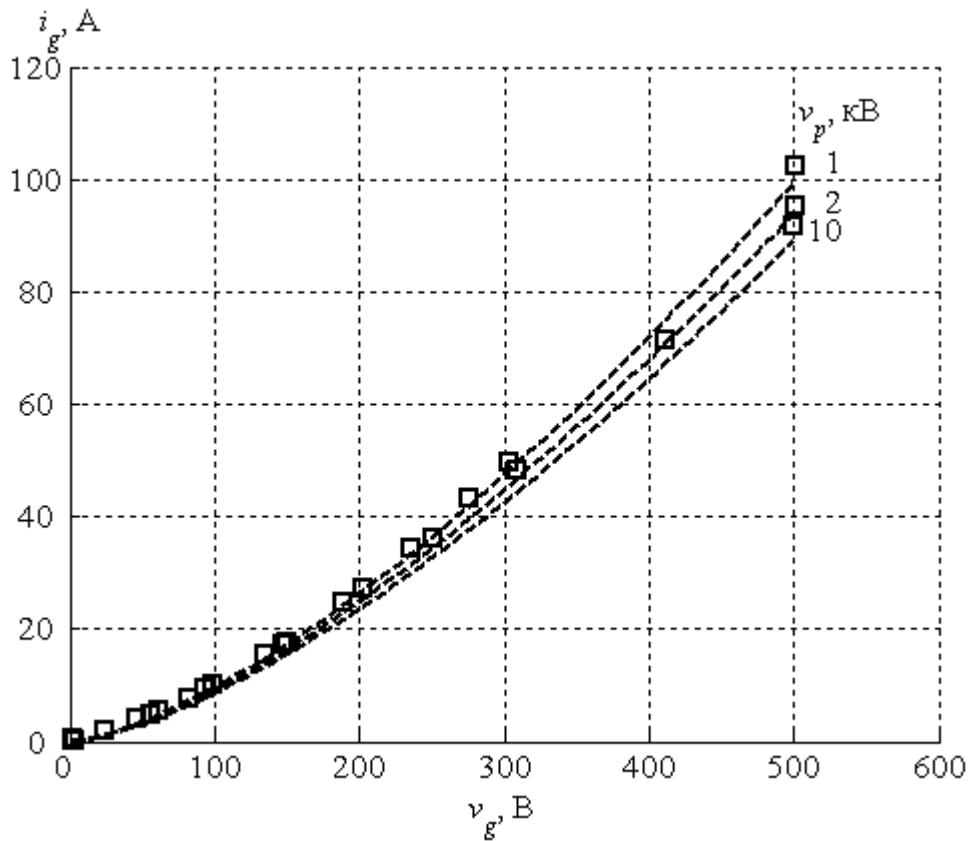


Рисунок 3.4.2. Аппроксимация тока управляющей сетки i_g ГУ-104АМ при напряжении на экранной сетке 1 кВ

Пунктирные линии – аппроксимация тока i_g ; \circ – данные о токе i_g

Код PSPICE-модели. Netlis модели тетрода ГУ-104АМ приведен в приложении 2. Особенности, в сравнении с моделью TH 576, отсутствуют.

Рассмотренные в разделах 3.3 и 3.4 модели генераторных тетродов позволяют провести исследование энергетических характеристик усилителя мощности класса E с учетом влияния напряжений на электродах ламп.

3.5. Модель генераторного триода ГУ-88А

Наряду с генераторными тетрами в мощных РПДУ используются генераторные триоды. В данной работе будет рассмотрена возможность применения одного из наиболее мощных отечественных триодов – ГУ-88А – для построения оконечного каскада усилителя мощности, работающего в классе *E*. Для этого необходимо разработать *PSPICE*-модель данной ЭВЛ.

Количество аппроксимируемых точек данных:

80 для тока анода,

30 для тока сетки.

Поскольку у триода на один электрод меньше, чем у тетрада, задача аппроксимации характеристик заметно облегчается. При этом может быть достигнута бóльшая точность.

Ток анода. Для аппроксимации анодного тока используется функция (3.3.9). Примем, что $v_s = p_{05} = p_{08} = 0$, $p_{10} = 1$. Остальные коэффициенты найдены исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $p_{01} = 0,7447$; $p_{02} = -0,7886$; $p_{03} = 1,862 \cdot 10^{-3}$; $p_{04} = 2,663 \cdot 10^{-5}$; $p_{05} = 0$; $p_{06} = 330,6$; $p_{07} = 3,486 \cdot 10^{-3}$; $p_{08} = 0$; $p_{09} = 0,01077$; $p_{10} = 1$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 0,81$ %; $NMAE = 0,68$ %; $NMaxAE = 1,76$ %.

Благодаря малому объему аппроксимируемых данных, здесь удалось добиться наилучшей точности аппроксимации. Вероятно, такая точность позволила бы промоделировать влияние разброса статических характеристик тока анода ГУ-88А на работу конкретного устройства, в котором данная лампа используется.

Ток управляющей сетки. При устранении зависимости от напряжения на экранной сетке v_s , ток управляющей сетки может быть аппроксимирован с помощью функции (3.3.13), однако бóльшую точность можно получить, используя функцию

$$i_g(v_p, v_g) = \frac{g_{01}}{v_p + g_{02}} v_g^{g_{03}}, \quad (3.5.1)$$

где g_{xx} – коэффициенты аппроксимирующей функции, причем $g_{02} > 0$.

Коэффициенты найдены исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

Коэффициенты: $g_{01} = 1665$; $g_{02} = 11470$; $g_{03} = 1,070$.

Точность аппроксимации: $NRMSE = 2,28$ %; $NMAE = 1,62$ %; $NMaxAE = 6,34$ %.

Отметим здесь единственную трудность, с которой пришлось столкнуться, создавая модель данной ЭВЛ. Из статических характеристик ГУ-88А следует, что при напряжении на

управляющей сетке, равном нулю, значение тока управляющей сетки существенно отличается от нуля. Можно предположить, что это явление объясняется наличием прямого электронного тока за счет начальных скоростей электронов [67, 102]. Однако примем во внимание, что существует генераторный триод ГУ-88П, схожий по характеристикам с ГУ-88А и отличающийся от последнего способом охлаждения. При этом на статических характеристиках ГУ-88П указанная особенность отсутствует. Поэтому можно также допустить, что данные о характеристиках ГУ-88А не отражают с достаточной степенью точности поведение реального прибора. Поскольку аппроксимирующая функция принимает значение, равное нулю при $v_g = 0$, это приводит к сравнительно низкой точности аппроксимации, а наиболее заметные расхождения между представленными усредненными характеристиками ГУ-88А и аппроксимацией проявляются при малых значениях v_g .

Точность аппроксимации. На рисунке 3.5.1 показаны аппроксимации зависимостей токов анода i_p и управляющей сетки i_g от напряжения на управляющей сетке v_g при различных значениях напряжения на аноде v_p . В дополнение к количественной оценке точности, приведенной выше, изображение дает наглядное представление о степени адекватности модели в рассматриваемой области напряжений на электродах ГУ-88А.

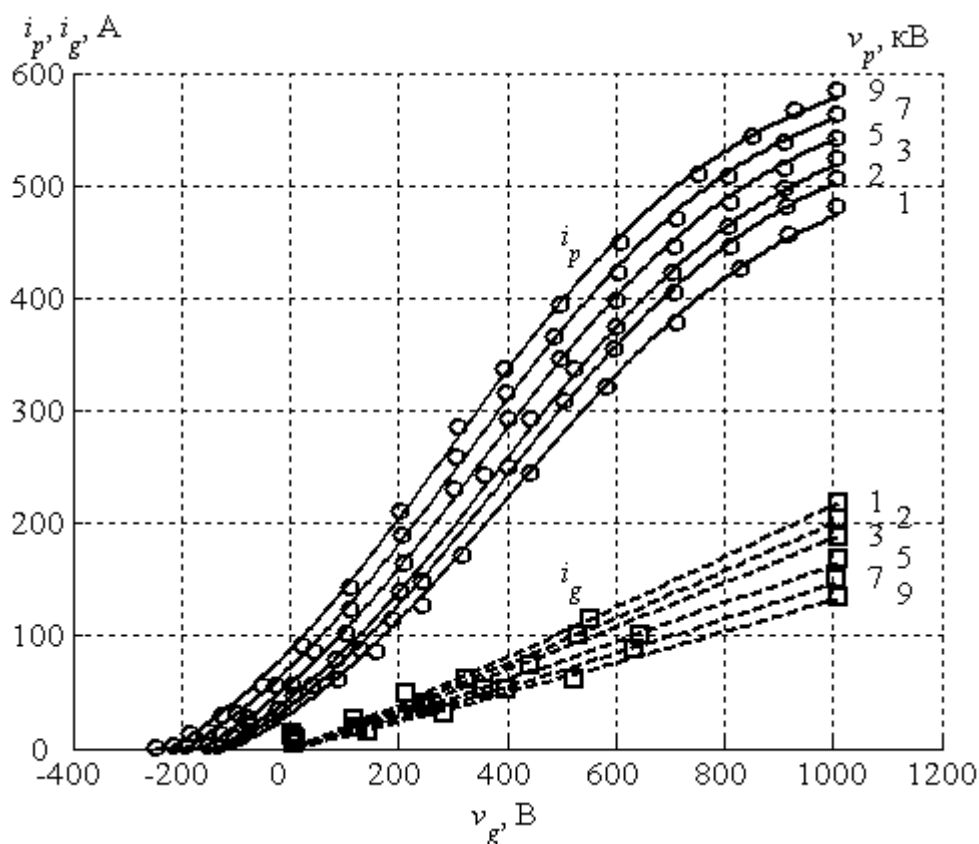


Рисунок 3.5.1. Аппроксимация характеристик ГУ-88А

Сплошные линии – аппроксимация тока анода i_p ; \circ – данные о токе i_p

Пунктирные линии – аппроксимация тока управляющей сетки i_g ; \square – данные о токе i_g

Код PSPICE-модели. Код модели триода ГУ-88А приведен в приложении 2.

Данная модель, наравне с моделями генераторных тетродов *ТН 576* и *ГУ-104АМ*, будет использована для моделирования характеристик оконечного каскада усилителя мощности, работающего в классе *E*.

Сводная информация о точности аппроксимации статических характеристик генераторных ламп приведена в таблице 3.5.1.

Таблица 3.5.1. Точность аппроксимации статических характеристик генераторных ламп ¹⁾

ЭВЛ	Нормированная среднеквадратическая ошибка, %		
	Ток анода	Ток экранной сетки	Ток управляющей сетки
Модели, предложенные в данной работе			
Тетрод <i>ТН 576</i>	2,14	4,21	2,35
Тетрод <i>ГУ-104АМ</i>	2,19	4,06	2,49
Триод <i>ГУ-88А</i>	0,81	–	2,28
Модель Д. Рифмана ²⁾			
Тетрод <i>ТН 576</i>	2,16	4,75	8,67

¹⁾ Коэффициенты аппроксимирующих функций найдены исходя из минимизации суммы квадратов ошибок.

²⁾ Данные о точности аппроксимация характеристик с помощью модели пентода Рифмана приведены для сравнения. Эта модель является наиболее точной из ранее известных моделей.

3.6. Результаты

Перечислим основные результаты, полученные в данной главе.

1. Предложены аппроксимации статических характеристик генераторных ламп, учитывающие зависимости всех токов электродов ЭВЛ от напряжений на электродах. Разработанные модели генераторных ламп открывают возможности для увеличения точности расчетов напряжений и токов в исследуемых РПДУ, по сравнению с аналитическими и графоаналитическими методами расчетов. Благодаря этому на стадии проектирования устройства появляется более полная возможность предотвращать режимы работы, при которых возникает перегрузка ЭВЛ по токам, напряжениям или мощностям.

2. Разработана методика создания моделей генераторных ЭВЛ. Применение методики проиллюстрировано на примерах моделей тетродов *ТН 576*, *ГУ-104АМ* и модели триода *ГУ-88А*, которые представляют интерес при построении РПДУ с выходной мощностью порядка сотен киловатт – единиц мегаватт. Модели могут быть применены, в частности, в *SPICE*-подобных симуляторах электронных схем. Приведены коды моделей для среды *PSPICE*. Модели создавались применительно к задаче исследования процессов в оконечных каскадах РПДУ, как в установившихся, так и в переходных режимах, при наиболее полном учете внешних электрических свойств реальных ЭВЛ и паразитных элементов монтажа.

3. Дальнейшее повышение точности моделей генераторных ламп может быть обеспечено с помощью дополнительных экспериментальных данных, описывающих статические характеристики. В случае генераторных тетродов интерес представляют значения токов электродов при напряжениях на аноде меньших, чем напряжение на экранной сетке, а также характеристики лампы при нулевом напряжении на экранной сетке. В случае генераторных триодов важны характеристики при напряжениях на аноде, меньших, чем положительные напряжения на управляющей сетке.

4. Модели генераторных ЭВЛ могут быть использованы для нахождения параметров оконечных каскадов РПДУ, обеспечивающих наилучший (по заданным критериям) режим работы. Для этого возможно применение таких сред схемотехнического моделирования, как *HSPICE* и *ADS*, обладающих широкими наборами алгоритмов решения систем уравнений с ограничениями.

Основные результаты опубликованы в [88, 103].

4. Энергетические характеристики усилителей класса E на генераторных лампах

4.1. Оценка точности аналитической модели усилителя класса E

Полученные в разделах 3.3, 3.4, 3.5 *PSPICE*-модели генераторных ламп позволяют провести оценку точности модели усилителя класса E , описанной в разделе 2.1. Напомним, что в ней напряжение на АЭ в проводящем состоянии не зависит от напряжений и токов других электродов АЭ. Если в качестве АЭ используется генераторный тетрод, то применяемый на практике способ управления им сводится к подаче постоянного напряжения на экранную сетку, в то время как на управляющую сетку подаются импульсы напряжения прямоугольной формы [13]. В этом случае напряжение на аноде тетрода в проводящем состоянии непостоянно и зависит от напряжений на сетках лампы и анодного тока. В модели усилителя, рассмотренной в разделе 2.1, этот эффект имитируется изменением анодного напряжения во времени по заранее заданному закону. При этом можно ожидать возникновения некоторой погрешности, которая требует оценки. Другими источниками погрешности будут конечность добротности нагрузки усилителя и неточность расчета номиналов элементов усилителя, связанная с конечным числом гармоник, использованным при определении этих номиналов.

Поскольку в модели усилителя, рассмотренной в разделе 2.1, номиналы элементов L_b и C_b (см. рисунки 2.1.1 и 4.1.1) имеют конечные значения, а также более полно учитывается форма напряжения на АЭ в проводящем состоянии, то можно ожидать, что эта модель окажется более точной, чем модель, рассмотренная в [80] и, соответственно, в [16, 15, 13]. Поэтому представляет интерес сравнить точность расчетов характеристик усилителей по соответствующим методикам, приведенным в разделе 2.2 и в [80]. Для этого исследуем усилители, параметры которых приведены в таблице 4.1.1. Набор параметров $t_{pn} = 0,5$; $\varphi_{VI} = 0$; $X_{Lb_n} = 10$; $X_{Cb_n} = 0,01$; $\eta_1 = 90\%$ выбран, как один из вариантов, который может иметь практическую значимость. Случай $\eta_1 = 100\%$ добавлен для того, чтобы показать влияние потерь в АЭ на точность расчетов. При выбранном значении $X_{Cb_n} = 0,01$ напряжение на емкости C_b в стационарном режиме можно считать практически постоянным. Выбор сравнительно малого значения $X_{Lb_n} = 10$ связан с трудностями физической реализации большей индуктивности L_b в диапазонах ОНЧ – НЧ при рассматриваемых здесь токах и напряжениях, а также с особенностями режима работы усилителя. При этом ток, протекающий через

индуктивность L_b , существенно изменяется в пределах периода колебаний, что противоречит одному из условий применимости методики расчета, изложенной в [80]. Хотя L_b можно было бы уменьшить еще на порядок, сохранив эффективность использования АЭ по выходной мощности, но максимальное напряжение на выходе усилителя при этом превысит напряжение анодного питания, что ограничит применимость на практике полученных результатов. Как видно, номиналы элементов усилителей, вычисленные по методикам, изложенным в [80] и в разделе 2.2, различаются на единицы – десятки процентов, поэтому можно ожидать существенных различий в качестве настроек усилителей на требуемый режим.

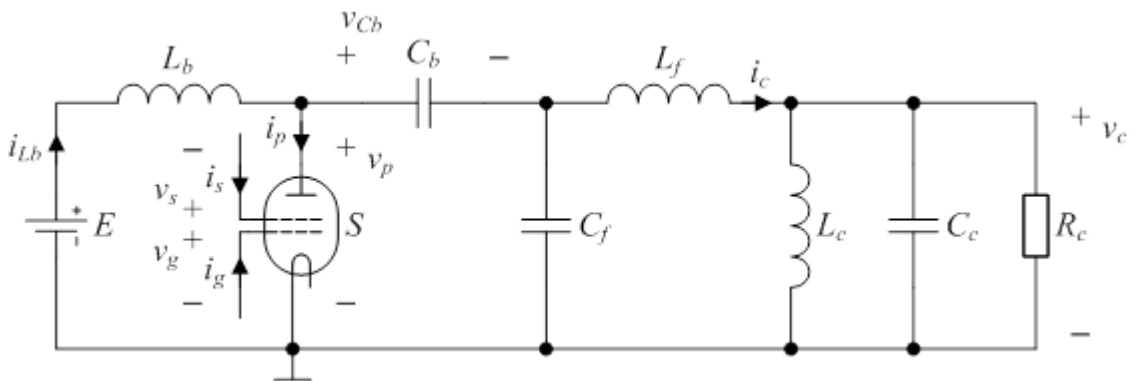


Рисунок 4.1.1. Однотактный усилитель класса E

Таблица 4.1.1. Параметры усилителей класса E , рассчитанных по различным методикам

Исходные данные			
Модель АЭ	ТН 576		
Напряжение анодного питания, кВ	12		
Напряжение на экранной сетке, В	500		
Запирающее напряжение на управляющей сетке, В	-700		
Выходная емкость АЭ, пФ	156,4		
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой, кВт	12		
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, кВт	4		
Рабочая частота, кГц	20		
Выходная мощность, кВт	600		
Фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{vI} , рад	0		
Добротность нагрузки Q_c	10		
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ t_{pn}	0,5		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lb n}$	10		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cb n}$	0,01		
Нормированное активное сопротивление нагрузки $R_{c n}$	1		
Вариант усилителя	1	2	3
Методика расчета усилителя	р. 2.2	[80]	[80]
Напряжение на АЭ в проводящем состоянии	нелинейно возрастает	постоянное	постоянное
Нормированное максимальное падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии $E_{AE n}$	0,16	0,00	0,10
КПД анодной цепи по первой гармонике η_1 , %	90	100	90
Нормированное максимальное напряжение на нагрузке $v_{m n}$	0,916	0,925	0,832
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lf n}$	1,36	1,48	1,48
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cf n}$	3,11	3,83	3,83
Номиналы элементов усилителей			
Сопротивление нагрузки R_c , Ом	101	103	83,2
Индуктивность нагрузки L_c , мкГн	80,12	81,71	66,18
Емкость нагрузки C_c , нФ	790,3	775,0	956,8
Индуктивность L_b , мГн	8,01	8,17	6,62
Емкость C_b , мкФ	7,90	7,75	9,57
Индуктивность L_f , мГн	1,09	1,21	0,982
Емкость C_f , нФ	25,2	20,1	24,8

Настройка усилителя на заданный режим производится за счет изменения величины отпирающего напряжения, подаваемого на управляющую сетку тетрода. Если к аноду тетрода в проводящем состоянии прикладывается отрицательное напряжение, то длительность импульса отпирающего напряжения уменьшается так, чтобы напряжение на аноде в проводящем состоянии было положительным.

Результаты моделирования. На рисунках 4.1.2–4.1.7 приведены временные диаграммы, относящиеся к стационарному режиму работы усилителя класса E , рассчитанного по методике из раздела 2.2. На рисунке 4.1.8 показан спектр выходного тока (тока на выходе формирующего контура) в стационарном режиме. Напряжение на емкости C_b изменяется за период в пределах от 11,90 до 12,08 кВ. Как видно, при переходе АЭ в проводящее состояние практически отсутствует скачкообразное изменение напряжения на аноде АЭ, а ток анода АЭ близок к нулевому значению. Мощность первой гармоники в нагрузке составляет 617 кВт, что отличается от расчетного значения на 3 %. Отклонение КПД анодной цепи по первой гармонике от расчетного значения составляет менее 0,1 %. Таким образом, можно констатировать, что методика, изложенная в разделе 2.2, обеспечивает расчет усилителя на заданный режим с учетом непостоянства тока через индуктивность L_b и потерь в АЭ.

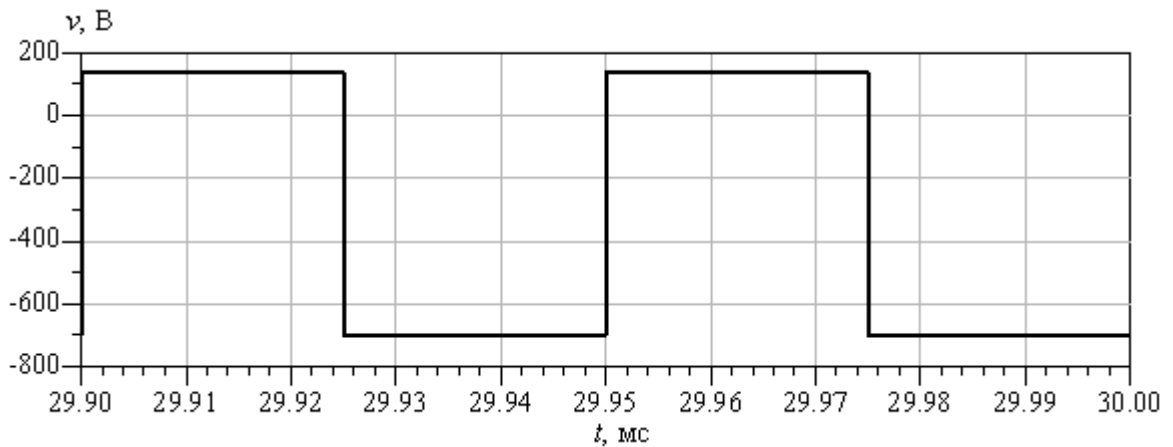


Рисунок 4.1.2. Напряжение на управляющей сетке тетрода v_g (максимальное значение напряжения составляет 138 В)

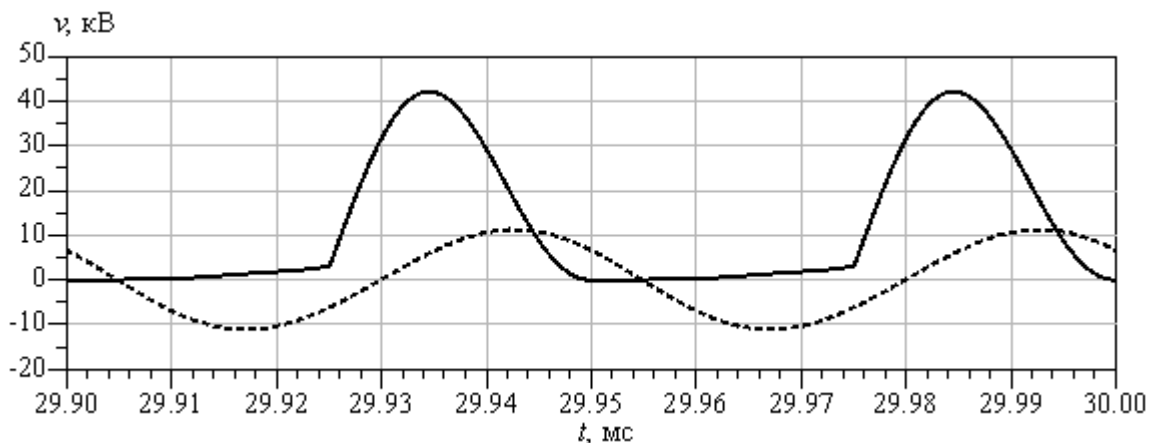
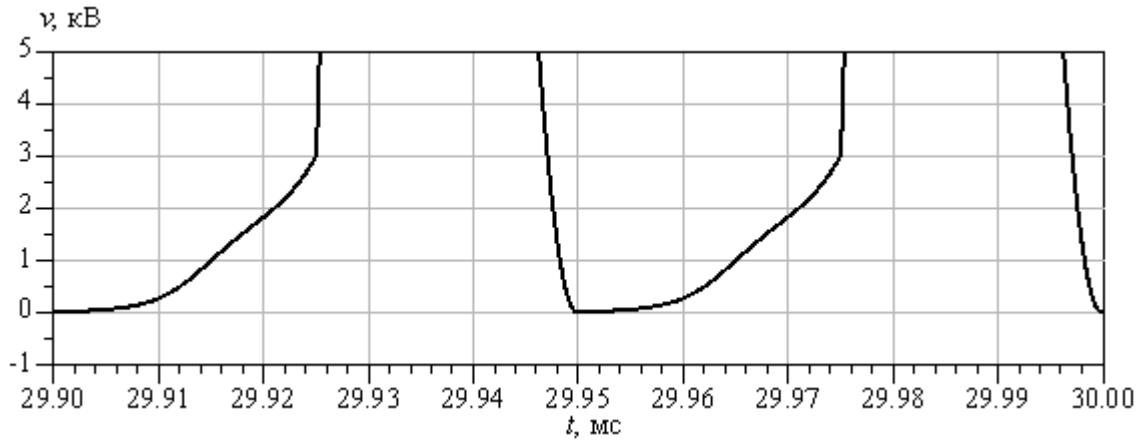
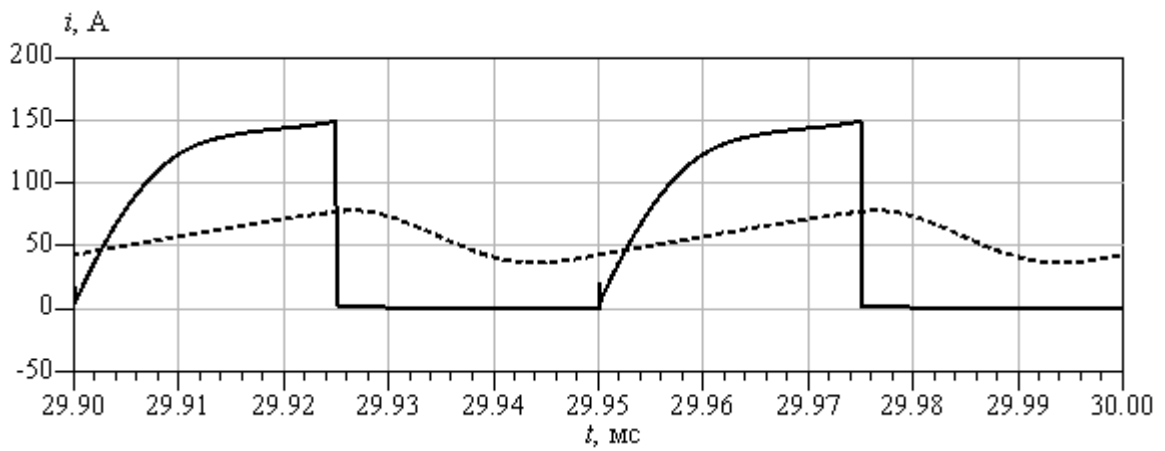
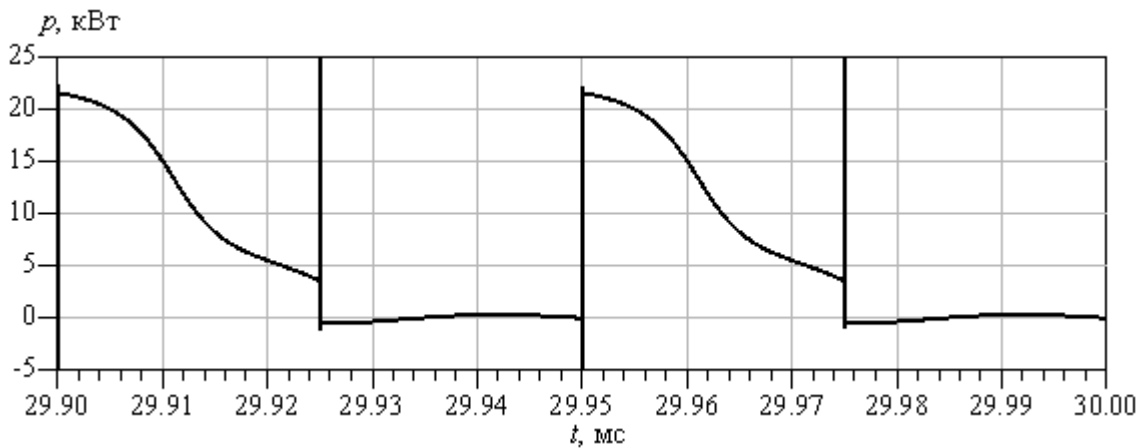


