

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

В.И. Туев

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
ПО КРИТЕРИЯМ НЕЛИНЕЙНОСТИ**

Учебное пособие

Томск
2020

УДК 621.382.3.018.783.001.2(075.8)

ББК 32.852-02я73

T816

Рецензенты:

Шилин А.А., д-р техн. наук, проф. НИ ТПУ;

Шошин Е.Л., канд. техн. наук, доцент Сургутского гос. ун-та

Туев, Василий Иванович

T816 Проектирование радиоэлектронных средств по критериям нелинейности : учеб. пособие / В.И. Туев. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2020. – 123 с.

На основе нелинейных методов анализа электрических цепей изложен математический аппарат моделирования и количественного инженерного расчета параметров сигналов, характеризующих электромагнитную совместимость радиоэлектронных средств по помехоустойчивости и в части кондуктивных излучаемых помех.

Для магистрантов, изучающих одноименную дисциплину и обучающихся по направлениям подготовки 11.04.03 «Конструирование и технология электронных средств» и 27.04.04 «Управление в технических системах». Учебник может быть полезен бакалаврам и магистрам других направлений подготовки в изучении методов численной оценки рассматриваемых аспектов электромагнитной совместимости.

УДК 621.382.3.018.783.001.2(075.8)

ББК 32.852-02я73

© Туев В.И, 2020

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2020

Оглавление

Введение.....	5
1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ НЕЛИНЕЙНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОВ	
1.1 Исходные предпосылки	7
1.2 Методы гармонического анализа резистивных нелинейных цепей и количественная оценка нелинейных искажений	8
1.2.1 Расчет спектра на выходе нелинейного элемента при моногармоническом входном воздействии	9
1.2.2 Расчет спектра на выходе нелинейного элемента при бигармоническом входном воздействии.....	11
1.3 Анализ цепей с комплексной нелинейностью	13
2 НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРО- И РАДИОЭЛЕМЕНТОВ	
2.1 Статические нелинейный модели	19
2.1.1 Биполярные транзисторы	19
2.1.2 Полевые транзисторы	21
2.1.3 Диоды	52
2.2 Нелинейные эквивалентные схемы транзисторов.....	56
2.2.1 Нелинейная эквивалентная схема биполярного транзистора	56
2.2.2 Нелинейные эквивалентные схемы полевых транзисторов	57
2.3 Расчет параметров эквивалентных схем транзисторов по справочным данным.....	62
3 РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ	
3.1 Общие положения	65
3.2 Расчет нелинейных передаточных функций типовых усилительных каскадов.....	66

3.2.1 Пример расчета синхронного детектора на полевом транзисторе	66
3.2.2 Нелинейные передаточные функции типовых усилительных каскадов на полевых транзисторах с общим истоком, общим затвором и общим стоком	73
3.2.3 Общие закономерности режимной зависимости нелинейных искажений в усилителях на полевых транзисторах	79
4 РАСЧЕТ ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ	
4.1 Анализ преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором	86
4.2 Анализ преобразователя с диодно-емкостным корректором коэффициента мощности	92
5 РАСЧЕТ НАПРЯЖЕНИЯ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ	
5.1 Последовательность расчета значения напряжения кондуктивных помех порта электропитания	101
5.2 Численный анализ ШИМ-стабилизатора тока.....	104
5.3 Пример расчета среднего значения кондуктивной помехи светодиодной лампы.....	107
Литература	111
Список сокращений и условных обозначений.....	121

Введение

При проектировании технических средств одним из важнейших требований, которое подлежит выполнению, является надежность. По ГОСТ 27.002-2015 [1] надежность – это свойство объекта сохранять во времени способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования. Для радиоэлектронных средств «условия применения» являются определяющим фактором в обеспечении надежности и напрямую связаны с электромагнитной совместимостью (ЭМС). ГОСТ 23611-79 определяет электромагнитную совместимость как «способность радиоэлектронных средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам» [2], то есть существуют две напрямую не связанные области – требования устойчивости к помехам и требования по ограничению создаваемых (генерируемых устройствами) помех.

Исторически первой теоретически осмысливалась и математически описывалась благодаря развитию техники радиоприема задача помехоустойчивости в отношении атмосферных и промышленных радиопомех [3]. Исследованию излучаемых радиопомех посвящены [4–6], обзор методов обеспечения помехоустойчивости к преднамеренным помехам дан в [7].

Вместе с тем требования нормативной документации по ограничению создаваемых (генерируемых устройствами) помех распространяются не только на радиопомехи излучаемые, но и на помехи кондуктивные [8]. Последние изучены менее полно, результаты исследований опубликованы менее системно.

В настоящем пособии предпринята попытка математического анализа и количественного инженерного расчета параметров сигналов, характеризующих электромагнитную совместимость в части помехоустойчивости и кондуктивных излучаемых помех, на одной

методической базе с использованием нелинейных методов анализа электрических цепей.

Действительно, причиной возникновения эффектов интермодуляции, блокирования, сжатия в радиоприемном устройстве является взаимодействие сигнала и помехи (помех) на его нелинейных элементах. Точно так же причиной эмиссии гармоник в электрическую сеть [9] является преобразование переменного напряжения электрической сети в однополярное напряжение и однонаправленный ток с использованием полупроводниковых диодов – полупроводниковых приборов с нелинейными вольт-амперными характеристиками (ВАХ).

Непосредственной причиной, побудившей автора к написанию настоящего учебника, стали исследования, проведенные при разработке светодиодных осветительных ламп [10]. Требования электромагнитной совместимости к твердотельным светоизлучающим устройствам в типоразмере ламп накаливания жестче, чем к электропотребителям другого, не светового, назначения. Так, требования к значению коэффициента мощности нормируются Постановлением Правительства Российской Федерации для значений потребляемой мощности ламп от двух ватт и выше [11].

При подготовке учебника использованы апробированные на конференциях и опубликованные в рецензируемых изданиях научные материалы. Автор выражает благодарность аспирантам Южанину М.В. и Олисовцу А.Ю. за помощь в подготовке инженерных методик для определения численных значений исследуемых параметров радиоэлектронных средств, характеризующих их электромагнитную совместимость по различным критериям.

1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ НЕЛИНЕЙНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОВ

1.1 Исходные предпосылки

Качественные показатели радиоэлектронных систем различного назначения – связь, вещание, управление – в значительной степени определяются параметрами входящих в них устройств. Реализация все более возрастающих требований к системам по быстродействию, пропускной способности, электромагнитной совместимости, повышению чувствительности и помехоустойчивости приемных каналов, улучшению спектральной чистоты и ослаблению уровня электромагнитных излучений требует повышения линейности и увеличения динамического диапазона составляющих их блоков: усилителей и преобразователей электрических сигналов, устройств с регулируемым усилением, электрически управляемых аттенуаторов, устройств питания твердотельных источников света и т.д.

Приоритетное развитие и совершенствование активной элементной базы радиотехнических устройств в настоящее время происходит в полупроводниковых приборах: биполярных транзисторах (БТ) и полупроводниковых элементах, работающих на принципе полевого управления движением основных носителей; полевых транзисторах (ПТ) с затворами на основе *p-n*-перехода, барьером Шоттки (ПТШ), со структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП), имеющих по сравнению с биполярными транзисторами более высокие рабочие частоты, пониженную шумовую температуру, отрицательный температурный коэффициент приращения тока стока и, следовательно, меньшую вероятность теплового пробоя. Разработаны новые активные элементы, такие как полевые транзисторы с двумя затворами (полевые тетроды) и транзисторы с выводом активной подложки, в которых управление током выходного электрода осуществляется тремя (а не двумя, как в биполярных транзисторах) управляющими электродами (УЭ). Применение полевых тетродов, например, в усилителях с регули-

руемым коэффициентом передачи позволяет существенно улучшить их технические и эксплуатационные характеристики за счет разделения цепей передачи сигнала и управляющего воздействия. Актуальна в связи с этим разработка новых схемных решений регулируемых усилителей на полевых тетрадах с расширенным динамическим диапазоном в пределах интервала регулирования коэффициента передачи.

Применение синхронного детектирования сигналов, в частности при измерении полных сопротивлений двухполюсных электрических цепей, позволяет повысить помехоустойчивость измерений и увеличить диапазон измеряемых величин.

Нижняя граница динамического диапазона усилителей с фиксированным и регулируемым усилением, электрически управляемых аттенуаторов и синхронных детекторов определяется шумовыми свойствами ПТ, которые достаточно хорошо изучены, описаны в научно-технической литературе и в настоящей работе не затрагиваются.

Верхняя граница динамического диапазона радиоэлектронных устройств определяется уровнем нелинейных искажений (НИ).

1.2 Методы гармонического анализа резистивных нелинейных цепей и количественная оценка нелинейных искажений

Анализ спектрального состава тока на выходе нелинейного резистивного элемента включает два последовательно выполняемых этапа:

- 1) аппроксимацию вольт-амперной характеристики нелинейного элемента;
- 2) расчет спектра [12].

Аппроксимация ВАХ нелинейного элемента $I = f(U)$, где I – ток, протекающий через нелинейный элемент; U – приложенное к электродам нелинейного элемента напряжение, может осуществ-

ляться экспоненциальным выражением [12], гиперболической функцией [13], кусочно-ломаными кривыми [14], степенным полиномом [15] и другими функциями [16]. Часто используется полином n -й степени [17]

$$I = a_0 + a_1U + a_2U^2 + \dots + a_nU^n, \quad (1.1)$$

где a_i – постоянные коэффициенты ($i = 1, 2, \dots, n$); n – порядок полинома.

Расчет спектра на выходе нелинейного элемента непосредственной подстановкой входного воздействия в аппроксимирующую функцию наиболее просто осуществляется при моно- и бигармонических входных сигналах.

1.2.1 Расчет спектра на выходе нелинейного элемента при моногармоническом входном воздействии

Моногармоническое входное воздействие $u_{\text{Вх}}(t)$ обычно представляют выражением вида [18]

$$u_{\text{Вх}}(t) = U \cos(\omega_1 t + \varphi), \quad (1.2)$$

где U – амплитуда; ω_1 – частота; φ – начальная фаза.

Для упрощения дальнейших расчетов начальную фазу принимаем равной нулю ($\varphi = 0$).

Для преобразования при подстановке выражения (1.2) в формулу (1.1) произведений косинусов в суммы используются известные формулы тригонометрических соотношений [19]:

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)], \quad (1.3)$$

$$\cos^2 \alpha = \frac{1 + \cos 2\alpha}{2}, \quad (1.4)$$

$$\cos^3 \alpha = \frac{1}{4} \cos 3\alpha + \frac{3}{4} \cos \alpha. \quad (1.5)$$

Подставив выражение (1.2) в равенство (1.1), после преобразований с помощью соотношений (1.3)–(1.5) для $n=3$ получим:

$$I(t) = \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U^2 \right) + a_1 U \left(1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U^2 \right) \cos \omega_1 t + \\ + \frac{1}{2} a_2 U^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} a_3 U^3 \cos 3\omega_1 t. \quad (1.6)$$

Из формулы (1.6) следует, что в спектре выходного тока присутствует постоянная составляющая, амплитуда полезной на частоте ω_1 зависит от кубического члена разложения в формуле (1.1), а в спектре тока появились высшие гармоники второго ($2\omega_1$) и третьего ($3\omega_1$) порядка.

Амплитуду основной гармоники тока в выражении (1.6) можно представить в виде

$$I(\omega_1) = a_1 U K_{\text{сж}}, \quad (1.7)$$

где $K_{\text{сж}}$ – коэффициент сжатия, определяющий зависимость коэффициента передачи по току от амплитуды сигнала и на входе.

Значение коэффициента сжатия определяется по формуле

$$K_{\text{сж}} = 1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U^2. \quad (1.8)$$

Коэффициент гармоник второго порядка $K_{\Gamma 2}$ равен отношению амплитуды второй гармоники к амплитуде основной гармоники тока и определяется соотношением

$$K_{\Gamma 2} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} \frac{U}{K_{\text{сж}}}. \quad (1.9)$$

Так же можно определить коэффициент гармоник третьего порядка:

$$K_{\Gamma 3} = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} \frac{U^2}{K_{сж}}. \quad (1.10)$$

В некоторых случаях, например при проектировании устройств питания от электрической сети, нормируются не относительные значения гармонических составляющих тока в виде коэффициентов гармоник (1.9), (1.10), а абсолютные значения, причем порядок гармоник – до 39 включительно [9].

1.2.2 Расчет спектра на выходе нелинейного элемента при бигармоническом входном воздействии

Бигармоническое входное воздействие $u_{\text{Вх}}(t)$ обычно представляют выражением вида [20]

$$u_{\text{Вх}}(t) = U \cos \omega_C t + E \cos \omega_{\Pi} t, \quad \omega_C \neq \omega_{\Pi}. \quad (1.11)$$

Индексами «С» и «П» обозначены, соответственно, полезный сигнал и мешающая близко расположенная по частоте помеха.

Подставляя выражение (1.11) в формулу (1.1) и проделав преобразования (1.3)–(1.5) для $n = 3$, получим:

$$\begin{aligned} I(t) = & a_0 + \frac{1}{2} a_2 (U^2 + E^2) + a_1 U \left(1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U^2 + \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_1} E^2 \right) \cos \omega_C t + \\ & + a_1 E \left(1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} E^2 + \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_1} U^2 \right) \cos \omega_{\Pi} t + \\ & + \frac{1}{2} a_2 U^2 \cos 2\omega_C t + \frac{1}{2} a_2 E^2 \cos 2\omega_{\Pi} t + a_2 U E \cos (\omega_C \pm \omega_{\Pi}) t + \\ & + \frac{1}{4} a_3 U^3 \cos 3\omega_C t + \frac{1}{4} a_3 E^3 \cos 3\omega_{\Pi} t + \\ & + \frac{3}{4} a_3 U^2 E \cos (2\omega_C \pm \omega_{\Pi}) t + \frac{3}{4} a_3 U E^2 \cos (2\omega_{\Pi} \pm \omega_C) t. \quad (1.12) \end{aligned}$$

В случае бигармонического входного воздействия вида (1.11) в спектре тока (1.12), помимо высших гармоник и постоянных составляющих, возникают новые спектральные составляющие, называемые интермодуляционными или комбинационными: $\omega_C \pm \omega_{\Pi}$ – суммарная и разностная составляющие второго порядка; $2\omega_C \pm \omega_{\Pi}$, $2\omega_{\Pi} \pm \omega_C$ – интермодуляционные составляющие (ИМС) третьего порядка.

Зависимость амплитуды тока гармонического сигнала с частотой ω_C от амплитуды другого сигнала с частотой ω_{Π} в выражении (1.12) можно представить в виде

$$I_{\omega_C}(t) = a_1 U K_B, \quad (1.13)$$

где K_B – коэффициент блокирования.

Его численное значение можно найти из выражения (1.12), полагая, что амплитуда входного сигнала с частотой ω_C много меньше амплитуды помехи ($U \ll E$), а это позволит пренебречь эффектом сжатия данного сигнала:

$$K_B = 1 + \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_1} E^2. \quad (1.14)$$

Коэффициент интермодуляции второго или третьего порядка равен отношению амплитуды интермодуляционной составляющей тока этого порядка к амплитуде тока основной гармоники. Тогда коэффициент интермодуляции второго порядка для составляющих с частотами $\omega_C \pm \omega_{\Pi}$

$$K_{И2} = \frac{a_2}{a_1} \frac{E}{K_{сж}}. \quad (1.15)$$

Коэффициент интермодуляции третьего порядка для составляющих с частотами $2\omega_C \pm \omega_{\Pi}$

$$K_{И3} = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} \frac{EU}{K_{сж}}. \quad (1.16)$$

В формулах (1.15), (1.16) в качестве основного принят сигнал с частотой ω_c .

Стремление повысить частотный предел исследования приводит к необходимости учета линейных и нелинейных реактивных элементов, то есть к анализу электрических цепей с комплексной нелинейностью.

1.3 Анализ цепей с комплексной нелинейностью

При анализе цепей с комплексной нелинейностью наиболее широкое распространение получили методы, перечисленные ниже.

1. *Метод, основанный на решении дифференциального уравнения.* Нелинейные электрические цепи некоторых классов устройств (мощные транзисторные усилители, системы автоматической подстройки частоты генераторов и т.д.) описываются нелинейным дифференциальным уравнением [21]

$$\sum_{i=1}^n a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} + \psi[y(t)] = x(t), \quad (1.17)$$

где $x(t)$, $y(t)$ – входной и выходной сигналы соответственно; $\psi(y)$ – нелинейная функция.

Решается уравнение (1.17) численными методами с применением средств вычислительной техники для конкретного входного воздействия [22].

2. *Квазистационарный метод.* Метод основан на определении совокупности амплитудных и фазоамплитудных характеристик в одночастотном режиме [21]. Эти характеристики применяются затем для спектрального анализа выходного сигнала. Бигармонический входной сигнал (1.11) при этом преобразуется к одночастотному сигналу с амплитудной и фазовой модуляцией [23].

Метод применим для анализа нелинейных искажений модулирующего колебания в полосовых усилительных устройствах при условии безынерционности анализируемой схемы на частотах модуляции.

3. *Метод гармонического баланса* [24]. Он является развитием метода гармонической линеаризации, предложенного Н.М. Крыловым и Н.Н. Боголюбовым, и основан на разложении периодических функций в ряд Фурье. Анализируемая электрическая цепь разделяется на линейную и нелинейную части. Напряжения в узлах соединений обеих частей на постоянном токе, на основной частоте и ее гармониках рассматриваются как переменные состояния. В процессе поиска баланса итерационной процедурой достигается соответствие решения линейных уравнений линейной части и нелинейных уравнений, описывающих нелинейную подсистему. Для применения метода требуется выполнение следующих условий:

- 1) в неавтономной цепи при действии на входе гармонического сигнала установившаяся периодическая реакция должна иметь тот же период, что и входное воздействие;
- 2) основная гармоника реакции должна доминировать над остальными гармониками.

Практическая реализация метода сопряжена с трудностями достижения баланса при исследовании слабонелинейных цепей, когда уровни гармонических составляющих сопоставимы с погрешностью дискретизации (цифровой шум) и процесс расчета является слабо сходящимся.

4. *Метод функциональных рядов Вольтерра (ФРВ)*. Данный метод позволяет найти явную связь отклика $y(t)$ и входного воздействия $x(t)$ в виде ряда

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t), \quad y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) d\tau_i, \quad (1.18)$$

где $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ – нелинейная импульсная характеристика (ядро Вольтерра) n -го порядка.

Метод применим при анализе электрических цепей, для которых выполняются условия [25]: $\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n < \infty$,

$$h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) = 0 \text{ при } \tau_1, \dots, \tau_n < 0 \text{ и } \lim_{\tau_1, \dots, \tau_n \rightarrow \infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) = 0. \text{ Этим}$$

требованиям удовлетворяют классы радиотехнических устройств, предназначенных для усиления и регулирования амплитуды радиосигналов, измерения сопротивлений электрических цепей и др.

Непосредственное применение ряда (1.18) для моделирования нелинейных электрических цепей во временной области сдерживается отсутствием эффективных методов вычисления нелинейных импульсных характеристик во временной области [26]. В связи с этим наиболее широкое распространение получили методы определения ядер Вольтерра в частотной области в виде нелинейных передаточных функций (НПФ) – изображений Фурье ядер n -го порядка [25]

$$\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) e^{-j(\omega_1\tau_1 + \dots + \omega_n\tau_n)} d\tau_1 \dots d\tau_n. \quad (1.19)$$

НПФ инвариантны к виду входного воздействия и с их помощью определяются широко используемые на практике нелинейные критерии: сжатие, блокирование, собственная и перекрестная амплитудно-фазовая конверсия, интермодуляция, перекрестная модуляция, коэффициент гармоник.

Например, коэффициенты гармоник второго ($K_{\Gamma 2}$) и третьего ($K_{\Gamma 3}$) порядка при моногармоническом входном сигнале вида (1.11) рассчитываются по формулам [25]

$$K_{\Gamma 2} = \left| \frac{\dot{H}_2(\omega, \omega)}{\dot{H}_1(\omega)} \right| \frac{U}{2}, \quad K_{\Gamma 3} = \left| \frac{\dot{H}_3(\omega, \omega, \omega)}{\dot{H}_1(\omega)} \right| \frac{U^2}{4}, \quad (1.20)$$

а коэффициент сжатия – в соответствии с выражением

$$K_{\text{сж}} = \frac{3}{4} U^2 \left| \frac{\dot{H}_3(\omega, \omega, -\omega)}{\dot{H}_1(\omega)} \right|. \quad (1.21)$$

Для определения относительного уровня интермодуляционных составляющих второго (D_2) и третьего (D_3) порядка при бигармоническом входном сигнале (1.11) на комбинационных частотах $\omega_C \pm \omega_{\Pi}$ и $2\omega_C \pm \omega_{\Pi}$ соответственно применяются соотношения [25]

$$D_2 = 20 \log \left(\left| \frac{\dot{H}_2(\omega_C, \pm \omega_{\Pi})}{\dot{H}_1(\omega_{C(\Pi)})} \right| \frac{U E}{U(E)} \right); \quad (1.22)$$

$$D_3 = 20 \log \left(\left| \frac{\dot{H}_3(\omega_C, \omega_C, \pm \omega_2)}{\dot{H}_1(\omega_{C(\Pi)})} \right| \frac{3U^2 E}{4U(E)} \right),$$

где $U(E), \omega_{C(\Pi)}$ – амплитуда и частота входного полезного сигнала.

В выражениях (1.20) и (1.22) предполагается симметричность НПФ относительно своих аргументов, т.е.

$$\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) = \dot{H}_n(\omega_n, \dots, \omega_1) \quad (1.23)$$

и

$$\dot{H}_n^*(\omega_1, \dots, \omega_n) = \dot{H}_n(-\omega_1, \dots, -\omega_n), \quad (1.24)$$

где $*$ – символ комплексного сопряжения.

Если НПФ не симметричны, то выполняется операция симметризации [27]

$$\left[\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \right]_S = \frac{1}{n!} \sum \dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n), \quad (1.25)$$

где $n!$ – число всех возможных перестановок среди $\omega_1, \dots, \omega_n$.

Ряд Вольтерра (1.18) содержит бесконечное число членов. В случаях когда величина входного воздействия мала либо анализируемая электрическая цепь слабонелинейная, ограничиваются конечным числом членов, но не меньшим рассматриваемого порядка НИ. На практике часто ограничиваются тремя членами ряда [28].

Для определения НПФ электрических цепей применяются методы рядов Тейлора [29] и нелинейных токов [27]. В методе рядов Тейлора решаются уравнения стационарного режима, составленные по методу гармонического баланса, что усложняет вычислительную процедуру. По этой причине метод нелинейных токов (МНТ) получил наиболее широкое распространение для определения НПФ нелинейных инерционных электрических цепей [30].

В сущности, МНТ представляет собой итерационный процесс, при котором реакция цепи интересующего порядка определяется на основе реакций более низких порядков. Протекающий через нелинейный элемент ток рассматривается на следующем этапе расчета в качестве возбуждающего воздействия для линейной ассоциированной схемы (ЛАС), включающей, помимо линейных элементов анализируемой цепи, первые коэффициенты разложения зависимостей нелинейных элементов в степенной ряд. Метод применим для цепей, содержащих, помимо линейных, нелинейные R -, L -, C -двухполюсные элементы и зависимые нелинейности. Каждый нелинейный элемент описывается рядом Тейлора [31].

Например, нелинейная проводимость, описываемая уравнением $i = f(u)$, где $u = U_0 + U_{Вх}$ (U_0 – постоянное напряжение смещения, $U_{Вх}$ – амплитуда входного сигнала), представляется одномерным рядом Тейлора по степеням $U_{Вх}$:

$$i = f(u) = f|_{u=U_0} + f'|_{u=U_0} U_{Вх} + \frac{1}{2} f''|_{u=U_0} U_{Вх}^2 + \frac{1}{6} f'''|_{u=U_0} U_{Вх}^3 + \dots$$

(1.26)

Соответственно коэффициенты нелинейной проводимости определяются следующим образом:

$$g^{(1)} = f'(u) \Big|_{u=U_0}, \quad g^{(2)} = \frac{1}{2} f''(u) \Big|_{u=U_0}, \quad g^{(3)} = \frac{1}{6} f'''(u) \Big|_{u=U_0}, \quad \dots \quad (1.27)$$

В [32] нелинейная емкость в эквивалентной схеме полевого транзистора описана функцией двух переменных и протекающий через нее ток представлен двойным степенным рядом:

$$i_{3И} = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{d}{dt} (a_{kl} U_C^k U_3^l), \quad a_{k,l} = \frac{1}{k!l!} \frac{\partial^{k+l} Q_{3И}}{\partial U_C^k \partial U_3^l}, \quad (1.28)$$

где $i_{3И}$ – ток через емкость затвор-исток; U_C – напряжение сток-исток; U_3 – напряжение затвор-исток; $Q_{3И}$ – заряд обедненной области под затвором, примыкающей к истоку.

Зависимый источник тока в эквивалентных схемах полевых транзисторов представлен либо одним, либо двумя одномерными степенными рядами [33]

$$i_{C1}(U_3) = \sum_{k=1}^{\infty} g_{mk} U_3^k, \quad i_{C2}(U_C) = \sum_{k=1}^{\infty} g_k U_C^k, \quad (1.29)$$

где $g_{mk} = \frac{1}{k!} \frac{d^k i_{C1}}{dU_3^k}$; $g_k = \frac{1}{k!} \frac{d^k i_{C2}}{dU_C^k}$.

Для применения метода функциональных рядов Вольтерра при анализе электрических цепей необходимо иметь нелинейные эквивалентные схемы (ЭС) электро- и радиоэлементов, включая полупроводниковые диоды, биполярные и полевые транзисторы и другие.

2 НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРО- И РАДИОЭЛЕМЕНТОВ

2.1 Статические нелинейный модели

2.1.1 Биполярные транзисторы

Основой для построения нелинейных ЭС является статическая ЭС, моделирующая зависимость выходного тока нелинейного элемента (НЭ) от напряжений смещения на его электродах. Указанная зависимость базируется на аналитическом выражении, описывающем вольт-амперные характеристики НЭ.

На рисунке 2.1 изображена физическая T -образная эквивалентная схема биполярного транзистора [34].

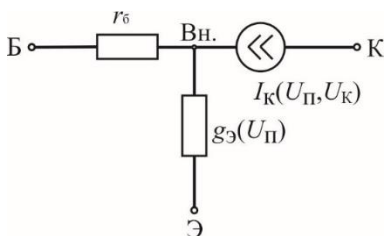


Рисунок 2.1 – Физическая T -образная эквивалентная схема биполярного транзистора

Нелинейная проводимость открытого эмиттерного перехода $g_э(U_П)$ определяется из связи тока эмиттера с напряжением, действующим на эмиттерном переходе $U_П$:

$$I_э(U_П) = I_{э0} e^{U_П / \varphi_T}, \quad (2.1)$$

где $I_{э0}$ – обратный ток эмиттера; φ_T – температурный потенциал перехода (при $T = 293$ К $\varphi_T = 25,6$ мВ).

Внутренний источник тока $I_K(U_{\Pi}, U_K)$ управляется напряжениями на коллекторном (U_K) и эмиттерном (U_{Π}) переходе относительно внутренней точки «Вн».

Нелинейная зависимость источника тока коллектора $I_K(U_{\Pi}, U_K)$ определяется из выражения

$$I_K(U_{\Pi}, U_K) = \alpha(I_{\mathcal{E}}) I_{\mathcal{E}}(U_{\Pi}) M(U_K), \quad (2.2)$$

$$\alpha(I_{\mathcal{E}}) = \frac{\beta_{\max}}{1 + \beta_{\max} + a \lg^2 \frac{I_{\mathcal{E}}(U_{\Pi})}{I_{\mathcal{E}\max}}},$$

$$M(U_K) = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_K}{U_{\text{Кпр}}} \right)^m},$$

где $\alpha(I_{\mathcal{E}})$ – статический коэффициент передачи по току в схеме включения транзистора с общей базой; $M(U_K)$ – коэффициент лавинного умножения; β_{\max} – максимальное значение статического коэффициента передачи по току β в схеме с общим эмиттером; $I_{\mathcal{E}\max}$ – значение тока эмиттера, при котором $\beta = \beta_{\max}$; a – коэффициент аппроксимации; $U_{\text{Кпр}}$ – напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода; $m = 6$ для кремниевых транзисторов.

2.1.2 Полевые транзисторы

Аппроксимирующие выражения для полевых транзисторов различных типов

Как показано в [35], ПТ классифицируют на приборы с управляющим p - n -переходом и с изолированным затвором – МДП («металл-диэлектрик-полупроводник») транзисторы, которые также называют МОП-транзисторами («металл-оксид-полупроводник»), причем последние подразделяют на транзисторы со встроенным каналом и приборы с индуцированным каналом. Также в классификации учтены биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) (англ. *Insulated-gate bipolar transistor – IGBT*) – это приборы, являющиеся гибридными решениями, сочетающие два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный, образующий силовой канал, и полевой, образующий канал управления. На рисунке 2.2 приведена схема классификации ПТ.

Зависимость тока стока от напряжений на электродах полевых транзисторов описывается различными по структуре и используемым функциям математическими выражениями. Известные в научной литературе формулы разработаны применительно к отдельным группам ПТ (триодам или тетродам) и различаются для приборов одной группы, но с различной структурой затворов (p - n -переход, барьер Шоттки, МДП).

Для описания зависимости тока стока I_C от напряжения на затворе U_3 полевых триодов с затвором в виде p - n -перехода используется предложенное в [36] и широко используемое степенное выражение

$$I_C = I_0 \left(1 - \frac{U_3}{U_0} \right)^2, \quad (2.3)$$

где I_0 – начальный ток стока; U_0 – напряжение отсечки.



Рисунок 2.2 – Схема классификации полевых транзисторов

Для описания передаточных характеристик $I_C(U_3)$ двух типов ПТ – с затворами на основе p - n -перехода и МДП-структуры – в [37] предложено экспоненциальное выражение, не получившее дальнейшего распространения ввиду его сложности.

Большой универсальностью по сравнению с формулой (2.3) обладают математические выражения, описывающие зависимость тока стока от двух напряжений – на затворе (U_3) и стоке (U_C). Для ПТ с затвором на основе p - n -перехода в [38] предложена экспоненциальная формула

$$I_C = \frac{\alpha}{\delta} e^{\frac{U_3}{\alpha}} \left(1 - e^{-\frac{U_C}{\alpha}} \right), \quad (2.4)$$

где α, δ – коэффициенты аппроксимации, подбираемые из условия наилучшего совпадения экспериментальных и расчетных характеристик.

Для маломощных МДП-транзисторов с выводом подложки использовано экспоненциально-степенное выражение [39]

$$I_C = \frac{b_y (U_3 - U_0)^2}{2(1 + \vartheta)} \left(1 - e^{-\frac{kU_C}{U_3 - U_0}} \right), \quad (2.5)$$

где b_y – удельная крутизна; ϑ – коэффициент влияния подложки; k – коэффициент аппроксимации.

Недостаток выражения (2.5), а также аналогичных формул, приведенных в [39, 40], заключается в том, что влияние подложки учитывается в неявном виде и рассчитать ток стока при изменении потенциала подложки не представляется возможным.

Экспоненциальное выражение, предложенное в [41] для аппроксимации семейства выходных ВАХ мощных МДП-транзисторов, физические принципы функционирования которых имеют отличия от маломощных, позволяет описать ВАХ мощных

биполярных и полевых транзисторов, а также генераторных ламп, но некорректно описывает характеристики при малых токах (при нулевом напряжении на стоке расчетное значение тока имеет конечное значение, что не соответствует действительности). Более предпочтительной является аппроксимация, предложенная в [42]:

$$I_C = S \left(U_3 - U_0 - bU_3^2 \right) \left(1 - e^{-\frac{pU_C}{U_3 - U_0 - bU_3}} \right), \quad (2.6)$$

где S – крутизна; b, p – коэффициенты аппроксимации.

Для описания семейства выходных ВАХ ПТШ в [43] использованы гиперболические функции, а авторы работы [44] предложили следующие математические выражения:

$$I_C = \frac{I_{\text{нас}}}{k} \left[1 + \frac{U_3 - \varphi_T}{U'_0} - \frac{1}{m} e^{-m \left(1 + \frac{U_3 - \varphi_T}{U'_0} \right)} \right] \times \\ \times \left[1 - e^{-\frac{U_C}{U_{\text{Снас}}} - a \left(\frac{U_C}{U_{\text{Снас}}} \right)^2 - b \left(\frac{U_C}{U_{\text{Снас}}} \right)^3} \right], \quad (2.7)$$

$$U'_0 = U_0 + pU_C + \varphi_T, \quad k = 1 - \frac{1}{m} (1 - e^{-m}), \quad (2.8)$$

где $U_{\text{Снас}}$ – напряжение насыщения на стоке; φ_T – потенциал барьера Шоттки; a, b, m, p – коэффициенты аппроксимации.

Недостатком этих формул является несоответствие характера поведения в пологой области выходных ВАХ, где характеристики ПТШ имеют участки с отрицательным наклоном [45].

Для аппроксимации семейства характеристик полевых тетродов в [46] предложено, а авторами [47] усовершенствовано выражение

$$I_C = I_{0C} e^{\left(1 + \frac{U_{31} + U_{32}}{U_{031} + U_{032}}\right) \left(\frac{U_C}{U_{0C1}} - 1\right)} \left[1 - e^{-U_C \left(\frac{1}{U_{031}} + \frac{1}{U_{032}} + \frac{1}{U_{0C2}}\right)} \right], \quad (2.9)$$

где U_{31} – напряжение на первом затворе; U_{32} – напряжение на втором затворе; I_{0C} , U_{031} , U_{032} , U_{0C1} , U_{0C2} – коэффициенты, значения которых определяются из экспериментальных ВАХ.

Использование различных формул (2.3)–(2.9) для описания ВАХ многоэлектродных активных элементов (МАЭ) затрудняет определение аппроксимирующих констант и нахождение частных и смешанных проводимостей (выражение (1.27)) для расчета нелинейных токов и последующего анализа НИ. В связи с этим необходимо провести исследование возможности аппроксимации совокупностей вольт-амперных характеристик полевых триодов и тетродов с затворами на основе p - n -перехода, барьера Шоттки, МДП-структуры с помощью универсальной функции.

Универсальная аналитическая функция для рабочей области вольт-амперных характеристик

Статическая модель полупроводникового активного элемента с тремя управляющими электродами представлена на рисунке 2.3. Управляющими для тока I_C являются «внутренние» напряжения U_1 , U_2 , U_3 , которые определяются по соответствующим им внешним напряжениям:

$$U_{1,2} = U'_{1,2} + I_C r_{И}, \quad U_3 = U'_3 - I_C (r_C + r_{И}), \quad (2.10)$$

где r_C , $r_{И}$ – паразитные сопротивления неуправляемой части канала в цепи стока и истока [48].

Исходным для исследования выбрано аналитическое выражение (2.5), предназначенное для описания ВАХ маломощных ПТ с затвором на основе p - n -перехода и МДП-структуры. Для повышения точности аппроксимации, распространения на полевые тет-

роды и ПТ с МДП-структурой затвора в выражении (2.5) дополнительно учтены:

- 1) неидентичность элементарных структур;
- 2) укорочение канала и электростатическая обратная связь;
- 3) влияние потенциала подложки в МДП-транзисторе;
- 4) влияние потенциала второго затвора;
- 5) полевая зависимость подвижности носителей в полупроводнике.

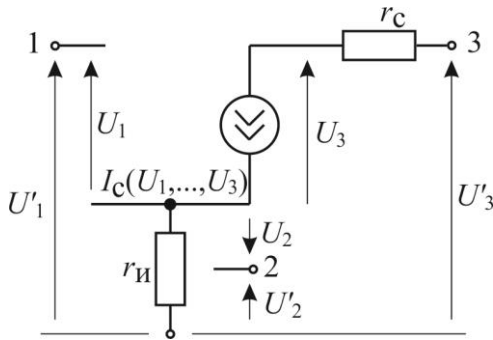


Рисунок 2.3 – Статическая модель активного элемента с тремя управляющими электродами

Первый множитель в выражении (2.5) описывает передаточную характеристику транзистора (зависимость тока стока I_C от напряжения на затворе U_3 при фиксированном напряжении на стоке):

$$I_C = A(U_3 - U_0)^2, \quad (2.11)$$

где $A = \frac{b_y}{2(1 + \vartheta)}$.

Выражение (2.11) является квадратичной параболой и, как отмечено в [48], справедливо лишь для полевых транзисторов простой структуры, состоящих из одной ячейки. У транзисторов сложной конструкции неидентичность параметров элементарных структур приводит к отличию формы передаточной характери-

ки от квадратичной. По этой причине большая точность аппроксимации передаточных характеристик современных ПТ достигается при значении показателя степени в формуле (2.11), находящемся в пределах от 1,4 до 2,8 [49]. С учетом изложенного (2.5) запишется в виде

$$I_C = A \left(U_3 - U_0 \right)^B \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U_0}} \right), \quad (2.12)$$

где $B = 1,4-2,8$.

Выходные ВАХ МДП-транзисторов в пологой области имеют положительный наклон. Это явление объясняется двумя физическими механизмами [50]: укорочением канала и влиянием электрического поля стока на канал (электростатическая обратная связь). В результате их влияния ток стока возрастает линейно при увеличении напряжения на стоке. Учитывая это, третий множитель выражения (2.12) дополняется слагаемым, величина которого пропорциональна u_c :

$$I_C = A \left(U_3 - U_0 \right)^B \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U_0} + FU_C} \right), \quad (2.13)$$

где F – числовой коэффициент, значение которого выбирается из условия наилучшего совпадения экспериментальных и расчетных ВАХ.

На рисунке 2.4 приведена экспериментально измеренная и рассчитанная по формулам (2.5) и (2.13) выходная характеристика ПТ типа КП305, свидетельствующая о более высокой точности аппроксимации (2.13) по сравнению с известными. В расчете по формуле (2.13) использованы следующие значения коэффициентов аппроксимации: $A = 2,9 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}^{2,27}$; $B = 2,27$; $D = 2,62$; $F = 0,067 \text{ 1/В}$; напряжение отсечки $U_0 = -1 \text{ В}$.

В МДП-транзисторах, имеющих вывод подложки, подключение напряжения подложка-исток U_{II} эквивалентно изменению порогового напряжения:

$$U'_0|_{U_{II} \neq 0} = U_0|_{U_{II} = 0} + \Delta U_0. \quad (2.14)$$

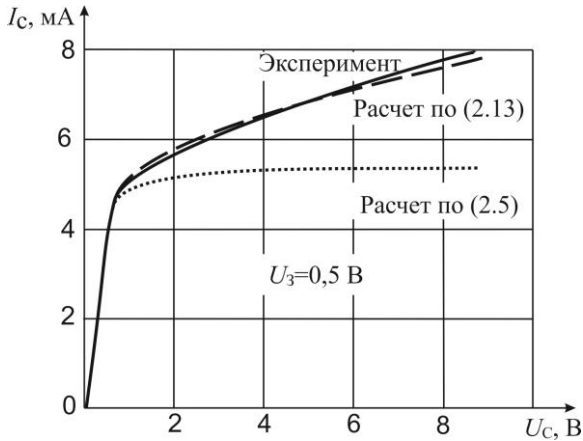


Рисунок 2.4 – Выходная вольт-амперная характеристика транзистора КП305

Значение ΔU_0 зависит от величины U_{II} и определяется по формуле [51]

$$\Delta U_0 = \gamma_1 \left(\sqrt{|U_{II}| + \Phi_T} - \sqrt{\Phi_T} \right), \quad (2.15)$$

где γ_1 – коэффициент пропорциональности; Φ_T – контактная разность потенциалов подложка-исток.

Объединив формулы (2.13) – (2.15), получаем аналитические выражения, пригодные для аппроксимации семейства выходных ВАХ МДП-транзисторов при различных потенциалах подложки [52]:

$$\left. \begin{aligned} I_C &= A(U_3 - U'_0)^B \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U'_0} + FU_C} \right) \\ U'_0 &= U_0 + \gamma_2 \left(\sqrt{|U_{II}| + \Phi_T} - \sqrt{\Phi_T} \right) \end{aligned} \right\}, \quad (2.16)$$

где A, B, D, F, γ_2 – коэффициенты аппроксимации.

На рисунке 2.5 приведены экспериментально измеренные и рассчитанные по системе (2.16) выходные ВАХ транзистора типа КП305 при двух значениях потенциала подложки. В расчете использованы значения коэффициентов A, B, D и напряжения отсечки U_0 , приведенные выше, $\gamma_2 = 0,79$. Погрешность аппроксимации не превышает 20% в любой области ВАХ.

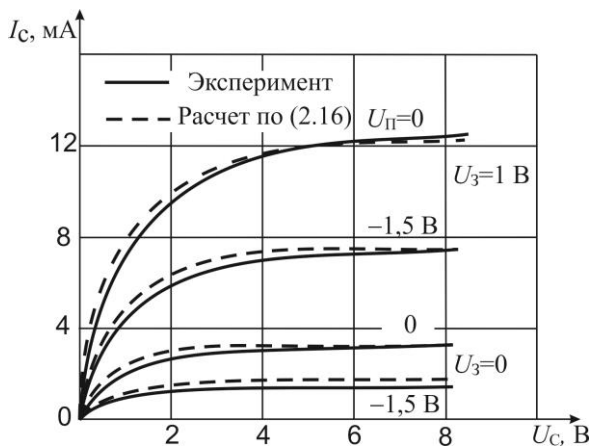


Рисунок 2.5 – Семейство выходных вольт-амперных характеристик транзистора КП305

В отличие от известных выражений, которые не позволяют рассчитывать величину тока стока при конкретных значениях потенциала подложки, в (2.16) влияние подложки учитывается в явном виде.

Характерной особенностью полевых тетродов является S-образная форма передаточных ВАХ [53]. Для их описания предложено использовать экспоненциально-степенное выражение [54]

$$I_C = A(U_{31} - U_{01})^B \left(1 - e^{-L \left(\frac{U_{32} - U_{02}}{U_{31} - U_{01}} \right)^M} \right), \quad (2.17)$$

где U_{01}, U_{02} – напряжения отсечки по первому и второму затворам соответственно; L, M – коэффициенты аппроксимации.

Дополнив произведение (2.17) сомножителем, описывающим выходные характеристики, получим выражение, аппроксимирующее всю совокупность ВАХ полевых тетродов [55]:

$$I_C = A(U_{31} - U_{01})^B \left(1 - e^{-L \left(\frac{U_{32} - U_{02}}{U_{31} - U_{01}} \right)^M} \right) \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_{31} - U_{01}}} \right). \quad (2.18)$$

На рисунке 2.6 приведены экспериментальные и расчетные ВАХ полевого тетрода типа АП328. Расчет проведен при следующих значениях коэффициентов аппроксимации: $A = 16,38 \cdot 10^{-3}$ А/В^{2,54}; $B = 2,54$; $D = 1,66$; $L = 0,378$, $M = 1,84$; напряжения отсечки $U_{01} = -2,6$ В, $U_{02} = -2,1$ В. Погрешность аппроксимации не превышает 15% во всей области допустимых напряжений на электродах транзистора, что дает принципиальное отличие предложенной аппроксимации (2.18) от известных.

В слабых электрических полях дрейфовая скорость носителей в полупроводнике пропорциональна напряженности электрического поля [49]:

$$V_{др} = \mu_0 E, \quad (2.19)$$

где μ_0 – подвижность носителей в слабых полях; E – напряженность электрического поля.

При увеличении напряженности электрического поля зависимость дрейфовой скорости отклоняется от линейной. На рисун-

ке 2.7 приведены графики зависимости скорости электронов от напряженности электрического поля в кремнии и арсениде галлия (GaAs) [49].

Напряженность электрического поля в канале транзистора тем больше, чем больше разность напряжений на электродах и меньше геометрические размеры транзисторной структуры. В связи с этим необходимо учитывать влияние насыщения дрейфовой скорости носителей в кремнии при моделировании ВАХ мощных МДП-транзисторов, имеющих рабочие напряжения затвора и стока, измеряемые десятками вольт [41], а полевую зависимость подвижности носителей в арсениде галлия – при аппроксимации ВАХ ПТШ с коротким каналом [49].

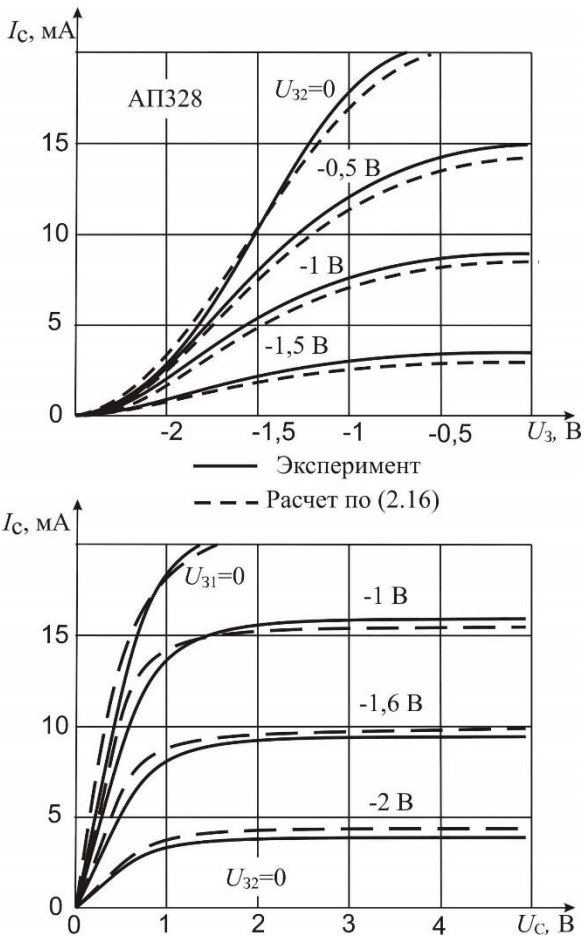


Рисунок 2.6 – Совокупность передаточных и выходных вольт-амперных характеристик транзистора АП328

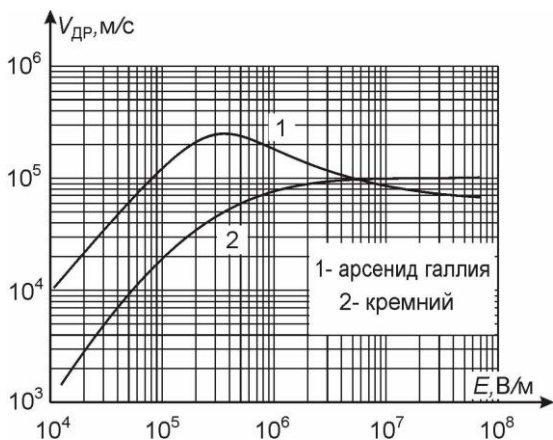


Рисунок 2.7 – Зависимость дрейфовой скорости носителей от напряженности электрического поля

Учет насыщения дрейфовой скорости носителей в кремнии проведен при использовании упрощенной внутренней структуры МДП-транзистора, представленной на рисунке 2.8 [56].