Рисунок 4.1.3. Напряжение на аноде тетрода v_p (сплошная линия), напряжение на нагрузке v_c (пунктирная линия)

Рисунок 4.1.4. Напряжение на аноде тетрода v_p Рисунок 4.1.5. Ток анода тетрода i_p (сплошная линия), ток разделительной индуктивности i_{Lb} (пунктирная линия)Рисунок 4.1.6. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода (минимум: $p = -33,8$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 36,9$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

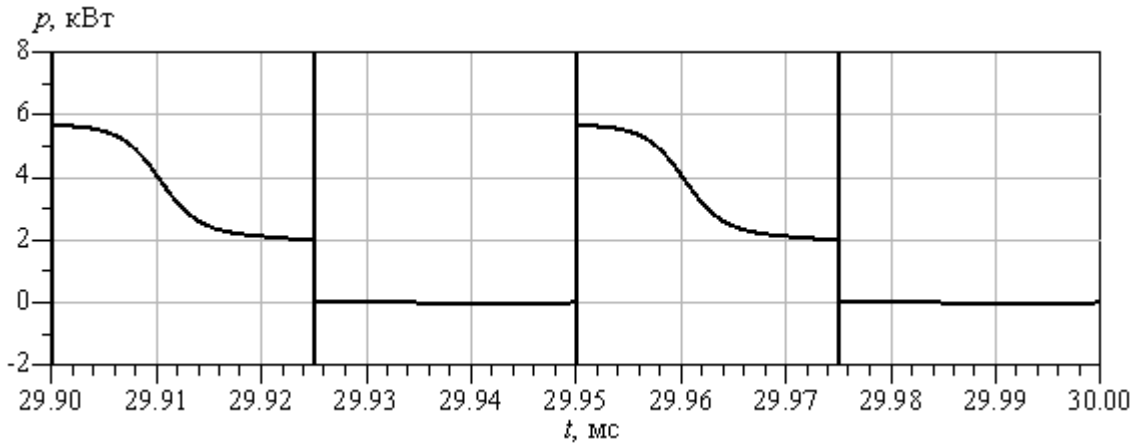


Рисунок 4.1.7. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода (минимум: $p = -86,6$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 92,5$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

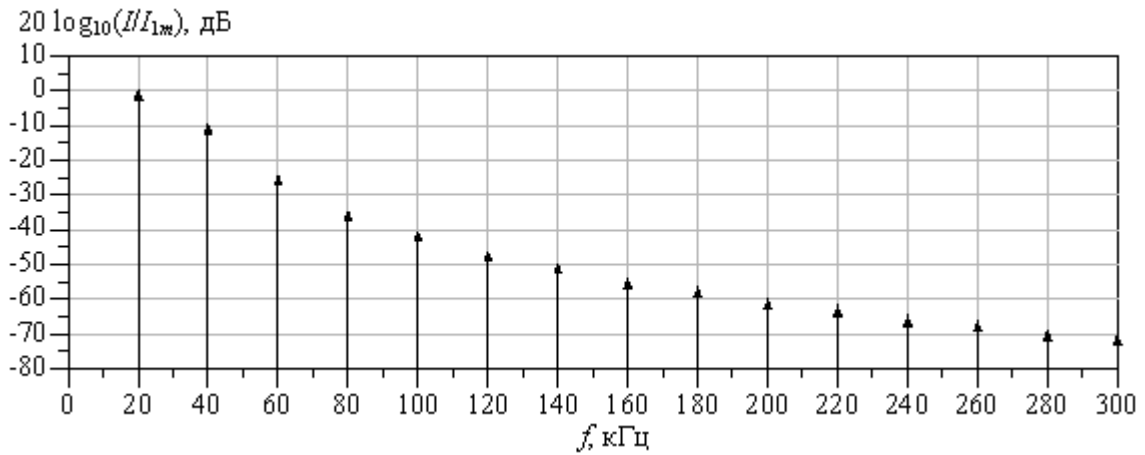


Рисунок 4.1.8. Спектр выходного тока i_c ($I_{1m} = 111$ А)

Пики мощностей на рисунках 4.1.6 и 4.1.7 объясняются процессами перезаряда емкостей управляющая сетка – катод $C_{gc} = 760$ пФ, экранная сетка – управляющая сетка $C_{sg} = 805$ пФ и анод – управляющая сетка $C_{pg} = 12$ пФ. В момент $t \approx 29,950$ мс, соответствующий переходу тетрода в проводящее состояние, происходит перезаряд емкости C_{gc} , поскольку напряжение на управляющей сетке изменяется от -700 до 138 В. При этом напряжение на емкости C_{sg} уменьшается с 1200 до 362 В, а напряжение на емкости C_{pg} изменяется приблизительно от 700 до -140 В. В момент $t \approx 29,975$ мс, когда происходит запираение тетрода протекают обратные процессы: напряжение на емкости C_{gc} изменяется от 138 до -700 В; напряжение на емкости C_{sg} увеличивается от 362 до 1200 В; напряжение на емкости C_{pg} изменяется приблизительно с $2,9$ до $3,7$ кВ. Вклад процессов перезаряда емкостей C_{gc} и C_{sg} в пиковые значения мощностей сопоставим, тогда как вклад перезаряда емкости C_{pg} пренебрежимо мал. В реальном усилителе на пиковые значения мощностей могут оказать существенное влияние паразитные

сопротивления и индуктивности монтажа, а также времена нарастания и спада управляющего напряжения.

Теперь сравним результаты моделирования усилителя, рассчитанного по методике, приведенной в разделе 2.2, с результатами моделирования усилителей, рассчитанных по методике из [80]. Второй вариант усилителя (см. таблицу 4.1.1) рассчитан исходя из того, что АЭ является идеальным ($\eta_1 = 100\%$). Подстройка отпирающего напряжения на управляющей сетке осуществлялась исходя из того, чтобы тетрод работал в режиме, близком к предыдущему случаю. На рисунках 4.1.9 – 4.1.11 приведены временные диаграммы напряжения и тока анода тетрода. Мощность первой гармоники в нагрузке отклоняется от расчетного значения на 19 % в бóльшую сторону и составляет 712 кВт, а относительная длительность проводящего состояния АЭ уменьшилась до 0,47 (относительная длительность импульса отпирающего напряжения на управляющей сетке также уменьшена до 0,47). КПД анодной цепи по первой гармонике составил 91 %. Отличие полученного усилителя от требуемого заключается не только в отклонении его энергетических характеристик и длительности проводящего состояния АЭ от расчетных значений, но и в режиме работы, который отличается от заданного, что видно по соответствующим временным диаграммам (наличие интервала времени, в течение которого напряжение на аноде существенно меньше нуля; при переходе АЭ в проводящее состояние ток анода заметно больше нуля).

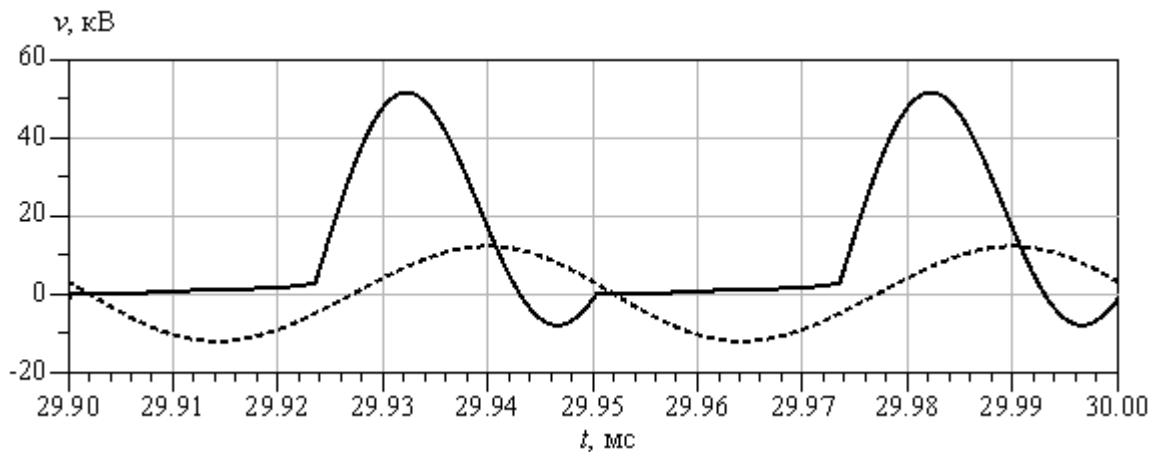
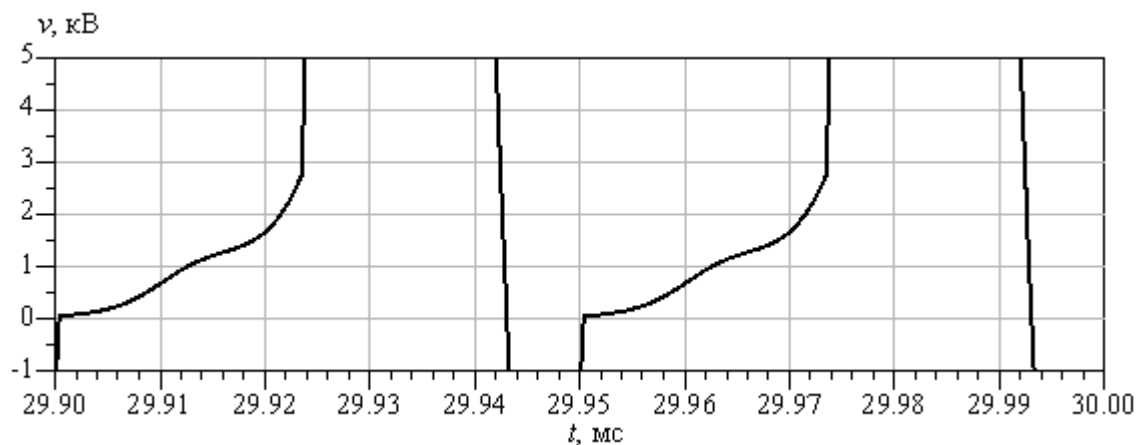
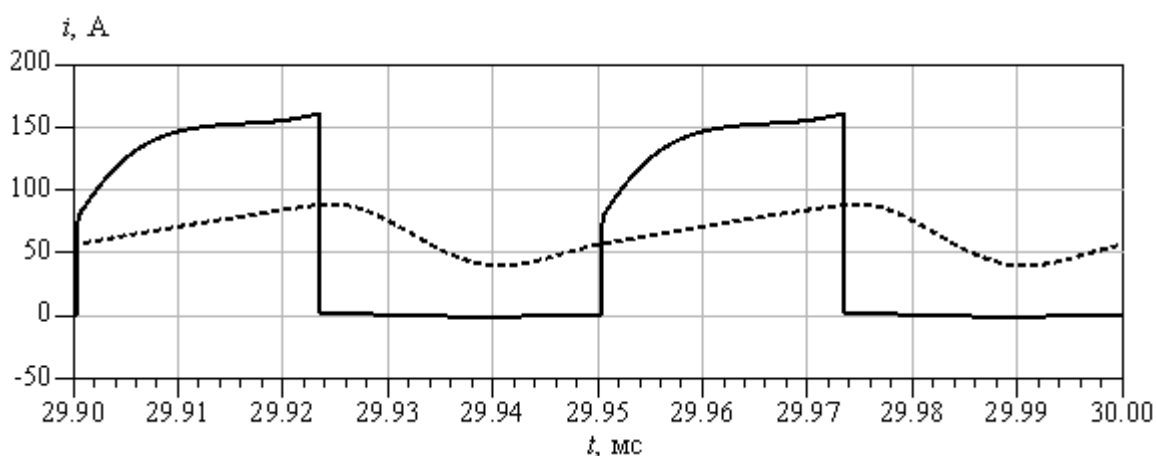


Рисунок 4.1.9. Напряжение на аноде тетрода v_p (сплошная линия), напряжение на нагрузке v_c (пунктирная линия)

Рисунок 4.1.10. Напряжение на аноде тетрода v_p Рисунок 4.1.11. Ток анода тетрода i_p (сплошная линия), ток разделительной индуктивности i_{Lb} (пунктирная линия)

Третий вариант усилителя (см. таблицу 4.1.1) рассчитан с учетом того, что на аноде АЭ в проводящем состоянии за период рассеивается 10 % потребляемой от источника анодного питания мощности ($\eta_1 = 90\%$) (см. рисунки 4.1.12 – 4.1.14). Как и в предыдущем случае, $t_{pn} = 0,47$ (относительная длительность импульса отпирающего напряжения на управляющей сетке также равна 0,47), а мощность первой гармоники в нагрузке составила 829 кВт (отклонение от расчетного значения на 38 % в бóльшую сторону). КПД усилителя по первой гармонике не удалось поднять выше 87 % из-за приближения значения мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки тетрода, к предельно допустимому значению (4 кВт) при заданном напряжении на экранной сетке. Усилитель работает в режиме, отличном от расчетного. Результаты моделирования трех рассмотренных усилителей сведены в таблицу 4.1.2.

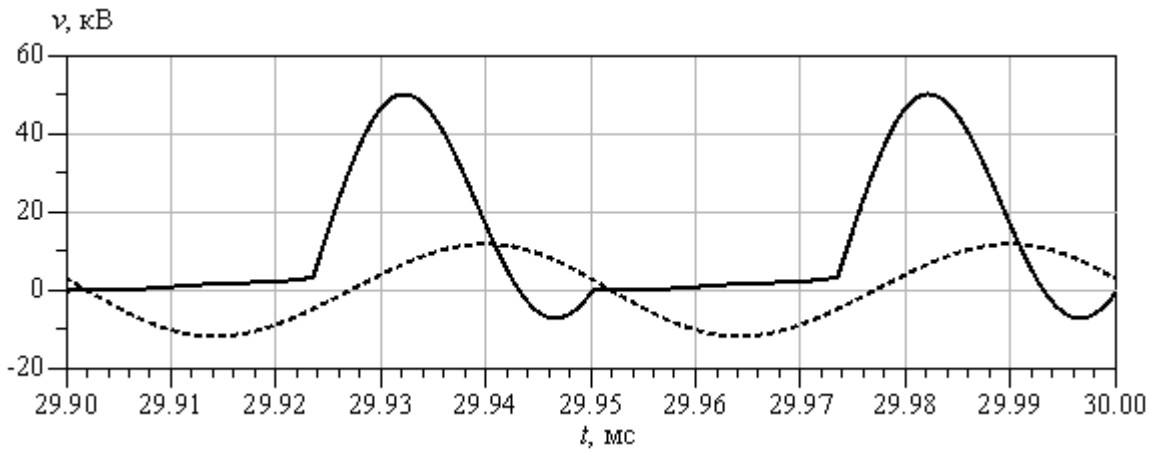


Рисунок 4.1.12. Напряжение на аноде тетрода v_p (сплошная линия),
напряжение на нагрузке v_c (пунктирная линия)

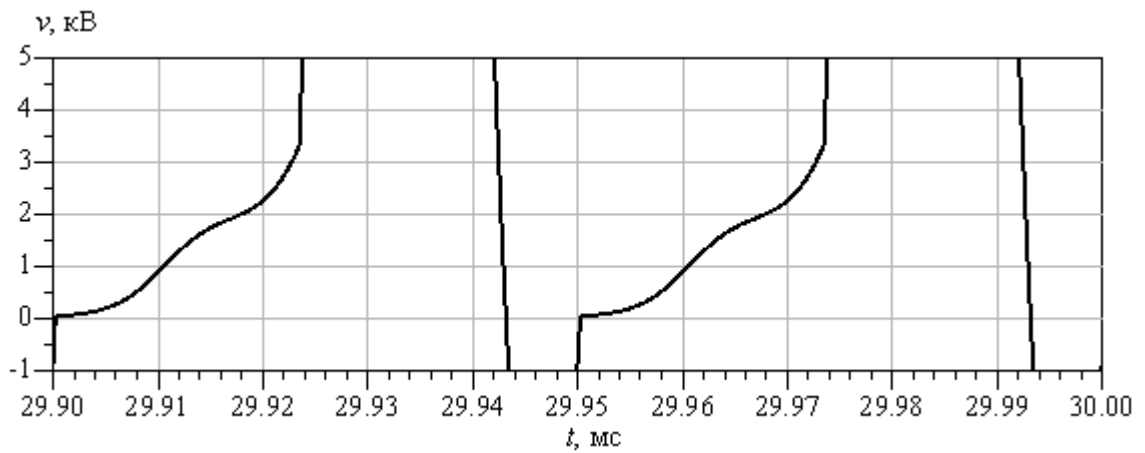


Рисунок 4.1.13. Напряжение на аноде тетрода v_p

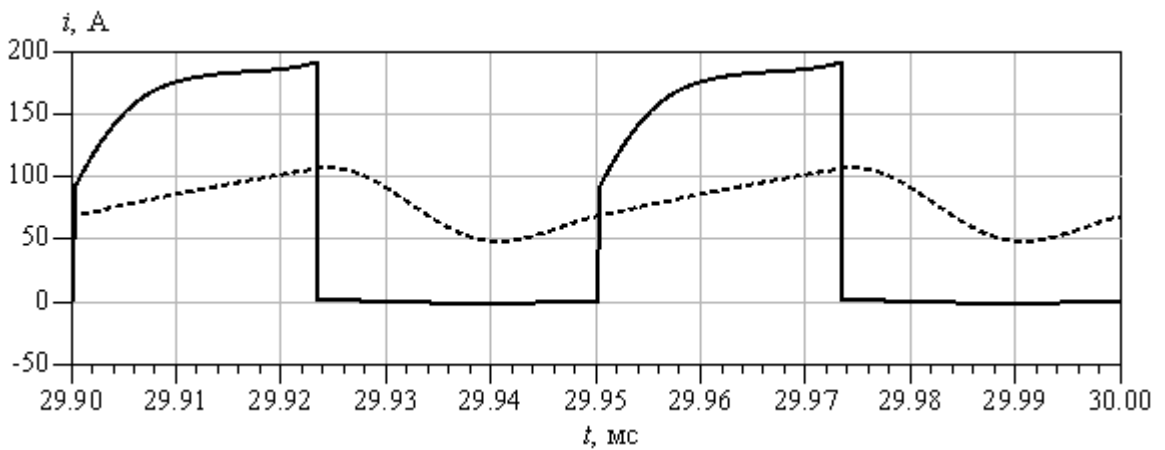


Рисунок 4.1.14. Ток анода тетрода i_p (сплошная линия),
ток разделительной индуктивности i_{Lb} (пунктирная линия)

Таблица 4.1.2. Характеристики моделей усилителей класса E , номиналы элементов которых рассчитаны по различным методикам

Вариант усилителя (см. таблицу 4.1.1)	1			2			3		
	р. 2.2			[80]			[80]		
Источник результатов	A	M	$\Delta_n, \%$	A	M	$\Delta_n, \%$	A	M	$\Delta_n, \%$
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	90	90,0	0,0	100	90,8	9,2	90,0	87,0	3,0
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ	0,50	0,50	0,0	0,50	0,47	3,0	0,50	0,47	3,0
Отпирающее напряжение на управляющей сетке, В	–	138	–	–	155	–	–	190	–
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	600	617	2,8	600	712	15,7	600	829	27,6
Максимальное напряжение на аноде, кВ	41,7	42,1	1,0	44,1	51,5	14	40,9	50,2	19
Максимальный ток анода, А	153	149	2,7	138	161	14	154	192	20
Максимальное напряжение на нагрузке, кВ	11,0	11,3	2,7	11,1	12,2	9,0	9,99	11,9	16
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде, кВт	66,7	63,4	5,2	0,00	65,2	100	66,7	106	37
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки *, Вт	–	6150	–	–	6270	–	–	8270	–
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки *, Вт	–	1790	–	–	2120	–	–	3700	–

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках $TH 576$ в рассматриваемой области напряжений на электродах.

A – результаты аналитического расчета; M – результаты моделирования; $\Delta_{ni} = |M_i - A_i|/M_i$ – относительная ошибка расчета i -ой характеристики, кроме КПД и нормированной длительности проводящего состояния, для них $\Delta_{ni} = |M_i - A_i|$.

Из результатов моделирования следует, что учет конечного значения номинала индуктивности L_b и падения напряжения на АЭ в проводящем состоянии оказывают существенное влияние на точность расчета номиналов элементов усилителя. Фактически методика, приведенная в [80] дает требуемые результаты только в случаях, когда выполняются те условия, которые лежат в ее основе (постоянное падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии; постоянный ток через индуктивность L_b ; постоянное напряжение на емкости C_b ; напряжение синусоидальной формы на нагрузке). В противном случае она может давать лишь приближенные значения номиналов элементов, которые могут отличаться от требуемых на десятки процентов. Это же касается других методик, в основе которых лежат математические модели, содержащие те же допущения. Модель усилителя класса E , рассмотренная в разделе 2.1, и соответствующая ей методика расчета, приведенная в разделе 2.2, лишены указанных ограничений и, как следствие, дают возможность производить более точные расчеты усилителей с требуемыми характеристиками.

4.2. Сравнительный анализ характеристик усилителей при использовании различных типов генераторных ламп

Перейдем к сравнительному анализу однокатных усилителей мощности класса *E*, использующих следующие генераторные лампы: тетроды *ТН 576* и ГУ-104АМ, а также триод ГУ-88А. Выбор однокатной схемы обусловлен тем, что свойства усилителя на ее основе, за исключением спектра напряжения на нагрузке, повторяют свойства двухтактного усилителя, при этом моделирование однокатного усилителя менее ресурсоемко. Исходными данными для анализа являются требуемые наборы характеристик усилителей в стационарных режимах работы. Напомним, что из трех рассматриваемых ламп наиболее полные данные о статических характеристиках имеются для тетрода *ТН 576*, но даже в этом случае присутствует нехватка данных при напряжениях на экранной сетке меньших 500 В и напряжениях на аноде меньших, чем напряжение на экранной сетке. Поэтому результаты моделирования усилителей, работа которых происходит в указанных областях напряжений на электродах, требуют уточнения на основе дополнительных экспериментальных данных о статических характеристиках ламп.

Как видно из раздела 4.1, модель усилителя на тетроде *ТН 576*, работающего в классе *E*, показывает выходную мощность первой гармоники 617 кВт и КПД анодной цепи по первой гармонике 90 %. При этом обеспечивается примерно двукратный запас по рассеиваемым сетками лампы мощностям относительно предельно допустимых значений.

Для удобства сопоставления результатов моделирования усилителей зададимся расчетной выходной мощностью каждого усилителя, равной 600 кВт. Причем в случае усилителей на лампах ГУ-104АМ и ГУ-88А используем по две таких лампы, включенных параллельно, таким образом, на каждую из них приходится по 300 кВт выходной мощности. Значение напряжения анодного питания тетродов *ТН 576* и ГУ-104АМ составляет 12 кВ, тогда как в случае триода ГУ-88А используется напряжение 10 кВ, что связано с более низким предельно допустимым значением этой величины для данной лампы. В таблице 4.2.1 приведены расчетные параметры рассматриваемых усилителей.

Таблица 4.2.1. Расчетные параметры усилителей класса *E* при использовании различных моделей АЭ

Исходные данные			
Рабочая частота, кГц	20		
Выходная мощность, кВт	600		
Фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{VI} , рад	0		
Добротность нагрузки Q_c	10		
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ $t_{p\ n}$	0,5		
Напряжение на АЭ в проводящем состоянии	нелинейно возрастает		
Нормированное максимальное падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии $E_{AE\ n}$	0,16		
КПД анодной цепи по первой гармонике η_1 , %	90		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lb\ n}$	10		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cb\ n}$	0,01		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lf\ n}$	1,36		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cf\ n}$	3,11		
Нормированное активное сопротивление нагрузки $R_{c\ n}$	1		
Закон изменения напряжения на управляющей сетке	импульсы прямоугольной формы		
Запирающее напряжение на управляющей сетке, В	-700		
Методика расчета усилителя	р. 2.2		
Вариант усилителя	1	2	3
Модель АЭ	ТН 576	ГУ-104АМ	ГУ-88А
Количество АЭ, включенных параллельно	1	2	2
Напряжение анодного питания, кВ	12	12	10
Напряжение на экранной сетке, В	500	300	–
Выходная емкость АЭ, пФ	156,4	136	7,5
Заявленная выходная мощность АЭ, кВт	650	300	500
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая анодом, кВт	800	250	400
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой, кВт	12	8	–
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, кВт	4	1	7
Номиналы элементов усилителей			
Сопротивление нагрузки R_c , Ом	101	101	69,9
Индуктивность нагрузки L_c , мкГн	80,12	80,12	55,64
Емкость нагрузки C_c , нФ	790,3	790,3	1138
Индуктивность L_b , мГн	8,01	8,01	5,56
Емкость C_b , мкФ	7,90	7,90	11,4
Индуктивность L_f , мГн	1,09	1,09	0,756
Емкость C_f , нФ	25,2	25,1	36,5

Результаты моделирования. Временные диаграммы процессов, протекающих в стационарном режиме работы усилителя класса *E*, использующем лампу ТН 576, приведены в разделе 4.1. На рисунках 4.2.1 – 4.2.3 приведены данные, относящиеся к усилителю, на тетрадах ГУ-104АМ, а на рисунках 4.2.4 и 4.2.5 – к усилителю на триодах ГУ-88А. Из сопоставлений

групп рисунков {4.1.4, 4.1.6, 4.1.7}, {4.2.1, 4.2.2, 4.2.3}, {4.2.4, 4.2.5} видно, что модели ламп описывают рост мощностей, потребляемых по сеточным цепям при малых напряжениях на аноде. Можно отметить, что все рассматриваемые АЭ работают в квазиключевом режиме с похожими временными диаграммами падения напряжения на аноде в проводящем состоянии.

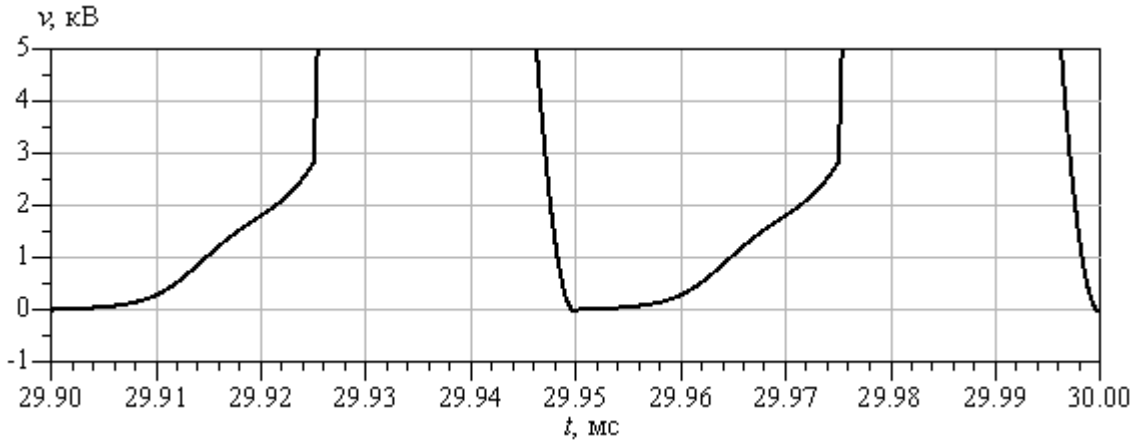


Рисунок 4.2.1. Напряжение на аноде тетрода ГУ-104АМ v_p

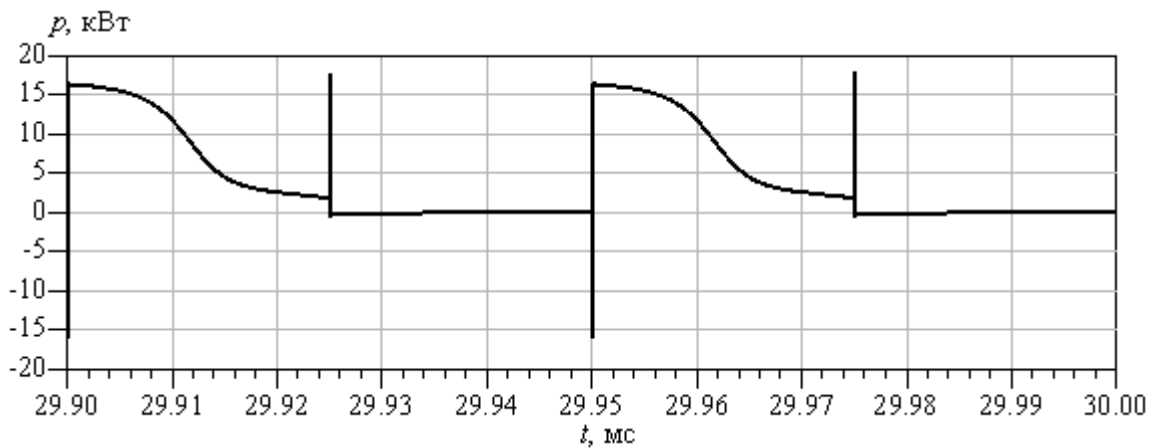


Рисунок 4.2.2. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода ГУ-104АМ

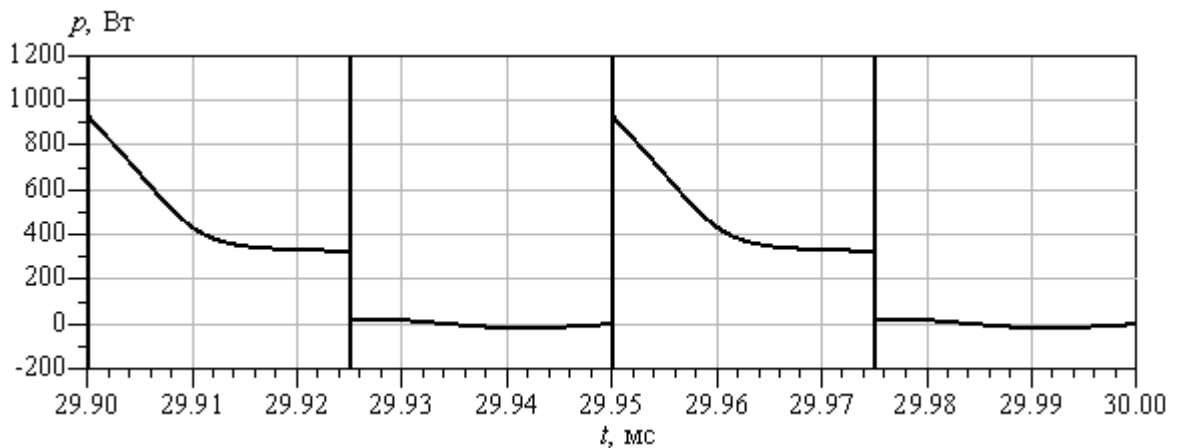
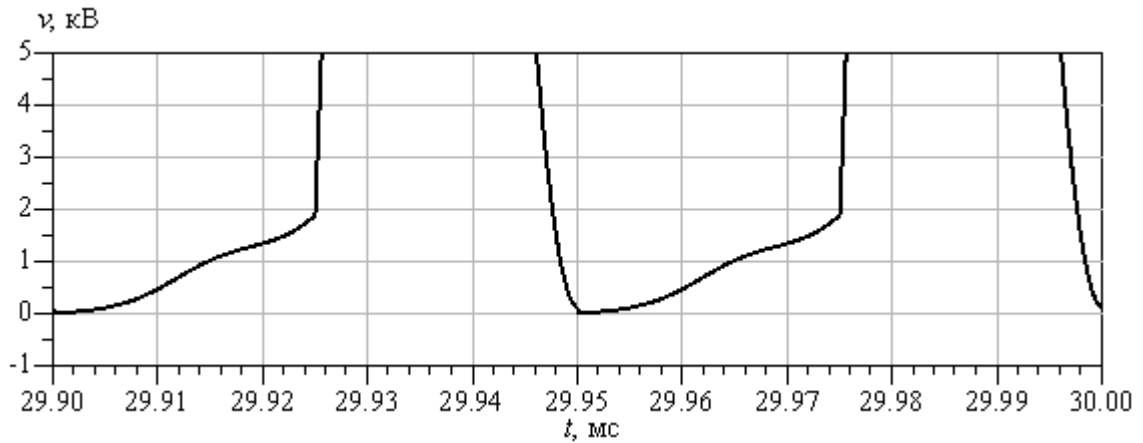
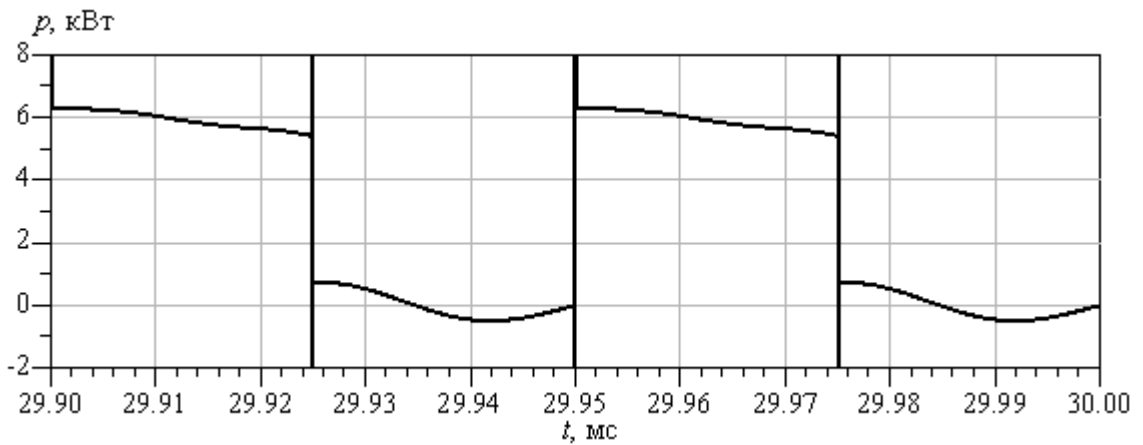


Рисунок 4.2.3. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода ГУ-104АМ (минимум: $p = -86,6$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 92,5$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

Рисунок 4.2.4. Напряжение на аноде триода ГУ-88А v_p Рисунок 4.2.5. Мощность, потребляемая по цепи сетки триода ГУ-88А
(минимум: $p = -41,4$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 43,4$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

Данные по характеристикам усилителей мощности, использующих различные модели АЭ, сведены в таблицу 4.2.2. Все усилители работают в классе E , а их характеристики получились близкими к расчетным (по мощности и КПД анодной цепи по первой гармонике). Заметим, что при одинаковых выходных мощностях в усилителе класса E на аноде лампы рассеивается не столь большая мощность, как, например, в усилителе класса B . Поэтому, с учетом ограничений по предельно допустимым мощностям, рассеиваемым сетками ЭВЛ, использование рассмотренных ламп в усилителе класса E не требует, чтобы их аноды могли рассеивать мощность сопоставимую с выходной мощностью усилителя. В результате, при 24...54-процентном использовании рассмотренных ЭВЛ по мощностям, рассеиваемым на сетках, наблюдается их 8...13-процентное использование по мощностям, рассеиваемым на аноде.

Таблица 4.2.2. Характеристики усилителей класса *E* при использовании различных моделей АЭ

Вариант усилителя (см. таблицу 4.2.1)	1	2	3
Модель АЭ	<i>ТН 576</i>	ГУ-104АМ	ГУ-88А
Отпирающее напряжение на управляющей сетке, В	138	58	174
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	617	616	603
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	90,0	90,2	90,2
КПД ОК по первой гармонике с учетом мощностей, потребляемых по сеточным цепям, и накала, %	86,7	84,8	84,9
Максимальное напряжение на аноде, кВ	42,1	42,1	34,8
Максимальный ток анода одной лампы, А	149	75,2	103
Максимальное напряжение на нагрузке, кВ	11,3	11,2	9,3
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде одной лампы, кВт	63,4	31,6	31,4
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки одной лампы *, Вт	6150	4360	–
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки одной лампы *, Вт	1790	240	2960
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, %	7,93	12,6	7,85
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой экранной сеткой *, %	51,3	54,5	–
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой управляющей сеткой *, %	44,8	24,0	42,2
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку	344	1290	102
Использование АЭ по заявленной выходной мощности, %	94,9	103	60,3

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках *ТН 576* в рассматриваемой области напряжений на электродах.

По результатам моделирования, как и следовало ожидать, видно, что наименьший коэффициент усиления по мощности показывает усилитель, выполненный на триодах ГУ-88А. Причем на каждый триод приходится только 60 % выходной мощности от значения, заявленного для данной лампы. Увеличение загрузки прибора по выходной мощности привело бы к уменьшению коэффициента усиления по мощности.

При использовании тетрода *ТН 576* КПД ОК по первой гармонике оказывается приблизительно на 2 % выше, чем в случае ламп ГУ-104АМ и ГУ-88А. Это связано с более низкой мощностью накала, требуемой ОК на *ТН 576*.

Отдельно рассмотрим вопрос о влиянии ошибки аппроксимации тока управляющей сетки на результаты моделирования мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки.

Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки. Как показано в разделе 1.3, в ранее существовавших моделях ламп для *SPICE*-подобных симуляторов ток управляющей сетки воспроизводится с помощью экспоненциальной функции, либо других функций, имеющих схожие ошибки аппроксимации. Моделирование усилителя класса *E* на тетраде

ТН 576 с использованием экспоненциальной функции, не учитывающей зависимость от напряжений на аноде и экранной сетке, показало, что мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки, составляет 1 кВт, что на 44 % меньше, чем в случае использования функции (3.3.12), которая учитывает зависимость от указанных напряжений. Однако с учетом неполноты данных о тетраде *ТН 576* целесообразно рассмотреть усилитель класса *C*, для которого рабочие напряжения на электродах лампы лежат в области данных, имеющихся на лампу. В качестве примера возьмем усилитель с выходной мощностью 600 кВт и КПД анодной цепи 90 %, работающий в граничном режиме. В данном случае при использовании экспоненциальной функции мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки, оказалась ниже на 21 %. Результаты моделирования сведены в таблицу 4.2.3.

Таблица 4.2.3. Влияние ошибки аппроксимации тока управляющей сетки *ТН 576* на результаты моделирования мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки

Аппроксимирующая функция	$f(v_g)^{2)}$	$f(v_p, v_s, v_g)^{3)}$
Нормированная среднеквадратическая ошибка аппроксимации тока управляющей сетки, %	8,67	2,35
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки в классе <i>C</i> ¹⁾ , кВт	0,48	0,61
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки в классе <i>E</i> ¹⁾ , кВт	1,0	1,8

¹⁾ Выходная мощность усилителя 600 кВт; КПД анодной цепи 90 %.

²⁾ Экспоненциальная функция.

³⁾ Функция (3.3.12).

Рассмотренные имитационные модели усилителей, в основе которых лежат модели генераторных ламп, позволяют оценить энергетические характеристики оконечных каскадов РПДУ. В то же время, данные модели не предназначены для оценки эксплуатационных показателей, таких как надежность ламп и стабильность их характеристик.

Представленные в разделах 4.1 и 4.2 результаты моделирования усилителей мощности класса *E* соответствуют применяемому на практике способу управления АЭ, который заключается в подаче фиксированного напряжения на экранную сетку (в случае тетрода) и импульсов напряжения прямоугольной формы на управляющую сетку [13]. Практический интерес представляет оценка характеристик усилителей при использовании альтернативных способов управления генераторными лампами, учитывающих форму анодного тока.

4.3. Улучшение энергетических характеристик усилителя класса E на основе совершенствования способов управления генераторными лампами

Основной недостаток применяемого на практике способа управления генераторным тетродом в усилителе мощности класса E связан с тем, что значительную часть времени проводящего состояния АЭ значение напряжения на аноде оказывается ниже напряжения на экранной и в некоторых случаях управляющей сетках. В соответствии с этим состоянием моменты времени наблюдаются высокие значения мгновенных мощностей, потребляемых по сеточным цепям лампы. Как было показано в разделе 4.2, это приводит к тому, что, несмотря на запас генераторной лампы по мощности, рассеиваемой анодом, при заданном КПД анодной цепи по первой гармонике оказывается невозможным получить выходную мощность первой гармоники выше некоторой величины, поскольку мощности, рассеиваемые сетками, приближаются к предельно допустимым значениям. Или, при заданной выходной мощности первой гармоники, это же обстоятельство не позволяет увеличить КПД анодной цепи по первой гармонике. Отсюда возникает задача поиска и исследования таких способов управления генераторными лампами, которые можно было бы использовать для увеличения выходной мощности усилителя, приходящейся на одну лампу, или для увеличения КПД анодной цепи по первой гармонике.

На примере моделей однокатных усилителей мощности класса E (см. рисунок 4.1.1) рассмотрим различные способы управления генераторным тетродом $ТН 576$. Управление генераторным триодом можно рассматривать, как частный случай управления генераторным тетродом при фиксированном напряжении на экранной сетке. При этом для управления генераторным триодом могут быть применены рассматриваемые далее способы управления 1 и 2, тогда как способ 3 неприменим по причине отсутствия экранной сетки.

Перечислим исследуемые способы управления тетродом.

Способ 1. На экранную сетку подается постоянное напряжение. На управляющую сетку подаются импульсы напряжения прямоугольной формы. Минимизация напряжения на экранной сетке позволяет уменьшать среднее значение остаточного напряжения на аноде в проводящем состоянии и, таким образом, увеличивать КПД анодной цепи, но в то же время, это приводит к необходимости увеличивать мощность управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку, притом что мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, ограничена предельно допустимым значением. При постоянном напряжении на экранной сетке, управление

напряжением на аноде в проводящем состоянии осуществляется изменением одного параметра – максимального напряжения на управляющей сетке.

Способ 2. На экранную сетку подается постоянное напряжение. В проводящем состоянии АЭ на управляющую сетку подается изменяющееся во времени напряжение, обеспечивающее постоянное падение напряжения на аноде. В непроводящем состоянии АЭ на управляющую сетку подается запирающее напряжение v_{g0} . Данный способ управления упомянут в [16, 80]. Закон изменения напряжения на управляющей сетке определяется изменением анодного тока $i_p(t)$, а также фиксированными напряжениями на аноде в проводящем состоянии v_p и напряжением на экранной сетке v_s

$$v_g(t) = \begin{cases} f(i_p(t), v_p, v_s), & t \in [0, t_p) \\ v_{g0}, & t \in [t_p, T) \end{cases}, \quad (4.3.1)$$

где t_p – длительность проводящего состояния; T – период рабочей частоты. В проводящем состоянии на управляющую сетку необходимо подавать напряжение, которое по форме близко к форме анодного тока. Управление напряжением на АЭ в проводящем состоянии осуществляется совокупностью напряжений на управляющей сетке в заданные моменты времени. Наличие такой совокупности параметров настройки не только расширяет возможности, но и создает неудобство. При некоторых отклонениях форм и величин анодного тока от того образца, на основе которого создавалось управляющее напряжение, может потребоваться расчет нового управляющего напряжения. Это обстоятельство может создавать дополнительные трудности обеспечения работы усилителя с различными параметрами нагрузки и/или в полосе частот.

Способ 3. В проводящем состоянии АЭ на экранную сетку подаются импульсы напряжения четверть-синусоидальной (от 0 до $\pi/2$) формы, причем напряжение возрастает от нуля до максимума. В непроводящем состоянии напряжение на экранной сетке равно нулю. На управляющую сетку подаются импульсы напряжения прямоугольной формы. При заданном максимальном напряжении на экранной сетке, управление остаточным напряжением на аноде осуществляется изменением одного параметра – максимального напряжения на управляющей сетке. Недостаток метода – необходимость формировать напряжение сложной формы, подаваемое на экранную сетку, при мощности порядка нескольких киловатт.

Исходные данные для расчета и параметры усилителей приведены в таблице 4.3.1. Каждому способу управления соответствует свой вариант усилителя со специально рассчитанными номиналами элементов. Различным способам управления генераторным тетродом свойственны различные временные зависимости падения напряжения на аноде АЭ в проводящем состоянии. Для усилителей, использующих 2 и 3 способы управления, задано

более высокое значение КПД анодной цепи, чем в случае усилителя с первым способом управления. Это сделано для демонстрации одного из возможных преимуществ от использования 2 и 3 способов управления. При сохранении мощностей, рассеиваемых сетками, в допустимых пределах, КПД анодной цепи усилителя может быть увеличен до значений свыше 95 %, однако при этом напряжение на нагрузке превысит напряжение анодного питания. Если же предположить использование стабилизирующей диодной цепи [85], которая ограничивает значение напряжения на нагрузке значением напряжения анодного питания, то режим работы такого усилителя окажется отличным от расчетного. Таким образом, результаты моделирования усилителя, значение напряжения на нагрузке которого превышает значение напряжения анодного питания, могут оказаться не столь полезными.

Таблица 4.3.1. Расчетные параметры усилителей класса E , использующих различные способы управления генераторным тетродом

Исходные данные			
Модель АЭ	ТН 576		
Напряжение анодного питания, кВ	12		
Запирающее напряжение на управляющей сетке, В	-700		
Выходная емкость АЭ, пФ	156,4		
Заявленная выходная мощность АЭ, кВт	650		
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая анодом, кВт	800		
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой, кВт	12		
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, кВт	4		
Рабочая частота, кГц	20		
Выходная мощность, кВт	600		
Фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{VI} , рад	0		
Добротность нагрузки Q_c	10		
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ t_{pn}	0,5		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lb n}$	10		
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cb n}$	0,01		
Нормированное активное сопротивление нагрузки $R_{c n}$	1		
Методика расчета усилителя	р. 2.2		
Вариант усилителя	1	2	3
Способ управления	1	2	3
Напряжение на АЭ в проводящем состоянии	нелинейно возрастает	постоянное	нелинейно возрастает
Нормированное максимальное падение напряжения на АЭ в проводящем состоянии $E_{AE n}$	0,16	0,05	0,08
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	90	95	95
Напряжение на экранной сетке, В	500	500	от 0 до 600
Максимальное напряжение на управляющей сетке, В	138	174	134
Номиналы элементов усилителей			
Сопротивление нагрузки R_c , Ом	101	114	113
Индуктивность нагрузки L_c , мкГн	80,12	90,33	89,81
Емкость нагрузки C_c , нФ	790,3	701,0	705,1
Индуктивность L_b , мГн	8,01	9,03	8,98
Емкость C_b , мкФ	7,90	7,01	7,05
Индуктивность L_f , мГн	1,09	1,15	1,18
Емкость C_f , нФ	25,2	23,5	23,1

Результаты моделирования. Временные и частотные характеристики, соответствующие способу управления 1, приведены в разделе 4.1 на рисунках 4.1.2 – 4.1.8. Из рисунка 4.1.4 видно, что значительную часть времени, в течение которого тетрод находится в проводящем состоянии, значение напряжения на аноде меньше значения напряжения на

экранной сетке. Следствием этого являются повышенные значения мгновенных мощностей, потребляемых по цепям сеток (см. рисунки 4.1.6 и 4.1.7). Анод тетрода *ТН 576* может рассеивать до 800 кВт мощности, однако здесь на аноде в среднем рассеивается 63 кВт, что составляет 7,9 % от максимума. Такое недоиспользование тетрода по этому показателю является вынужденным при данном способе управления: препятствием для увеличения выходной мощности выступают мощности, рассеиваемые сетками. Причем 72 % энергии, потребляемой по цепи экранной сетки за период, приходится на интервал времени, когда значение напряжения на аноде не превышает значения напряжения на экранной сетке. Хотя значения потребляемых по сеточным цепям мощностей являются приближенными оценками, тем не менее, как будет видно далее, при первом способе управления АЭ эти значения сопоставимы или выше, чем в других случаях с использованием этой же модели тетрода.

При способе управления 2 на экранной сетке фиксированное напряжение 500 В, а на управляющую сетку подается напряжение, временная диаграмма которого изображена на рисунке 4.3.1. За счет увеличения напряжения на аноде тетрода в начале интервала времени проводящего состояния (см. рисунок 4.3.2), мощности, потребляемые по цепям экранной и управляющей сеток, уменьшились на 35 и 44 %, соответственно, (см. рисунки 4.3.3 и 4.3.4) кроме того уменьшены их пиковые значения. Причем, если в предыдущем случае КПД анодной цепи по первой гармонике составлял 90 %, то здесь он равен 95 %. Используя данный способ управления можно рассчитать усилитель класса *E* с КПД анодной цепи 90 %, но с бóльшей выходной мощностью, чем в данном случае. Хотя спектр выходного тока (см. рисунок 4.3.5) не имеет каких-либо ярко выраженных особенностей по сравнению со спектром, изображенным на рисунке 4.1.8, однако приведем его в качестве образца для сравнения с результатами, которые будут представлены в следующем разделе.

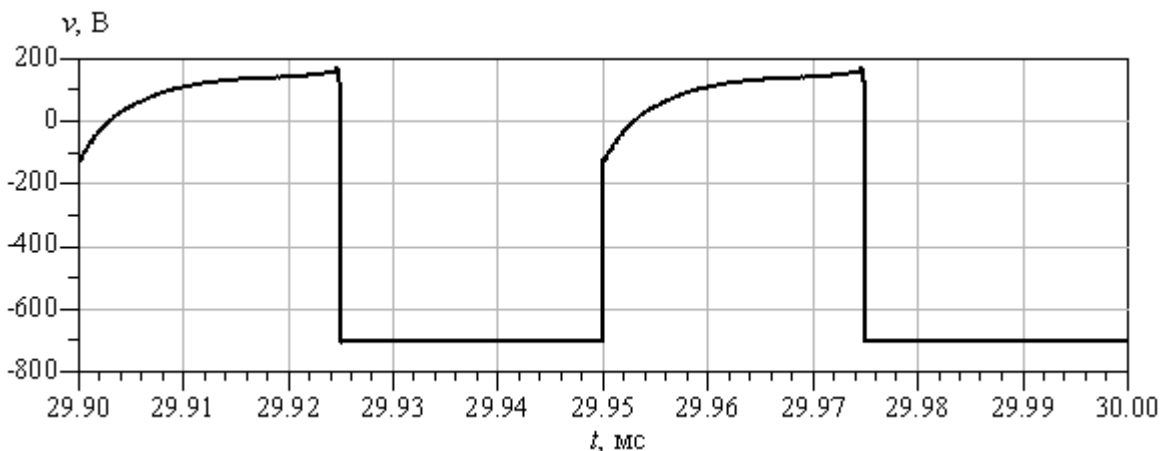


Рисунок 4.3.1. Напряжение на управляющей сетке тетрода при способе управления 2

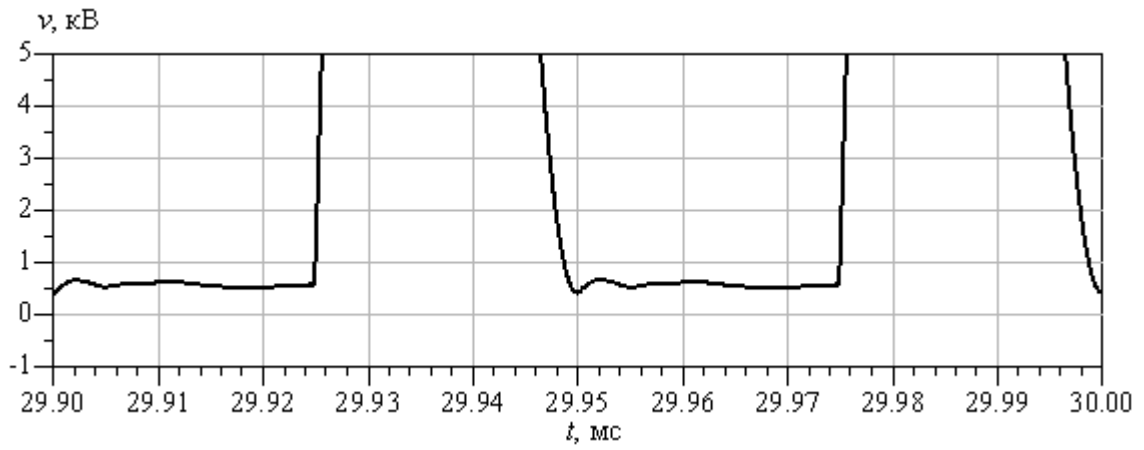


Рисунок 4.3.2. Напряжение на аноде тетрода

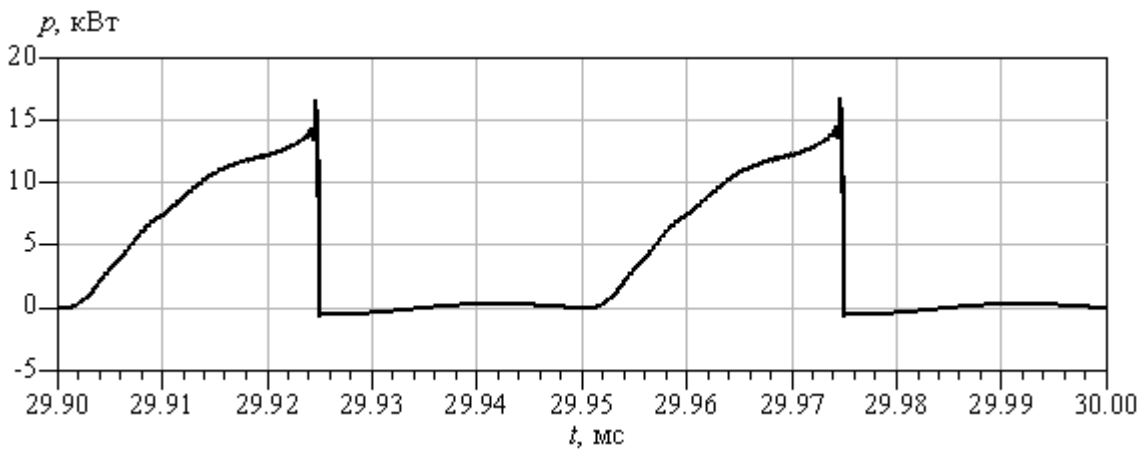


Рисунок 4.3.3. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода

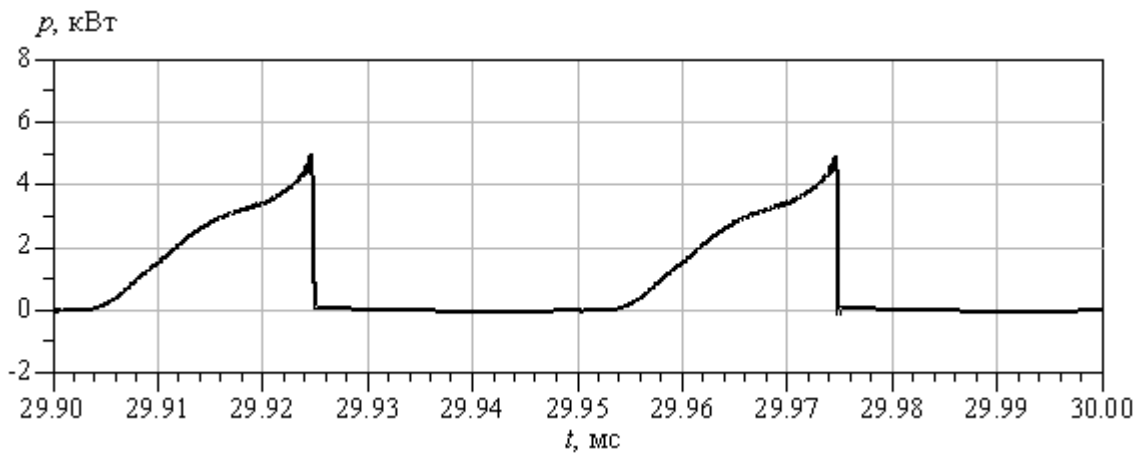


Рисунок 4.3.4. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода

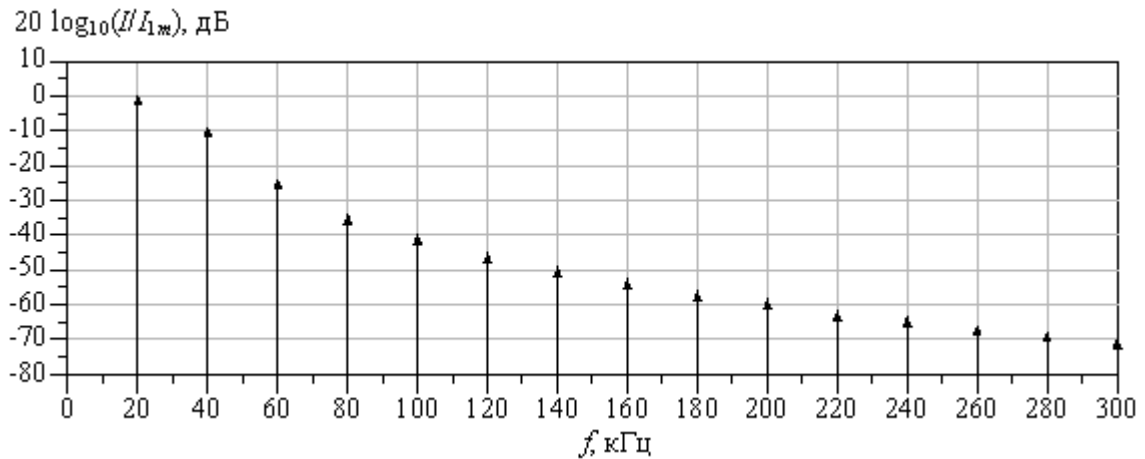


Рисунок 4.3.5. Спектр выходного тока i_c
($I_{1м} = 104$ А)