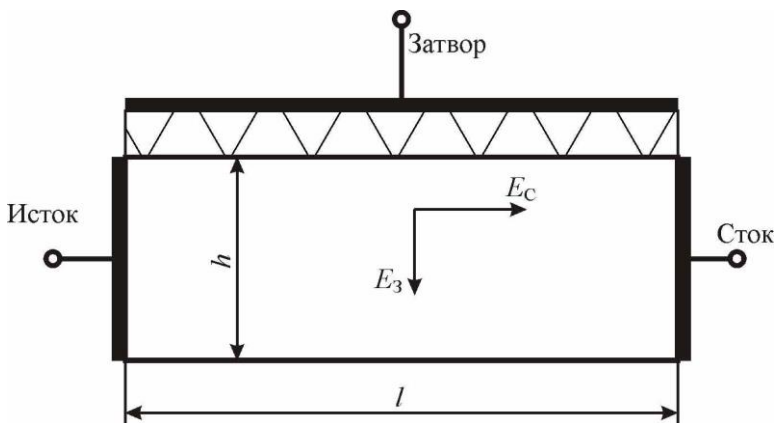


Рисунок 2.8 – Упрощенная структура полевого транзистора

Область под затвором со штриховкой представляет диэлектрик, изолирующий затвор от проводящего канала. Напряженности

электрических полей, создаваемых электродами стока и затвора, обозначены соответственно E_C, E_3 . При условии постоянной глубины канала h по всей его длине l ток в канале транзистора определяется по формуле [57]

$$I_C = ahqn\mu(E)E_C, \quad (2.20)$$

где a – ширина канала; q – заряд электрона; n – концентрация носителей; $\mu(E)$ – подвижность носителей, зависящая от напряженности поля в канале.

Зависимость подвижности электронов от напряженностей полей затвора и стока описывается выражением [58]

$$\mu(E) = \frac{\mu_0}{1 + k_\mu (E_C E_3)^N}, \quad (2.21)$$

где μ_0 – подвижность носителей в слабых полях; k_μ, N – коэффициенты.

В рамках рассматриваемой структуры транзистора (см. рисунок 2.6)

$$E_C = \frac{U_C}{l}, \quad E_3 = \frac{U_3}{h}. \quad (2.22)$$

Подставляя выражения (2.21) и (2.22) в (2.20), получим:

$$I_C = \frac{I'_C}{1 + \left(\frac{U_3 U_C}{P}\right)^N}, \quad (2.23)$$

где $I'_C = ahqn\mu_0 E_C$; $P = hlk \frac{1}{N}$.

Сомножитель I'_C определяет ток в канале транзистора при условии постоянной подвижности, что соответствует условиям работы маломощных МДП-транзисторов и описанию их ВАХ

выражением (2.13). Соответственно, подставляя равенство (2.13) в (2.23), получим

$$I_C = \frac{A(U_3 - U_0)^B}{1 + \left(\frac{U_3 U_C}{P}\right)^N} \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U_0} + FU_C} \right), \quad (2.24)$$

где A, B, D, F, P, N – коэффициенты аппроксимации.

На рисунке 2.9 приведены экспериментальная [59], рассчитанная по формуле (2.24) и взятая из [60] передаточные характеристики МДП-транзистора типа КП907. В расчете по формуле (2.24) использованы значения коэффициентов аппроксимации $A = 138,2 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}^{1,21}$; $B = 1,21$; $D = 0,81$; $F = 0,024 \text{ В}^{-1}$, $P = 328 \text{ В}^2$; $N = 1$; напряжение осечки $U_0 = 0$. Из сравнения приведенных графиков следует, что погрешность аппроксимации при использовании выражения (2.24) составляет 20% и не превышает погрешность аппроксимации с помощью выражений из [60], полученных на основе решения интегрального уравнения тока в канале с учетом электрофизических параметров и особенностей топологической структуры мощных МДП-транзисторов. Неточность, обусловленная принятым в приведенном выше анализе упрощенным представлением структуры ПТ, компенсируется в (2.24) подбором значений коэффициентов аппроксимации.

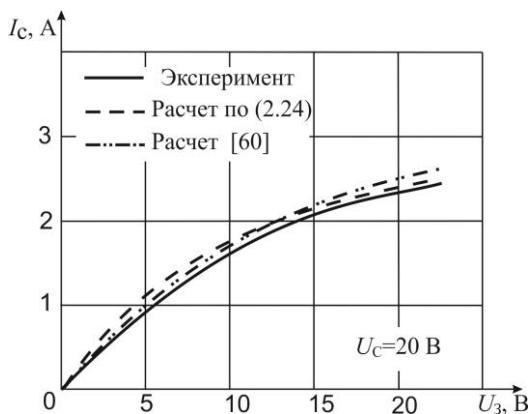


Рисунок 2.9 – Передаточные характеристики полевого транзистора КП907

Существенное преимущество предложенной аппроксимации (2.24) состоит в том, что она одним аналитическим выражением, а не двумя, как это предложено в [60], описывает всю совокупность ВАХ мощного МДП-транзистора. В подтверждение этого на рисунке 2.10 приведено семейство экспериментальных и рассчитанных по формуле (2.24) ($A = 34,8 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}^{1,2}$; $B = 1,2$; $D = 0,6$; $F = 0,013 \text{ V}^{-1}$; $P = 115,4 \text{ В}^2$; $N = 0,68$; $U_0 = 0$) характеристик МДП-транзистора типа КП905.

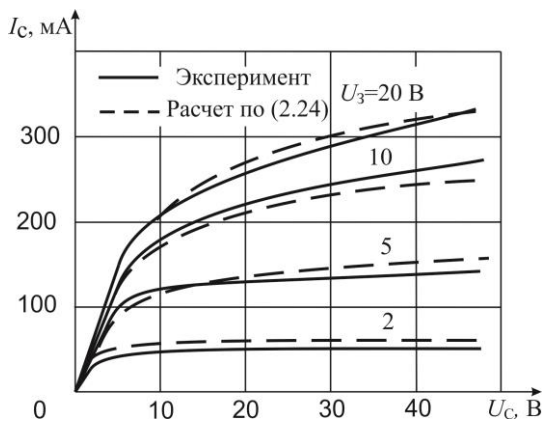


Рисунок 2.10 – Семейство ВАХ МДП-транзистора

Арсенид галлия относится к полупроводниковым материалам, в которых под действием электрического поля возможен переход электронов зоны проводимости из низкоэнергетической долины с большой величиной подвижности в высокоэнергетические долины с меньшей подвижностью [49]. На рисунке 2.11 приведены графики зависимости дрейфовой скорости носителей $V_{др}$, относительных заселенности верхней n_2/n и нижней n_1/n долин, от напряженности электрического поля E ($n = n_1 + n_2$ – общее количество носителей). Основываясь на упрощенной структуре ПТ (см. рисунок 2.6), при использовании двухдолинной модели зоны проводимости [49] ток в канале определяется выражением

$$I_C = abq(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E_C, \quad (2.25)$$

где b – ширина канала; q – заряд электрона; $n_1\mu_1$ – заселенность и подвижность электронов в нижней долине; $n_2\mu_2$ – заселенность и подвижность электронов в верхней долине.

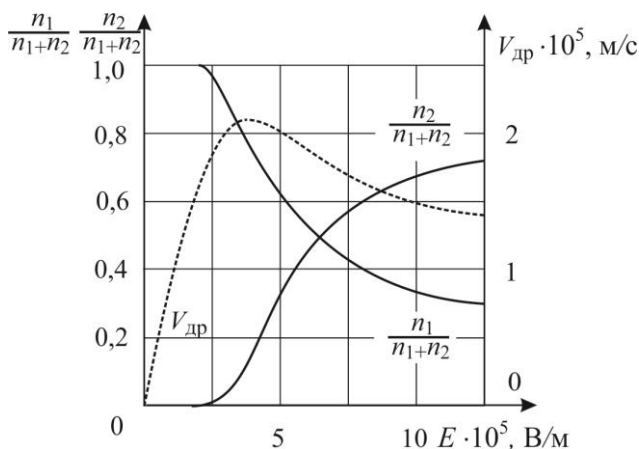


Рисунок 2.11 – Зависимость дрейфовой скорости носителей и заселенности верхней и нижней долин от напряженности электрического поля

Введя в выражение (2.25) обозначение $I_1 = abqn_2\mu_2 E_C$, получим

$$I_C = I_1 \left[1 + \frac{\mu_1}{\mu_2} f(E) \right], \quad (2.26)$$

где $f(E) = \frac{n_1(E)}{n_2(E)}$ – зависимость отношения заселенности электронов в нижней и верхней долинах от напряженности поля в канале ПТ.

График функции $f(E)$, построенный с использованием численных данных [49], показан на рисунке 2.12 сплошной линией.

Предложено [61] эту зависимость аппроксимировать функцией

$$f(E) = k_1 e^{-k_2 E}, \quad (2.27)$$

где k_1, k_2 – коэффициенты.

График функции (2.27) при численных значениях коэффициентов $k_1 = 5,65$ и $k_2 = 0,249$ изображен на рисунке 2.12 пунктиром.

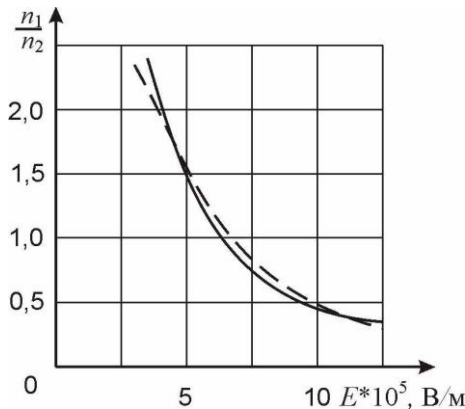


Рисунок 2.12 – Зависимость соотношения количества носителей в верхней и нижней долинах от напряженности электрического поля

Электрическое поле в канале транзистора определяется векторной суммой двух взаимно перпендикулярных составляющих, образованных напряжениями на затворе и стоке [62]:

$$E = \sqrt{(E_C)^2 + (E_3)^2}. \quad (2.28)$$

Подставим равенства (2.27), (2.28) в (2.26), с учетом выражения (2.22) получим

$$I_C = I_1 \left[1 + Q e^{-\sqrt{R U_C^2 + T (|U_3| + \varphi_T)^2}} \right], \quad (2.29)$$

где $Q = \frac{\mu_1}{\mu_2} k_1$, $R = \frac{k_2^2}{l^2}$, $T = \frac{k_2^2}{h^2}$; φ_T – контактная разность потенциалов.

Составляющая тока стока I_1 образована носителями, находящимися в верхней долине и имеющими постоянное значение подвижности μ_1 . Характер образования этой составляющей аналогичен образованию тока ПТ с «длинным» каналом, в котором полевая зависимость подвижности носителей не наблюдается. Следовательно, составляющая тока I_1 может быть описана выражением (2.12).

Принятое в приближенной модели ПТ (см. рисунок 2.6) допущение о постоянной глубине канала на практике не выполняется [49]. Эмпирически установлено [61], что неточность, вызванная принятым допущением, корректируется варьированием показателей степени подкоренного выражения в (2.29) в пределах 1–3.

С учетом изложенного равенство (2.29) может быть преобразовано к следующему выражению:

$$I_C = A (U_3 - U_0)^B \left(1 - e^{-\frac{D U_C}{U_3 - U_0}} \right) \left(1 + Q e^{-\sqrt{R U_C^{\psi_1} + T (|U_3 + \varphi_T|)^{\psi_2}}} \right), \quad (2.30)$$

где $A, B, D, Q, R, T, \psi_1, \psi_2$ – коэффициенты аппроксимации.

Экспериментально измеренные и рассчитанные по формуле (2.30) ($A = 45,4 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}^{1,44}$; $B = 1,44$; $D = 3,16$; $Q = 24,44$; $R = 9,41 \text{ В}^{-1,5}$; $T = 3,09 \text{ В}^{-2}$; $\psi_1 = 1,5$; $\psi_2 = 2$; $U_0 = -3,3 \text{ В}$) характеристики ПТШ типа АП602 приведены на рисунке 2.13.

Погрешность аппроксимации не превышает 20% в области допустимых напряжений на электродах ПТ, включая область выходных ВАХ, имеющую «падающие» участки, что принципиально отличает предложенную аппроксимацию от известных, не позволяющих описать отрицательный наклон ВАХ.

Особенности физических процессов, протекающих в ПТ различных групп и с различной структурой затворов, учтены при аппроксимации ВАХ с помощью отдельных сомножителей (см. выражения (2.12), (2.15), (2.17), (2.23), (2.29)). Это обстоятельство позволило разработать аналитическое выражение, пригодное для аппроксимации совокупностей ВАХ ПТ различных групп и типов, а именно: триодов и тетродов с затворами на основе p - n -перехода, барьера Шоттки, МДП-структуры для транзисторов малой, средней и большой мощности.

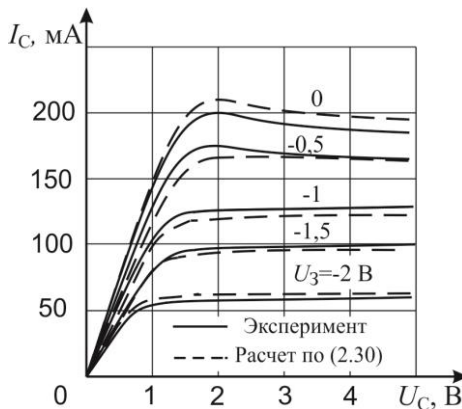


Рисунок 2.13 – Семейство ВАХ ПТШ

Общая структура выражения для описания зависимости тока стока I_C от напряжений на затворе (первом для полевого тетрода) U_3 , подложке $U_{П}$, втором затворе U_{32} и стоке U_C , пересчитанных

к внутренним значениям в соответствии с формулами (2.10), имеет вид

$$I_C = A(U_3 - U'_0)^B \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U'_0} + FU_C} \right) \left(1 - e^{-L \left(\frac{U_{32} - U'_{02}}{U_3 - U'_{01}} \right)^M} \right) \times \\ \times \frac{1}{1 + \left(\frac{U_3 U_C}{P} \right)^N} \left(1 + Q e^{-\sqrt{RU_C^{\psi_1} + T(|U_3 + \varphi_T|)^{\psi_2}}} \right), \quad (2.31)$$

$$U'_0 = U_0 + \gamma \left(\sqrt{|U_{II}| + \varphi_T} - \sqrt{\varphi_T} \right), \quad (2.32)$$

где $A, B, D, F, L, M, P, N, Q, R, T, \gamma, \psi_1, \psi_2$ – коэффициенты аппроксимации; U_0 – пороговое напряжение (напряжение отсечки по первому затвору); U'_{02} – пороговое напряжение (напряжение отсечки по второму затвору); φ_T – контактная разность потенциалов.

Смысловое значение сомножителей и коэффициентов в формуле (2.31) заключается в следующем: A (амперы) – коэффициент пропорциональности; B – показатель, характеризующий степень нелинейности зависимости I_C от U_3 в пологой области выходных ВАХ.

Третий сомножитель в выражении (2.31) характеризует выходную ВАХ, слагаемое FU_C (F имеет размерность B^{-1}) описывает поведение I_C в пологой области и отражает эффекты укорочения канала и электростатической обратной связи между стоком и каналом. Для ПТ с p - n -затворами и ПТШ численное значение F принимается равным нулю.

Четвертый сомножитель в (2.31) определяет зависимость I_C от напряжения второго затвора в полевых тетрадах. При отсутствии второго затвора этот сомножитель исключается.

Коэффициенты Q, R, T, ψ_1, ψ_2 описывают влияние насыщения дрейфовой скорости носителей на ВАХ, наблюдаемое в ПТШ средней и большой мощности (R имеет размерность $B^{-\psi_1}$, $T - B^{-\psi_2}$). Для маломощных ПТШ и кремниевых транзисторов пятый и шестой сомножители в формуле (2.31), содержащие эти коэффициенты, исключаются.

Коэффициент γ в выражении (2.32) описывает зависимость порогового напряжения от потенциала подложки в МДП-транзисторе. При отсутствии вывода от подложки и для других типов ПТ $\gamma = 0$.

Предложенная аппроксимация (2.31) является обобщением существующих и при определенных условиях сводится к известным математическим выражениям. Проиллюстрируем это на двух примерах.

Пример 1. При аппроксимации передаточной ВАХ маломощных ПТ с p - n -затвором выражение (2.31) упрощается в соответствии с приведенными рекомендациями и сводится к формуле (2.12). В режиме насыщения экспонента в третьем сомножителе близка к нулю, поэтому сомножителем можно пренебречь. В результате получится широко используемое [46] степенное выражение

$$I_C = A(U_3 - U_0)^B. \quad (2.33)$$

Пример 2. При аппроксимации крутой области выходных ВАХ маломощного МДП ПТ с подложкой, соединенной с истоком, выражение (2.31) сводится к формуле

$$I_C = A(U_3 - U_0)^B \left(1 - e^{-\frac{DU_C}{U_3 - U_0}} \right). \quad (2.34)$$

Разлагая в произведении (2.34) экспоненту в степенной ряд и ограничиваясь первыми тремя членами, после очевидных преобразований получим

$$I_C = A \left[(U_3 - U_0)^{B-1} D U_C - \frac{1}{2} D^2 U_C^2 (U_3 - U_0)^{B-2} \right]. \quad (2.35)$$

При значениях коэффициентов $B = 2$ и $D = 1$ выражение (2.35) совпадает с формулой, предложенной в [50].

Приведенные примеры подчеркивают преимущество разработанного выражения (2.31), принципиальное отличие которого заключается в том, что оно одним аналитическим выражением аппроксимирует ВАХ ПТ различных групп и типов. Известные же аппроксимации разработаны для отдельных типов ПТ с использованием различных математических функций.

В предложенной аппроксимации учтены физические особенности, свойственные полупроводниковым приборам с различной структурой затвора:

- 1) неидентичность элементарных структур;
- 2) укорочение канала и электростатическая обратная связь;
- 3) полевая зависимость подвижности носителей в кремнии и арсениде галлия;
- 4) влияние потенциала второго затвора в полевых тетрадах;
- 5) влияние потенциала подложки в МДП-триодах.

Полученное выражение характеризуется меньшей погрешностью аппроксимации семейств выходных ВАХ полевых транзисторов, учитывает влияние потенциала подложки МДП-транзистора в явном виде и моделирует «падающие» участки на выходных ВАХ ПТШ средней мощности.

Коэффициенты аппроксимирующего выражения (2.31) определяются по экспериментально измеренным ВАХ, пересчитанным к «внутреннему» транзистору в соответствии с формулой (2.10).

Паразитные сопротивления в цепи стока r_C и истока r_H (см. рисунок 2.3) измерены экспериментально и в совокупности с численными значениями коэффициентов аппроксимирующих

выражений (2.31)–(2.32) для некоторых типов ПТ приведены в таблице 2.1.

Проверка адекватности предложенной аппроксимации проведена по выборке из пяти экземпляров на примере ПТ с двумя затворами Шоттки типа АП328. Оценка адекватности по критерию Фишера [63] показала, что с доверительной вероятностью 0,95 предложенную модель следует считать адекватной.

Разработанная универсальная аналитическая аппроксимация ВАХ является основой для построения нелинейных эквивалентных схем ПТ.

Таблица 2.1 – Численные значения коэффициентов аппроксимирующего выражения (2.31) для некоторых типов ПТ

Тип транзистора	Структура затвора	A , мА	B	D	F , 1/В	L	M	N	P , В ²	$r_{и}$, Ом	$r_{с}$, Ом	U_0 , В	Примечание
КП103	$p-n$	0,76	1,95	1,1	0	∞	1	1	∞	20	20	1,25	
КП303	$p-n$	1,53	1,57	0,9	0	∞	1	1	∞	12	10	-2,5	
КП312	$p-n$	1,9	1,4	2,53	0	∞	1	1	∞	20	25	-4,75	
КП305	МДП	2,9	2,27	2,62	0,055	∞	1	1	∞	20	20	-1	$\gamma = 0,79 \text{ В}^2$
КП350	МДП-тетрод	7,46	1,44	3,23	0	0,87	1,44	1	∞	15	20	-	$U_0=U_{02}= 0,75 \text{ В}$
КП905	МДП	34,8	1,2	0,6	0,013	∞	1	0,68	115,4	1,5	1,5	0	
КП907	МДП	158,2	1,21	0,81	0,024	∞	1	1	328	1	1	0	
АП328	Б. Шоттки тетрод	16,38	2,54	1,66	0	0,378	1,84	1	∞	8,54	9,57	-	$U_0=U_{02}= -2,55 \text{ В}$
АП602	Б. Шоттки	45,43	1,44	3,16	0	∞	1	1	∞	2,8	3	-3,3	$Q = 24,44$, $R = 9,41 \text{ В}^{-\Psi_1}$, $T = 3,1 \text{ В}^{-\Psi_2}$, $\Psi_1=1,5, \Psi_2=2$

Универсальная аппроксимация ВАХ, включая инверсный режим работы ПТ

В основу предложенного выражения положено известное разложение функции гиперболического тангенса в виде отношения суммы и разности экспонент [64]:

$$F(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}. \quad (2.36)$$

Для аппроксимации ВАХ полевых транзисторов модификация исходного выражения (2.36) состоит в добавлении функционально зависимого коэффициента при первом слагаемом и, в общем случае, неединичного по значению коэффициента в числителе при втором слагаемом. Полученный при этом функционал, пригодный для описания зависимости тока стока I_C от напряжений на стоке U_C , первом затворе U_{31} полевых триодов и втором затворе U_{32} полевых тетродов относительно истока имеет вид [65]

$$I_C(U_C, U_{31}, U_{32}) = \frac{A_1(U_{31}, U_{32}) \cdot e^{BU'_C(U_{31}, U_{32})} + A_2 e^{-BU'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{BU'_C(U_{31}, U_{32})} - e^{-BU'_C(U_{31}, U_{32})}} \times \\ \times (U_{32} - DU_{02}). \quad (2.37)$$

В формуле (2.37) приняты обозначения:

$$A_1(U_{31}, U_{32}) = \frac{A_3 e^{EU'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{EU'_{31}} - e^{-EU'_{31}}} (U_{32} - DU_{02}); \quad (2.38)$$

$$U'_{31} = U_{31} - FU_{01}; \quad (2.39)$$

$$U'_C(U_{31}, U_{32}) = U_C - \frac{\ln(A_1(U_{31}, U_{32})) - \ln(A_2)}{2BU_{31}} U_{01}, \quad (2.40)$$

где A_2, A_3, B, D, E, F, G – числовые коэффициенты; U_{01}, U_{02} – напряжения отсечки по первому и второму затворам соответственно.