В случае способа управления 3 на сетки тетрода поданы напряжения, временные диаграммы которых приведены на рисунках 4.3.6 и 4.3.7. Форма напряжения на аноде тетрода в проводящем состоянии (см. рисунок 4.3.8) схожа с таковой для случая первого варианта управления тетродом (см. рисунок 4.1.4). Однако здесь средняя за период мощность, потребляемая по цепи экранной сетки, уменьшилась на 33 % по сравнению с первым способом управления (см. рисунок 4.3.9). Причем доля энергии, потребляемой по цепи экранной сетки за период, и соответствующая интервалу времени, когда значение напряжения на аноде не превышает значения напряжения на экранной сетке, уменьшилась до 53 %, против 72 % при первом способе управления. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки, осталась практически неизменной по сравнению с первым вариантом управления АЭ (см. рисунок 4.3.10). КПД анодной цепи по первой гармонике составляет 95 %. Если же сравнивать данный усилитель с усилителем, в котором использовался второй способ управления, то окажется, что при схожих величинах мощностей, потребляемых по цепи экранной сетки, во втором варианте усилителя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки, на 45 % ниже, чем в третьем варианте. Спектр выходного тока (см. рисунок 4.3.11) приведен по тем же соображениям, что и в предыдущем случае.

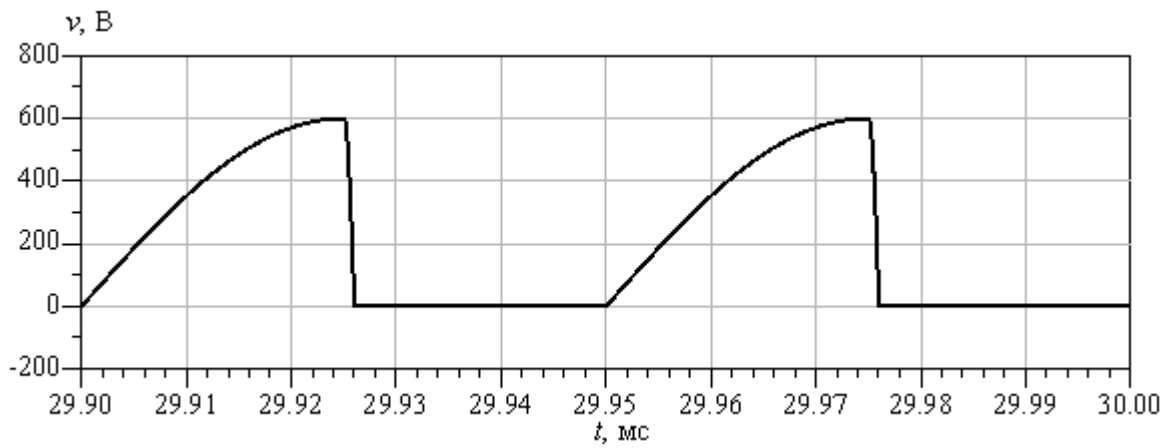


Рисунок 4.3.6. Напряжение на экранной сетке тетрода при способе управления 3

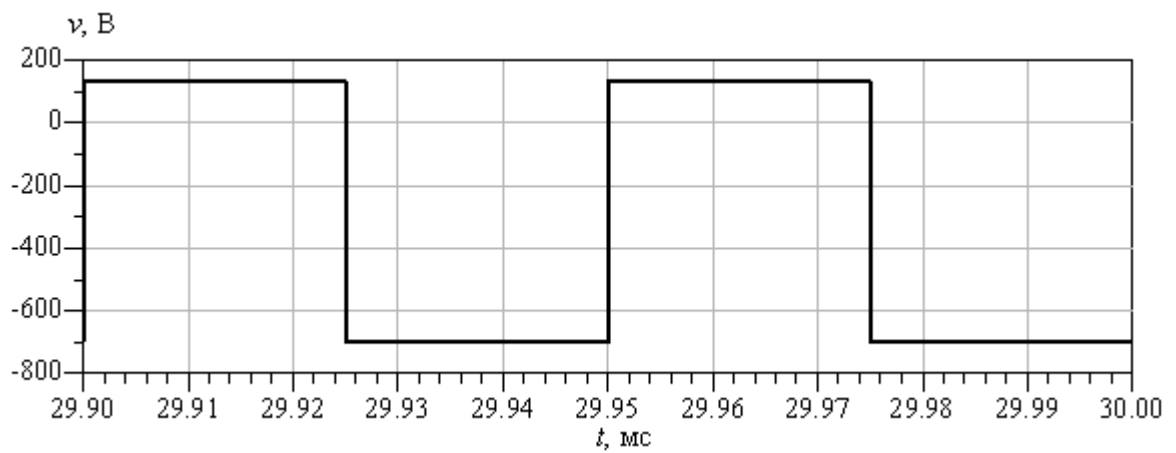


Рисунок 4.3.7. Напряжение на управляющей сетке тетрода при способе управления 3

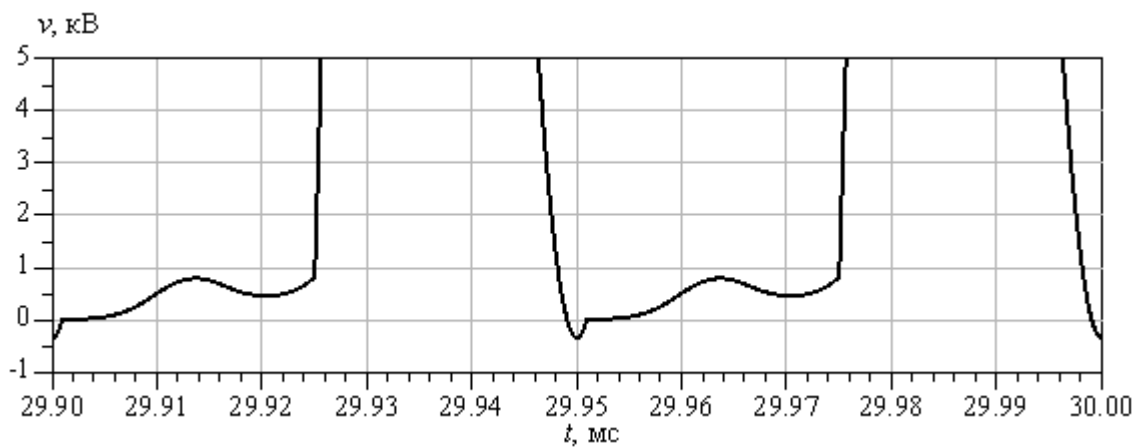


Рисунок 4.3.8. Напряжение на аноде тетрода

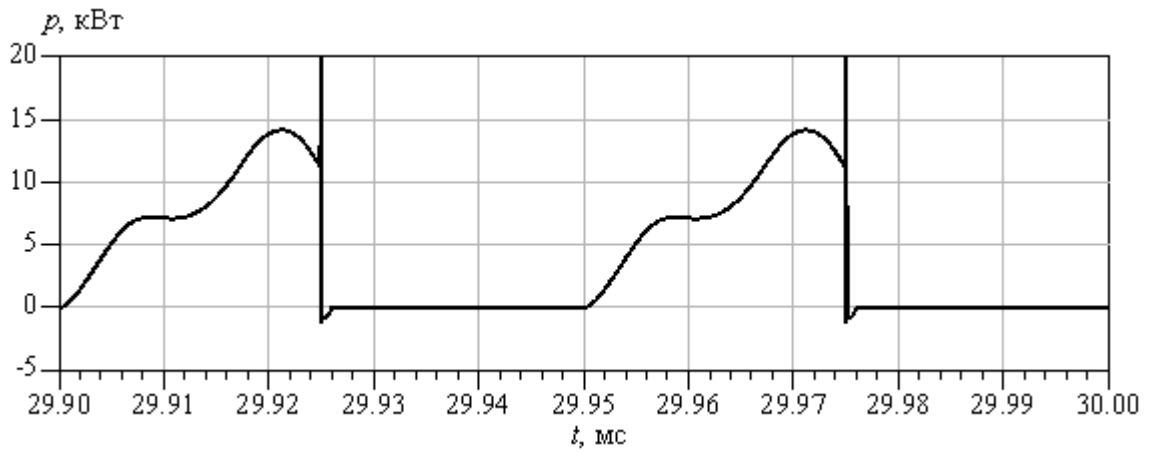


Рисунок 4.3.9. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода
(максимум: $p = 51,5$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

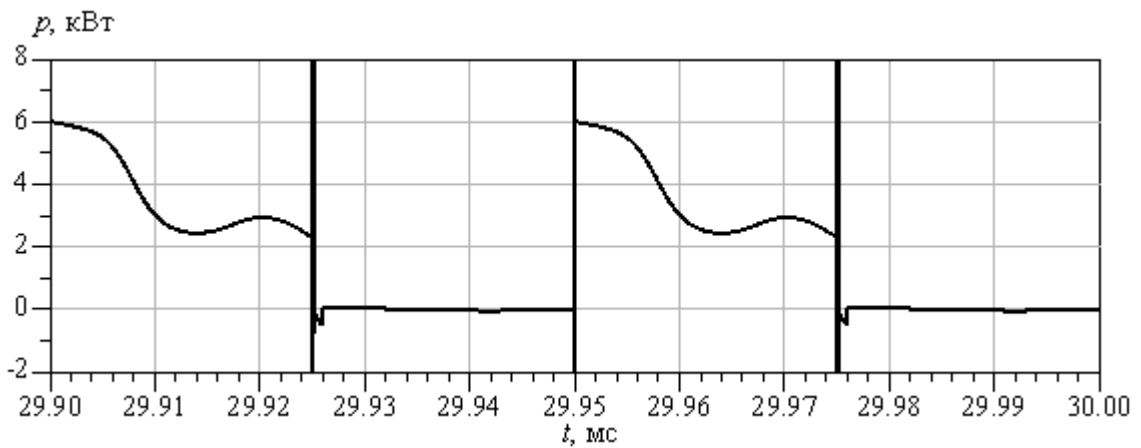


Рисунок 4.3.10. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода
(минимум: $p = -92,7$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 92,1$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

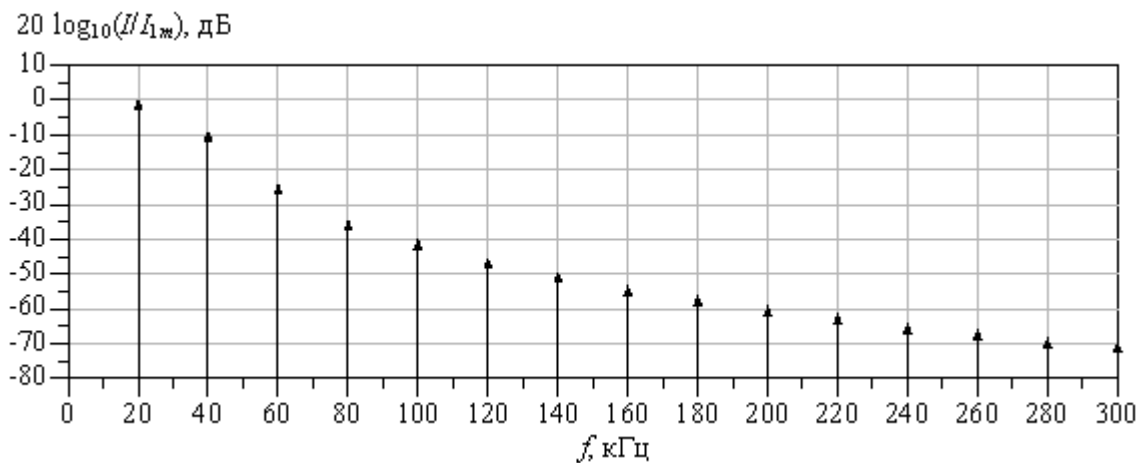


Рисунок 4.3.11. Спектр выходного тока i_c
($I_{1m} = 104$ А)

Характеристики усилителей при различных способах управления сведены в таблицу 4.3.2.

Таблица 4.3.2. Характеристики усилителей класса *E* при различных способах управления АЭ

Вариант усилителя (см. таблицу 4.3.1)	1	2	3
Способ управления	1	2	3
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	617	606	609
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	90,0	94,6	95,3
КПД ОК по первой гармонике с учетом мощностей, потребляемых по сеточным цепям, и накала, %	86,7	91,3	91,9
Максимальное напряжение на аноде, кВ	42,1	42,8	43,4
Максимальный ток анода, А	149	158	146
Максимальное напряжение на нагрузке, кВ	11,3	11,9	11,9
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде, кВт	63,4	30,2	26,9
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки *, Вт	6150	3990	4130
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки *, Вт	1790	1000	1810
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, %	7,93	3,78	3,37
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой экранной сеткой *, %	51,3	33,2	34,4
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой управляющей сеткой *, %	44,8	25,0	45,2
Доля энергии за период, потребляемой по цепи экранной сетки при условии $v_s \geq v_p$, %	72,1	0,00	53,2
Доля энергии за период, потребляемой по цепи экранной сетки при условии $v_s < v_p$, %	27,9	100	46,8
Доля энергии за период, потребляемой по цепи управляющей сетки при условии $v_g \geq v_p$, %	48,6	0,00	41,2
Доля энергии за период, потребляемой по цепи управляющей сетки при условии $v_g < v_p$, %	51,4	100	58,8
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемого на экранную сетку	–	–	148
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемой на управляющую сетку	344	605	337
Коэффициент усиления мощностей управляющих воздействий, подаваемых на сетки	344	605	103
Использование АЭ по заявленной выходной мощности, %	94,9	93,3	93,7

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках *ТН 576* в рассматриваемой области напряжений на электродах.

v_p – напряжение на аноде тетрода; v_s – напряжение на экранной сетке тетрода; v_g – напряжение на управляющей сетке тетрода.

Несмотря на то, что значения мощностей, потребляемых по сеточным цепям, требуют уточнения на основе экспериментальных данных, сравнение между собой усилителей, в которых используются различные способы управления генераторным тетродом с применением одной и той же модели этого тетрода позволяет выявить качественные различия. Первый из рассмотренных способов управления является наиболее доступным для применения, однако при нем наблюдаются наибольшие потери на сетках и аноде тетрода. Для реализации второго

способа управления тетродом требуется заведомо знать форму анодного тока, либо использовать обратную связь для корректировки напряжения, подаваемого на управляющую сетку. Третий способ управления в сравнении со вторым способом в данном случае требует бóльшей мощности управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку.

Полученные результаты моделирования показывают, что при использовании второго и третьего способов управления генераторным тетродом открываются возможности для увеличения КПД анодной цепи или увеличения выходной мощности усилителя. Однако для реализации этих способов управления необходимо формирование управляющих напряжений сложных форм, а также, возможно, потребуется применение обратных связей.

В следующем разделе будет рассмотрен способ кусочно-постоянной аппроксимации управляющих напряжений сложной формы. Это откроет возможности для применения энергоэффективных ключевых генераторов в целях формирования управляющих воздействий.

4.4. Исследование эффективности управления генераторным тетродом с помощью напряжений кусочно-постоянной формы

В предыдущем разделе были рассмотрены два способа управления генераторным тетродом, которые требуют применения управляющих напряжений сложных форм. Причем мощности этих управляющих воздействий могут составлять единицы киловатт в расчете на одну лампу. Очевидно, что при реализации устройства, генерирующего такое воздействие, желательно добиться высокого КПД ($\geq 90\%$), характерного для ключевых устройств. Использование узкополосных генераторов, содержащих реактивные элементы, задающие форму напряжения, – неудобно, поскольку усилитель класса E может работать в полосе частот с коэффициентом перекрытия, превышающем значение 1,5 (при соответствующей перестройке элементов формирующего контура).

Один из способов реализации управляющего напряжения сложной формы, рассмотренного в предыдущем разделе, заключается в применении ключевого генератора, формирующего многоступенчатое напряжение. Однако при этом управляющее напряжение сложной формы будет подвергнуто аппроксимации кусочно-постоянной функцией [104], что приведет к отличию результатов применения такого воздействия от результатов применения исходного напряжения. Данный раздел посвящен исследованию особенностей поведения усилителя класса E на генераторном тетроде при использовании управляющих напряжений кусочно-постоянной формы.

Как и в предыдущем разделе, будем использовать в качестве АЭ генераторный тетрод $TН 576$. Вначале рассмотрим случай, когда на экранную сетку тетрода подается постоянное напряжение, а на управляющую сетку – кусочно-постоянная аппроксимация напряжения сложной формы, соответствующего способу управления 2 из раздела 4.3. Тогда

$$v_{gL}(t) = f(v_g(t)), \quad (4.4.1)$$

где $v_g(t)$ – напряжение сложной формы (4.3.1); $v_{gL}(t)$ – кусочно-постоянная аппроксимация напряжения $v_g(t)$.

Пример кусочно-постоянной аппроксимации напряжения сложной формы, подаваемого на управляющую сетку, приведен на рисунке 4.4.1. Условимся называть «0-м уровнем постоянства» запирающее напряжение ($v_{g0} = -700$ В на рисунке). « k -м уровнем постоянства» обозначим напряжение, значение которого определяется как

$$v_{gk} = v_{gon} + k \cdot \Delta v_g, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (4.4.2)$$

где $v_{g\ on}$ – отпирающее напряжение на управляющей сетке (при заданных напряжениях на аноде и экранной сетке, это максимальное напряжение на управляющей сетке, соответствующее нулевому значению анодного тока); K – максимальный номер уровня постоянства; $\Delta v_g = v_{g\ (k+1)} - v_{g\ k} = const$ при $k \geq 2$. Постоянный шаг квантования, начиная со 2-го уровня постоянства, может быть удобен в случае практической реализации устройства, генерирующего напряжение многоступенчатой формы.

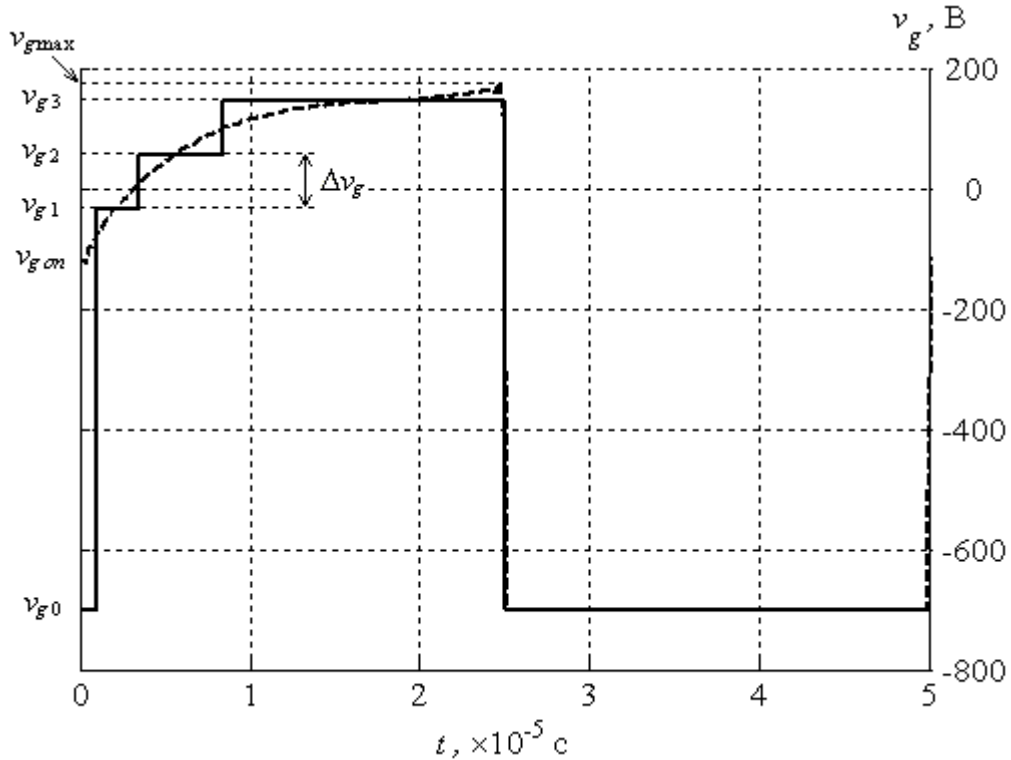


Рисунок 4.4.1. Кусочно-постоянная аппроксимация напряжения сложной формы, подаваемого на управляющую сетку ($T = 50$ мс, $t_p = 25$ мс)

Определим значение напряжения K -го уровня постоянства как

$$v_{g\ K} = avg(v_{g\ pre\ max}, v_{g\ max}, t), \quad (4.4.3)$$

$$v_{g\ pre\ max} = v_{g\ max} - (v_{g\ max} - v_{g\ on}) / (2K + 1),$$

где $avg(y_1, y_2, t)$ – взятие среднего во времени значения величин в диапазоне от y_1 до y_2 ; $v_{g\ max}$ – максимальное значение аппроксимируемого напряжения на управляющей сетке. Тогда

$$\Delta v_g = (v_{g\ K} - v_{g\ on}) / K. \quad (4.4.4)$$

Условимся, что k -й уровень постоянства напряжения задействуется, если значение аппроксимируемого напряжения v_g в соответствующий момент времени превышает величину $v_{g\ k} - \Delta v_g / 2$.

Ошибка аппроксимации при этом находится в пределах $\Delta v_g / 2$ для значений напряжений от $v_{g\ on}$ до $v_{g\ K}$. Для $v_g > v_{g\ K}$ значение ошибки аппроксимации может превышать $\Delta v_g / 2$.

Отметим, что, вообще говоря, для достижения наилучших результатов кусочно-постоянное управляющее напряжение $v_{gL}(t)$ должно формироваться исходя из требований, предъявляемых к усилителю, минуя стадию формирования аппроксимируемого напряжения сложной формы $v_g(t)$ и стадию аппроксимации. Формализованный подход, приведенный выше, дан в качестве одного из возможных начальных приближений.

Рассмотрим особенности работы усилителя, управляемого напряжением кусочно-постоянной формы, на примере второго варианта усилителя, расчетные параметры которого приведены в таблице 4.3.1.

На рисунках 4.4.2 – 4.4.7 приведены данные для усилителя, управляемого многоступенчатым напряжением с $K = 3$. Как видно из рисунка 4.4.3, напряжение на аноде в проводящем состоянии является непостоянным, однако повышение его значения до 1,9 кВ в какой-то момент времени не приводит к снижению КПД анодной цепи по первой гармонике в сравнении с усилителем, управляемым исходным напряжением (вариант 2 из раздела 4.3). КПД по-прежнему составляет около 94,5 %. Форма анодного тока (см. рисунок 4.4.4) претерпела изменения в сравнении со случаями, рассмотренными ранее (см., например, рисунок 4.1.5 – типичная форма тока АЭ в усилителе класса E). Как и в случае графика анодного напряжения, на графике анодного тока отчетливо видны моменты задействования уровней постоянства управляющего напряжения. Также можно отметить, что относительная длительность импульса анодного тока уменьшилась до 0,48 (заданное значение составляет 0,50). Изменение анодного тока АЭ привело к появлению отличий в спектре выходного тока усилителя (см. рисунок 4.4.7) в сравнении с рассмотренным ранее случаем (см. рисунок 4.3.5), но изменения коснулись в основном гармоник выше 5-й. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки (5 кВт), выросла на 25 %, а мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки (1,4 кВт) – на 40 % в сравнении с усилителем, управляемым исходным напряжением.

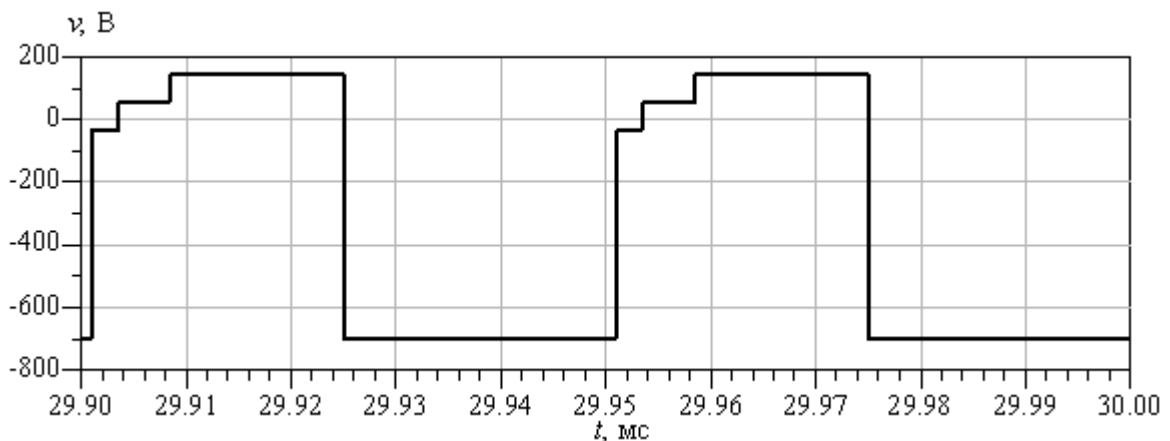


Рисунок 4.4.2. Напряжение на управляющей сетке тетрода

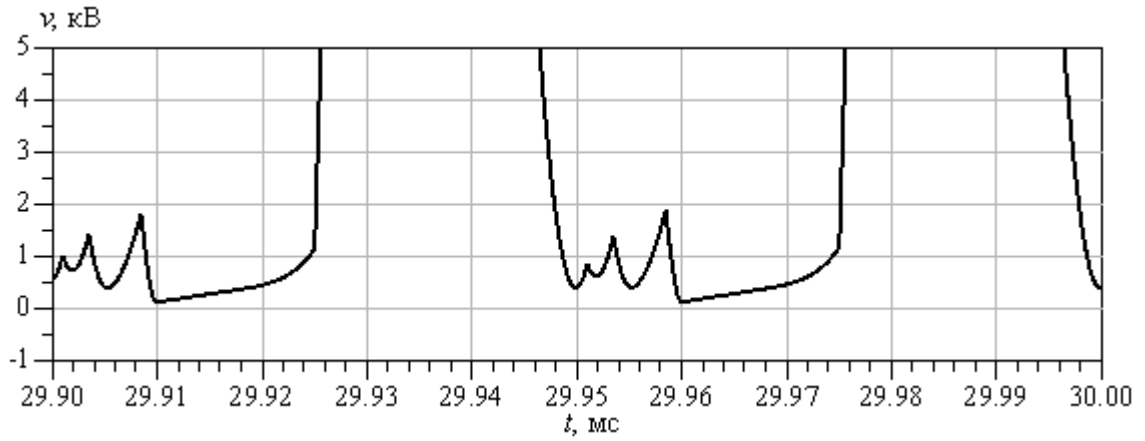
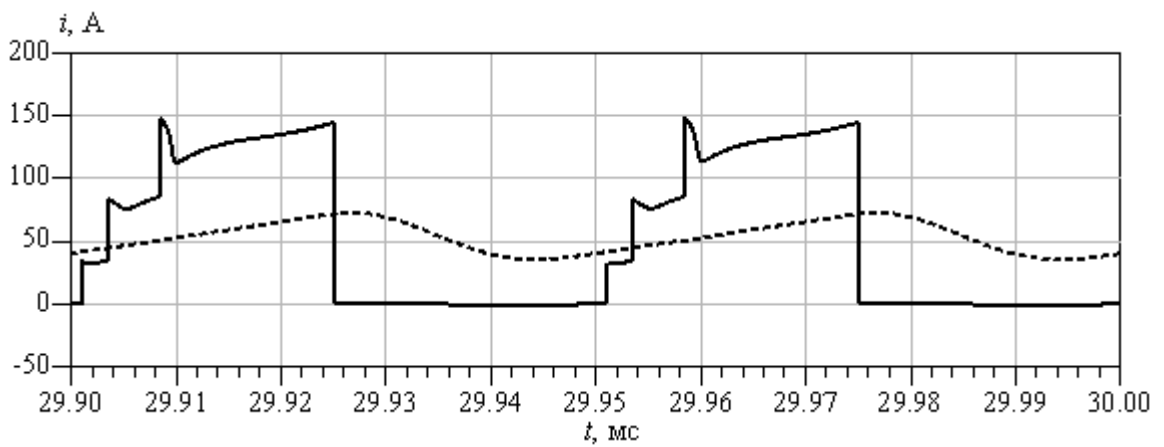
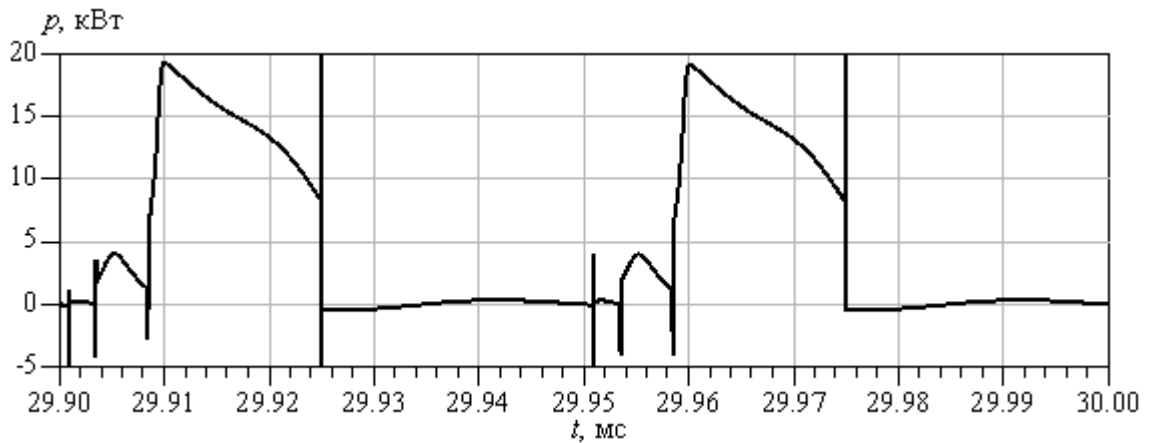


Рисунок 4.4.3. Напряжение на аноде тетрода

Рисунок 4.4.4. Ток анода тетрода i_p (сплошная линия), ток разделительной индуктивности i_{Lb} (пунктирная линия)Рисунок 4.4.5. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода (минимум: $p = -26,3$ кВт при $t \approx 29,951$ мс; максимум: $p = 44,2$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

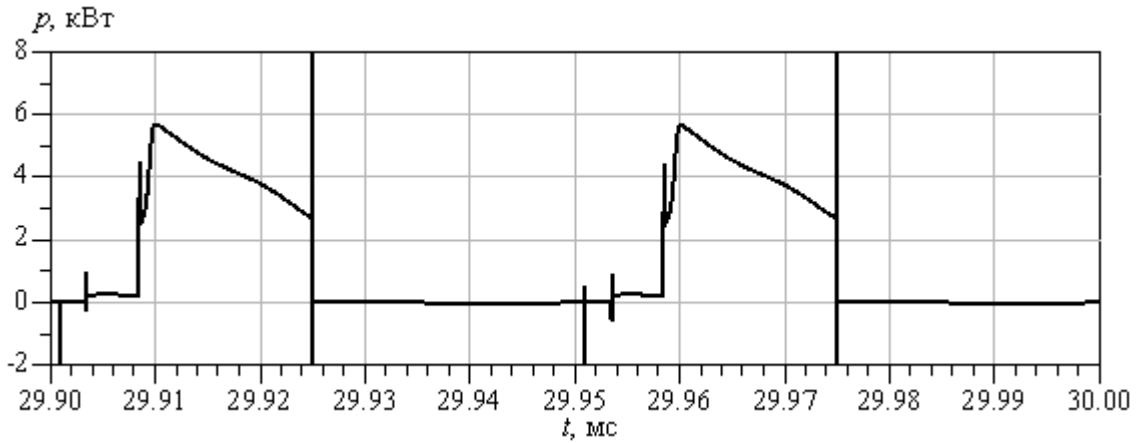


Рисунок 4.4.6. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода (минимум: $p = -24,0$ кВт при $t \approx 29,951$ мс; максимум: $p = 93,1$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

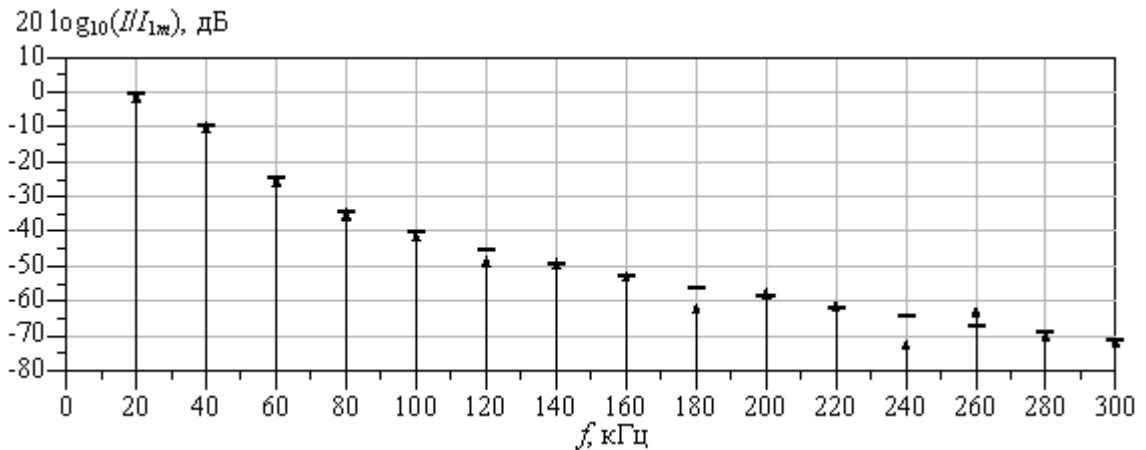


Рисунок 4.4.7. Спектр выходного тока i_c ($I_{1m} = 104$ А; короткие горизонтальные линии – амплитуды гармоник с рисунка 4.3.5)

Теперь проведем исследование влияния количества уровней постоянства напряжения, подаваемого на управляющую сетку, на характеристики второго варианта усилителя, расчетные параметры которого приведены в таблице 4.3.1. Параметр K будем варьировать от 1 до 6.

Сопоставим между собой характеристики усилителей, управляемых напряжениями с различным числом K . В таблице 4.4.1 приведены данные обо всех рассматриваемых напряжениях многоступенчатой формы, подаваемых на управляющую сетку. В таблице 4.4.2 приведены данные о характеристиках усилителя класса E при различных управляющих воздействиях.

Таблица 4.4.1. Данные о многоступенчатых напряжениях, подаваемых на управляющую сетку

$K = 1$		$K = 2$		$K = 3$		$K = 4$		$K = 5$		$K = 6$	
t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В
0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0
3,473	-700,0	1,483	-700,0	0,985	-700,0	0,985	-700,0	0,488	-700,0	0,488	-700,0
3,483	133,0	1,493	7,8	0,995	-35,3	0,995	-57,3	0,498	-70,5	0,498	-79,3
24,990	133,0	6,706	7,8	3,473	-35,3	2,478	-57,3	1,980	-70,5	1,483	-79,3
25,000	-700,0	6,716	141,0	3,483	54,8	2,488	10,8	1,990	-15,7	1,493	-33,3
49,990	-700,0	24,990	141,0	8,448	54,8	4,965	10,8	3,721	-15,7	2,975	-33,3
–	–	25,000	-700,0	8,458	144,9	4,975	78,9	3,731	39,2	2,985	12,8
–	–	49,990	-700,0	24,990	144,9	9,940	78,9	6,209	39,2	4,716	12,8
–	–	–	–	25,000	-700,0	9,950	147,0	6,219	94,1	4,726	58,9
–	–	–	–	49,990	-700,0	24,990	147,0	10,935	94,1	7,204	58,9
–	–	–	–	–	–	25,000	-700,0	10,945	149,0	7,214	105,0
–	–	–	–	–	–	49,990	-700,0	24,990	149,0	11,930	105,0
–	–	–	–	–	–	–	–	25,000	-700,0	1,1940	151,1
–	–	–	–	–	–	–	–	49,990	-700,0	24,990	151,1
–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	25,000	-700,0
–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	49,990	-700,0

Приведен период колебаний. Это воздействие повторяется с рабочей частотой 20 кГц.

K – максимальный номер уровня постоянства; t – время; v_g – напряжение на управляющей сетке тетрода.

Таблица 4.4.2. Характеристики усилителя класса E (вариант 2 из таблицы 4.3.1) при различных многоступенчатых напряжениях, подаваемых на управляющую сетку

	Многоступенчатое напряжение						Исходное воздействие
	1	2	3	4	5	6	
K (максимальный номер уровня постоянства)							–
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	581	598	606	606	607	608	606
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	93,2	94,0	94,4	95,0	94,6	95,0	94,6
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ	0,43	0,47	0,48	0,48	0,49	0,49	0,50
Максимальное напряжение на аноде, кВ	41,9	42,5	42,8	42,8	42,9	43,0	42,8
Максимальный ток анода, А	154	151	146	148	147	148	158
Максимальное напряжение на нагрузке, кВ	11,6	11,8	11,9	11,9	11,9	11,9	11,9
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде, кВт	37,5	32,7	29,0	28,6	28,0	27,0	30,2
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки *, Вт	5180	4970	4980	4910	4890	4960	3990
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки *, Вт	1390	1390	1390	1370	1370	1400	1000
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, %	4,69	4,09	3,63	3,57	3,50	3,38	3,78
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой экранной сеткой *, %	43,2	41,4	41,5	40,9	40,8	41,3	33,2
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой управляющей сеткой *, %	34,8	34,7	34,8	34,3	34,3	34,9	25,0
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку	417	431	435	443	443	436	605
Использование АЭ по заявленной выходной мощности, %	89,4	92,1	93,2	99,3	93,4	93,5	93,3

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках $ТН 576$ в рассматриваемой области напряжений на электродах.
 v_p – напряжение на аноде тетрода; v_s – напряжение на экранной сетке тетрода; v_g – напряжение на управляющей сетке тетрода.

Как видно, при используемой методике аппроксимации управляющего напряжения, уже при $K = 3$ характеристики усилителя оказываются почти столь же близкими к характеристикам усилителя, управляемого исходным воздействием, как и при $K = 6$. Увеличение K до 6 не приводит к заметному улучшению каких-либо энергетических характеристик. Практическое значение могут иметь и случаи с K , равным 1...3. В сравнении со случаем управления исходным воздействием, во всех остальных случаях наблюдается 23...30 % рост мощности, потребляемой по цепи экранной сетки и 37...40 % рост мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки.

Перейдем к рассмотрению кусочно-постоянной аппроксимации напряжения, подаваемого на экранную сетку при третьем способе управления, описанном в разделе 4.3 (см. рисунок 4.4.8).

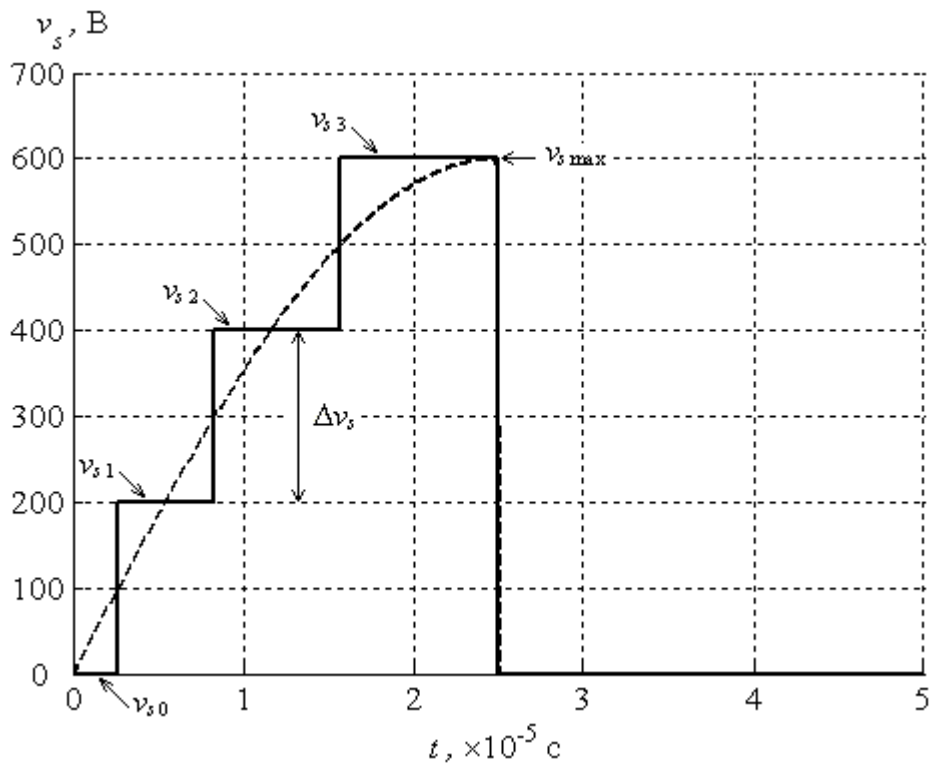


Рисунок 4.4.8. Кусочно-постоянная аппроксимация напряжения сложной формы, подаваемого на экранную сетку ($T = 50$ мс, $t_p = 25$ мс)

Условимся, что уровни постоянства напряжения k нумеруются в порядке возрастания соответствующих им значений напряжения от 0 при $v_s = 0$ до K . Определим

$$\Delta v_s = v_{s \max} / K. \quad (4.4.5)$$

Тогда значение напряжения, соответствующее k -му уровню постоянства,

$$v_{s k} = k \cdot \Delta v_s, \quad k = 0, 1, \dots, K. \quad (4.4.6)$$

Фиксированный шаг квантования, как и в предыдущем случае, может оказаться удобным при практической реализации формирователя напряжения многоступенчатой формы. Уровень постоянства задействуется, если значение аппроксимируемого напряжения превышает значение

предыдущего уровня постоянства на величину $\Delta v_s/2$. Таким образом, максимальная ошибка аппроксимации исходного управляющего воздействия составляет $v_{s \max}/(2K)$, где $v_{s \max}$ – максимальное значение исходного напряжения на экранной сетке.

Рассмотрим третий вариант усилителя, расчетные параметры которого приведены в таблице 4.3.1, но вместо четверть-синусоидального напряжения, подадим на экранную сетку кусочно-постоянную аппроксимацию этого воздействия при $K = 1$. Временные и частотные зависимости, относящиеся к стационарному режиму работы усилителя, приведены на рисунках 4.4.9 – 4.4.14. Как и случае кусочно-постоянного напряжения, подаваемого на управляющую сетку, подача кусочно-постоянного напряжения на экранную сетку приводит к изменениям формы анодного тока и спектра выходного тока усилителя в сравнении со случаем управления исходным воздействием (см. рисунок 4.3.11). И точно также изменения в большей степени коснулись гармоник выше 5-й. В сравнении с усилителем, управляемым исходным воздействием, мощность, потребляемая по цепи экранной сетки, возросла на 17 %, а мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки, уменьшилась на 11 %. Учитывая это и то, что сформировать напряжение одноступенчатой формы – намного более простая задача, чем формирование напряжения четверть-синусоидальной формы (при условии, что формирователь обладает КПД $\geq 90\%$), вариант с напряжением одноступенчатой формы представляется более целесообразным.

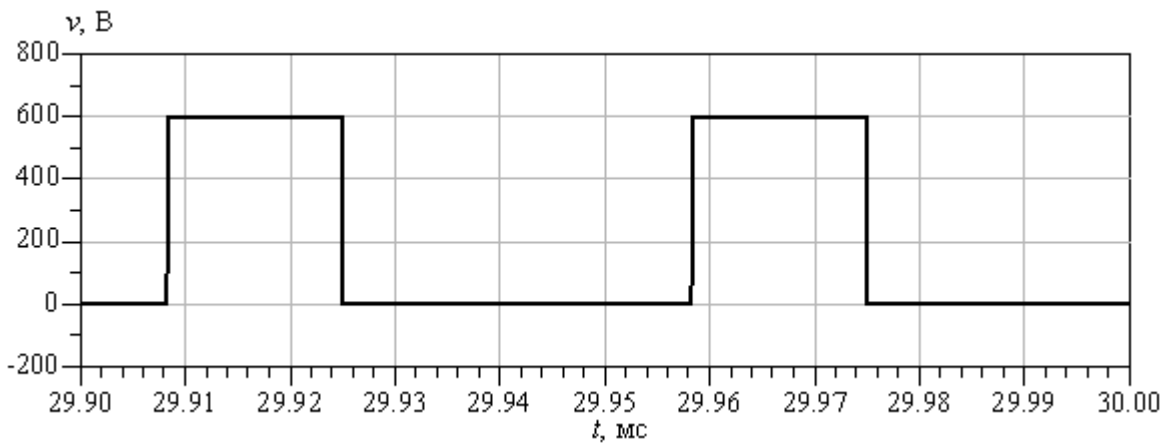


Рисунок 4.4.9. Напряжение на экранной сетке тетрода

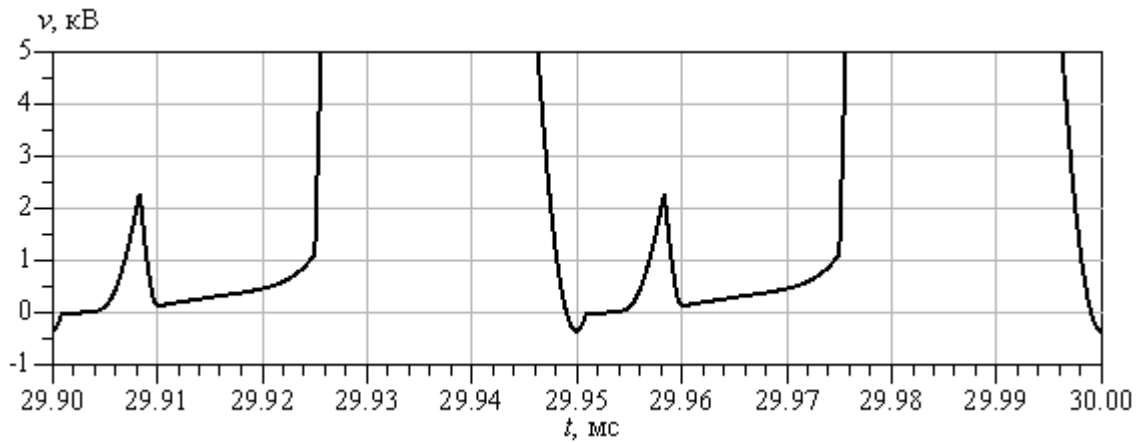


Рисунок 4.4.10. Напряжение на аноде тетрода

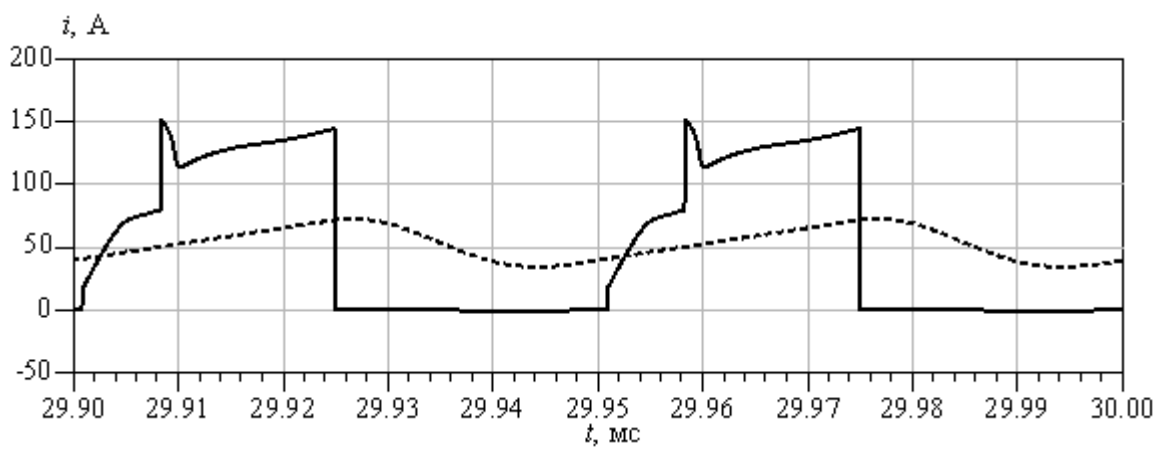
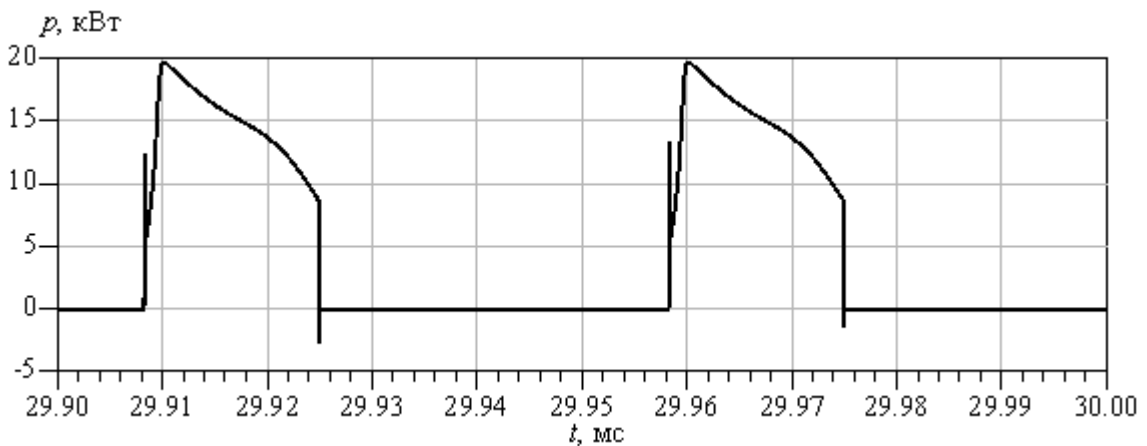
Рисунок 4.4.11. Ток анода тетрода i_p (сплошная линия), ток разделительной индуктивности i_{Lb} (пунктирная линия)

Рисунок 4.4.12. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки тетрода

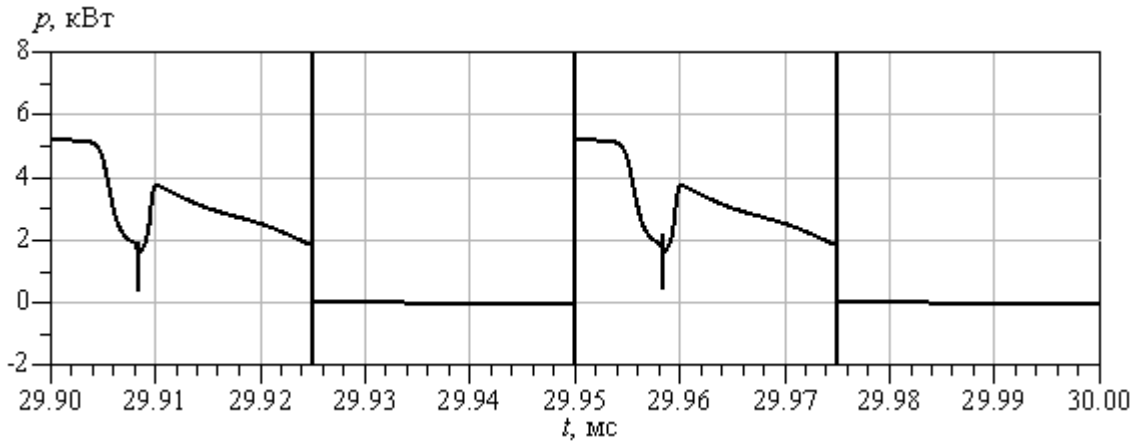


Рисунок 4.4.13. Мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки тетрода (минимум: $p = -91,2$ кВт при $t \approx 29,950$ мс; максимум: $p = 91,4$ кВт при $t \approx 29,975$ мс)

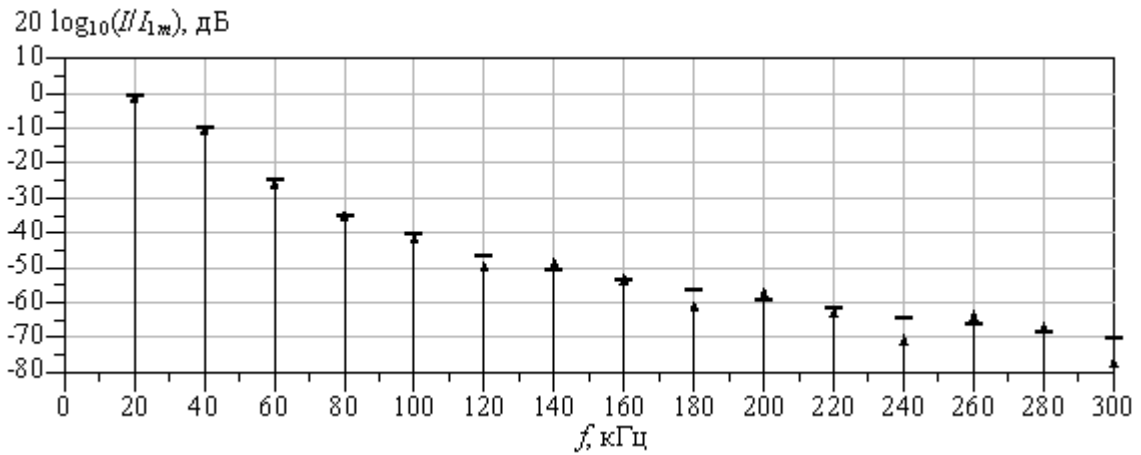


Рисунок 4.4.14. Спектр выходного тока i_c ($I_{1m} = 104$ А; короткие горизонтальные линии – амплитуды гармоник с рисунка 4.3.11)

Оценим влияние числа уровней постоянства напряжения, подаваемого на экранную сетку, на характеристики рассматриваемого усилителя. В таблице 4.4.3 приведены параметры напряжений, подаваемых на экранную сетку. В таблицу 4.4.4 сведены данные о характеристиках усилителя под воздействием напряжений многоступенчатой формы, а также исходного воздействия. За исключением случая, когда используется напряжение одноступенчатой формы, на управляющую сетку подается одно и то же значение напряжения в проводящем состоянии, соответствующее случаю подачи на экранную сетку исходного воздействия. Во всех случаях получены значения КПД близкие к расчетному значению 95 % (максимально отклонение 0,5 %), а также близкое к расчетному значению выходной мощности 600 кВт (максимальное отклонение 1,5 %). С увеличением K происходит приближение значений мощностей, потребляемых по сеточным цепям, к значениям, наблюдаемым при подаче на экранную сетку исходного воздействия. Однако увеличение K не приводит к каким-либо однозначным улучшениям энергетических характеристик усилителя мощности класса E .