Функция $A_1(U_{31}, U_{32})$ в выражении (2.38) описывает зависимость тока стока от напряжения на затворе (U_{31}) полевых триодов и совместно с сомножителями ($U_{31} - FU_{01}$) и ($U_{32} - DU_{02}$) – от напряжений на первом (U_{31}) и втором (U_{32}) затворах полевых тетродов относительно истока. При аппроксимации ВАХ полевых триодов эти сомножители исключаются.

Экспоненциальные составляющие $e^{\pm BU'_C(U_{31}, U_{32})}$ и $e^{EU'_{31}}$ в формулах (2.37) и (2.38) соответственно характеризуют выходные ВАХ как при прямом, так и при инверсном включении транзистора. Коэффициенты B и E в свою очередь определяют угол наклона выходных и передаточной ВАХ.

Коэффициент F в равенстве (2.39) определяет точку пересечения передаточной ВАХ с горизонтальной осью.

На рисунках 2.14–2.18 приведены экспериментальные и рассчитанные ВАХ полевых триодов и тетрода СВЧ с затворами Шоттки в соответствии с выражениями (2.37)–(2.40) и данными таблицы 2.2. Экспериментальные данные взяты из [66–68] соответственно.

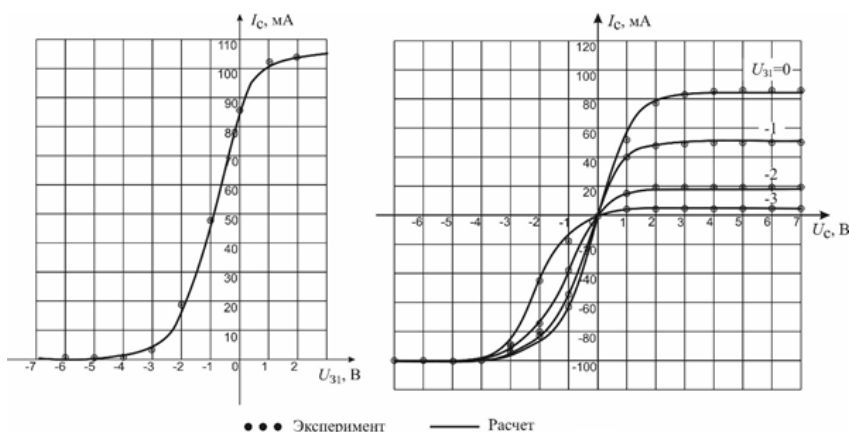


Рисунок 2.14 – Передаточная (а) и выходные (б) ВАХ триода АП326А

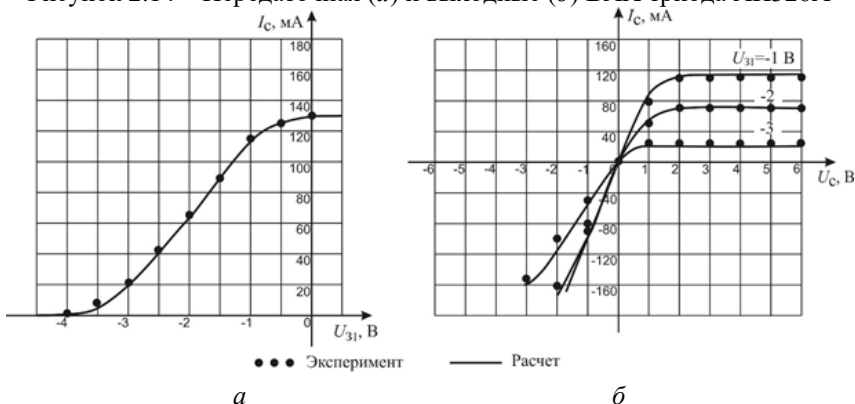


Рисунок 2.15 – Передаточная (а) и выходные (б) ВАХ триода АП604

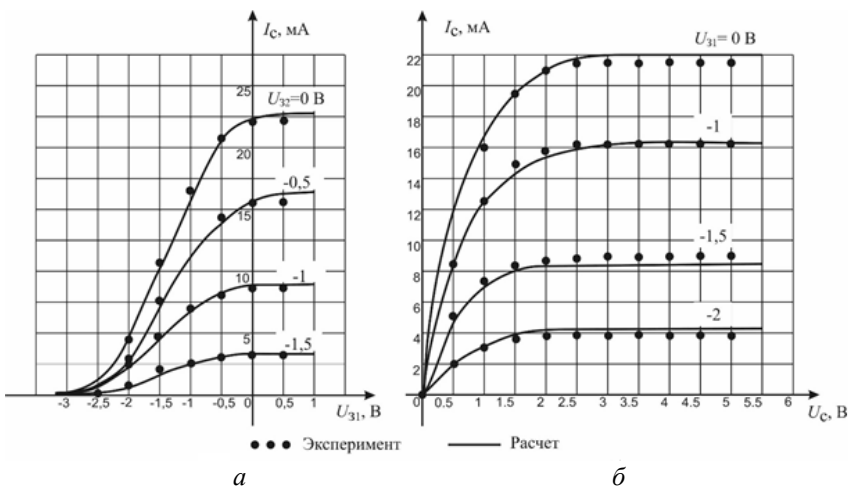


Рисунок 2.16 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ тетрода АП328А

Таким образом, предложенное выражение (2.37) с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать ВАХ полевых триодов и тетродов во всей области допустимых напряжений при прямом и инверсном включении ПТ. Погрешность аппроксимации не превышает 15% во всем диа-

пазоне рабочих напряжений на электродах при положительных и отрицательных напряжениях на стоке. Также достигнуто качественное совпадение экспериментальных и расчетных данных при значениях напряжений на затворе за пределами рабочего диапазона.

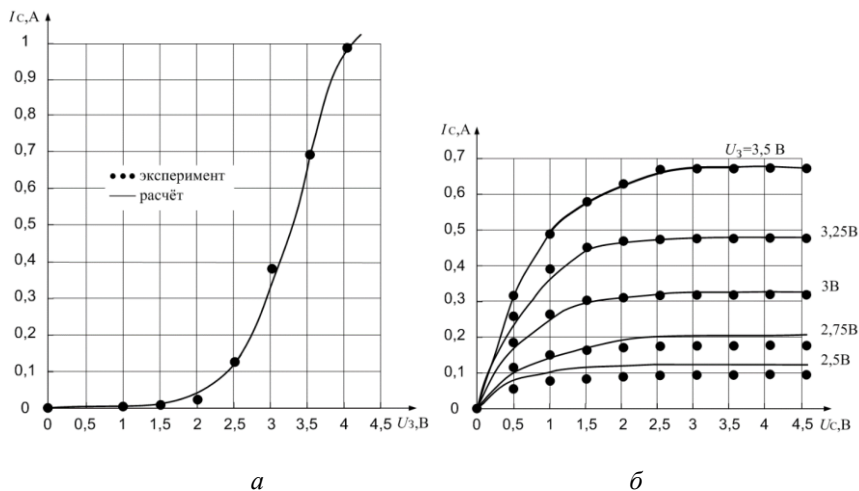


Рисунок 2.17 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ MOSFET 2N7002P

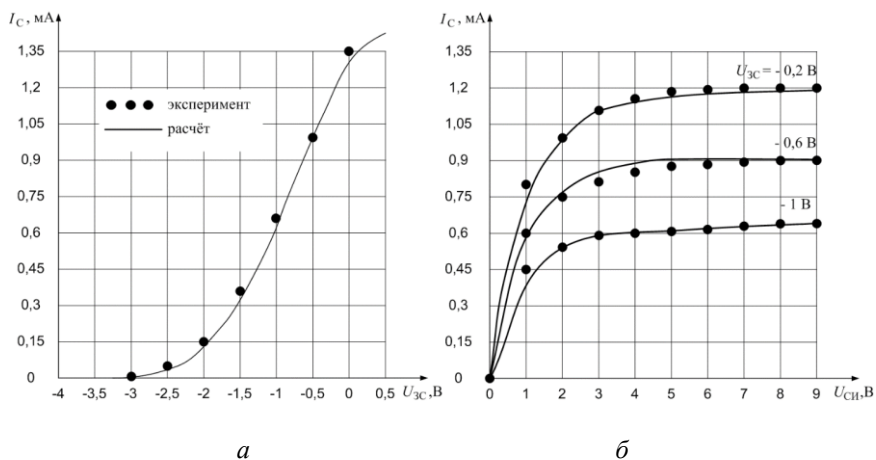


Рисунок 2.18 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ

триода 2П302Б/ИУ

Таблица 2.2 – Численные значения коэффициентов аппроксимации ВАХ некоторых типов светоизлучающих диодов

Модель светодиода	P , Вт	A_1	A_2	B_1	B_2	Условие	$S, \%$
<i>FYL3004 URC</i>	0,06	$1,8 \cdot 10^{-9}$	10^{-5}	7,86	1	$0,075 I_{НОМ} < < I_{СИД} < I_{НОМ}$	11,5
<i>KUWH 760s</i>	0,1	$1 \cdot 10^{-5}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	1,9	0,2	$0,140 I_{НОМ} < < I_{СИД} < I_{НОМ}$	14,5
<i>KPWH 080-1</i>	1	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-6}$	1,9	2	$0,285 I_{НОМ} < < I_{СИД} < 2I_{НОМ}$	14,7
<i>KP2WH 080-2</i>	2	$3,25 \cdot 10^{-5}$	$1,7 \cdot 10^{-6}$	1,1	2	$0,1 I_{НОМ} < < I_{СИД} < 2I_{НОМ}$	13,9

Метод моделирования вольт-амперных характеристик полевых триодов и тетродов применим для аппроксимации ВАХ других типов полупроводниковых приборов, таких как биполярные транзисторы с изолированным затвором, диоды светоизлучающие.

Для описания зависимости тока коллектора I_K от напряжений на коллекторе ($U_{KЭ}$) и базе ($U_{БЭ}$) относительно эмиттера предложено выражение [69]

$$I_K(U_{KЭ}, U_{БЭ}) = \frac{A_1(U_{БЭ})e^{BU'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})} - A_2e^{-BU'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})}}{A_3e^{BU'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})} + A_4e^{-BU'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})}}, \quad (2.41)$$

где

$$A_1(U_{БЭ}) = \frac{A_4e^{FU'_{БЭ}} - A_5e^{-FU'_{БЭ}}}{A_6e^{FU'_{БЭ}} + A_6e^{-FU'_{БЭ}}}; \quad (2.42)$$

$$U'_{KЭ}(U_{KЭ}; U_{БЭ}) = U_{KЭ} - D(U_{БЭ})U_{БЭ}; \quad (2.43)$$

$$U'_{БЭ} = U_{БЭ} - G; \quad (2.44)$$

$$D(U_{БЭ}) = \frac{\ln(A_1(U_{БЭ}) - \ln(A_2))}{2BU_{БЭ}}; \quad (2.45)$$

$A_2, \dots, A_6, B, D, F, G$ – числовые коэффициенты.

На рисунке 2.19 приведены экспериментальные и рассчитанные ВАХ в соответствии с выражением (2.41) и данными таблицы 2.3 мощного *IGBT*-транзистора *FGA20N120FTD*. Экспериментальные данные взяты из [70].

Численные значения коэффициентов $A_2, \dots, A_6, B, D, F, G$ определяются по экспериментально измеренным ВАХ и подбираются по критерию минимума среднеквадратичного отклонения расчетных и экспериментальных данных.

Предложенное выражение (2.41) с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать ВАХ мощных биполярных транзисторов (*IGBT*) во всей области допустимых напряжений. Погрешность аппроксимации не превышает 20% во всем диапазоне рабочих напряжений на электродах.

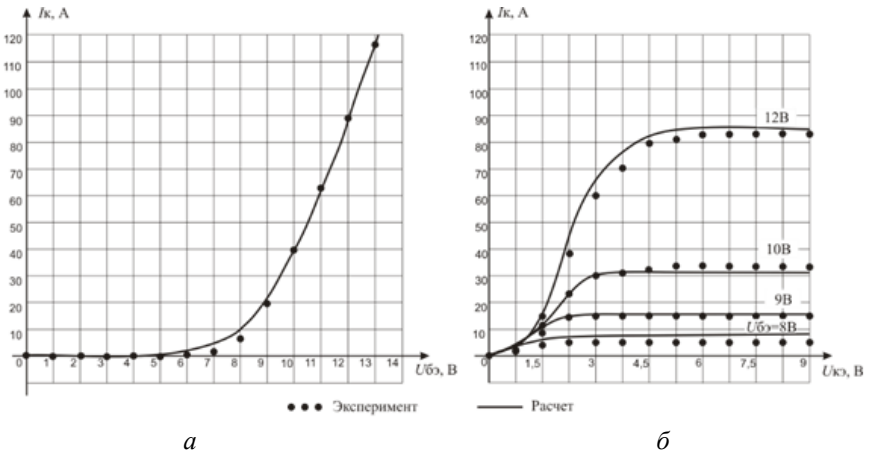


Рисунок 2.19 – Экспериментальные и расчетные ВАХ *IGBT*-транзистора типа *FGA20N120FTD*

Таблица 2.3 – Численные значения коэффициентов для аппроксимации ВАХ IGBT-транзистора

Модель IGBT	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	B	F	G
FGA20N120FTD	1	1	200	2	1	1	0,34	5,9

2.1.3 Диоды

Широко используемые для аппроксимации ВАХ диодов и светоизлучающих диодов (СИД) экспоненциальные функции [71, 72] имеют количественное и качественное расхождение экспериментальных и расчетных данных в области обратных напряжений, что ограничивает возможности их использования при моделировании двухполюсных нелинейных элементов (рисунок 2.20).



Рисунок 2.20 – ВАХ светоизлучающего диода

Для аппроксимации ВАХ диодов и светодиодов модификация исходного выражения (2.36) состоит в использовании числителя, умноженного на значение приложенного напряжения. Полученная

при этом функция, пригодная для описания зависимости тока светодиода I от приложенного напряжения U , будет иметь вид

$$I(U) = U \left(A_1 e^{B_1 U} + A_2 e^{-B_2 U} \right), \quad (2.46)$$

где A_1, A_2, B_1, B_2 – числовые коэффициенты.

Экспоненциальные составляющие $e^{B_1 U}$ и $e^{-B_2 U}$ в формуле (2.46) характеризуют ВАХ диодов и светодиодов при прямом и инверсном включении соответственно.

Коэффициенты B_1 и B_2 определяют угол наклона характеристик при положительном и отрицательном смещении соответственно.

Численные значения коэффициентов A_1, A_2, B_1, B_2 определяются по экспериментально измеренным ВАХ и подбираются по критерию минимума среднеквадратичного отклонения расчетных и экспериментальных данных.

Численные значения коэффициентов аппроксимации для четырех типов СИД с различными величинами рассеиваемой мощности P приведены в таблице 2.2. Погрешность аппроксимации S не превышает приведенных в таблице значений в области рабочих токов, указанных в столбце «Условие», где $I_{ном}$ – справочное значение номинального тока СИД.

На рисунках 2.21–2.24 приведены экспериментальные (точки) и рассчитанные в соответствии с формулой (2.46) и данными таблицы 2.2 (сплошные линии) ВАХ СИД. Экспериментальные данные взяты из [73–76] соответственно.

Выражение (2.46) с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать вольт-амперные характеристики диодов и светоизлучающих диодов во всей области допустимых прямых и обратных напряжений. Погрешность аппроксимации не превышает 15% в диапазоне рабочих токов светодиодов.

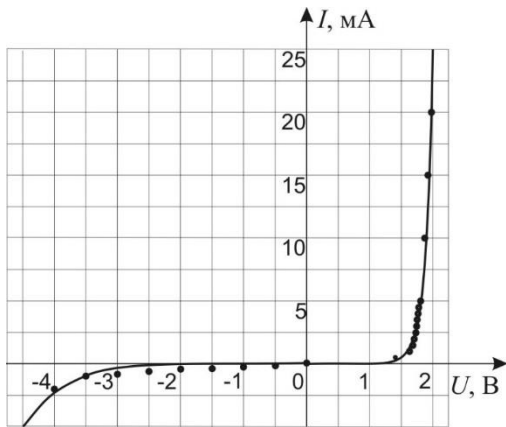


Рисунок 2.21 – ВАХ светодиода типа *FYL3004URC*

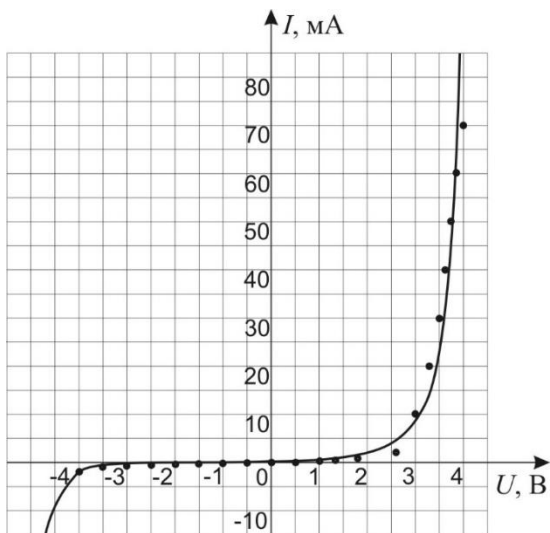


Рисунок 2.22 – ВАХ светодиода типа *KUWH-760s-120*

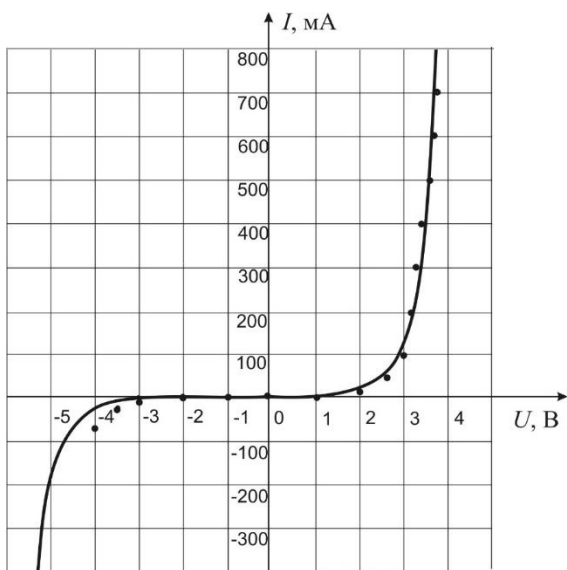


Рисунок 2.23 – ВАХ светодиода типа *KPWH-080-1-120*

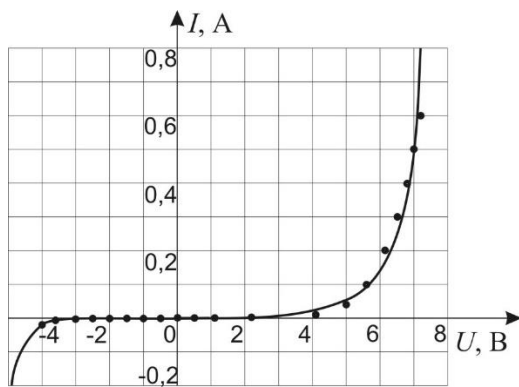


Рисунок 2.24 – ВАХ светодиода типа *KP2WH-080-2-120*

2.2 Нелинейные эквивалентные схемы транзисторов

2.2.1 Нелинейная эквивалентная схема биполярного транзистора

Рассмотрим нелинейную T -образную эквивалентную схему биполярного транзистора (рисунок 2.25).

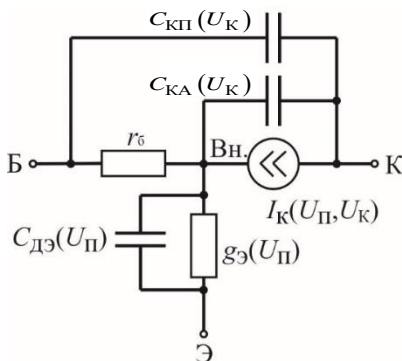


Рисунок 2.25 – Нелинейная T -образная эквивалентная схема биполярного транзистора

Диффузионная емкость эмиттера $C_{дэ}(U_п)$, моделирующая частотно-зависимые свойства коэффициента передачи тока эмиттера $\alpha(I_э)$, связана с нелинейной проводимостью соотношением

$$C_{дэ}(U_п) = \frac{g_э(U_п)}{2\pi f_t}, \quad (2.47)$$

где f_t – граничная частота транзистора, при которой модуль дифференциального коэффициента передачи по току базы $|\beta|$ равен единице.

Барьерные емкости $C_{КА}(U_K)$, $C_{КП}(U_K)$ являются функциями коллекторного напряжения:

$$C_K(U_K) = C_{КА}(U_K) + C_{КП}(U_K), \quad (2.48)$$

$$C_K(U_K) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_K}{V_T}\right)^P}, \quad (2.49)$$

где C_0 – константа, численно равная емкости $C_K(0)$ при $U_K = 0$; V_T – контактная разность потенциалов (для кремния $V_T = 0,8$ В, для арсенида галлия $V_T = 0,9$ В); $P = 0,33-0,5$ – коэффициент аппроксимации.

Приведенная на рисунке 2.25 эквивалентная схема адекватно описывает свойства биполярного транзистора в диапазоне частот до $(0,7-0,8) f_T$.

2.2.2 Нелинейные эквивалентные схемы полевых транзисторов

Модели ПТ в виде физических эквивалентных схем [77] строятся в предположении квазистатичности, при которой вид характеристики каждого элемента считается не зависящим от параметров сигнала (амплитуды, частоты, скорости изменения и т.д.). Корректность использования ЭС для моделирования ПТ в диапазоне частот до единиц гигагерц обоснована в [78].

Значения линейных и нелинейных элементов ЭС могут быть измерены экспериментально. Методики измерений хорошо освещены в [79].

Физическая ЭС МДП-транзистора с выводом подложки типа КП305, параметры которой ($C_{ЗС}$, $C_{ЗИ}$, $C_{ПС}$, $C_{ПИ}$) измерены в соответствии с [80], приведена на рисунке 2.26 [81].

Нелинейная зависимость емкостей определяется из соотношений для дифференциальных емкостей закрытых $p-n$ -переходов [49]:

$$C(U) = \frac{C(0)}{\left(1 + \frac{U}{\varphi_T}\right)^\theta}, \quad (2.50)$$

где $C(0)$ – емкость перехода при нулевом смещении; U – напряжение смещения, приложенное к переходу; φ_T – контактная разность потенциалов; $\theta = 0,3-0,5$.

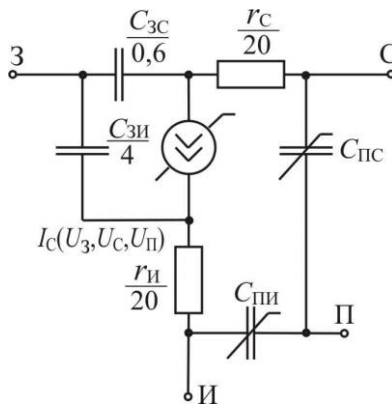
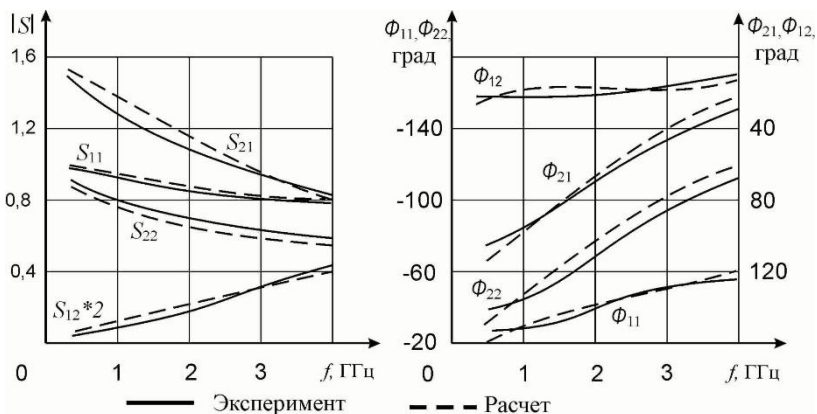


Рисунок 2.26 – Эквивалентная схема транзистора КП305

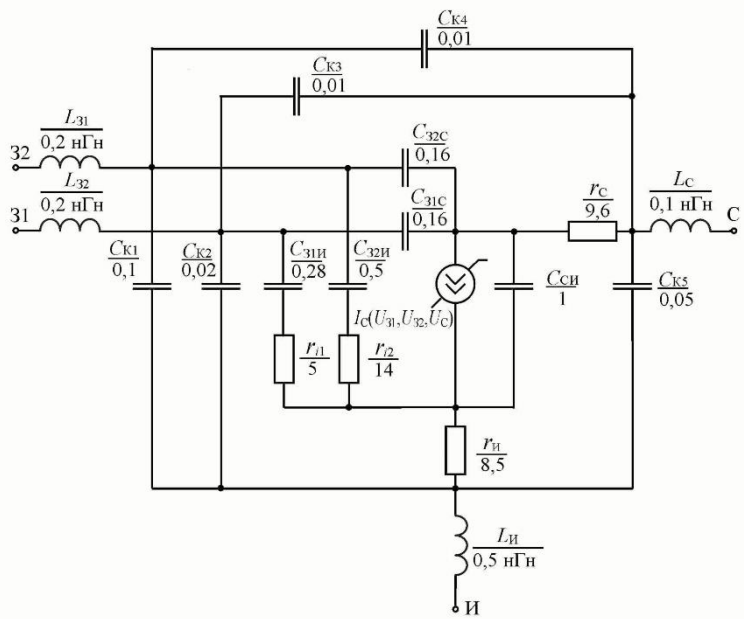
Для емкостей «подложка-исток» и «подложка-сток» $C_{ПИ, ПС}(0) = 13$ пФ, $\theta = 0,4$.

Определение значений элементов ЭС ПТШ основано на изменении режимной зависимости малосигнальных параметров рассеяния с последующей оптимизацией этих значений с применением вычислительных средств. В отличие от известных методик [82], в которых оптимизируются значения всех элементов эквивалентной схемы, значения элементов и параметров статической модели (сопротивления в цепях стока и истока $r_C, r_{И}$, крутизна по затвору (затворам), подложке и выходная проводимость) определяются по данным таблицы 2.1 и в процессе оптимизации не варьируются.

Измерение параметров рассеяния осуществляется известными способами [83]. На рисунке 2.27 приведены расчетные и экспериментально измеренные параметры рассеяния, а также эквивалентная схема полевого тетрода типа АП328 [55] при напряжениях смещения $U_{31} / U_0 = 0,65$, $U_{32} = 0$ и $U_C = 2$ В.



a



b

Рисунок 2.27 – Полевой тетрод АП328:
 а – S-параметры; б – эквивалентная схема

Аналогично можно определять параметры эквивалентной схемы активных элементов с двумя управляющими электродами. На рисунке 2.28 приведены расчетные, экспериментально измеренные

значения $|S_{22}|$ и эквивалентная схема ПТ типа АП602 [84]. Нелинейная зависимость емкостей $C_{3И}$ и $C_{3С}$ определяется выражением (2.50), начальные значения – $C_{3И}(0) = 1$ пФ, $C_{3С}(0) = 0,011$ пФ.

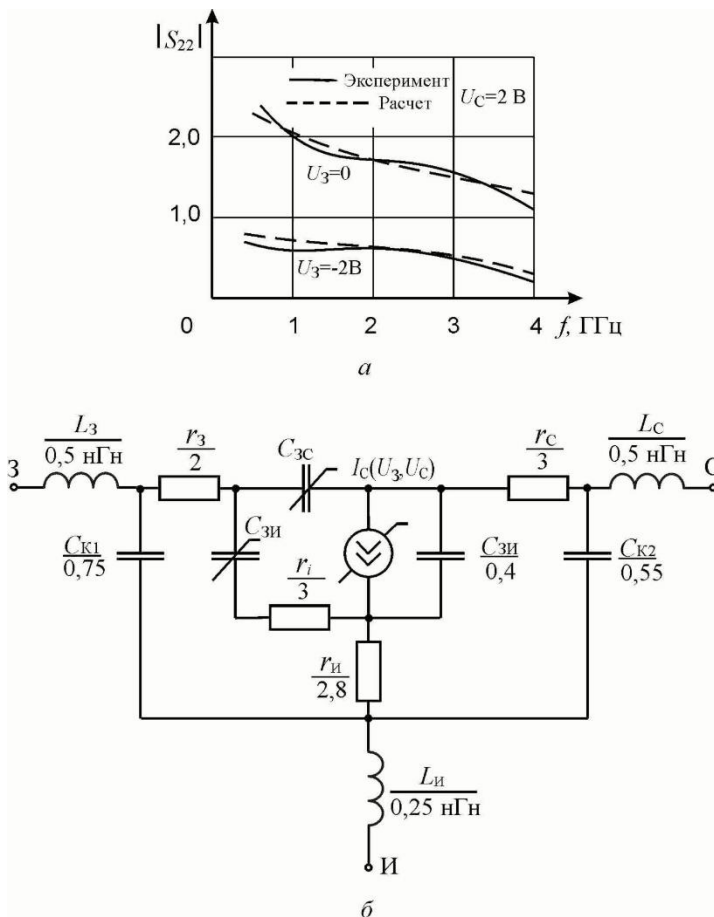


Рисунок 2.28 – Транзистор АП602:

a – частотная зависимость $|S_{22}|$; b – эквивалентная схема

Нелинейные эквивалентные схемы полевых триодов и тетродов используются для анализа нелинейных свойств и расчета НИ

устройств на ПТ: усилителей электрических сигналов с фиксированным и регулируемым коэффициентом передачи, электрически управляемых аттенуаторов, синхронных детекторов.

2.3 Расчет параметров эквивалентных схем транзисторов по справочным данным

Численные значения коэффициентов A_2, A_3, B, D, E, F, G в формулах (2.37)–(2.40) определяются по экспериментально измеренным характеристикам. Например, на рисунке 2.29 для полевых триодов показаны точки для определения коэффициентов A_3, E и F на передаточной ВАХ: максимальный ток стока I_1 (точка 1), точка 2 с половинным значением максимального тока ($I_2 = 0,5 \cdot I_1$), соответствующая напряжению на затворе U_2 , и точка 3 (I_3, U_3), ограничивающая снизу наиболее линейную часть передаточной ВАХ.

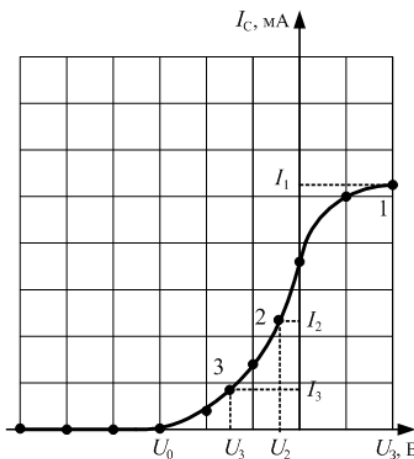


Рисунок 2.29 – Характерные точки для определения коэффициентов A_3, E и F

Численные значения коэффициентов A_3 и F рассчитываются по формулам

$$A_3 = I_1, F = \frac{U_2}{U_{01}}. \quad (2.51)$$

Значение коэффициента E выбирается в интервале 0,75–1,5 по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных в точках 2 и 3.

Коэффициенты A_2 и B определяются по двум точкам на выходной ВАХ (рисунок 2.30): максимальный ток стока в инверсном включении A_4 (точка 4) и точка 5 с половинным значением максимального тока при прямом включении ($I_5 = 0,5I_1$). Значение коэффициента A_2 определяется по формуле

$$A_2 = |I_4|. \quad (2.52)$$

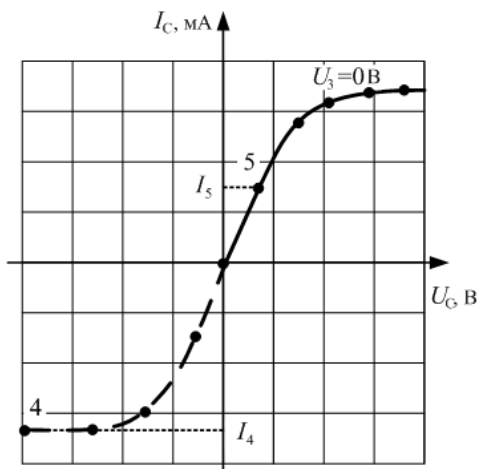


Рисунок 2.30 – Определение коэффициентов A_2 и B

Значение коэффициента B выбирается в интервале 0,6–0,95 по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных

данных в точке 5 и в начале координат. Численные значения коэффициентов аппроксимации, найденных по этой методике, и напряжений отсечки для некоторых типов ПТ приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Численные значения коэффициентов аппроксимации и напряжений отсечки для ВАХ некоторых типов ПТ

Модель ПТ	A_2	A_3	B	D	E	F	G	Напряжение отсечки, В
АП326А	0,001	0,103	0,8	–	0,75	0,25	–	$U_{01} = -4$
АП604	0,2	0,13	0,9	–	1	0,51	–	$U_{01} = -4$
АП328	1	0,011	0,7	0,476	1,2	0,55	1	$U_{01} = -2,5$ $U_{02} = -2,1$
<i>2N70002P</i>	1	1,16	0,9	–	1,2	1,7	–	$U_{01} = 2$
2П302Б/ИУ	1	0,015	0,5	–	1	0,29	–	$U_{01} = -2,85$

3 РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

3.1 Общие положения

На этапе эскизного проектирования усилителей радиосигналов проводится выбор схемы включения активного элемента, влияющей как на усилительные (частотные, импедансные, энергетические) характеристики каскада, так и на его нелинейные свойства [85]. Наибольшее распространение при разработке усилительных устройств получила схема включения ПТ с общим истоком (ОИ), имеющая лучшие усилительные свойства [86].

Современные технологии изготовления ПТ и интегральных схем позволяют размещать на одном кристалле полупроводникового материала большое количество активных элементов и решать вопросы широкополосного электрического согласования за счет использования ПТ, включенных по схемам с общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОСт) [87]. Матричные соотношения для определения нелинейных характеристик усилительных каскадов с типовыми схемами включения активных элементов приведены в [25]. Ориентированные на расчеты с применением вычислительной техники эти результаты не позволяют проводить качественное исследование схем и, следовательно, затруднено выявление основных источников нелинейности и определение путей уменьшения их влияния.

В [88] исследованы НИ третьего порядка в усилительном каскаде на ПТ с затвором на основе $p-n$ -перехода, включенном по схеме с ОИ при варьировании напряжения смещения на затворе. В [53] проведено исследование нелинейных свойств усилительных каскадов при изменении напряжений смещения на затворе и стоке ПТ, но только в схеме включения активного элемента с ОИ.

Целесообразно разработать соотношения для расчета НПФ усилительных каскадов, инвариантные относительно схемы включения активного элемента при учете исключительного влияния нелинейности ВАХ. Вследствие простоты и наглядности они

позволяют провести качественный анализ схем по критериям нелинейности, выявить преобладающие источники НИ и определить пути режимной минимизации искажений. Уточняющие автоматизированные расчеты проводятся при использовании описанных в подразд. 2.2 нелинейных эквивалентных схем транзисторов, учитывающих влияние реактивных линейных и нелинейных элементов в диапазоне рабочих частот.

3.2 Расчет нелинейных передаточных функций типовых усилительных каскадов

3.2.1 Пример расчета синхронного детектора на полевом транзисторе

Применение универсальной аппроксимирующей функции (2.37)–(2.40) покажем с помощью примера расчета спектрального состава на выходе синхронного детектора на ПТ с двумя входами и одним выходом (рисунок 3.1) [89]. В качестве полевого транзистора, на основе которого построен синхронный детектор, взят МДП-транзистор типа *2N70002P*. Резисторы R_1 – R_4 – элементы смещения по постоянному току, которые совместно с источником напряжения смещения E задают напряжение смещения на затворе полевого транзистора; C_1 , C_2 – разделительные конденсаторы. Преобразователь функционирует при отсутствии внешнего питающего напряжения на стоке.

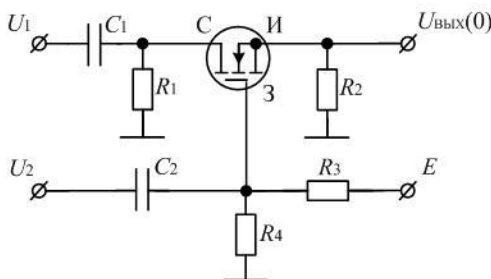


Рисунок 3.1 – Схема синхронного детектора

Электрическая схема замещения синхронного детектора показана на рисунке 3.2. Элементы схемы $C_{ЗС}$, $C_{ЗИ}$, $C_{СИ}$ и $r_{и}$ являются элементами ПТ. Зависимый источник тока ПТ $I(U_{2-3}; U_{1-3})$ описывается крутизной и проводимостью стока. К выходу преобразователя подсоединена нагрузка с сопротивлением $Z_{Н}(\omega)$ на частоте ω . Узлы схемы пронумерованы цифрами 1–4.

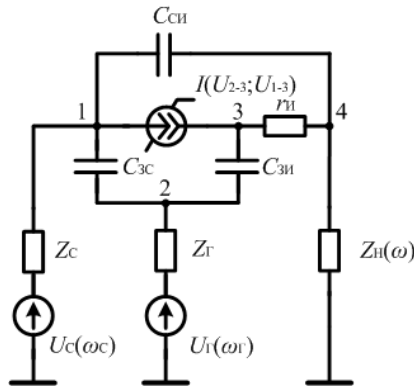


Рисунок 3.2 – Эквивалентная схема синхронного детектора

В соответствии с МНТ составляется Y -матрица схемы устройства. В состав линейной ассоциированной схемы устройства, помимо линейных элементов схемы ($C_{ЗС}$, $C_{ЗИ}$, $C_{СИ}$ и $r_{и}$), входят линейные части крутизны $g_3^{(1)}$ и проводимость стока $g_C^{(1)}$, определяемые разложением в одномерные ряды Тейлора функции (2.37) в окрестности исходного положения рабочей точки $U_3 = U_{30}$, $U_C = 0$ по формулам

$$g_3^{(1)} = \frac{\partial I_C(0, U_{30})}{\partial U_3}, \quad g_C^{(1)} = \frac{\partial I_C(0, U_{30})}{\partial U_C}.$$

Нормированные к уровням воздействий переменные напряжения на частотах ω_C и ω_Γ во всех узлах схемы определяются по известной Y -матрице

$$\begin{bmatrix} U_1^{(1)} \\ U_2^{(1)} \\ U_3^{(1)} \\ U_4^{(1)} \end{bmatrix}_{\omega_C} = [Y(\omega_C)]^{-1} \begin{bmatrix} 1/Z_C(\omega_C) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} U_1^{(1)} \\ U_2^{(1)} \\ U_3^{(1)} \\ U_4^{(1)} \end{bmatrix}_{-\omega_\Gamma} = [Y(\omega_\Gamma)]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1/Z_\Gamma(\omega_\Gamma) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

где $[Y(\omega)]^{-1}$ – обратная Y -матрица.

Нелинейный ток второго порядка для источника тока $I(U_1, U_2)$ с учетом соотношений $u_1^{(1)} = U_1^{(1)} - U_3^{(1)}$, $u_2^{(1)} = U_2^{(1)} - U_3^{(1)}$ определяется по формулам

$$i_2(\omega_1, \omega_2) = \sum_{k=1}^3 i_{2k}(\omega_1, \omega_2), \quad (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{2_1}(\omega_1, \omega_2) &= g_1^{(2)} u_1^{(1)}(\omega_1) u_1^{(1)}(\omega_2), \quad i_{2_2}(\omega_1, \omega_2) = g_2^{(2)} u_2^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2), \\ i_{2_3}(\omega_1, \omega_2) &= g_{1,2}^{(1+)} [u_1^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2)]_{\text{Sym}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

$$g_m^{(2)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_3^2}, \quad g_C^{(2)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_C^2},$$

$$g_{C,3}^{(1+1)} = \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_C \partial U_3}.$$
(3.5)

Оператором $[]_{\text{Sym}}$ в выражении (3.4) обозначена операция симметризации в соответствии с формулой (1.25).

Составляющие нелинейного тока второго порядка зависимого источника, рассчитанные в соответствии с формулами (3.3)–(3.5), приведены на рисунке 3.3.

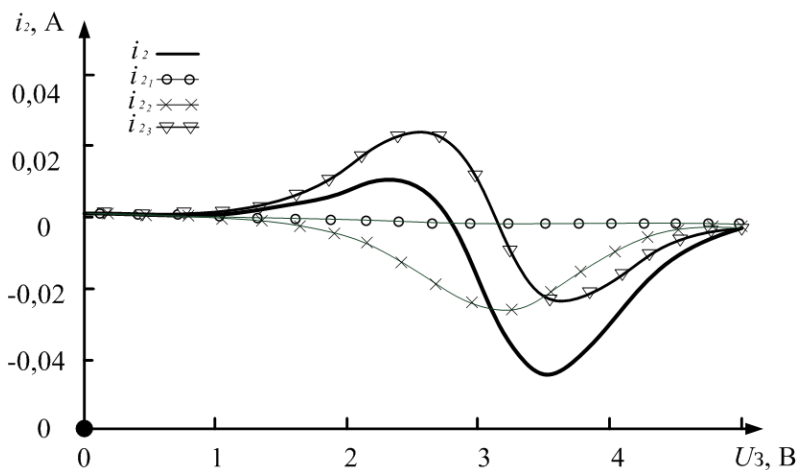


Рисунок 3.3 – Составляющие нелинейного тока второго порядка

Основной вид формы кривой результирующего тока второго порядка i_2 в схеме синхронного детектора на ПТ определяет составляющая i_{2_3} , образованная за счет смешанной проводимости $g_{1,2}^{(1+1)}$ при нелинейно-параметрическом взаимодействии напряже-

ний первого порядка на затворе и стоке ПТ. Полученный результат свидетельствует о существенном вкладе составляющих, образованных в результате взаимодействия напряжений с различных УЭ, что подтверждает необходимость учета составляющих нелинейных токов, образованных за счет смешанных проводимостей при разложении ВАХ НЭ в кратный ряд Тейлора.

С учетом нелинейных токов второго порядка на разностной частоте $(\omega_C - \omega_\Gamma)$ имеем

$$\begin{bmatrix} U_1^{(2)} \\ U_2^{(2)} \\ U_3^{(2)} \\ U_4^{(2)} \end{bmatrix}_{\omega_C - \omega_\Gamma} = [Y(\omega_C - \omega_\Gamma)]^{-1} \begin{bmatrix} -i_2 - i_{СИ2} \\ 0 \\ i_2 \\ i_{СИ2} \end{bmatrix}_{\omega_C - \omega_\Gamma}. \quad (3.6)$$

Отсюда НПФ второго порядка $W_2^{1,2}(\omega_C; -\omega_\Gamma) = U_4^{(2)}(\omega_C - \omega_\Gamma)$. Комплексная амплитуда комбинационной составляющей на частоте $(\omega_C - \omega_\Gamma)$ в нагрузке имеет вид

$$\dot{U}_{ВЫХ}(\omega_C - \omega_\Gamma) = W_2^{1,2}(\omega_C; -\omega_\Gamma) \dot{U}_C(\omega_C) U_\Gamma^*(\omega_\Gamma), \quad (3.7)$$

где * – символ комплексного сопряжения.

Равенство частот определяет режим работы синхронного детектирования:

$$\omega_C = \omega_\Gamma = \omega_0. \quad (3.8)$$

В случае пренебрежения инерционностью схемы (см. рисунок 3.2) выражение (3.7) можно представить в виде

$$U_{ВЫХ}(0) = W_2^{1,2} U_C U_\Gamma \cos(\varphi), \quad (3.9)$$

которое совпадает с известным, полученным при анализе цепей с использованием математического аппарата степенных рядов в [90], что подтверждает достоверность проведенного анализа.

Для выполнения сравнения расчетных значений зависимости постоянной составляющей выходного напряжения синхронного детектора с экспериментальными данными проведен эксперимент. На рисунке 3.4 приведена схема экспериментальной установки.

Внутренние сопротивления источников сигнала и гетеродина соответственно равны: $Z_C = 1000 \text{ Ом}$; $Z_\Gamma = 180 \text{ Ом}$. Сопротивление нагрузки активно и составляет $R_n = 430 \text{ Ом}$. Значения элементов схемы $R1 = R4 = 1 - 500 \text{ Ом}$; $R2 = R6 = R7 = 1000 \text{ Ом}$; $R3 = 430 \text{ Ом}$; $R5 = 500 \text{ Ом}$; $C1 = C2 = 1 \text{ мкФ}$.

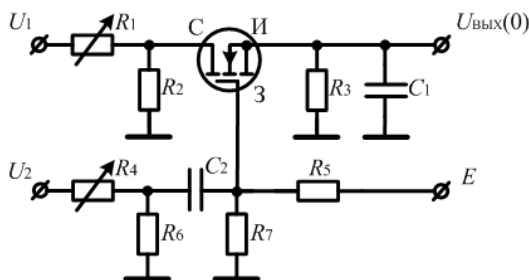


Рисунок 3.4 – Схема экспериментальной установки

В экспериментальной установке питание ПТ было установлено на величину, соответствующую его работе в линейном режиме. Напряжение на выходе синхронного детектора снималось при значении напряжения гетеродина 4 В и при изменяемой величине напряжения входного сигнала, варьируемой в пределах от 0 до 250 мВ.

Сравнительные расчетная (формула (3.7)) и экспериментальная зависимости постоянного выходного напряжения синхронного преобразователя на MOSFET типа *2N70002P* представлены на рисунке 3.5. При расчете постоянной составляющей выходного напряжения влияние реактивных составляющих эквивалентной схемы (см. рисунок 3.2) было исключено.

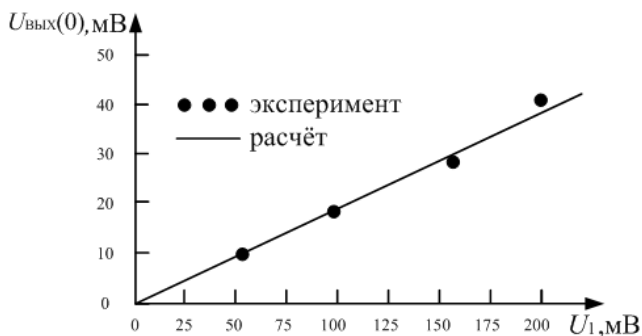


Рисунок 3.5 – Сравнение экспериментальной и расчетной зависимостей выходного постоянного напряжения от амплитуды колебания U_C

В расчете использовались следующие параметры эквивалентной схемы ПТ: $U_0 = -2,4$ В; $A_2 = 1$; $A_3 = 0,97$; $B = 0,3$; $D = 0,7$; $E = 2$ В; амплитуда генератора – 4 В, частота – 100 кГц.