Таблица 4.4.3. Данные о многоступенчатых напряжениях, подаваемых на экранную сетку

$K = 1$		$K = 2$		$K = 3$		$K = 4$		$K = 5$		$K = 6$	
t , мкс	v_s , В	t , мкс	v_s , В	t , мкс	v_s , В	t , мкс	v_s , В	t , мкс	v_s , В	t , мкс	v_s , В
0,000	0	0,000	0	0,000	0	0,000	0	0,000	0	0,000	0
8,283	0	3,972	0	2,615	0	1,945	0	1,544	0	1,278	0
8,333	600	4,022	300	2,665	200	1,995	150	1,594	120	1,328	100
24,950	600	1,345	300	8,283	200	6,068	150	4,799	120	3,972	100
25,000	0	1,350	600	8,333	400	6,118	300	4,849	240	4,022	200
49,950	0	24,950	600	1,563	400	10,695	300	8,283	240	6,790	200
–	–	25,000	0	1,568	600	10,745	450	8,333	360	6,840	300
–	–	49,950	0	24,950	600	16,907	450	12,291	360	9,863	300
–	–	–	–	25,000	0	16,957	600	12,341	480	9,913	400
–	–	–	–	49,950	0	24,950	600	17,772	480	13,447	400
–	–	–	–	–	–	25,000	0	17,822	600	13,497	500
–	–	–	–	–	–	49,950	0	24,950	600	18,407	500
–	–	–	–	–	–	–	–	25,000	0	18,457	600
–	–	–	–	–	–	–	–	49,950	0	24,950	600
–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	25,000	0
–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	49,950	0

Приведен период колебаний. Это воздействие повторяется с рабочей частотой 20 кГц.

K – максимальный номер уровня постоянства; t – время; v_s – напряжение на экранной сетке тетрода.

Таблица 4.4.4. Характеристики усилителя класса *E* (вариант 3 из таблицы 4.3.1) при различных многоступенчатых напряжениях, подаваемых на экранную сетку

	Многоступенчатое напряжение						Исходное воздействие
	1	2	3	4	5	6	
<i>K</i> (максимальный номер уровня постоянства)							–
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	606	603	608	609	609	609	609
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	95,4	95,0	95,3	95,3	95,5	95,5	95,3
Отпирающее напряжение на управляющей сетке, В	128	134	134	134	134	134	134
Максимальное напряжение на аноде, кВ	43,4	43,4	43,4	43,5	43,5	43,5	43,4
Максимальный ток анода, А	153	155	151	148	149	146	146
Максимальное напряжение на нагрузке, кВ	11,8	11,8	11,8	11,8	11,9	11,9	11,9
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде, кВт	27,4	29,1	27,2	26,8	26,6	26,6	26,9
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки *, Вт	4840	4750	4460	4330	4270	4230	4130
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки *, Вт	1610	1880	1850	1830	1830	1820	1810
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, %	3,42	3,64	3,40	3,35	3,32	3,33	3,37
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой экранной сеткой *, %	40,3	39,6	37,2	36,1	35,6	35,3	34,4
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой управляющей сеткой *, %	40,2	47,1	46,2	45,8	45,6	45,6	45,2
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемого на экранную сетку	125	127	136	141	143	144	147
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемой на управляющую сетку	377	320	329	332	334	334	337
Коэффициент усиления мощностей управляющих воздействий, подаваемых на сетки	94	91	96	99	100	101	103
Использование АЭ по заявленной выходной мощности, %	93,3	92,8	93,5	93,7	93,7	93,7	93,7

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках *ТН 576* в рассматриваемой области напряжений на электродах.
 v_p – напряжение на аноде тетрода; v_s – напряжение на экранной сетке тетрода; v_g – напряжение на управляющей сетке тетрода.

Покажем зависимость максимальной выходной мощности первой гармоники P_{c1} усилителя класса E от КПД анодной цепи по первой гармонике η_1 при фиксированных средних за период значениях мощностей, потребляемых по сеточным цепям тетрода P_s и P_g . Параметры исследуемых усилителей приведены в таблице 4.4.5. Рассматриваются два варианта управления АЭ: на управляющую сетку подается последовательность импульсов напряжения 2-ступенчатой формы; на управляющую сетку подается последовательность импульсов напряжения прямоугольной формы, причем длительность импульса равна половине периода рабочей частоты, что соответствует способу управления, описанному в [13]. Этим двум способам управления соответствуют два различных предположения о форме напряжения на аноде АЭ в проводящем состоянии, отсюда возникают два набора усилителей. Для каждого набора значений η_1 , P_{c1} рассчитываются соответствующие номиналы элементов усилителя. Параметры импульсов 2-ступенчатой формы выбраны таким образом, чтобы обеспечивать максимальную мощность P_{c1} при заданных P_s , P_g и η_1 . Рассмотренный выше формализованный подход определения параметров импульсов напряжения, подаваемого на управляющую сетку, использован здесь для нахождения начального приближения.

Таблица 4.4.5. Параметры усилителей класса E , для которых находятся зависимости $P_{c1}(\eta_1)$ при $P_s, P_g = const$

Исходные данные		
Модель АЭ	ТН 576	
Напряжение анодного питания, кВ	12	
Выходная емкость АЭ, пФ	156,4	
Заявленная выходная мощность АЭ, кВт	650	
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая анодом, кВт	800	
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой, кВт	12	
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, кВт	4	
Рабочая частота, кГц	20	
Выходная мощность, кВт	618...1177	
Фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки φ_{VI} , рад	0	
Добротность нагрузки Q_c	10	
Нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ t_{pn}	0,5	
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lb n}$	10	
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cb n}$	0,01	
Нормированное активное сопротивление нагрузки $R_{c n}$	1	
Методика расчета усилителя	р. 2.2	
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	85...97	
Набор усилителей	1	2
Расчетное напряжение на АЭ в проводящем состоянии	постоянное	возрастает от 0 до ...
Данные о напряжениях на сетках		
Напряжение на экранной сетке, В	468...817	481...577
Форма напряжения на управляющей сетке	2-ступенчатая	1-ступенчатая
Нормированное к периоду рабочей частоты время начала первого уровня постоянства напряжения на управляющей сетке	0,03	0
Нормированное к периоду рабочей частоты время начала второго уровня постоянства напряжения на управляющей сетке	0,16	–
Нормированное к периоду рабочей частоты время запирающей лампы	0,50	0,50
Запирающее напряжение на управляющей сетке, В	–700	–700
Напряжение на управляющей сетке, соответствующее первому уровню постоянства, В	42...98	154...170
Напряжение на управляющей сетке, соответствующее второму уровню постоянства, В	156...250	–

На рисунке 4.4.15 приведены искомые зависимости. Кривые характеризуют компромисс между КПД анодной цепи и выходной мощностью усилителя при фиксированных мощностях, потребляемых по сеточным цепям. Отсюда следует, что если, например, при управляющем напряжении 2-ступенчатой формы задаться значением КПД анодной цепи, равным 90 %, то

выходная мощность, приходящаяся на тетрод, может составлять 140 % от значения, указанного производителем. При этом будет обеспечен 25 % запас по мощностям, рассеиваемым сетками лампы. А увеличение КПД анодной цепи до 95 % оставит возможность увеличить выходную мощность до 110 % при том же запасе по рассеиваемым сетками мощностям. Точка, лежащая ниже кривой, при соответствующих этой кривой значениях P_s и P_g означает недоиспользование лампы по приходящейся на нее выходной мощности. Различие в положении кривых при двух рассматриваемых видах управляющего воздействия свидетельствует о преимуществе управления с помощью напряжения 2-ступенчатой формы.

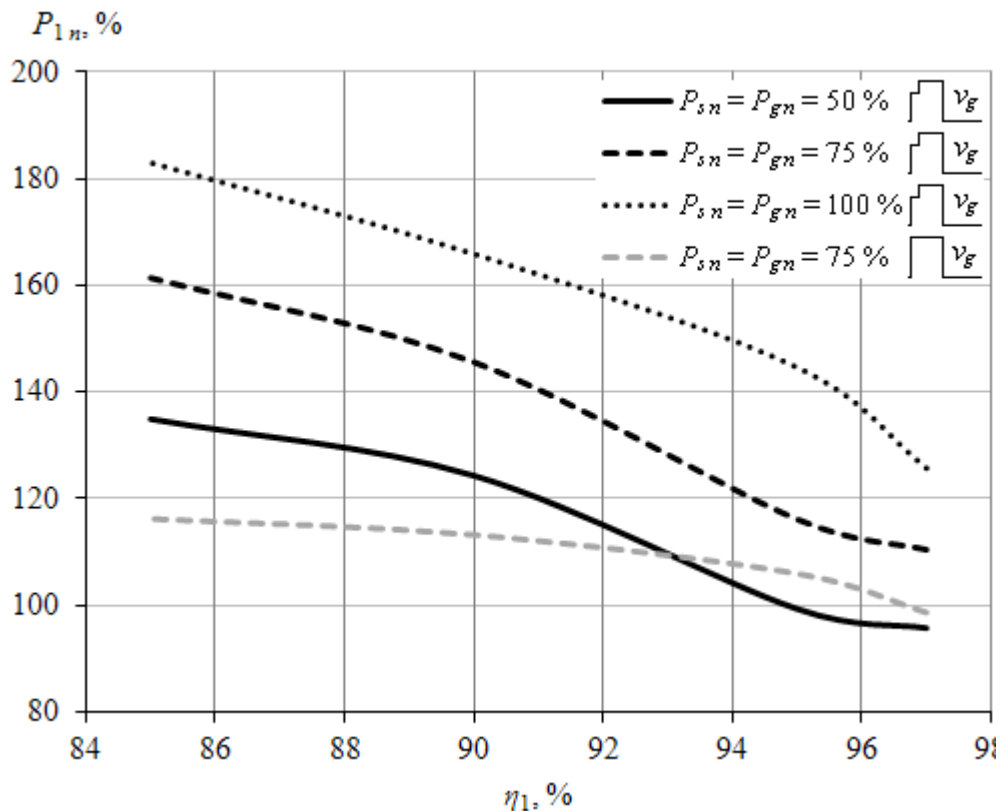


Рисунок 4.4.15. Линии равных мощностей, потребляемых сетками тетрода *ТН 576*

η_1 – КПД анодной цепи по первой гармонике;

P_{1n} – мощность первой гармоники в нагрузке, нормированная к 650 кВт, и максимальная при данных P_{sn} , P_{gn} и η_1 ;

P_{sn} – мощность, потребляемая экранной сеткой, нормированная к 12 кВт;

P_{gn} – мощность, потребляемая управляющей сеткой, нормированная к 4 кВт

Рассмотренные здесь зависимости $P_{c1}(\eta_1)$ при $P_s, P_g = const$ применимы к модели тетрода *ТН 576*. Для других ламп, при необходимости и возможности, могут быть построены аналогичные кривые как на основе компьютерного моделирования, так и на основе экспериментальных данных.

4.5. Работа усилителя класса E в полосе частот

В разделе 2.3 были представлены расчеты усилителя класса E и соответствующей ему нагрузки, обеспечивающих работу с коэффициентом перекрытия поддиапазона частот, равным 1,3. Теперь, имея модель генераторного тетрода $TH\ 576$, а также рассмотрев различные способы управления им, объединим все это для моделирования и исследования лампового оконечного каскада мощного РПУ, работающего в полосе частот без перестройки пассивных элементов цепи. В предыдущих двух разделах управление усилителями класса E с помощью напряжений сложной формы использовалось для увеличения КПД анодной цепи по первой гармонике. Здесь рассмотрим альтернативное использование выгоды, которую дает применение напряжения кусочно-постоянной формы, подаваемого на управляющую сетку. Зададимся выходной мощностью, равной 845 кВт, что на 30 % больше заявленного значения выходной мощности для усилителя, использующего лампу $TH\ 576$ (650 кВт). Однако при этом ограничимся значением КПД анодной цепи по первой гармонике, равным 90 %. Схема усилителя приведена на рисунке 4.5.1, а его расчетные параметры – в таблицах 4.5.1 и 4.5.2. Параметры приведены без привязки к конкретной частоте. Для вычисления номиналов элементов и временных параметров напряжений на управляющей сетке, необходимо задаться минимальным значением рабочей частоты из интересующей полосы частот.

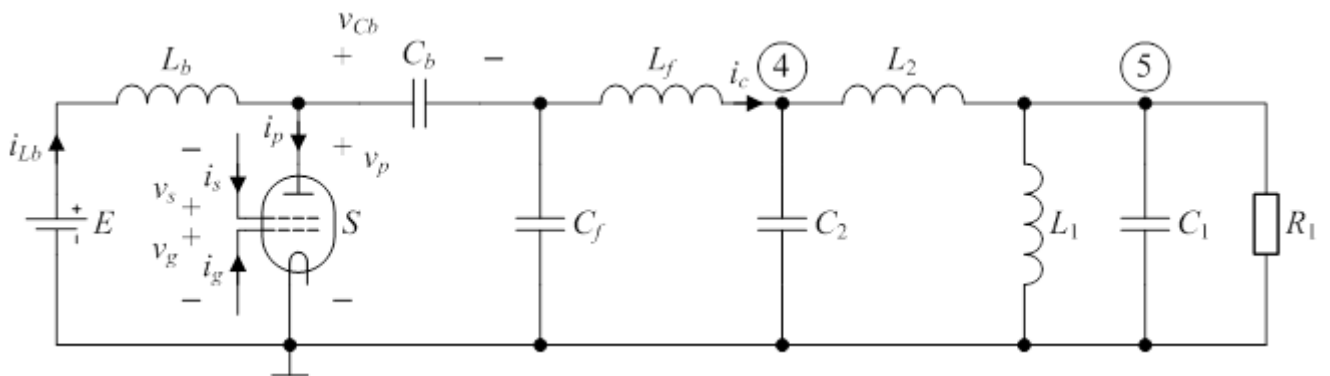


Рисунок 4.5.1. Однотактный усилитель класса E с нагрузкой, предназначенной для работы в полосе частот с коэффициентом перекрытия 1,3...1,4

Таблица 4.5.1. Расчетные параметры усилителя класса *E* для работы в полосе частот

Исходные данные	
Модель АЭ	ТН 576
Напряжение анодного питания, кВ	12
Напряжение на экранной сетке, В	800
Форма напряжения на управляющей сетке	2-ступенчатая
Запирающее напряжение на управляющей сетке, В	-700
Выходная емкость АЭ, пФ	156,4
Заявленная выходная мощность АЭ, кВт	650
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая анодом, кВт	800
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой, кВт	12
Предельно допустимая мощность, рассеиваемая управляющей сеткой, кВт	4
Коэффициент перекрытия поддиапазона частот	1,3
Выходная мощность, кВт	845
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	90
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Lb\ n}$ на минимальной частоте	10
Нормированное реактивное сопротивление $X_{Cb\ n}$ на минимальной частоте	0,01
Методика расчета усилителя	р. 2.2, 2.3
Номиналы элементов усилителя	
Индуктивность L_b , Гн	$115/f_{min}$
Емкость C_b , Ф	$0,220/f_{min}$
Индуктивность L_f , Гн	$14,6/f_{min}$
Емкость C_f , Ф	$7,41 \cdot 10^{-4}/f_{min} - 1,56 \cdot 10^{-10}$
Индуктивность нагрузки L_2 , Гн	$3,21/f_{min}$
Емкость нагрузки C_2 , Ф	$6,30 \cdot 10^{-3}/f_{min}$
Индуктивность нагрузки L_1 , Гн	$0,804/f_{min}$
Емкость нагрузки C_1 , Ф	$2,63 \cdot 10^{-2}/f_{min}$
Сопротивление нагрузки R_1 , Ом	8,48

f_{min} – минимальная частота в полосе.

Таблица 4.5.2. Данные о напряжениях 2-ступенчатой формы, подаваемых на управляющую сетку на различных частотах

$f = 1,00 f_{min}$		$f = 1,05 f_{min}$		$f = 1,10 f_{min}$		$f = 1,15 f_{min}$	
t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В
0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0
0,029/ f	-700,0	0,029/ f	-700,0	0,029/ f	-700,0	0,029/ f	-700,0
0,030/ f	0,000	0,030/ f	0,000	0,030/ f	0,000	0,030/ f	0,000
0,119/ f	0,000	0,119/ f	0,000	0,129/ f	0,000	0,129/ f	0,000
0,120/ f	160,0	0,120/ f	168,0	0,130/ f	176,0	0,130/ f	178,0
0,499/ f	160,0	0,499/ f	168,0	0,499/ f	176,0	0,499/ f	178,0
0,500/ f	-700,0	0,500/ f	-700,0	0,500/ f	-700,0	0,500/ f	-700,0
0,999/ f	-700,0	0,999/ f	-700,0	0,999/ f	-700,0	0,999/ f	-700,0
$f = 1,20 f_{min}$		$f = 1,25 f_{min}$		$f = 1,30 f_{min}$			
t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В	t , мкс	v_g , В		
0,000	-700,0	0,000	-700,0	0,000	-700,0		
0,029/ f	-700,0	0,029/ f	-700,0	0,029/ f	-700,0		
0,030/ f	0,000	0,030/ f	0,000	0,030/ f	0,000		
0,129/ f	0,000	0,139/ f	0,000	0,139/ f	0,000		
0,130/ f	180,0	0,140/ f	190,0	0,140/ f	202,0		
0,499/ f	180,0	0,499/ f	190,0	0,499/ f	202,0		
0,500/ f	-700,0	0,500/ f	-700,0	0,500/ f	-700,0		
0,999/ f	-700,0	0,999/ f	-700,0	0,999/ f	-700,0		

f_{min} – минимальная частота в полосе. Для каждой частоты приведен период колебаний. Воздействие повторится в соответствии с рабочей частотой f .

В таблице 4.5.3 приведены результаты компьютерного моделирования усилителя. Отметим высокую стабильность характеристик усилителя в полосе частот: максимальное отклонение первой гармоники мощности в нагрузке от расчетного значения составляет 4,5 %; КПД анодной цепи по первой гармонике изменяется в пределах 88...90 %. Мощность, потребляемая по цепи экранной сетки, находится в пределах 72...74 % от предельно допустимого значения. С ростом частоты наблюдается рост мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки с 38 до 53 % от предельно допустимого значения. Как следствие, с ростом частоты уменьшается коэффициент усиления управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку с 560 до 390. Вследствие того, что выходная мощность усилителя составляет 130 % от заявленного производителем тетрода *ТН 576* значения, использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, увеличилось до 12...14 % (напомним, что при выходной мощности, составлявшей 92 % от заявленного значения и КПД анодной цепи, равном 90 %, на аноде рассеивалось 8 % мощности от предельно допустимой величины). Максимальное значение напряжения на аноде тетрода равно таковому для усилителя, рассмотренного в разделах 4.1 и 4.2 (вариант 1).

Таблица 4.5.3. Характеристики усилителя класса E в полосе частот из диапазонов ОНЧ – НЧ

Рабочая частота, $\times f_{min}$	1,00	1,05	1,10	1,15	1,20	1,25	1,30
Мощность первой гармоники в нагрузке, кВт	857	856	848	831	814	807	830
КПД анодной цепи по первой гармонике, %	89,9	89,1	89,3	89,7	89,9	89,7	88,3
Максимальное напряжение на аноде, кВ	42,2	40,2	39,1	38,0	37,0	36,4	36,8
Максимальный ток анода, А	220	225	235	235	230	245	255
Максимальное напряжение в узле 4 (см. рисунок 4.5.1), кВ	11,8	11,5	11,3	11,1	11,1	11,5	12,2
Максимальное напряжение в узле 5 (см. рисунок 4.5.1), В	3780	3830	3840	3790	3750	3720	3760
Средняя мощность, рассеиваемая на аноде, кВт	95,0	105	102	95,5	91,5	92,5	109
Средняя мощность, потребляемая по цепи экранной сетки *, Вт	8710	8680	8830	8800	8790	8870	8600
Средняя мощность, потребляемая по цепи управляющей сетки *, Вт	1520	1660	1790	1820	1830	1990	2140
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой анодом, %	11,9	13,1	12,7	11,9	11,4	11,6	13,7
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой экранной сеткой *, %	72,6	72,4	73,6	73,3	73,3	73,9	71,6
Использование тетрода по мощности, рассеиваемой управляющей сеткой *, %	38,1	41,4	44,8	45,4	45,8	49,7	53,4
Коэффициент усиления мощности управляющего воздействия, подаваемого на управляющую сетку	563	517	474	457	444	406	388
Использование АЭ по заявленной выходной мощности, %	132	132	131	128	125	124	128

* Приближенная оценка, вследствие неполноты данных о характеристиках $TH 576$ в рассматриваемой области напряжений на электродах.

Значение напряжения на выходе формирующего контура (узел 4 на рисунке 4.5.1) превышает значение напряжения анодного питания на максимальной частоте. Однако это все же позволит использовать стабилизирующую диодную цепь [85]. Ее использование приведет к снижению выходной мощности усилителя до 824 кВт (отклонение 2,5 % от расчетного значения), а КПД анодной цепи увеличится до 88,5 %.

Полученные в данном разделе результаты демонстрируют возможность построения ОК РПДУ, способного обеспечить работу с коэффициентом перекрытия поддиапазона частот, равным 1,3. При этом не требуется перестройка пассивных элементов цепи, и обеспечиваются эффективное использование АЭ по выходной мощности, а также высокий КПД анодной цепи. Коэффициент перекрытия может быть увеличен до значения 1,4 (с соответствующим пересчетом номиналов элементов усилителя и нагрузки). В таком случае отклонение КПД анодной цепи по-прежнему находится в пределах 2 % от заданной величины, а отклонение выходной мощности – в пределах 10 %.

Как было отмечено в разделе 2.3, синтезированные цепи, помимо согласования, обеспечивают некоторую фильтрацию напряжения на нагрузке R_1 . В частности, ослабление второй гармоники на минимальной рабочей частоте составит не менее 26 дБ (см. рисунок 4.5.2, где f_{sw} – рабочая частота) при коэффициенте перекрытия поддиапазона 1,4. При повышении рабочей частоты ослабление будет увеличиваться.

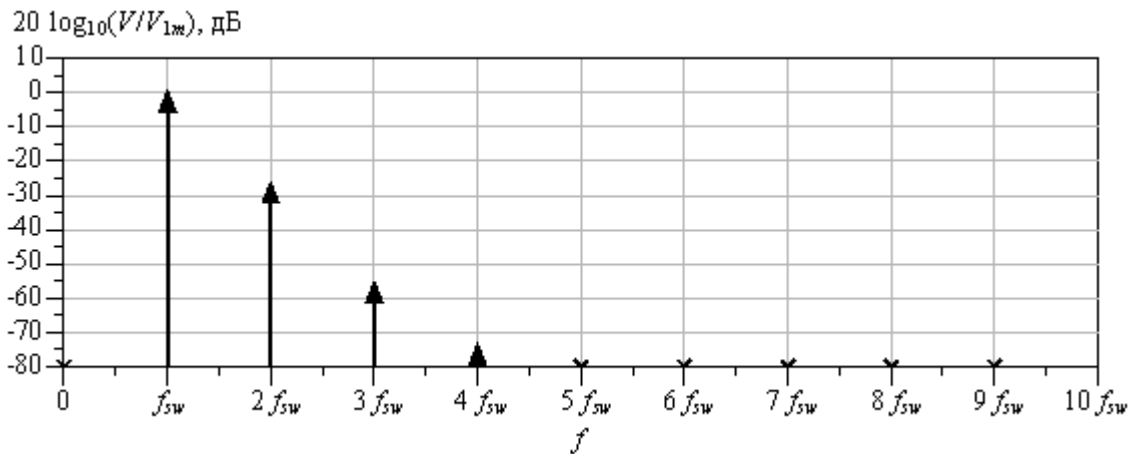


Рисунок 4.5.2. Спектр напряжения на нагрузке R_1 на нижней границе рабочей полосы частот при коэффициенте перекрытия поддиапазона 1,4 ($V_{1m} = 4380$ В)

4.6. Результаты

Перечислим наиболее значимые научные и практические результаты, полученные в данной главе.