Расхождение расчетных и экспериментальных данных не превышает 10% в диапазоне значений напряжения сигнала, не выходящих за пределы раствора передаточной вольт-амперной характеристики транзистора.

Полученные расчетные соотношения учитывают составляющие тока, имеющие нелинейный характер образования за счет частных проводимостей по отдельным управляющим электродам $g_1^{(2)}$ и $g_2^{(2)}$ (выражение (3.4)), и составляющую тока, образованную за счет смешанной проводимости $g_{1,2}^{(1+1)}$ при нелинейно-параметрическом взаимодействии сигналов с различных входов. Это оказалось возможным при использовании многократно дифференцируемой во всей области существования характеристик транзистора функции и двумерного ряда Тейлора для разложения функции двух переменных в окрестности рабочей точки. Учет составляющей тока второго порядка i_3 , образованной за счет смешанной проводимости $g_{1,2}^{(1+1)}$, обеспечивает возможность расчета

реакции исследуемой цепи на воздействия сигналов на двух входах, в том числе при равенстве частот этих колебаний.

3.2.2 Нелинейные передаточные функции типовых усилительных каскадов на полевых транзисторах с общим истоком, общим затвором и общим стоком

Схемы типовых усилительных каскадов на полевом тетраде и ПТ с выводом подложки приведены в таблице 3.1 (источник сигнала и нагрузка условно не показаны). Цифрами 1–4 (таблица 3.1, рисунок А) обозначены соответственно выводы первого затвора, второго затвора, стока и истока полевого тетрада, а на рисунках Б–Г таблицы 3.1 – затвора, подложки, стока и истока ПТ с выводом подложки.

Таблица 3.1 – Типовые схемы усилительных каскадов

Общий исток	
Полевой тетрад	Полевой транзистор с выводом подложки
Рисунок А	Рисунок Б
Общий затвор	Общий сток

Полевой транзистор с выводом подложки

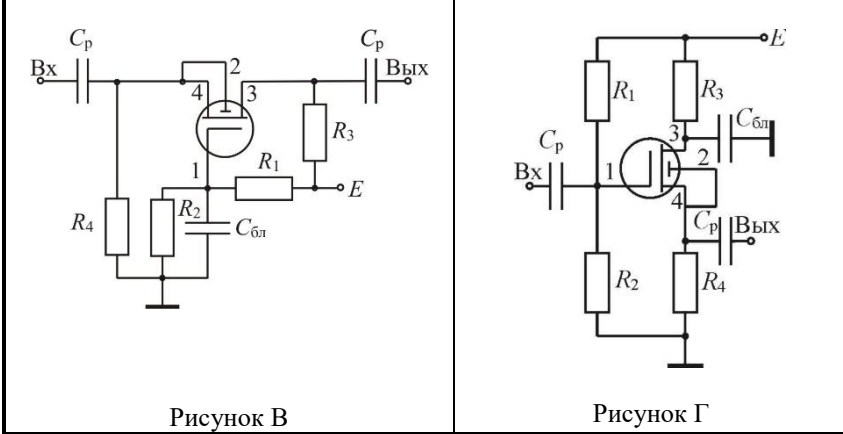


Рисунок В

Рисунок Г

НПФ n -го порядка ($n = 1, 2, \dots$) типовых схем рассчитываются по формулам

$$H_1 = \frac{a g_1^{(1)} R'_H}{1 + \rho}; \quad (3.10)$$

$$H_n = \frac{a i_n R'_H}{1 + \rho}, \quad (3.11)$$

где $1 + \rho = 1 + \rho_1 + \rho_2 + \rho_3$ – глубина обратной связи по переменному току; ρ_1, ρ_2, ρ_3 – составляющие общей глубины обратной связи (ОС), образованные крутизной по УЭ с соответствующими номерами; R'_H – эквивалентное сопротивление нагрузки.

Токи i_n в формуле (3.11) для $n = 1, 2, 3$ при нормированной амплитуде входного тока сигнала $1/R_\Gamma$ имеют вид

$$\begin{aligned}
i_2 = & g_1^{(2)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right)^2 + g_2^{(2)} \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right)^2 - g_3^{(2)} \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right)^2 - \\
& - g_{1,2}^{(1+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right) - g_{1,3}^{(1+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right) + \\
& + g_{2,3}^{(1+1)} \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right), \tag{3.12}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_3 = & g_1^3 \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right)^3 - g_2^3 \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right)^3 - g_3^3 \left(1 - \frac{\rho_3}{1+\rho}\right)^3 + \frac{2}{3} i_2 \times \\
& \times \left[-g_1^{(2)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) F_1(r_{\text{H}} + R_5) + g_2^{(2)} \frac{\rho_2}{1+\rho} F_1(R) + g_3^{(2)} \frac{\rho_3}{1+\rho} F_2(r_{\text{H}} + R_5) \right] + \\
& + g_{1,2}^{(1+2)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right)^2 - \frac{2}{3} g_{1,2}^{(1+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) i_2 F_1(R) - \\
& - g_{1,2}^{(2+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right)^2 \frac{\rho_2}{1+\rho} + \frac{2}{3} g_{1,2}^{(1+1)} \frac{\rho_2}{1+\rho} i_2 F_1(r_{\text{H}} + R_5) + \\
& + g_{1,3}^{(1+2)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right)^2 - \frac{2}{3} g_{1,3}^{(1+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) i_2 F_2(r_{\text{H}} + R_5) - \\
& - g_{1,3}^{(2+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right)^2 \frac{\rho_3}{1+\rho} + \frac{2}{3} g_{1,3}^{(1+1)} \frac{\rho_3}{1+\rho} i_2 F_1(r_{\text{H}} + R_5) - \\
& - g_{2,3}^{(1+2)} \frac{\rho_2}{1+\rho} \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right)^2 + \frac{2}{3} g_{2,3}^{(1+1)} \frac{\rho_2}{1+\rho} i_2 F_2(r_{\text{H}} + R_5) - \\
& - g_{2,3}^{(2+1)} \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right)^2 \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right) + \frac{2}{3} g_{2,3}^{(1+1)} \frac{\rho_3}{1+\rho} i_2 F_1(R) + \\
& + g_{1,2,3}^{(1+1+1)} \left(1 - \frac{\rho_1}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_2}{1+\rho}\right) \left(\frac{\rho_3}{1+\rho}\right). \tag{3.13}
\end{aligned}$$

Функции $F_1(x)$, $F_2(x)$ учитывают влияние цепей смещения по постоянному току и определяются следующими соотношениями:

1) при расчете гармонических и интермодуляционных искажений

$$F_1(x) = \frac{3x}{1+\rho}, \quad F_2(x) = \frac{3(x+R'_H)}{1+\rho}; \quad (3.14)$$

2) при расчете сжатия

$$F_1(x) = \frac{x}{1+\rho} + \frac{2(x+R4)}{1+\rho_{\equiv}}, \quad F_2(x) = \frac{x+R'_H}{1+\rho} + \frac{2(x+R4+R3)}{1+\rho_{\equiv}}; \quad (3.15)$$

3) при расчете блокирования

$$F_1(x) = \frac{2x}{1+\rho} + \frac{x+R4}{1+\rho_{\equiv}}, \quad F_2(x) = \frac{2(x+R'_H)}{1+\rho} + \frac{x+R4+R3}{1+\rho_{\equiv}}. \quad (3.16)$$

Здесь $1+\rho_{\equiv}$ – глубина обратной связи по постоянному току.

Формулы для расчета R'_H , R , $\rho_{1,2,3}$, ρ_{\equiv} и значение коэффициента a для типовых схем приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Формулы для расчета глубины обратной связи по постоянному и переменному току и значения коэффициентов a , R

Переменная	Общий исток		Общий затвор	Общий сток
	Полевой тетрод	ПТ с выводом подложки		
a	-1	-1	1	1
ρ_1	$g_1^{(1)}(R5 + r_{II})$	$g_1^{(1)}(R5 + r_{II})$	$g_1^{(1)}(R_{\Gamma} + r_{II})$	$g_1^{(1)}(R'_H + r_{II})$
ρ_2	$g_2^{(1)}R$			
ρ_3	$g_3^{(1)}(R5 + R'_H + r_{II})$	$g_3^{(1)}(R5 + R'_H + r_{II})$	$g_3^{(1)}(R_{\Gamma} + R'_H + r_{II})$	$g_3^{(1)}(R'_H + r_{II})$
ρ_4	$(g_1^{(1)} + g_2^{(1)}) \times$ $\times (r_{II} + R4 + R5) + g_3^{(1)}(r_{II} + R3 + R4 + R5)$	$g_1^{(1)}(r_{II} + R4 + R5) + g_2^{(1)}r_{II} +$ $+ g_3^{(1)}(r_{II} + R3 + R4 + R5)$	$g_1^{(1)}(r_{II} + R4) + g_2^{(1)}r_{II} +$ $+ g_3^{(1)}(r_{II} + R3 + R4)$	
R	$R5 + r_{II}$	r_{II}	r_{II}	r_{II}
R'_H	$\frac{R3R_H}{R3 + R_H}$		$\frac{R3R_H}{R3 + R_H}$	$\frac{R4R_H}{R4 + R_H}$

Примечание. R_{Γ} – сопротивление источника сигнала; R_H – сопротивление нагрузки

По сравнению с уже известными предложенные формулы расчета НПФ типовых усилительных каскадов обладают следующими преимуществами:

1) инвариантны относительно схемы включения активного элемента;

2) учитывают все основные (нелинейный, нелинейно-параметрический и повторного взаимодействия) виды образования составляющих нелинейных токов;

3) учитывают влияние цепей смещения по постоянному току.

3.2.3 Общие закономерности режимной зависимости нелинейных искажений в усилителях на полевых транзисторах

Наибольшее влияние на НИ каскадов с ПТ с затворами на основе p - n -перехода и МДП-структуры оказывает варьирование напряжения на затворе, изменение которого от напряжения отсечки до нуля приводит к равномерному уменьшению как относительного уровня ИМС D_2 (на 15 дБ в КП303 и 20 дБ в КП305), так и D_3 (на 15 дБ в КП303 и 10 дБ в КП305) (рисунок 3.6, a – z).

Превалирующее влияние напряжения на затворе по сравнению с потенциалами стока (рисунок 3.6, e) и подложки в МДП-транзисторе (рисунок 3.6, d) подтверждает тот факт, что основной нелинейностью в полевых триодах, работающих в пологой области выходных ВАХ, является нелинейность передаточной характеристики.

Увеличение глубины последовательной ООС приводит к уменьшению величины D_2 . Изменение D_3 при этом неоднозначно (см. рисунок 3.6, z).

В области малых напряжений смещения на затворе происходит увеличение D_3 , вызванное возрастанием продуктов повторного нелинейного взаимодействия. В области больших напряжений смещения наблюдается уменьшение D_3 из-за снижения амплитуды сигналов на затворе ПТ вследствие большей, чем при малых сме-

шениях, крутизны транзистора и глубины отрицательной обратной связи.

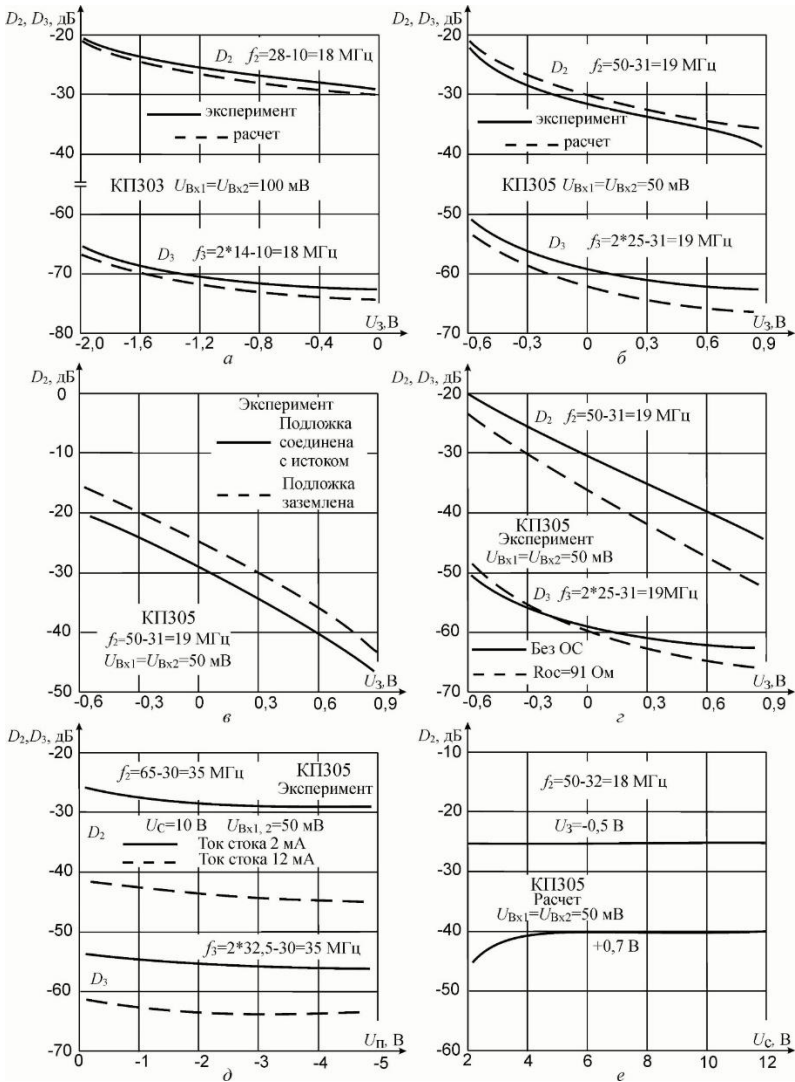


Рисунок 3.6 – Результаты теоретических и экспериментальных исследований интермодуляционных искажений второго (D₂) и третьего (D₃) порядка в ПТ типов КТ303 и КТ305

Для указанных типов ПТ выявлены следующие особенности:

а) увеличение частоты входных сигналов (при допустимых частотных искажениях до минус 2 дБ) не меняет монотонный характер режимной зависимости НИ, но приводит к их возрастанию за счет влияния нелинейных емкостей (рисунок 3.7,в);

б) увеличение сопротивления смещения в цепи истока приводит к увеличению НИ третьего порядка и, в частности, к возрастанию коэффициента сжатия (рисунок 3.7,г), что обусловлено увеличением влияния продуктов нелинейного взаимодействия на нулевой частоте (эффект детектирования);

в) в каскадах на МДП-транзисторах с последовательной ООС рекомендуется соединение подложки с истоком, что позволяет, как показали результаты исследования (см. рисунок 3.6,в, рисунок 3.7,е), на 4–6 дБ уменьшить D_2 , D_3 по сравнению с вариантом заземленной подложки.

Нелинейные искажения усилительных каскадов на полевых тетрадах немонотонно зависят от напряжения смещения на обоих затворах [55].

Зависимость имеет выраженный минимум, относительное уменьшение D_2 в котором может достигать 30 дБ (рисунок 3.7,а).

При увеличении напряжения на втором затворе потенциал первого затвора, соответствующий точке минимума НИ, увеличивается (D_2 в точках минимума уменьшается на 20–25 дБ). Условия минимума величин D_2 и D_3 в полевых тетрадах достигаются при различных сочетаниях напряжений смещения на затворах. Например, для ПТ типа АП328 (см. рисунок 3.7,д,е) минимум D_2 осуществляется при $U_{31} / U_{01} = 0,61 - 0,69$; $U_{32} = 0$ и соответствует максимальному значению крутизны по первому затвору. Минимум D_3 наблюдается при $U_{31} / U_{01} = 0,45 - 0,49$, $U_{32} = 0$, в этом режиме крутизна по первому затвору на 15–20 % меньше максимальной.

В исследуемом диапазоне частот (до $0,4f_{гр}$ для КП350 и $0,25f_{гр}$ для АП328 при допустимых частотных искажениях минус 2 дБ) режимные точки минимума НИ практически частотно-независимы.

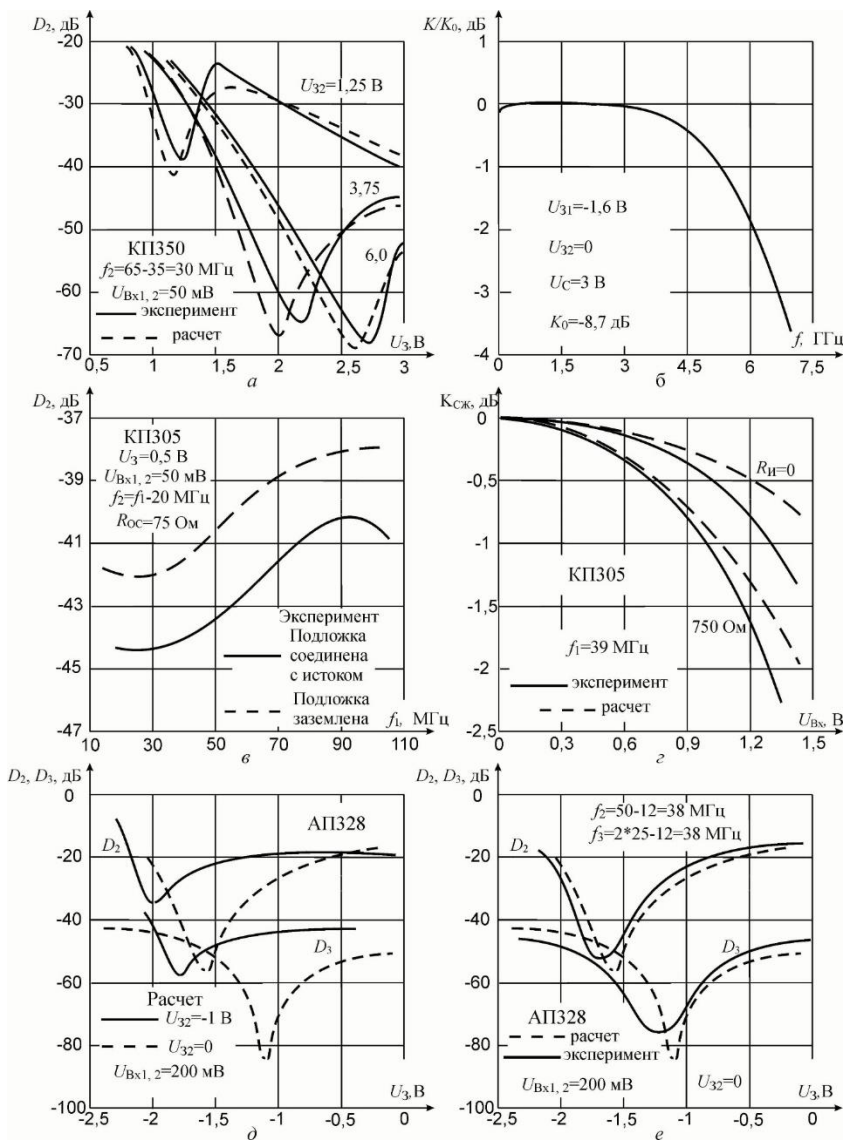


Рисунок 3.7 – Результаты теоретических и экспериментальных исследований интермодуляционных искажений второго (D_2) и третьего (D_3) порядка в ПТ КП305 с выводом подложки и полевых тетрадах типов КП350 и АП328

Режимная зависимость НИ в ПТШ имеет две особенности.

1. Существуют два минимума НИ при изменении напряжения на затворе (рисунок 3.8, *д, е*). Первый минимум при напряжении $(0,35-0,5)U_0$ обусловлен наибольшей линейностью передаточной ВАХ. Второй минимум при напряжении на затворе $(0,05-0,15)U_0$ образован в результате компенсации продуктов, возникающих за счет нелинейности крутизны и выходной проводимости. Значение D_2 во втором минимуме на 15–20 дБ меньше, чем в первом, но при варьировании стокового напряжения потенциал затвора, соответствующий точке второго минимума, изменяется (рисунок 3.8, *е*).

2. Существенное влияние на нелинейные свойства ПТШ оказывает нелинейность емкостей затвор-исток и затвор-сток, приводящая к резкой зависимости D_2 в точке второго минимума от частот сигналов и вида исследуемой комбинационной частоты (рисунок 3.8, *з*).

С учетом изложенного наилучшим с точки зрения минимума НИ усилителей на ПТШ типа АП602 является режим с напряжениями $(0,35-0,5)U_0$ на затворе и 4–7 В на стоке.

Нелинейные свойства усилителей на мощных МДП-транзисторах немонотонно зависят от напряжения на затворе (рисунок 3.8, *в*), при этом корректность представленных расчетных зависимостей подтверждается экспериментальными данными [91]. Увеличение напряжения на стоке однозначно приводит к возрастанию напряжения на затворе, соответствующего точке минимума НИ (рисунок 3.8, *а*), и уменьшению D_2 в этих точках (на 10 дБ при изменении U_C от 5 до 15 В в транзисторе КП907). В усилителях радиосигналов на этом типе транзистора минимум НИ достигается при напряжениях на затворе $U_3 = 0,7-1,5$ В и стоке $U_C = 15-30$ В, соответствующих максимальной крутизне.

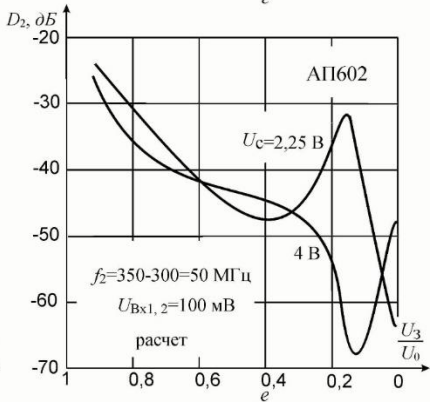
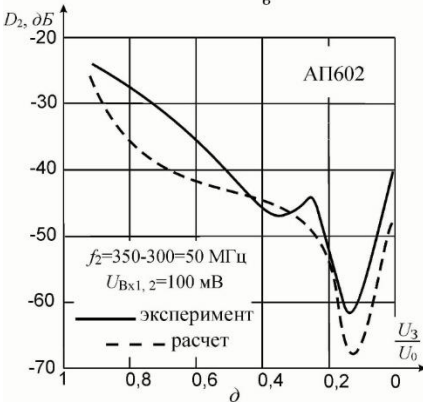
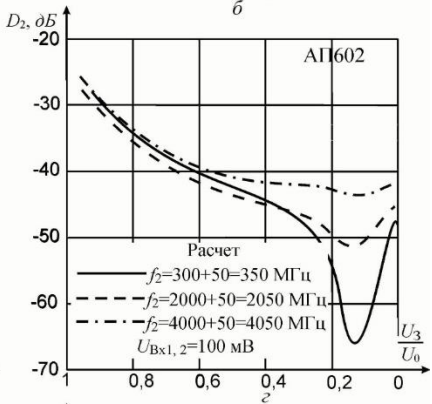
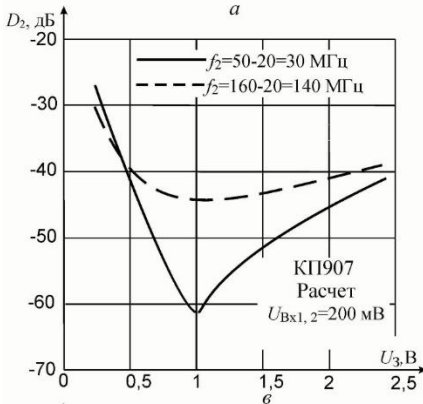
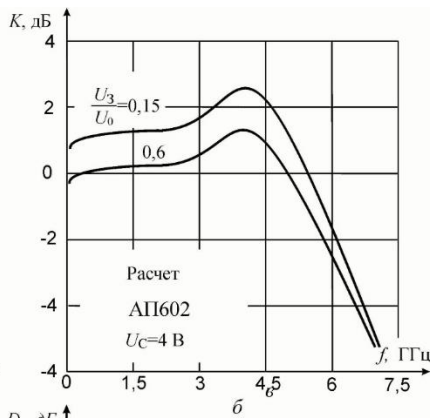
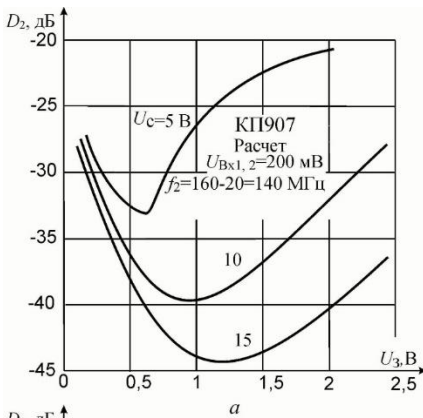


Рисунок 3.8 – Результаты теоретических и экспериментальных исследований в ПТ типов КП907 и АП602

Таким образом, минимум D_2 в усилительных каскадах на ПТ типа КП303, КП305, КП350, КП907, АП328 соответствует режиму работы транзистора с максимальным значением крутизны. В ПТШ типа АП602 минимум D_2 достигается при напряжении на затворе $(0,35-0,5)U_0$, где U_0 – напряжение отсечки, при этом коэффициент передачи на $0,5-1$ дБ меньше максимального. В полевых тетрадах режимная минимизация НИ позволяет уменьшить D_3 на $20-25$ дБ относительно его значения в режиме максимальной крутизны (при этом коэффициент передачи уменьшается на $1-1,5$ дБ).

Перечисленные закономерности являются основой для режимной минимизации НИ широкополосных усилительных каскадов на ПТ.

4 РАСЧЕТ ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

4.1 Анализ преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором

Схема преобразователя (рисунок 4.1) состоит из ограничительного резистора R , диодного выпрямительного моста $VD1-V D4$, сглаживающего конденсатора C и нагрузки R_n . Под нагрузкой понимаются различные варианты технических решений: последовательно включенные светодиоды, преобразователи тока и напряжения, импульсные прямоходовые и обратноходовые преобразователи и др.

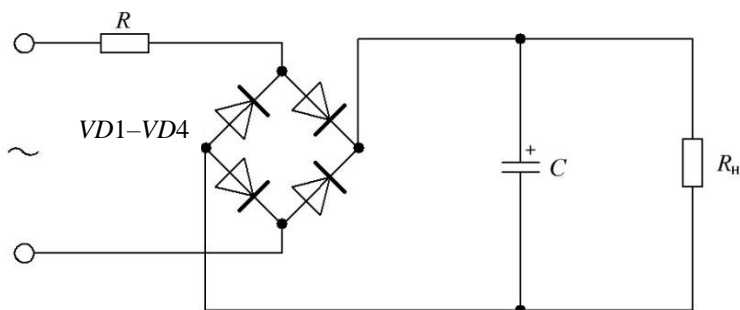


Рисунок 4.1 – Преобразователь переменного напряжения
с фильтрующим конденсатором

Устройство работает следующим образом.

На диодный мост $VD1-V D4$ через ограничительный резистор R подается входное переменное напряжение. С диодного моста выпрямленное пульсирующее напряжение поступает на конденсатор C , где происходит сглаживание напряжения. С конденсатора C сглаженное напряжение питает нагрузку. Значение сопротивления питающей сети принято равным нулю.

Потребление тока происходит короткими импульсами синхронно по времени с максимальным значением напряжения питающей сети. Энергия импульса тока тратится на питание нагрузки и восстановление заряда конденсатора C , израсходованного на питание нагрузки за оставшуюся часть периода, когда нет тока потребления от сети.

На диоды $VD1$ – $VD4$ подается переменное входное напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \sin(\omega t), \quad (4.1)$$

где U_m – амплитудное значение входного напряжения; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота питающей сети.

Для последующего расчета принято амплитудное значение напряжения $U_m = 311$ В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц.

Процессы, протекающие в цепи, можно разделить на повторяющиеся группы из двух временных интервалов [92]. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования иллюстрируется рисунком 4.2: первый интервал – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до $t_1 + T/2$, где $T = 1/f$ – период переменного напряжения питающей электрической сети.

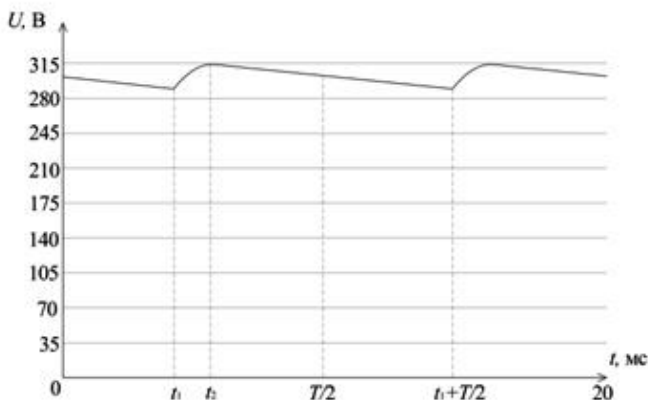


Рисунок 4.2 – Форма напряжения на нагрузке преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Начинается первый интервал с момента превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения остаточного потенциала на конденсаторе C , а заканчивается достижением максимального мгновенного значения напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с конденсатором для первого интервала, приведена на рисунке 4.3. Символом r обозначено сопротивление открытого диода (1–5 Ом), коэффициент 2 объясняется тем, что в каждый полупериод питающего напряжения открыты два диода из диодного моста $VD1–VD4$.

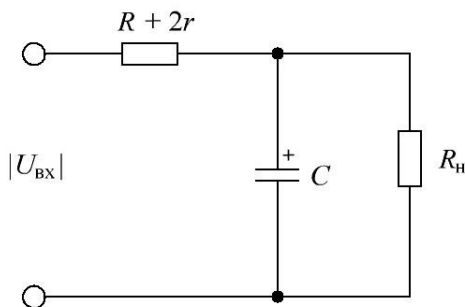


Рисунок 4.3 – Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2 преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

На интервале одновременно происходят два процесса:

- 1) ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма данного тока повторяет форму напряжения;
- 2) ток протекает через конденсатор C , заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока $\left| \dot{i}_1(t) \right|$, потребляемого от электрической сети на первом интервале, равен сумме токов, протекающих через нагрузку $i_н$ и конденсатор i_C :

$$\left| \dot{i}_1(t) \right| = i_н(t) + i_C(t). \quad (4.2)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_н(t)$ определяется модулем мгновенного значения входного напряжения:

$$U_H(t) = U_{m1} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (4.3)$$

Численные значения амплитуды U_{m1} , фазы φ_1 и тока, протекающего через нагрузку, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам

$$i_H(t) = \frac{U_{m1}}{R_H} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_1, \dots, t_2, \quad (4.4)$$

$$U_{m1} = U_m |W_1(p)|, \quad (4.5)$$

где w_1 – передаточная функция от входных зажимов к нагрузке.

Численное значение фазы φ_1 имеет вид

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_1(p)). \quad (4.6)$$

Значение передаточной функции

$$W_1(p) = \frac{Y}{Y + R + 2r}, \quad (4.7)$$

где Y – эквивалентное комплексное сопротивление параллельно включенных сопротивления нагрузки и конденсатора C .

Значение Y определяется следующим образом:

$$Y = \frac{R_H Z}{R_H + Z}, \quad (4.8)$$

$$Z = \frac{1}{pC}. \quad (4.9)$$

Напряжение на конденсаторе

$$U_C(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1), \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (4.10)$$

Временная зависимость тока через конденсатор C запишется как

$$i_C(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt}, \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (4.11)$$

После выполнения вычислений по формулам (4.4)–(4.11) и подстановки $i_C(t)$ в выражение (4.2) определяется значение потребляемого тока на первом интервале.

На втором интервале от t_2 до $t_1 + T/2$ конденсатор C разряжается через нагрузку R_H . Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с конденсатором для второго интервала, приведена на рисунке 4.4.

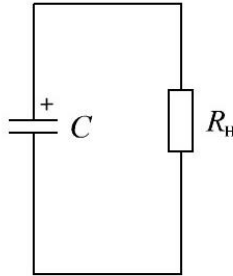


Рисунок 4.4 – Эквивалентная схема цепи преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором для второго интервала

Напряжение на конденсаторе C экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_2 :

$$U_H(t) = U_C(t_2)e^{-t/\tau_1}, \quad t = t_2, \dots, t_1 + T/2, \quad (4.12)$$

$$\tau_1 = CR_H. \quad (4.13)$$

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения

$$\sin(\omega t_1 + \varphi_1) = e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} \sin(\omega t_2 + \varphi_1). \quad (4.14)$$

Численное значение t_2 с учетом выражения (4.6) определяется по формуле

$$t_2 = \frac{T}{4} + \frac{T}{2\pi} \varphi_1. \quad (4.15)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 и t_2 , можно построить графики напряжения на нагрузке (см. рисунок 4.2) и потребляемого тока (рисунок 4.5).

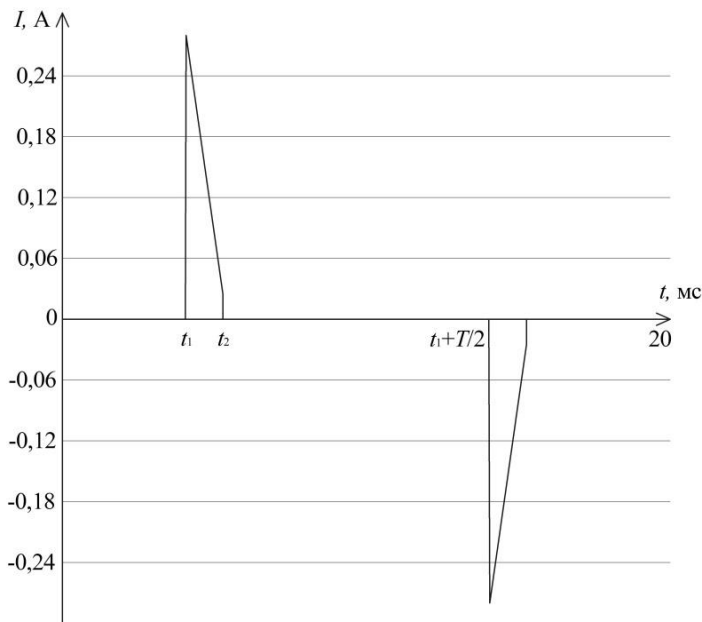


Рисунок 4.5 – Расчетная форма потребляемого тока на нагрузке преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Для анализа гармонического состава тока необходимо разложить в ряд Фурье функцию, описывающую форму потребляемого тока (см. рисунок 4.5), согласно формуле

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega t), \quad (4.16)$$

где a_k , b_k – коэффициенты разложения в ряд Фурье.

Одним из важных параметров, характеризующих преобразователи переменного напряжения в постоянное, является коэффициент мощности:

$$K_p = \frac{P}{S}, \quad (4.17)$$

где P – активная потребляемая мощность; S – полная потребляемая мощность.

Значения активной и полной потребляемой мощности определяются соотношениями

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) (a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)), \quad (4.18)$$

$$S = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)]^2}. \quad (4.19)$$

Проводя вычисления по формулам (4.2)–(4.19) для значений элементов схемы $R = 47$ Ом, $C = 4,7$ мкФ, $R_n = 24$ кОм, что соответствует мощности нагрузки 4 Вт, $r = 1$ Ом, получено значение коэффициента мощности, равное 0,46.

Таким образом, предложенный в подразд. 4.1 алгоритм позволяет рассчитать форму потребляемого тока, форму напряжения на нагрузке и значение коэффициента мощности преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором [93].

4.2 Анализ преобразователя с диодно-емкостным корректором коэффициента мощности

Рассмотрим схему преобразователя с диодно-емкостным корректором коэффициента мощности (ККМ) (рисунок 4.6).

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах $VD1 - VD4$, два сглаживающих конденсатора $C1$ и $C2$ и диоды $VD5 - VD7$. Диоды $VD1 - VD7$ приняты одинаковыми с внутренним сопротивлением r .

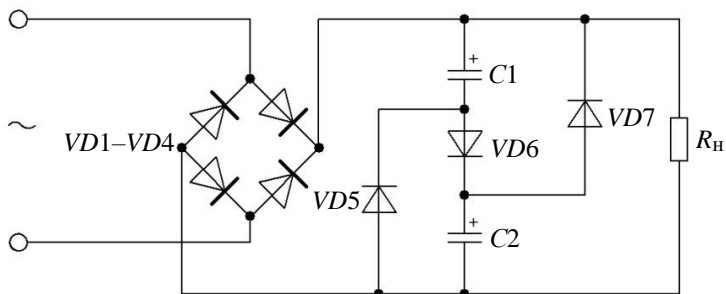


Рисунок 4.6 – Схема преобразователя с диодно-емкостным ККМ

На диоды $VD1-V4$ подается переменное входное напряжение (4.1).

Для последующего расчета принято амплитудное значение напряжения $U_m = 311$ В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц. Значение сопротивления питающей сети принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (см. рисунок 4.6), можно разделить на повторяющиеся группы из четырех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования выпрямителя с ККМ иллюстрируется рисунком 4.7: первый интервал – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до t_3 и третий – от t_3 до t_4 , четвертый от t_4 до $t_1 + T/2$ [92].

На первом интервале от t_1 до t_2 диоды $VD5$, $VD6$ и $VD7$ закрыты. Начинается данный интервал с момента превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения остаточного потенциала на конденсаторах $C1$ и $C2$, а заканчивается моментом превышения мгновенного значения модуля входного напряжения суммы остаточных напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для первого интервала, приведена на рисунке 4.8.

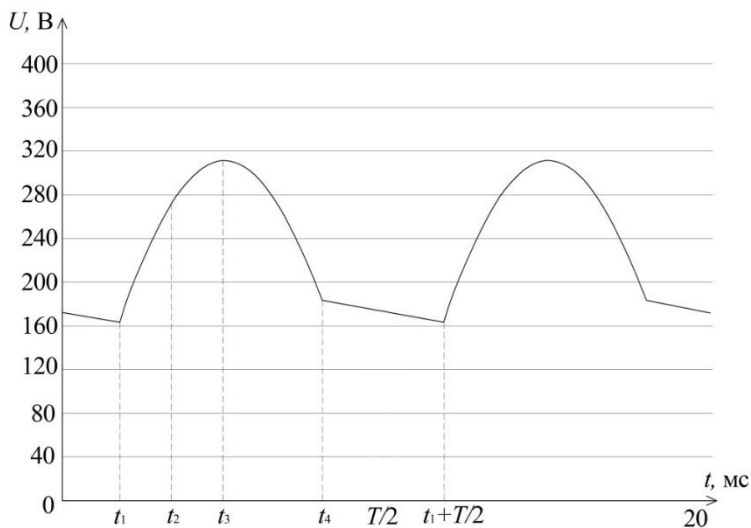


Рисунок 4.7 – Форма напряжения на нагрузке в преобразователе с диодно-емкостным ККМ

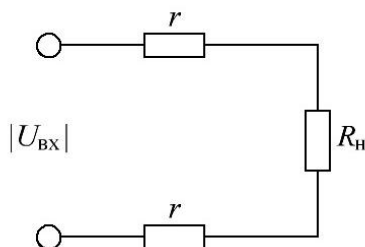


Рисунок 4.8 – Эквивалентная схема цепи преобразователя с диодно-емкостным ККМ для интервала от t_1 до t_2

Ток, потребляемый от электрической сети на первом интервале $i_1(t)$, определяется током, протекающим через нагрузку i_n . Конденсаторы $C1$ и $C2$ имеют остаточные напряжения, значения которых на первом интервале не изменяются.

Ток, протекающий через нагрузку, находится операторным методом анализа и рассчитывается по формулам

$$i_H(t) = \frac{U_{m1}}{R_H} |\sin(\omega t)|, \quad t = t_1, \dots, t_2, \quad (4.20)$$

$$U_{m1} = U_m K_1, \quad (4.21)$$

где K_1 – коэффициент передачи эквивалентной цепи:

$$K_1 = \frac{R_H}{R_H + 2r}. \quad (4.22)$$

На втором интервале от t_2 до t_3 диоды $VD5$ и $VD7$ закрыты, конденсаторы $C1$ и $C2$ включены последовательно через прямосмещенный диод $VD6$ и заряжаются каждый до половины мгновенного значения входного напряжения. Момент времени t_2 находится из условия равенства мгновенного значения входного переменного напряжения $U_{BX}(t)$ (см. формулу (4.1)) и суммы остаточных напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ в момент времени t_1 . Момент времени t_3 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, приведена на рисунке 4.9. Эквивалентная емкость последовательно включенных конденсаторов $C1$ и $C2$

$$C_{\text{посл}} = \frac{C1C2}{C1 + C2}. \quad (4.23)$$

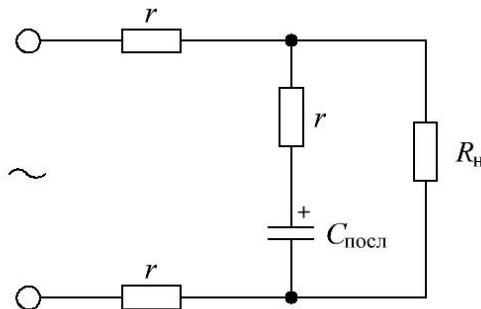


Рисунок 4.9 – Эквивалентная схема цепи преобразователя с диодно-емкостным ККМ для интервала от t_2 до t_3

В этот промежуток времени одновременно происходят два процесса:

- 1) ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;
- 2) ток протекает через конденсатор $C_{\text{посл}}$, заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на втором интервале $|i_2(t)|$, равен сумме токов, протекающих через нагрузку (i_H) и эквивалентную емкость $(C_{\text{посл}})$ последовательно включенных конденсаторов $(i_{C_{\text{посл}}})$:

$$|i_2(t)| = i_H(t) + i_{C_{\text{посл}}}(t). \quad (4.24)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_H(t)$ определяется модулем мгновенного значения входного напряжения:

$$U_H(t) = U_{m2} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (4.25)$$

Численные значения амплитуды U_{m2} , фазы φ_1 и тока, протекающего через нагрузку, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам

$$i_H(t) = \frac{U_{m2}}{R_H} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3, \quad (4.26)$$

$$U_{m2} = U_m |W_2(p)|, \quad (4.27)$$

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_2(p)), \quad (4.28)$$

$$W_2(p) = \frac{Y}{Y + 2r}, \quad (4.29)$$

$$Y = \frac{R_H Z}{R_H + Z}, \quad (4.30)$$

$$Z = r + \frac{1}{pC_{\text{посл}}} . \quad (4.31)$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_2 , конденсаторы $C1$ и $C2$ имеют остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на них во втором интервале определяется классическим методом анализа переходных процессов [49] в виде суммы установившейся ($U_{C_{\text{посл. у}}}$) и свободной ($U_{C_{\text{посл. св}}}$) составляющих:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = U_{C_{\text{посл. у}}}(t) + U_{C_{\text{посл. св}}}(t). \quad (4.32)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе

$$U_{C_{\text{посл. у}}}(t) = U_{m2} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \left| \sin \left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2} \right) \right|, \quad (4.33)$$

где $\varphi_2 = -\text{arctg}(\omega \tau_2)$ – угол сдвига фазы между установившимся током в цепи и приложенным синусоидальным напряжением; $\tau_2 = rC_{\text{посл}}$ – постоянная времени.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле

$$U_{C_{\text{посл. св}}}(t) = A_1 e^{-t/\tau_3}, \quad (4.34)$$

где A_1 – постоянная интегрирования; $\tau_3 = C_{\text{посл}} \left(r + \frac{2rR_{\text{H}}}{2r + R_{\text{H}}} \right)$ – постоянная времени.

Подставляя выражения (4.33) и (4.34) в (4.32), получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \sin \left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2} \right) + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_3}}. \quad (4.35)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса $U_{C_{\text{посл}}}(-t_2) = U_{C_{\text{посл}}}(t_2)$, значение постоянной интегрирования будет определяться в виде

$$A_1 = U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right). \quad (4.36)$$

Временную зависимость напряжения на конденсаторе $C_{\text{посл}}$ во втором интервале можно записать:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) + \left(U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right) e^{-\frac{t}{\tau_3}}, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (4.37)$$

Временная зависимость тока через последовательно включенные конденсаторы $C1$ и $C2$ определяется выражением

$$i_{C_{\text{посл}}}(t) = C_{\text{посл}} \frac{dU_{C_{\text{посл}}}(t)}{dt}, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (4.38)$$

После выполнения вычислений по формулам (4.25)–(4.38) и подстановки $i_{C_{\text{посл}}}$ в (4.24) определяется временная функция потребляемого тока на втором интервале.

На третьем интервале от t_3 до t_4 (см. рисунок 4.7) диоды $VD5$, $VD6$ и $VD7$ закрыты. Момент времени t_4 определяется равенством мгновенного значения модуля входного напряжения и потенциалов конденсаторов $C1$ и $C2$, накопленных к моменту времени t_3 . В этот промежуток времени нагрузка находится под действием входного напряжения. Процессы, протекающие в исследуемом

устройстве, аналогичны процессам первого интервала. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для третьего интервала, аналогична приведенной на рисунке 4.8, а потребляемое значение тока рассчитывается по формуле (4.20) для интервала $t = t_3, \dots, t_4$.

На четвертом интервале от t_4 до $t_1 + T/2$ диод $VD6$ закрыт. Конденсаторы $C1$ и $C2$ через прямосмещенные диоды $VD5$ и $VD7$ включены параллельно и разряжаются через нагрузку. Напряжение на нагрузке экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_4 :

$$U_H(t) = U_{C_{\text{пар}}}(t_4)e^{-t/\tau_4}, \quad t = t_4, \dots, t_1 + T/2, \quad (4.39)$$

$$\tau_4 = C_{\text{пар}} \left(\frac{r}{2} + R_H \right), \quad C_{\text{пар}} = C1 + C2.$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на четвертом интервале необходимо найти численные значения t_1 и t_4 .

Численное значение t_4 определяется равенством мгновенного напряжения $U_2(t)$ и $U_{m2}/2$.

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения [8]

$$\sin(\omega t_1) = \sin(\omega t_4)e^{-\frac{t_1}{\tau_4}}. \quad (4.40)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 , t_2 , t_3 и t_4 , можно построить график напряжения на нагрузке (см. рисунок 4.7) и график потребляемого тока (рисунок 4.10).