1. На основе результатов, приведенных в главах 2 и 3, разработаны имитационные модели усилителя класса E на генераторных лампах (тетроды $TН 576$, ГУ-104АМ и триод ГУ-88А), позволяющие определять энергетические характеристики, а также токи и напряжения на элементах усилителя при работе на комплексную нагрузку. Достоинством данных моделей является то, что они позволяют определять поведение токов в сеточных цепях и рассеиваемые в них мощности, знание которых важно при использовании ламп в режимах, близких к предельному.

2. Проведенная с помощью имитационной модели усилителя проверка адекватности приближенной математической модели и разработанной на ее основе методики расчета, предложенных в главе 2, показала, что отклонение основных характеристик усилителя (максимальное напряжение на аноде АЭ; выходная мощность; мощность, рассеиваемая на аноде АЭ; и другие) не превышает 5...10 %, что в 4...8 раз ниже, чем в случае использования предшествовавшей ей методики расчета [80].

3. Опираясь на высказанное в [16] предложение о целесообразности учета формы анодного тока при формировании напряжения, подаваемого на управляющую сетку лампы, определен закон изменения указанного напряжения исходя из условия постоянства напряжения на аноде в проводящем состоянии. Например, в случае усилителя на тетроде $TН 576$ с выходной мощностью 600 кВт и КПД анодной цепи 95 % это позволило уменьшить мощности, потребляемые по сеточным цепям генераторной лампы, в сравнении с применяемым на практике в настоящее время способом управления приблизительно в 2 раза.

4. Предложен альтернативный способ управления генераторным тетродом, заключающийся в уменьшении напряжения на экранной сетке в моменты низкого напряжения на аноде лампы в проводящем состоянии. При этом на управляющую сетку подаются импульсы напряжения прямоугольной формы. Данный способ позволил снизить мощность, потребляемую по цепи экранной сетки приблизительно в 2 раза, не допустив увеличения мощности, потребляемой по цепи управляющей сетки, а также сохранив значения выходной мощности и КПД усилителя.

5. Исходя из необходимости реализации работы усилителя в полосе частот, предложено аппроксимировать указанное в пункте 3 напряжение на управляющей сетке с помощью

импульсов напряжения двух- и трехступенчатой формы. Это позволяет уменьшить мощности, потребляемые по сеточным цепям генераторного тетрода на 30 и более процентов в сравнении с применяемым на практике в настоящее время способом управления. Появившийся запас по величинам рассеиваемых на сетках лампы мощностей, может быть использован для увеличения КПД анодной цепи усилителя до значений около 95 %, либо для увеличения выходной мощности приблизительно на 10...20 %. Последнее обстоятельство может представлять интерес ввиду высокой стоимости генераторных ламп.

6. При реализации работы усилителя в полосе частот может представлять интерес способ управления, заключающийся в подаче импульсов напряжения как на управляющую, так и экранный сетки генераторного тетрода.

7. Усилитель класса E , выполненный на генераторном триоде, как и следовало ожидать, проигрывает по коэффициенту усиления по мощности аналогичным устройствам на тетрадах, в данном случае в 3...13 раз. Тем не менее, в случае использования триодов при создании усилителей класса E , как и в рассмотренных выше вариантах, относящихся к тетрадам, могут быть применены управляющие импульсы напряжения многоступенчатой формы.

8. Исследование работы усилителя класса E в полосе частот показало, что при коэффициенте перекрытия, равном 1,3, отклонение выходной мощности от номинального значения не превышает 5 %, а КПД анодной цепи усилителя снижается не более чем на 2 %. При увеличении коэффициента перекрытия до 1,4 наблюдается увеличение максимального отклонения выходной мощности в полосе частот до 8,5 % от заданной величины, а изменение КПД остается в тех же пределах.

Основные результаты опубликованы в [80, 105].

Заключение

Обобщая проведенные исследования, сформулируем наиболее значимые результаты.

1. Предложена усовершенствованная математическая модель лампового усилителя класса *E*, разработанная на основе метода гармонического баланса в матричной форме, которая за счет учета конечных величин разделительных элементов, а также падения напряжения на выводах анод – катод в проводящем состоянии позволила снизить максимальную погрешность расчета основных электрических характеристик с имевших место в применявшихся ранее моделях 40 % до уровня, не превышающего 10 %.

2. К числу достоинств указанной модели в сравнении с существующими аналогами следует отнести возможности:

- расчета характеристик при полигармоническом характере тока и напряжения на выходе усилителя по вещественной и мнимой частям входного сопротивления нагрузки без точного знания ее структуры;

- учета инерционных свойств активного элемента.

Последнее преимущество делает перспективным применение модели не только для расчета усилителей на генераторных лампах, но и в случае использования активных элементов других типов.

3. На основе предложенной модели создана инженерная методика расчета одноктного и двухтактного усилителей класса *E*.

4. Синтезированы нагрузочные цепи, обеспечивающие работу в полосе частот с коэффициентами перекрытия поддиапазона, равными 1,3 и 1,4, при фиксированных номиналах элементов усилителя и нагрузочной цепи. Для предложенных цепей отклонение выходной мощности в полосе частот лежит в пределах, соответственно, 5 % и 10 %, а снижение КПД анодной цепи не превышает 2 %.

5. Разработана методика создания моделей генераторных ламп для *SPICE*-подобных программ схемотехнического моделирования, предполагающая использование математического класса сложных функций для аппроксимации статических характеристик ламп.

6. С использованием предложенной методики разработаны *PSPICE*-модели ряда мощных генераторных ламп (*TH 576*, ГУ-88А, ГУ-94А, ГУ-104АМ), представляющих практический интерес при построении оконечных каскадов радиопередающих устройств диапазонов ОНЧ – НЧ с выходными мощностями порядка сотен киловатт – единиц мегаватт.

7. С применением вышеуказанных моделей ламп разработаны компьютерные модели ламповых усилителей класса E и исследованы их характеристики. Показано, что применяемый на практике способ управления лампой в усилителе класса E , не обеспечивает минимально возможных мощностей, рассеиваемых на сетках, при заданных КПД анодной цепи и выходной мощности.

8. Предложены новые способы управления генераторными лампами, которые позволяют уменьшить мощности, рассеиваемые на сетках ламп приблизительно в 2 раза в сравнении с применяемым в настоящее время способом управления. Показано, что полученный выигрыш может быть использован для увеличения выходной мощности на 10...20 % при фиксированном КПД анодной цепи, равном 90 %, либо для увеличения КПД анодной цепи до значения примерно 95 % при фиксированной выходной мощности.

Список сокращений

NMAE – нормированный средний модуль ошибки

NMaxAE – нормированный максимальный модуль ошибки

NRMSE – нормированная среднеквадратическая ошибка

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

АЭ – активный элемент

ГПН – генератор с переключением напряжения

ГПТ – генератор с переключением тока

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

КПД – коэффициент полезного действия

ОК – окончательный каскад

ОНЧ – очень низкие частоты (3...30 кГц)

НЧ – низкие частоты (30...300 кГц)

РПДУ – радиопередающее устройство

ЭВЛ – электронно-вакуумная лампа

Список использованных источников

1. International Loran Association. // International Loran Association: [сайт]. URL: <http://www.loran.org/> (дата обращения: 15.03.2017).
2. ГОСТ Р 53168-2008. Система радионавигационная «Чайка». Сигналы передающих станций. Технические требования. Москва: Страндартинформ, 2009. 20 с.
3. Jacobsen T., ALFLAB. The Russian VLF. Time-signal stations, «Beta» [Электронный ресурс] // Radio Waves below 22 kHz: [сайт]. URL: <http://www.vlf.it/russianvlf/russianvlf.htm> (дата обращения: 15.03.2017).
4. Hayakawa M. Earthquake Prediction with Radio Techniques. Wiley, 2015. 304 pp.
5. Cohen M.B., Inan U.S. Terrestrial VLF transmitter injection into the magnetosphere // Journal of Geophysical Research, Vol. 117, No. A8, Aug 2012.
6. Collin R.E. Antennas and Radiowave Propagation. McGraw-Hill, 1985. 508 pp.
7. Watt A.D. VLF Radio Engineering. Pergamon Press, 1967. 724 pp.
8. Rockwell Collins. VLF/LF Transmitters [Электронный ресурс] // Rockwell Collins: [сайт]. URL: https://www.rockwellcollins.com/Products_and_Services/Defense/Communications/Ground_Communications/Fixed_Site_Communications/VLF-LF_Transmitters.aspx (дата обращения: 15.03.2017).
9. Continental Electronics. LF/VLF Transmitters [Электронный ресурс] // Welcome to CEC: [сайт]. URL: http://www.contelec.com/lf_vlftransmitters.htm (дата обращения: 15.03.2017).
10. Nautel. VLF/LF Communications [Электронный ресурс] // High power, solid state RF amplifier design, engineering, manufacturing and sales | Nautel Power: [сайт]. URL: <http://www.nautelpower.com/solutions-high-power-solid-state-rf-amplifier/lf-vlf-communications/> (дата обращения: 15.03.2017).
11. Transradio. VLF- and LF Communication Transmitters [Электронный ресурс] // Transradio - Transmitters for Professional Demands: [сайт]. URL: <http://www.transradio.de/index.php/en/tram-en/lfcommucationtxen> (дата обращения: 15.03.2017).
12. CPI International, Inc. Multi-Phase Cooled Power Tetrode 4CM2500KG // Communications & Power Industries. 2011. URL: <http://www.cpii.com/docs/datasheets/78/4CM2500KG%20June%202011.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).

13. Сырников Э.В. Построение ключевых радиопередающих устройств большой мощности. СПб: Политехнический университет, 2013.
14. Vladimirescu A. The SPICE Book. John Wiley & Sons, Inc., 1994.
15. Артыма А.Д., ред. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств. Москва: Радио и Связь, 1987. 174 с.
16. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. Москва: Связь, 1980. 209 с.
17. Ortega-Gonzalez F.J. High Power Wideband Class-E Power Amplifier // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 20, No. 10, 2010. pp. 569-571.
18. Ortega-Gonzalez F.J., Tena-Ramos D., Patiño-Gomez P.M.J.M., Madueño-Pulido D. High-Power Wideband L-Band Suboptimum Class-E Power Amplifier // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 10, 2013. pp. 3712-3720.
19. Chen K., Peroulis D. Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 59, No. 12, 2011. pp. 3162-3173.
20. Ali S.N., Johnson T. A new high efficiency RF switch-mode power amplifier architecture for pulse encoded signals // Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual. Cocoa Beach, Florida. 2012. pp. 1-6.
21. Intusoft. A Spice Model for a Vacuum Triode // Intusoft Newsletter, No. 12, Feb. 1989.
22. Leach W.M., Jr. SPICE Models for Vacuum-Tube Amplifiers // Journal of the Audio Engineer Society, Vol. 43, No. 3, 1995. pp. 117-126.
23. Rydel C. Simulation of Electron Tubes with SPICE // Proceeding of the 98th Audio Engineering Society convention. Paris. 1995.
24. Duncan M. Models [Электронный ресурс] // Duncan's Amp Pages: [сайт]. [2006]. URL: <http://www.duncanamps.com/spicemodels.html> (дата обращения: 15.03.2017).
25. Koren N. Improved vacuum tube models for SPICE simulations. Part 1: Models and example [Электронный ресурс] // Norman Koren photography: images and tutorials: [сайт]. [2003]. URL: http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html (дата обращения: 15.03.2017).
26. Reefman D. Spice models for vacuum tubes using the uTracer // Donald's electronic project site. 2016. URL: <http://www.dos4ever.com/uTracer3/Theory.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
27. Zheng S., Keane J. Modeling and Simulation of the Power Amplifier for the RHIC 28 MHz

- Accelerating Cavity // Brookhaven National Laboratory. 2003. URL: <https://www.bnl.gov/isd/documents/79916.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
28. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Manual Power Semiconductors. 2nd ed. Semikron Int. GmbH, 2015. 452 pp.
 29. IEC. IEC 60747-9. International standard. Semiconductor devices – Part 9: Discrete devices – Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs). 2nd ed. Geneva: IEC, 2007. 117 pp.
 30. Rashid M.H. Power Electronics Handbook. 3rd ed. Elsevier Inc., 2011. 1362 pp.
 31. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Тиристорные генераторы и инверторы. Энергоиздат, 1982. 223 с.
 32. Grebennikov A., Sokal N.O., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. 2nd ed. Elsevier Inc., 2012. 704 pp.
 33. Mitsubishi Electric. Semiconductors & Devices: Product Search [Электронный ресурс] // Mitsubishi Electric Global Website: [сайт]. URL: <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/php/oSearch.php?FOLDER=/product/highpwdevice/thyristor> (дата обращения: 15.03.2017).
 34. IEC. IEC 60747-6. International standard. Semiconductor devices – Part 6: Discrete devices – Thyristors. 3rd ed. IEC, 2016. 254 pp.
 35. Силкин Е. Оптронные тиристоры в управляемых выпрямителях большой мощности // Компоненты и Технологии, № 9 (100), 2009. С. 79-86.
 36. Электровыпрямитель. Полупроводниковые приборы силовой электроники [Электронный ресурс] // Электровыпрямитель: [сайт]. URL: <http://www.elvpr.ru/> (дата обращения: 15.03.2017).
 37. IXYS UK Westcode Ltd. Fast Symmetrical Gate Turn-Off Thyristor Type H0500KC25# // IXYS UK Westcode Ltd. 2004. URL: <http://www.westcode.com/h0500kc.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
 38. ABB Group. Integrated gate-commutated thyristors (IGCT) [Электронный ресурс] // ABB Group - Leading digital technologies for industry: [сайт]. URL: [http://new.abb.com/semiconductors/integrated-gate-commutated-thyristors-\(igct\)](http://new.abb.com/semiconductors/integrated-gate-commutated-thyristors-(igct)) (дата обращения: 15.03.2017).
 39. ABB Group. Applying IGCTs. Application note 5SYA 2032-04 // ABB Group - Leading digital technologies for industry. 2014. URL: https://library.e.abb.com/public/bf8c3766e36244cc93dfaab1e92e6636/Applying%20IGCTs_5SYA%202032-04-16-06-2016.pdf (дата обращения: 15.03.2017).
 40. ABB Group. Applying IGCT gate units. Application Note 5SYA 2031-05 // ABB Group -

- Leading digital technologies for industry. 2015. URL: https://library.e.abb.com/public/757d0b762a4d44f8b571d15788351c29/Applying%20IGCT%20gate%20units_5SYA%202031-05_Sep2015.pdf (дата обращения: 15.03.2017).
41. Грехов И.В., Рожков А.В., Костина Л.С., Коновалов А.В., Фоменко Ю.Л. Высоковольтный интегральный тиристор с полевым управлением // Журнал технической физики, Т. 83, № 1, 2013. С. 105-109.
 42. Chitode J.S. Power Electronics. 4th ed. Pune: Technical Publications, 2009. 532 pp.
 43. Silicon Power Corporation. SolidTRON Products [Электронный ресурс] // Silicon Power Corporation: [сайт]. URL: <http://siliconpower.com/solidtron-products/> (дата обращения: 15.03.2017).
 44. Behlke. Fast High Voltage Thyristor Switches: HTS 41-300-MCT, HTS 81-300-MCT, HTS 101-300-MCT // Behlke HV Swithes + High Voltage Pulsers in Silicon and SiC Silicon Carbide Technology + Dielectric Liquid Cooling for HV Applications. URL: <http://www.behlke.com/pdf/101-300-mct.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
 45. ABB Group. 5SNA 3000K452300 StakPak IGBT Module // ABB Group - Leading digital technologies for industry. 2016. URL: <https://library.e.abb.com/public/98bb831a8e2347449b8f23d25ad81cc1/5SNA%203000K452300%205SYA%201450-00%2010-2016.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
 46. Semikron. SKM800GA125D [Электронный ресурс] // Power Modules and Systems | Semikron: [сайт]. URL: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm800ga125d-21915710> (дата обращения: 15.03.2017).
 47. Zok E., Schibisch D.M. Energy-efficient power supply for induction hardening and heating processes // Heat Processing, Vol. 11, No. 1, 2013. pp. 67-74.
 48. АО «ОКБ «Искра». Модули биполярные с изолированным затвором (IGBT) [Электронный ресурс] // АО «ОКБ «Искра»: [сайт]. URL: <http://www.okbiskra.ru/mvpp/bipolarigbt/> (дата обращения: 15.03.2017).
 49. ЗАО «Протон-Электротекс». IGBT модули [Электронный ресурс] // Протон-Электротекс: [сайт]. URL: <http://www.proton-electrotex.com/ru/product/IGBT> (дата обращения: 15.03.2017).
 50. АО «Фрязинский завод мощных транзисторов». Мощные IGBT транзисторы с приемкой «5» [Электронный ресурс] // АО «ФМЗТ»: [сайт]. URL: <http://www.fzmt.ru/produce5/igbt/> (дата обращения: 15.03.2017).
 51. Toshiba. IEGT (PPI & PMI) [Электронный ресурс] // Semiconductor & Storage Products | Toshiba Storage & Electronic Devices Solutions Company: [сайт]. URL: <https://toshiba.semicon->

- storage.com/ap-en/product/bipolar-transistor/iegt.html (дата обращения: 15.03.2017).
52. IEC. IEC 60747-8. International standard. Semiconductor devices – Discrete devices – Part 8: Field-effect transistors. 3rd ed. Geneva: IEC, 2010. 155 pp.
 53. IXYS. IXTL2N450 // IXYS Corporation: IXYS Power. URL: [http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS100458B\(IXTL2N450\).pdf](http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS100458B(IXTL2N450).pdf) (дата обращения: 15.03.2017).
 54. Microsemi. APTM120UM70FAG // Microsemi. URL: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/8103-aptm120um70fag-rev2-pdf (дата обращения: 15.03.2017).
 55. Rahimo M., ABB. Power Semiconductors for Power Electronics Applications // CERN Accelerator School. 2014. URL: <https://cas.web.cern.ch/cas/Switzerland-2014/Lectures/Rahimo.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
 56. Rahimo M., ABB. Future trends in high-power bipolar metal-oxide semi-conductor controlled power semi-conductors // IET Circuits, Devices & Systems, Vol. 8, No. 3, 2014. pp. 155–167.
 57. Majumdar G., Oomori T. Some Key Researches on SiC Device Technologies and their Predicted Advantages // Power Electronics Europe, No. 6, Sep 2009. pp. 18-22.
 58. Infineon Technologies AG. Silicon Carbide (SiC) [Электронный ресурс] // Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies: [сайт]. URL: <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/sicarbide-sic/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab6a50b304a0> (дата обращения: 15.03.2017).
 59. Bender C., Engel A., Schibisch D.M. Enhancing the efficiency of induction heating plants through Silicon Carbide MOSFETs // Heat Processing, Vol. 13, No. 2, 2015. pp. 109-113.
 60. Vechalapu K., Tripathi A., Mainali K., Baliga B.J., Bhattacharya S. Soft switching characterization of 15 kV SiC n-IGBT and performance evaluation for high power converter applications // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC. 2015. pp. 4151-4158.
 61. e2v. CX1836A, CX1836AP, CX1836AX // e2v high performance RF Power, Semikonductor and Imaging technologies. URL: <http://www.e2v.com/resources/account/download-datasheet/886> (дата обращения: 15.03.2017).
 62. АО «НПП «Контакт». Импульсные водородные тиратроны [Электронный ресурс] // НПП Контакт: [сайт]. URL: <http://www.kontakt-saratov.ru/product/MGL/tiratron/> (дата обращения: 15.03.2017).
 63. ГОСТ 20412-75. Лампы генераторные, модуляторные и регулирующие. Термины и определения. 1976.

64. Photonis. 4617 Super Power Triode // Photonis. URL: <https://www.photonis.com/uploads/datasheet/pt/4617.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
65. АО «С.Е.Д.-СПб». Продукция АО «С.Е.Д.-СПб» [Электронный ресурс] // АО «С.Е.Д.-СПб»: [сайт]. URL: <http://sedspb.ru/index.php/-q-q> (дата обращения: 15.03.2017).
66. Шахгильдян В.В., ред. Радиопередающие устройства. 3-е изд. Москва: Радио и Связь, 2003. 560 с.
67. Кацман Ю.А. Теория, основы расчета и проектирования электронных приборов. Том 1. Электронные лампы высоких и низких частот. Москва: Высшая школа, 1968. 384 с.
68. Whitaker J.C., Crowe D., Feinberg A., Blackwell G.R., Rensburg R. Power Vacuum Tubes Handbook. 3rd ed. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2012. 707 pp.
69. Берг А.И. Теория и расчет ламповых генераторов. Часть 1. 2-е изд. Ленинград: Объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, 1935.
70. Терентьев Б.П., ред. Радиопередающие устройства. Москва: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1952.
71. Шахгильдян В.В., ред. Проектирование радиопередатчиков. 4-е изд. Москва: Радио и Связь, 2000. 656 с.
72. Gray T.S. Applied Electronics. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1955.
73. International Telephone and Telegraph Corporation. Reference Data For Radio Engineers. 4th ed. New York: International Telephone and Telegraph Corporation, 1956.
74. Raab F.H. Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 6, June 2001. pp. 1162-1166.
75. Сивчек И.В., Сороцкий В.А. Имитационное моделирование ламповых оконечных каскадов мощных радиопередающих устройств диапазонов ОНЧ...НЧ // Радиотехника, электроника и связь. Сборник докладов II Международной научно-технической конференции. 1-4 октября 2013 г. Омск. 2013. С. 386-389.
76. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. Энергия, 1972. 170 с.
77. Ultra High Voltage Components. 6A 20kV 100nS High Voltage Diode HV Rectifier High Frequency [Электронный ресурс] // Ultra High Voltage Components: [сайт]. URL: <http://hvstuff.com/20kv-6a-high-voltage-diode-hv-hf-rectifier-tesla-ham> (дата обращения: 15.03.2017).
78. Жуков С.А., Козырев В.Б. Двухтактный ключевой генератор без коммутативных потерь // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи, № 15, 1975. С. 95-107.

79. Ewing G.D. High-Efficiency Radio-Frequency Power Amplifiers. Ph.D. Dissertation. Corvallis (Oregon): Oregon State University, 1964 (presented). 64 pp.
80. Сивчек И.В., Сороцкий В.А. Усилитель класса E на мощных генераторных лампах // Электромагнитные волны и электромагнитные системы, № 7, 2014. С. 63-68.
81. Крылов Н.М., Боголюбов Н.Н. Введение в нелинейную механику. Киев: АН УССР, 1937.
82. Maas S.A. Nonlinear Microwave and RF Circuits. 2nd ed. Artech House, 2003. 608 pp.
83. EXCEM. Vacuum Tube Modeling Package Vol. 1. User's Guide (Electronic Edition) // Excem, innovations en électronique et électromagnétisme. 2000. URL: <http://www.excem.fr/download/usergui5.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
84. Bahl I.J. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers. John Wiley & Sons, Inc., 2009. 696 pp.
85. Гудушин И.В., Пашутин Г.В., Тополов В.В., Соловьев Г.А., Сырников Э.В. Ключевой двухтактный генератор (варианты), Патент РФ № 2143171, 20.12.1999.
86. Сивчек И.В. Математическая модель усилителя класса E на основе метода гармонического баланса // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Международной научно-технической конференции: в 2 т. 22-23 сентября 2016 г. Саратов. 2016. Т. 1. С. 135-139.
87. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. 5-е изд. Т. 1. Москва: Гос. изд-во физ. мат. лит-ры, 1962. 608 с.
88. Сивчек И.В., Сороцкий В.А. Имитационная модель мощного генераторного тетрода // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, № 6 (186), 2013. С. 53-58.
89. ГОСТ 21106.6-77. Лампы генераторные, модуляторные и регулирующие мощностью, рассеиваемой анодом, свыше 25 Вт. Методы измерения токов анода и сеток, имеющих положительный потенциал относительно катода, и нулевых токов анода и сеток. Москва. 1979.
90. Описание Easy Trace 7.99 [Электронный ресурс] // Векторизация карт: услуги, программные продукты, технологии: [сайт]. URL: http://www.easytrace.com/program/et799_ru/ (дата обращения: 15.03.2017).
91. Гилл Ф., Мюррей М., Райт М. Практическая оптимизация. Москва: Мир, 1985. 509 с.
92. Кацнельсон В.Б., Калугин М.А., Ларионов С.А. Электровакуумные электронные и газоразрядные приборы. Справочник. 2-е изд. Москва: Радио и связь, 1985. 864 с.

93. Philipse F. // Frank's Electron tube Pages: [сайт]. [2017]. URL: <http://www.tubedata.org/> (дата обращения: 15.03.2017).
94. Rashid M.H., Rashid H.M. SPICE for Power Electronics and Electric Power. 2nd ed. Taylor & Francis Group, LLC, 2006.
95. Forrester A., Sobester A., Keane A. Engineering Design via Surrogate Modelling: A Practical Guide. Wiley, 2008. 228 pp.
96. Дьяконов В.П., Смердов В.Ю., Фролков О.А. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП-транзисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи, № 25, 1985.
97. Старков С.Н. Справочник по математическим формулам и графикам функций для студентов. СПб: Питер, 2009. 235 с.
98. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1973. 832 с.
99. Svetlana technical data 4CX20000B // Power Amplifiers, tubes and Related Items - G8WRB. URL: <http://www.g8wrb.org/data/Svetlana/pdf/4CX20000B.pdf> (дата обращения: 15.03.2017).
100. Burle Industries, Inc. TP-122. Power Tube. Application Note. Screen-Grid Current, Loading, and Bleeder Considerations. Lancaster, PA. 1989. 3 pp.
101. Ветров Н.З., Лисенков А.А. Вакуумные дуговые источники плазмы. СПб: Энергоатомиздат, 2000. 208 с.
102. Клейнер Э.Ю. Основы теории электронных ламп. Москва: Высшая школа, 1974. 368 с.
103. Сивчек И.В. SPICE-модель генераторного тетрода // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Международной научно-технической конференции. 25-26 сентября 2014 г. Саратов. 2014. Т. 1. С. 96-100.
104. Сукин И.А. Равномерное кусочное приближение с изменяемыми границами // Труды Молодежной конференции «Научоёмкие информационные технологии». Переславль-Залесский. 2012. С. 29-44.
105. Сивчек И.В., Сороцкий В.А. Улучшение энергетических характеристик ламповых усилителей мощности класса Е на основе новых подходов к формированию управляющих напряжений // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Международной научно-технической конференции: в 2 т. 22-23 сентября 2016 г. Саратов. 2016. Т. 1. С. 130-134.

Приложение 1

Характеристики некоторых режимов работы усилителя класса E

η_1	t_{pn}	φ_{VI} , рад	$E_{AE n}$	$X_{Lf n}$	$X_{Cf n}$	$v_{m n}$	$v_{AE m n}$	$i_{AE avg n}$	$i_{AE m n}$	$I_{1m n}$	$I_{2m n}$	$I_{3m n}$	$I_{4m n}$	$I_{5m n}$
$v_{AE on}(t) = const = E_{AE n}$														
0,85	0,40	$-\pi/3$	0,150	3,373	2,944	1,337	2,722	0,263	1,0	0,669	0,072	0,009	0,005	0,002
0,85	0,40	$-\pi/6$	0,150	2,328	2,899	0,738	2,741	0,240	0,9	0,639	0,106	0,012	0,007	0,003
0,85	0,40	0	0,150	1,859	2,872	0,612	2,757	0,220	0,9	0,612	0,134	0,015	0,009	0,004
0,85	0,40	$\pi/6$	0,150	1,469	2,855	0,657	2,781	0,191	0,8	0,569	0,173	0,018	0,011	0,004
0,85	0,40	$\pi/3$	0,150	1,061	2,969	0,882	2,844	0,114	0,6	0,441	0,253	0,022	0,013	0,005
0,85	0,45	$-\pi/3$	0,150	3,083	3,162	1,599	2,947	0,376	1,2	0,800	0,098	0,013	0,008	0,003
0,85	0,45	$-\pi/6$	0,150	2,024	3,017	0,885	2,968	0,345	1,1	0,766	0,151	0,019	0,011	0,004
0,85	0,45	0	0,150	1,550	2,907	0,732	2,987	0,316	1,1	0,732	0,200	0,025	0,014	0,005
0,85	0,45	$\pi/6$	0,150	1,164	2,782	0,779	3,015	0,268	1,0	0,675	0,271	0,034	0,017	0,006
0,85	0,45	$\pi/3$	0,150	0,806	2,724	1,001	3,084	0,147	0,7	0,500	0,408	0,051	0,019	0,006
0,85	0,50	$-\pi/3$	0,150	2,840	3,542	1,878	3,218	0,519	1,4	0,939	0,129	0,023	0,009	0,004
0,85	0,50	$-\pi/6$	0,150	1,760	3,230	1,047	3,241	0,484	1,3	0,907	0,211	0,037	0,014	0,006
0,85	0,50	0	0,150	1,270	2,969	0,870	3,263	0,446	1,2	0,870	0,295	0,052	0,017	0,009
0,85	0,50	$\pi/6$	0,150	0,873	2,637	0,924	3,297	0,377	1,2	0,801	0,436	0,079	0,021	0,011
0,85	0,50	$\pi/3$	0,150	0,536	2,253	1,144	3,381	0,192	0,9	0,572	0,734	0,141	0,020	0,015
0,90	0,40	$-\pi/3$	0,100	3,373	2,944	1,416	2,823	0,278	1,0	0,708	0,076	0,010	0,005	0,002
0,90	0,40	$-\pi/6$	0,100	2,328	2,899	0,782	2,843	0,255	1,0	0,677	0,112	0,013	0,008	0,003
0,90	0,40	0	0,100	1,859	2,872	0,648	2,860	0,233	0,9	0,648	0,142	0,016	0,009	0,004
0,90	0,40	$\pi/6$	0,100	1,469	2,855	0,696	2,886	0,202	0,9	0,603	0,184	0,019	0,011	0,005
0,90	0,40	$\pi/3$	0,100	1,061	2,969	0,934	2,952	0,121	0,6	0,467	0,268	0,023	0,014	0,005
0,90	0,45	$-\pi/3$	0,100	3,083	3,162	1,694	3,062	0,398	1,2	0,847	0,104	0,013	0,008	0,003
0,90	0,45	$-\pi/6$	0,100	2,024	3,017	0,937	3,084	0,366	1,2	0,811	0,160	0,020	0,012	0,004

η_1	t_{pn}	φ_{VI} , рад	E_{AEn}	X_{Lfn}	X_{Cfn}	v_{mn}	v_{AEmn}	$i_{AE avg n}$	i_{AEmn}	I_{1mn}	I_{2mn}	I_{3mn}	I_{4mn}	I_{5mn}
0,90	0,45	0	0,100	1,550	2,907	0,775	3,104	0,334	1,1	0,775	0,212	0,027	0,014	0,005
0,90	0,45	$\pi/6$	0,100	1,164	2,782	0,825	3,134	0,284	1,0	0,715	0,287	0,036	0,018	0,006
0,90	0,45	$\pi/3$	0,100	0,806	2,724	1,059	3,207	0,156	0,8	0,530	0,432	0,054	0,020	0,006
0,90	0,50	$-\pi/3$	0,100	2,840	3,542	1,989	3,349	0,549	1,5	0,994	0,137	0,024	0,010	0,004
0,90	0,50	$-\pi/6$	0,100	1,760	3,230	1,109	3,373	0,512	1,4	0,960	0,223	0,039	0,014	0,007
0,90	0,50	0	0,100	1,270	2,969	0,921	3,396	0,472	1,3	0,921	0,312	0,055	0,018	0,009
0,90	0,50	$\pi/6$	0,100	0,873	2,637	0,979	3,432	0,399	1,3	0,848	0,461	0,083	0,023	0,012
0,90	0,50	$\pi/3$	0,100	0,536	2,253	1,211	3,521	0,204	0,9	0,606	0,777	0,149	0,021	0,016
0,95	0,40	$-\pi/3$	0,050	3,373	2,944	1,495	2,924	0,294	1,1	0,747	0,080	0,010	0,006	0,003
0,95	0,40	$-\pi/6$	0,050	2,328	2,899	0,825	2,946	0,269	1,0	0,715	0,118	0,014	0,008	0,004
0,95	0,40	0	0,050	1,859	2,872	0,684	2,964	0,246	1,0	0,684	0,150	0,017	0,010	0,004
0,95	0,40	$\pi/6$	0,050	1,469	2,855	0,735	2,991	0,213	0,9	0,636	0,194	0,020	0,012	0,005
0,95	0,40	$\pi/3$	0,050	1,061	2,969	0,986	3,060	0,128	0,7	0,493	0,282	0,024	0,014	0,005
0,95	0,45	$-\pi/3$	0,050	3,083	3,162	1,788	3,176	0,421	1,3	0,894	0,109	0,014	0,008	0,003
0,95	0,45	$-\pi/6$	0,050	2,024	3,017	0,989	3,200	0,386	1,2	0,856	0,169	0,021	0,012	0,004
0,95	0,45	0	0,050	1,550	2,907	0,819	3,221	0,353	1,2	0,819	0,223	0,028	0,015	0,005
0,95	0,45	$\pi/6$	0,050	1,164	2,782	0,871	3,252	0,299	1,1	0,754	0,303	0,038	0,019	0,006
0,95	0,45	$\pi/3$	0,050	0,806	2,724	1,118	3,329	0,165	0,8	0,559	0,456	0,057	0,021	0,007
0,95	0,50	$-\pi/3$	0,050	2,840	3,542	2,099	3,479	0,580	1,6	1,050	0,144	0,025	0,010	0,005
0,95	0,50	$-\pi/6$	0,050	1,760	3,230	1,170	3,505	0,541	1,4	1,013	0,235	0,041	0,015	0,007
0,95	0,50	0	0,050	1,270	2,969	0,973	3,529	0,498	1,4	0,973	0,329	0,058	0,019	0,010
0,95	0,50	$\pi/6$	0,050	0,873	2,637	1,033	3,567	0,421	1,3	0,895	0,487	0,088	0,024	0,013
0,95	0,50	$\pi/3$	0,050	0,536	2,253	1,279	3,661	0,215	1,0	0,639	0,820	0,157	0,023	0,017
1,00	0,40	$-\pi/3$	0,000	3,373	2,944	1,573	3,026	0,309	1,1	0,787	0,084	0,011	0,006	0,003
1,00	0,40	$-\pi/6$	0,000	2,328	2,899	0,868	3,048	0,283	1,1	0,752	0,124	0,015	0,009	0,004
1,00	0,40	0	0,000	1,859	2,872	0,720	3,067	0,259	1,0	0,720	0,158	0,018	0,010	0,004
1,00	0,40	$\pi/6$	0,000	1,469	2,855	0,773	3,096	0,224	1,0	0,670	0,204	0,021	0,013	0,005
1,00	0,40	$\pi/3$	0,000	1,061	2,969	1,038	3,169	0,135	0,7	0,519	0,297	0,025	0,015	0,006
1,00	0,45	$-\pi/3$	0,000	3,083	3,162	1,882	3,291	0,443	1,4	0,941	0,115	0,015	0,009	0,003

η_1	t_{pn}	φ_{VI} , рад	$E_{AE n}$	$X_{Lf n}$	$X_{Cf n}$	$v_{m n}$	$v_{AE m n}$	$i_{AE avg n}$	$i_{AE m n}$	$I_{1m n}$	$I_{2m n}$	$I_{3m n}$	$I_{4m n}$	$I_{5m n}$
1,00	0,45	$-\pi/6$	0,000	2,024	3,017	1,041	3,316	0,406	1,3	0,902	0,178	0,023	0,013	0,004
1,00	0,45	0	0,000	1,550	2,907	0,862	3,338	0,371	1,2	0,862	0,235	0,029	0,016	0,005
1,00	0,45	$\pi/6$	0,000	1,164	2,782	0,917	3,371	0,315	1,2	0,794	0,319	0,039	0,020	0,007
1,00	0,45	$\pi/3$	0,000	0,806	2,724	1,177	3,452	0,173	0,8	0,589	0,480	0,060	0,022	0,007
1,00	0,50	$-\pi/3$	0,000	2,840	3,542	2,209	3,609	0,610	1,7	1,105	0,152	0,026	0,011	0,005
1,00	0,50	$-\pi/6$	0,000	1,760	3,230	1,232	3,637	0,569	1,5	1,067	0,248	0,044	0,016	0,008
1,00	0,50	0	0,000	1,270	2,969	1,024	3,663	0,524	1,5	1,024	0,347	0,061	0,020	0,010
1,00	0,50	$\pi/6$	0,000	0,873	2,637	1,088	3,702	0,444	1,4	0,942	0,513	0,092	0,025	0,013
1,00	0,50	$\pi/3$	0,000	0,536	2,253	1,346	3,801	0,226	1,0	0,673	0,864	0,165	0,024	0,017
$v_{AE on}(t) = f(t)$ (см. выражение (2.1.18))														
0,85	0,40	$-\pi/3$	0,226	3,608	3,165	1,300	2,840	0,248	0,9	0,650	0,068	0,009	0,005	0,002
0,85	0,40	$-\pi/6$	0,226	2,561	3,125	0,720	2,857	0,229	0,9	0,623	0,098	0,013	0,007	0,003
0,85	0,40	0	0,226	2,085	3,100	0,600	2,870	0,212	0,9	0,600	0,122	0,015	0,009	0,003
0,85	0,40	$\pi/6$	0,226	1,674	3,082	0,652	2,890	0,187	0,8	0,564	0,155	0,018	0,010	0,004
0,85	0,40	$\pi/3$	0,228	1,184	3,150	0,907	2,942	0,121	0,6	0,453	0,230	0,022	0,013	0,004
0,85	0,45	$-\pi/3$	0,233	3,267	3,368	1,570	3,071	0,362	1,1	0,785	0,095	0,013	0,007	0,002
0,85	0,45	$-\pi/6$	0,233	2,206	3,232	0,870	3,089	0,334	1,1	0,754	0,143	0,019	0,010	0,003
0,85	0,45	0	0,234	1,725	3,129	0,723	3,104	0,308	1,0	0,723	0,185	0,025	0,013	0,004
0,85	0,45	$\pi/6$	0,235	1,317	3,008	0,778	3,126	0,267	1,0	0,674	0,245	0,032	0,016	0,005
0,85	0,45	$\pi/3$	0,249	0,883	2,891	1,028	3,172	0,156	0,7	0,514	0,379	0,049	0,018	0,005
0,85	0,50	$-\pi/3$	0,239	2,990	3,743	1,856	3,347	0,506	1,4	0,928	0,127	0,023	0,009	0,004
0,85	0,50	$-\pi/6$	0,241	1,908	3,444	1,035	3,365	0,472	1,3	0,896	0,201	0,036	0,013	0,006
0,85	0,50	0	0,243	1,411	3,199	0,862	3,381	0,438	1,2	0,862	0,274	0,050	0,016	0,008
0,85	0,50	$\pi/6$	0,249	0,992	2,878	0,924	3,402	0,377	1,2	0,800	0,393	0,072	0,019	0,010
0,85	0,50	$\pi/3$	0,310	0,579	2,398	1,150	3,400	0,195	0,8	0,575	0,675	0,130	0,018	0,014
0,90	0,40	$-\pi/3$	0,151	3,520	3,084	1,390	2,902	0,268	1,0	0,695	0,074	0,010	0,005	0,002
0,90	0,40	$-\pi/6$	0,151	2,473	3,042	0,769	2,920	0,246	1,0	0,666	0,106	0,013	0,008	0,003
0,90	0,40	0	0,151	2,000	3,017	0,640	2,936	0,227	0,9	0,640	0,134	0,016	0,009	0,004
0,90	0,40	$\pi/6$	0,151	1,597	2,998	0,692	2,958	0,200	0,9	0,599	0,171	0,019	0,011	0,004

η_1	t_{pn}	φ_{VI} , рад	$E_{AE n}$	X_{Lfn}	X_{Cfn}	$v_{m n}$	$v_{AE m n}$	$i_{AE avg n}$	$i_{AE m n}$	$I_{1m n}$	$I_{2m n}$	$I_{3m n}$	$I_{4m n}$	$I_{5m n}$
0,90	0,40	$\pi/3$	0,152	1,136	3,082	0,950	3,017	0,125	0,7	0,475	0,252	0,023	0,013	0,005
0,90	0,45	$-\pi/3$	0,155	3,199	3,292	1,673	3,144	0,389	1,2	0,837	0,102	0,014	0,008	0,003
0,90	0,45	$-\pi/6$	0,155	2,138	3,153	0,927	3,164	0,358	1,1	0,803	0,154	0,020	0,011	0,004
0,90	0,45	0	0,156	1,659	3,048	0,769	3,182	0,329	1,1	0,769	0,201	0,026	0,014	0,005
0,90	0,45	$\pi/6$	0,157	1,259	2,924	0,824	3,208	0,283	1,0	0,714	0,269	0,035	0,017	0,005
0,90	0,45	$\pi/3$	0,167	0,852	2,827	1,078	3,264	0,161	0,8	0,539	0,412	0,053	0,019	0,006
0,90	0,50	$-\pi/3$	0,160	2,934	3,669	1,973	3,434	0,541	1,5	0,987	0,135	0,024	0,009	0,004
0,90	0,50	$-\pi/6$	0,161	1,852	3,365	1,100	3,455	0,504	1,3	0,953	0,216	0,039	0,014	0,007
0,90	0,50	0	0,162	1,358	3,114	0,916	3,474	0,466	1,3	0,916	0,298	0,053	0,017	0,009
0,90	0,50	$\pi/6$	0,166	0,946	2,788	0,978	3,501	0,399	1,2	0,847	0,432	0,079	0,021	0,011
0,90	0,50	$\pi/3$	0,209	0,561	2,340	1,213	3,531	0,204	0,9	0,607	0,739	0,142	0,020	0,015
0,95	0,40	$-\pi/3$	0,076	3,442	3,011	1,481	2,963	0,289	1,1	0,741	0,079	0,010	0,006	0,003
0,95	0,40	$-\pi/6$	0,076	2,396	2,967	0,818	2,984	0,264	1,0	0,709	0,115	0,014	0,008	0,003
0,95	0,40	0	0,076	1,925	2,941	0,680	3,001	0,243	1,0	0,680	0,146	0,017	0,010	0,004
0,95	0,40	$\pi/6$	0,076	1,529	2,923	0,733	3,027	0,212	0,9	0,635	0,187	0,020	0,012	0,005
0,95	0,40	$\pi/3$	0,076	1,095	3,022	0,994	3,092	0,130	0,7	0,497	0,275	0,024	0,014	0,005
0,95	0,45	$-\pi/3$	0,078	3,138	3,224	1,777	3,217	0,416	1,3	0,889	0,108	0,014	0,008	0,003
0,95	0,45	$-\pi/6$	0,078	2,078	3,082	0,984	3,240	0,382	1,2	0,852	0,166	0,021	0,012	0,004
0,95	0,45	0	0,078	1,601	2,974	0,815	3,260	0,350	1,2	0,815	0,218	0,028	0,015	0,005
0,95	0,45	$\pi/6$	0,079	1,208	2,849	0,870	3,289	0,299	1,1	0,754	0,294	0,037	0,018	0,006
0,95	0,45	$\pi/3$	0,084	0,827	2,772	1,127	3,357	0,167	0,8	0,564	0,446	0,057	0,021	0,006
0,95	0,50	$-\pi/3$	0,080	2,884	3,602	2,091	3,522	0,575	1,6	1,046	0,143	0,025	0,010	0,005
0,95	0,50	$-\pi/6$	0,080	1,803	3,294	1,166	3,546	0,536	1,4	1,010	0,232	0,041	0,015	0,007
0,95	0,50	0	0,081	1,311	3,038	0,970	3,568	0,495	1,4	0,970	0,322	0,057	0,019	0,009
0,95	0,50	$\pi/6$	0,083	0,907	2,708	1,033	3,601	0,421	1,3	0,894	0,472	0,086	0,023	0,012
0,95	0,50	$\pi/3$	0,105	0,547	2,292	1,279	3,665	0,215	1,0	0,639	0,802	0,154	0,022	0,016

$v_{m n}$ – амплитуда напряжения на нагрузке; $v_{AE m n}$ – максимальное напряжения на АЭ; $i_{AE avg n}$ – средний ток АЭ; $i_{AE m n}$ – максимальный ток АЭ; X_{Lfn} , X_{Cfn} – реактивные сопротивления индуктивности и емкости формирующего контура; $I_{1m n}$, $I_{2m n}$, $I_{3m n}$, $I_{4m n}$, $I_{5m n}$ – амплитуды гармоник тока нагрузки.

Параметры усилителей:

период рабочей частоты $T = 2\pi$;

нормированная длительность проводящего состояния АЭ $t_{pn} = 0,40, 0,45, 0,50$;

напряжение анодного питания $E_n = 1$;

КПД анодной цепи по первой гармонике $\eta_1 = 0,85, 0,90, 0,95, 1,00$;

напряжение на АЭ в проводящем состоянии $v_{AE\ on}(t) = const, v_{AE\ on}(t) = f(t)$;

реактивное сопротивление разделительной индуктивности $X_{Lb\ n} = 10$;

реактивное сопротивление разделительной емкости $X_{Cb\ n} = 0,01$;

активная часть сопротивления нагрузки $R_{c\ n} = 1$;

фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки $\varphi_{VI} = -\pi/3, -\pi/6, 0, \pi/6, \pi/3$;

нагрузка – контур, проводимость которого конечна только на рабочей частоте усилителя.

Для всех рассматриваемых усилителей:

среднее значение напряжения на АЭ $v_{AE\ avg\ n} = 1$.

Приложение 2

PSPICE netlist модели генераторного тетрода TH 576

```

.SUBCKT TH576 P S G C
*Data range for model:
*Vs E [500, 2000], Vp E [500, 10000], Vg E [-550, 500]
*Model valid for Vp > 0 & Vs E [0, 2000] & Vg < 450
*Ip NMRSE=0.0214
*Is NMRSE=0.0421
*Ig NMRSE=0.0235
*1 2 3 4 ; P' S' G' C'
+PARAMS:
+AREA=1
+p01=0.7683 p02=-0.8019 p03=0.002995 p04=1.028e-05 p05=0.0002878
+p06=198.7 p07=0.002173 p08=0.1314 p09=15.57 p10=100
+s01=-0.3587 s02=0.0007638 s03=1.252 s04=0.000272 s05=0.01307
+s06=-0.0005309 s07=1.1 s08=0.01 s09=-0.002397 s10=2 s11=3
+g01=6.443E-4 g02=8.344E-5 g03=2.025E-6 g04=-1.091E-6
+g05=-4.625E-9 g06=1.834E-9 g07=0.001985 g08=1.588 g09=0.5
*0<Vp
*0<Vs
*0<Vs<2000
*0<Vg<450
*Vg<450
EVp_pos 5 0 VALUE={IF(V(1,4)>0, V(1,4), 0)}
EVs_pos 6 0 VALUE={IF(V(2,4)>0, V(2,4), 0)}
EVg_lim 7 0 VALUE={LIMIT(V(3,4), 0, 450)}
EVs_lim 8 0 VALUE={LIMIT(V(2,4), 0, 2000)}
*Iplate
*Vp -> V(1,4)
*Vg -> V(3,4)

```

```

*Vp_pos -> V(5,0)
*Vs_pos -> V(6,0)
EP1 11 0 VALUE={p09*V(5,0)/(V(6,0) + p10)}
EP2 12 0 VALUE={(0.5*(V(11,0) - 1)/(V(11,0) + 1) + 0.5)*
+(p06 + p07*V(5,0) + p08*V(6,0))*
+(p01 + TANH(p02 + p03*V(3,4) + p04*V(5,0) + p05*V(6,0)))}
GIp 1 4 VALUE={IF(V(1,4)>0 & V(12,0)>0, AREA*V(12,0), 0)}
*Iscreen
*Vg -> V(3,4)
*Vp_pos -> V(5,0)
*Vs_pos -> V(6,0)
ES 21 0 VALUE={s01 + s02*V(6,0) + s03*(1 - tanh(s04*(V(5,0) -
+V(6,0)))) + s05*((tanh(s06*V(6,0)) + s07)*V(3,4))}
GIs 2 4 VALUE={IF(V(21,0)>0, AREA*(0.5*(s08*V(6,0) - 1)/(s08*V(6,0) +
+1) + 0.5)*(exp(s09*V(5,0)) + 1/(s10 - 1))*PWR(V(21,0), s11), 0)}
*Igrid
*Vp_pos -> V(5,0)
*Vg_lim -> V(7,0)
*Vs_lim -> V(8,0)
EG 31 0 VALUE={(g01*PWR(V(7,0), 2) + g02*V(7,0)*V(8,0) +
+g03*PWR(V(7,0), 3) + g04*PWR(V(7,0), 2)*V(8,0) +
+g05*PWR(V(7,0), 4) + g06*PWR(V(7,0), 3)*V(8,0))*
+(1/(PWR(g07*V(5,0), g08) + g09) + 1)}
GIg 3 4 VALUE={IF(V(31,0)>0, AREA*V(31,0), 0)}
*1 2 3 4 ; P S G C ; max values
C1 3res 4 AREA*760p
C2 2res 4 AREA*166p
C3 1res 4 AREA*1.4p
C4 2res 3res AREA*805p
C5 1res 3res AREA*12p
C6 1res 2res AREA*155p
R1 1 1res 1m
R2 2 2res 1m
R3 3 3res 1m

```

```

R7 1 4 10G
R8 2 4 10G
R9 3 4 10G
*1 2 3 4 ; P' S' G' C'
VP P 1 0
VS S 2 0
VG G 3 0
VC 4 C 0
.ENDS

```

***PSPICE netlist* модели генераторного тетрода ГУ-104АМ**

```

.SUBCKT GU104AM P S G C
*Data range for model:
*Vs E [800, 2000], Vp E [Vs, 10000], Vg E [-300, 500]
*Model valid for Vp > 0 & Vs > 0
*Ip NMRSE=0.0219
*Is NMRSE=0.0406
*Ig NMRSE=0.0249
*1 2 3 4 ; P' S' G' C'
+PARAMS:
+AREA=1
+p01=0.6539 p02=-0.6756 p03=0.00301 p04=8.939e-06 p05=0.0002526
+p06=264.5 p07=0.002328 p08=0.0229 p09=10.99 p10=100
+s01=0.9664 s02=1488 s03=0.001 s04=0.75 s05=10.62
+s06=0.0001867 s07=-1.336 s08=0.003895 s09=-1.799e-05
+g01=0.01678 g02=-5.841e-06 g03=1.447 g04=0.00718 g05=0.5
EVp_pos 5 0 VALUE={IF(V(1,4)>0, V(1,4), 0)}
EVs_pos 6 0 VALUE={IF(V(2,4)>0, V(2,4), 0)}
EVg_pos 7 0 VALUE={IF(V(3,4)>0, V(3,4), 0)}
*Iplate
*Vp -> V(1,4)

```

```

*Vg -> V(3,4)
*Vp_pos -> V(5,0)
*Vs_pos -> V(6,0)
EP1 11 0 VALUE={p09*V(5,0)/(V(6,0) + p10)}
EP2 12 0 VALUE={(0.5*(V(11,0) - 1)/(V(11,0) + 1) + 0.5)*
+(p06 + p07*V(5,0) + p08*V(6,0))*
+(p01 + TANH(p02 + p03*V(3,4) + p04*V(5,0) + p05*V(6,0)))}
GIp 1 4 VALUE={IF(V(1,4)>0 & V(12,0)>0, AREA*V(12,0), 0)}
*Iscreen
*Vg -> V(3,4)
*Vp_pos -> V(5,0)
*Vs_pos -> V(6,0)
ES1 21 0 VALUE={s04*(1 - TANH(s03*(V(5,0) - V(6,0))))}
ES2 22 0 VALUE={TANH(ATANH(s01) - V(21,0))}
ES3 23 0 VALUE={(V(22,0) + tanh(s07 + s08*V(3,4) + s06*V(6,0) +
+s09*V(5,0) + V(21,0)))*V(6,0)*s02/((V(5,0) + s05*V(6,0) +
+1)*(V(22,0) + 1.01))}
GIs 2 4 VALUE={IF(V(23,0)>0, AREA*V(23,0), 0)}
*Igrid
*Vp_pos -> V(5,0)
*Vs_pos -> V(6,0)
*Vg -> V(3,4)
EG 31 0 VALUE={g01 + g02*V(6,0)}
GIg 3 4 VALUE={IF(V(31,0)>0 & V(3,4)>0, AREA*V(31,0)*
+(1/(g04*V(5,0) + g05) + 1)*PWR(V(3,4), g03), 0)}
*1 2 3 4 ; P S G C ; max values
C1 3res 4 AREA*545p
C2 2res 4 AREA*55p
C3 1res 4 AREA*1p
C4 2res 3res AREA*700p
C5 1res 3res AREA*5.5p
C6 1res 2res AREA*135p
R1 1 1res 1m
R2 2 2res 1m

```

```

R3 3 3res 1m
R7 1 4 10G
R8 2 4 10G
R9 3 4 10G
*1 2 3 4 ; P' S' G' C'
VP P 1 0
VS S 2 0
VG G 3 0
VC 4 C 0
.ENDS

```

***PSPICE netlist* модели генераторного триода ГУ-88А**

```

.SUBCKT GU88A P G C
*Data range for model:
*Vp E [1000, 9000], Vg E [-300, 1000]
*Model valid for Vp > 0
*Ip NMRSE=0.0081
*Ig NMRSE=0.0228
*1 2 3 ; P' G' C'
+PARAMS:
+AREA=1
+p01=0.7447 p02=-0.7886 p03=0.001862 p04=2.663e-05
+p06=330.6 p07=0.003486 p09=0.01077
+g01=1665 g02=11470 g03=1.070
EVp_pos 4 0 VALUE={IF(V(1,3)>0, V(1,3), 0)}
*Iplate
*Vp -> V(1,3)
*Vg -> V(2,3)
*Vp_pos -> V(4,0)
EP1 11 0 VALUE={p09*V(4,0)}
EP2 12 0 VALUE={(0.5*(V(11,0) - 1)/(V(11,0) + 1) + 0.5)*

```

```

+(p06 + p07*V(4,0))*
+(p01 + TANH(p02 + p03*V(2,3) + p04*V(4,0)))}
GIp 1 3 VALUE={IF(V(1,3)>0 & V(12,0)>0, AREA*V(12,0), 0)}
*Igrid
*Vp_pos -> V(4,0)
*Vg -> V(2,3)
GIg 2 3 VALUE={IF(V(2,3)>0, AREA*g01/(V(4,0) + g02)*
+PWR(V(2,3), g03), 0)}
*1 2 3 ; P G C ; max values
C1 1res 2res AREA*200p
C2 2res 3 AREA*500p
C3 1res 3 AREA*7.5p
R1 1 1res 1m
R2 2 2res 1m
R3 1 3 10G
R4 2 3 10G
*1 2 3 ; P' G' C'
VP P 1 0
VG G 2 0
VC 3 C 0
.ENDS

```