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (см. рисунок 4.10), разложить в ряд Фурье согласно формуле (4.16).

Для расчета коэффициента мощности необходимо воспользоваться формулами (4.17)–(4.19).

Согласно вычислениям по формулам (4.20)–(4.40) значений элементов схемы, приведенной на рисунке 4.6 ($R_H = 13,5$ кОм, $C1 = C2 = 47$ мкФ), коэффициент мощности имеет значение 0,91.

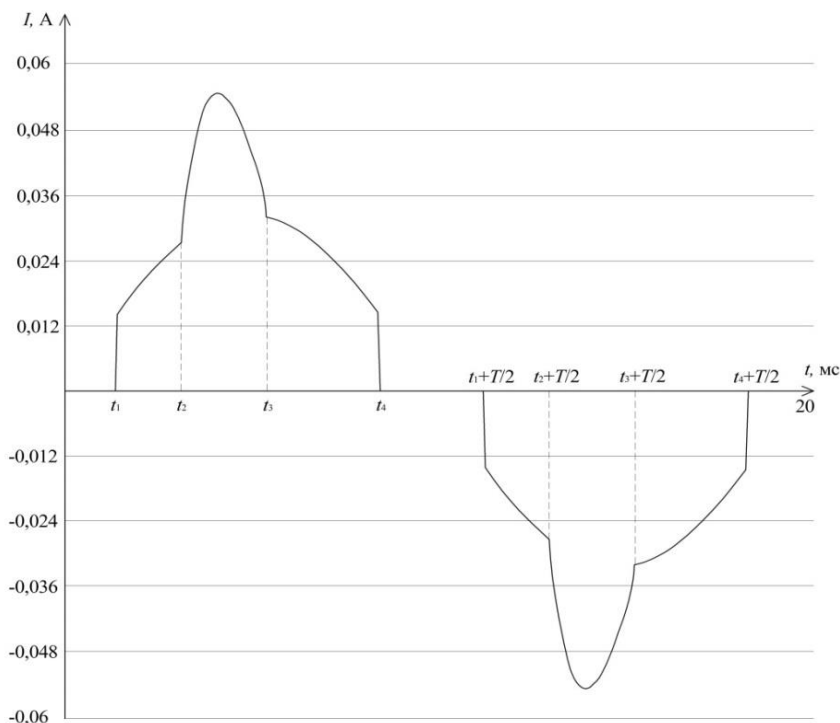


Рисунок 4.10 – Форма потребляемого тока преобразователя с диодно-емкостным ККМ

В отличие от известных результатов [94], приведенный в данном разделе метод расчета позволяет не только качественно, но и количественно рассчитать форму потребляемого тока и значение коэффициента мощности.

5 РАСЧЕТ НАПРЯЖЕНИЯ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ

5.1 Последовательность расчета значения напряжения кондуктивных помех порта электропитания

Численные требования электромагнитной совместимости распространяются на уровень помех, создаваемых техническими средствами. Этот уровень должен быть меньше значения, при котором нарушается нормальное функционирование других технических средств. Области применения таких технических средств являются объекты жилищного хозяйства (дома, квартиры и т.д.); предприятия торговли (магазины, супермаркеты и т.д.); учреждения (офисы, банки и др.); объекты культурно-массовых развлечений (кинотеатры, рестораны, танцевальные залы); объекты, расположенные на открытом воздухе (автостоянки); производственные и хозяйственные объекты (мастерские, лаборатории, центры технического обслуживания и т.д.) [95].

Светодиодные источники света, получившие широкое распространение благодаря таким преимуществам, как высокое значение световой отдачи, экологическая безопасность, длительный срок службы, также попадают под действие нормативных документов по электромагнитной совместимости и, в частности, по нормированию кондуктивных помех порта электропитания переменного тока низкого напряжения технических средств, предназначенных для применения в жилых, коммерческих и производственных зонах с малым энергопотреблением, подключаемых непосредственно к распределительным электрическим сетям низкого напряжения [96].

Оценка электромагнитной совместимости по значению кондуктивных помех, как правило, осуществляется измерением селективным микровольтметром среднего значения напряжения на индуктивности 50 мкГн в составе V-образного эквивалента элект-

трической сети [97], а затем последующим сравнением с предельно допустимыми значениями.

Особое место в ряду светодиодных источников света занимают светодиодные лампы в типоразмерах ламп накаливания, и особенно лампы с нитевидными излучающими элементами (филаментные лампы). Специфика ламп такого конструктивного исполнения заключается в ограничениях на габаритные размеры преобразователя переменного напряжения в однонаправленный ток, которые определяются внутренними размерами цоколя лампы. В этих условиях обеспечение электромагнитной совместимости с помощью добавления фильтрующих элементов не всегда возможно, поэтому расчет значения напряжения кондуктивных помех на этапе проектирования лампы приобретает важное значение, а разработка расчетного алгоритма является актуальной задачей.

Типовая схема измерительной установки по определению значения напряжения кондуктивных помех в соответствии с [97] приведена на рисунке 5.1.

Штриховыми линиями разграничены элементы: A_1 – входящие в V -образный эквивалент электрической сети [97]; A_2 – лампы светодиодной. В состав V -образного эквивалента электрической сети включены катушки индуктивности $L1$ и $L2$ по 50 мкГн и конденсаторы $C1$ и $C2$ емкостью по 1,0 мкФ каждый. В состав лампы светодиодной входят гасящий резистор R , мостовой диодный выпрямитель $VD1$ – $VD4$, конденсатор $C3$, широтно-импульсный стабилизатор тока и светоизлучающие диоды $VD5$ – VD_{n*k+5} ; количество ветвей k по n светоизлучающих кристаллов в каждой ветви определяется мощностью лампы. В конструкции источника питания светодиодных источников света возможно использование выпрямителя с корректором коэффициента мощности (см. раздел 4).

Среднее за период сетевого переменного напряжения значение напряжения кондуктивной помехи $U_{\text{кп ср}}$ измеряется селективным микровольтметром на катушке индуктивности $L1$ при протекании тока, потребляемого ШИМ-стабилизатором.

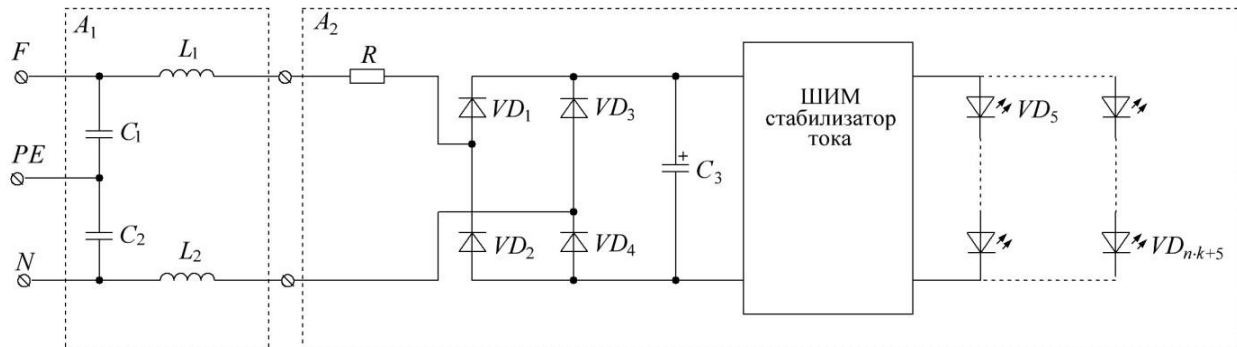


Рисунок 5.1 – Типовая схема измерительной установки

Задача численного расчета значения $U_{\text{кп ср}}$ решается в два этапа. На первом этапе осуществляется анализ функционирования устройства на частоте питающей сети для определения доли периода, на которой открыты два диода из $VD1-V D4$ и через индуктивности $L1$ и $L2$ протекает ток ШИМ-стабилизатора. Соотношение длительностей долей периода частоты сети закрытого и открытого состояния диодов $VD1-V D4$ далее используется для расчета среднего значения напряжения кондуктивной помехи.

На втором этапе проводится анализ функционирования устройства на частоте ШИМ-стабилизатора тока для определения амплитудного значения напряжения кондуктивной помехи. Большой разнос частот электрической питающей сети (50–60 Гц) и ШИМ-стабилизатора (100–300 кГц) позволяет осуществлять исследование протекающих в цепи процессов независимо друг от друга.

Численный анализ на частоте питающей сети подробно проведен в подразделе 4.1 настоящего учебника. Зная численные значения моментов времени t_1, t_2 , можно построить график напряжения на нагрузке (см. рисунок 4.2).

5.2 Численный анализ ШИМ-стабилизатора тока

Анализ на периоде частоты ШИМ-стабилизатора тока осуществляется на интервале от t_1 до t_2 периода частоты питающей сети (см. рисунок 4.2). На этом интервале диоды $VD1, VD4$ ($VD2, VD3$) прямосмещены и ШИМ-стабилизатор питается от электрической сети. Ток ШИМ-стабилизатора протекает через катушки индуктивности $L1$ и $L2$ V -образного эквивалента электрической сети (см. рисунок 5.1).

Нагрузка ШИМ-стабилизатора, состоящая из светоизлучающих кристаллов, нелинейна. Для анализа переходных процессов в цепи применен метод кусочно-линейного представления нелинейной характеристики [92]. Нелинейная вольт-амперная характеристика нагрузки из k ветвей по n последовательно соединен-

ных светоизлучающих кристаллов в каждой ветви, полученная на основе измеренной характеристики единичного кристалла (см. рисунок 2.22), приведена на рисунке 5.2.

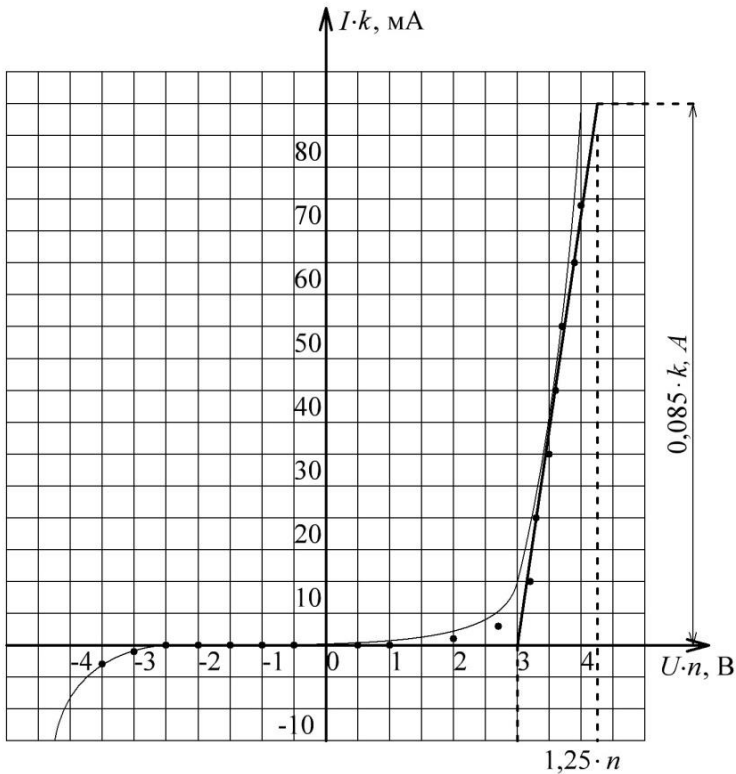


Рисунок 5.2 – Вольт-амперная характеристика k параллельных ветвей из n последовательно соединенных светоизлучающих кристаллов в каждой

Кусочно-линейное представление нелинейной нагрузки ШИМ-стабилизатора осуществляется двумя отрезками: первый отрезок – с нулевым значением тока в диапазоне рабочих напряжений от 0 до $3n$ В; второй, наклонный, отрезок характеризуется дифференциальным сопротивлением нагрузки $R_{н \text{ дифф}}$ (Ом):

$$R_{\text{н дифф}} = \frac{1,25n}{0,085k}. \quad (5.1)$$

Линеаризованная эквивалентная схема цепи измерительной установки приведена на рисунке 5.3, U_0 – среднее значение напряжения на конденсаторе C на интервале времени от t_1 до t_2 (см. рисунок 4.2).

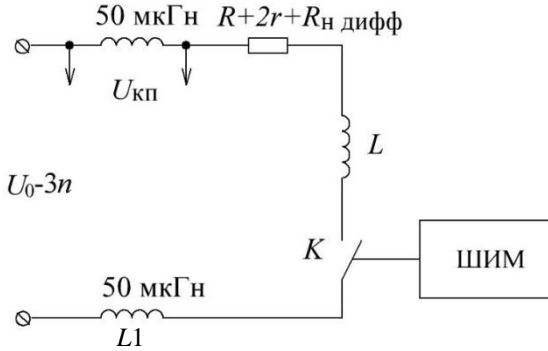


Рисунок 5.3 – Линеаризованная эквивалентная схема измерительной установки

При замыкании ключа K по цепи протекает ток кондуктивной помехи $I_{\text{кп}}(t)$ [92]:

$$I_{\text{кп}}(t) = \frac{U_0 - 3n}{R + 2r + R_{\text{н дифф}}} \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau_5}} \right), \quad (5.2)$$

$$\tau_5 = \frac{L + 2 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{R + 2r + R_{\text{н дифф}}}. \quad (5.3)$$

На катушке индуктивности $L1$ значением 50 мкГн V -образного эквивалента выделяется амплитудное напряжение кондуктивных помех $U_{\text{кп амп}}$:

$$U_{\text{кп амп}}(t) = 50 \cdot 10^{-6} \frac{dI_{\text{кп}}(t)}{dt}. \quad (5.4)$$

Среднее значение напряжения кондуктивных помех определяется по амплитудному значению с учетом доли периода частоты питающей сети, в которой ток ШИМ-стабилизатора протекает через эквивалент нагрузки сети:

$$U_{\text{кп ср}}(t) = U_{\text{кп ампл}}(t) \frac{2(t_2 - t_1)}{T}. \quad (5.5)$$

Разложением в ряд Фурье временной функции (5.5) определяется спектральный состав кондуктивной помехи.

5.3 Пример расчета среднего значения кондуктивной помехи светодиодной лампы

Покажем применение математического аппарата в виде формул (5.1)–(5.5) для расчета среднего значения кондуктивной помехи лампы, электрическая схема которой приведена на рисунке 5.4.

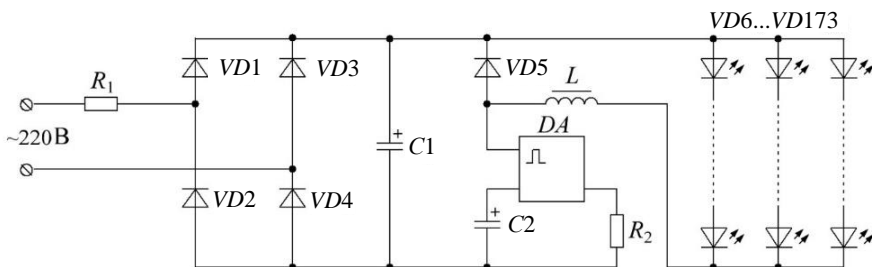


Рисунок 5.4 – Устройство лампы

В устройстве используются выпрямительные диоды $VD1$ – $VD4$ типа MB8S ввиду их популярности и доступности, конденсатор $C1$ типа B43858A9475M000 4,7 мкФ $\pm 20\%$ 400 В производства Epcos, конденсатор $C2$ типа K10-176-H90-1 мкФ 50 В, резистор $R1$ C2-33H-0,5-43 Ом $\pm 10\%$, $R2$ C2-33H-0,125-10 Ом $\pm 5\%$, интегральная микросхема DA BP9918 в типовой схеме включения. Катушка индуктивности L имеет значение 10 мГн. Светодиодами $VD6$ – $VD173$

VD6 – VD173 общим количеством 168 штук типа ES-EABCF08Q соединены в три последовательно-параллельные группы.

Принимая численные значения амплитуды электрической сети $U_m = 311 \text{ В}$, частоты питающей сети $f = 50 \text{ Гц}$, сопротивления нагрузки $R_H = 8060 \text{ Ом}$, в соответствии с выражениями (4.1)–(4.15) рассчитана форма потребляемого тока (рисунок 5.5).

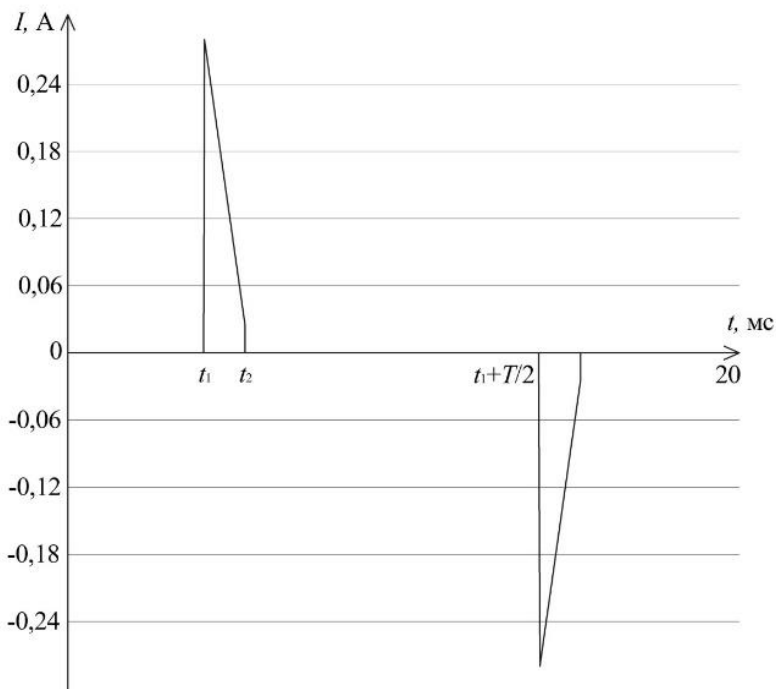


Рисунок 5.5 – Расчетная временная зависимость потребляемого тока на периоде частоты питающей сети

Численные значения моментов времени, определенные в соответствии с выражениями (4.14), (4.15): $t_1 = 3,27 \text{ мс}$, $t_2 = 5,27 \text{ мс}$, среднее значение напряжения на конденсаторе C на интервале времени от t_1 до t_2

$$U_0 = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_C(t) dt = 288 \text{ В.} \quad (5.6)$$

Вычисленное в соответствии с формулами (5.1) – (5.6) значение спектрального состава напряжения кондуктивной помехи приведено на рисунке 5.6. На расчетном графике (см. рисунок 5.6, кривая 2) обозначены точки максимального значения спектральных компонентов. Гармоники с меньшими значениями на рисунке 5.6 условно не показаны. В расчетах принято количество последовательно соединенных светоизлучающих кристаллов в каждой ветви $n = 56$, количество ветвей $k = 3$, численное значение дифференциального сопротивления нагрузки в соответствии с (5.1) $R_{\text{н дифф}} = 275 \text{ Ом}$.

Отличия расчетных значений гармонических составляющих кондуктивной помехи от экспериментальных данных не превышают 8 дБ в диапазоне частот от 0,15 до 15 МГц и обусловлены ограничениями и допущениями проведенного анализа.

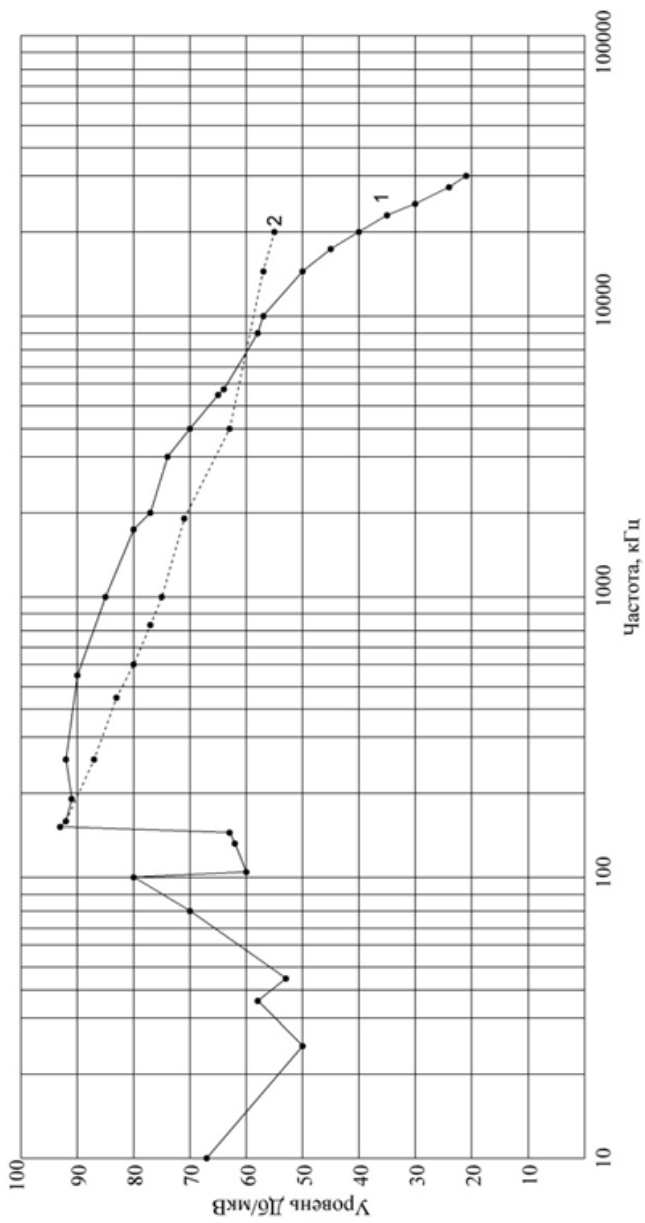


Рисунок 5.6. – Экспериментальный (1) и расчетный (2) спектральный состав кондуктивной помехи

Литература

1. ГОСТ 27.002-2015. Надежность в технике (ССНТ). Термины и определения. – М. : Стандартиформ, 2016. – 28 с.
2. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения (с Изменениями № 1, 2). – М. : Стандартиформ, 1980. – 10 с.
3. Папалекси Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними / Н.Д. Папалекси. – М. : Гостехиздат, 1944. – 104 с.
4. Ефанов В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем : учеб. пособие / В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2004. – 298 с.
5. Виноградов Е.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Е.М. Виноградов, В.И. Винокуров, И.П. Харченко. – Л. : Судостроение, 1986. – 264 с.
6. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В.И. Владимиров, А.Л. Докторов, Ф.В. Елизаров [и др.] ; под ред. Н.М. Царькова. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.
7. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие / Т.Р. Газизов. – Томск : ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.
8. ГОСТ CISPR 15-2014. Нормы и методы измерения характеристик радиопомех от электрического осветительного и аналогичного оборудования. – М. : Стандартиформ, 2015. – 56 с.
9. ГОСТ 30804.3.2-2013 (IEC 61000-3-2:2009). Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. – М. : Стандартиформ, 2013. – 45 с.
10. Разработка прототипов передовых технологических решений роботизированного интеллектуального производства электронной компонентной базы и энергоэффективных световых устройств: отчет по Соглашению о предоставлении субсидии от 26 сентября 2017 г. № 14.577.21.0266 (промежуточ.) / Томск. гос. ун-т

систем упр. и радиоэлектроники. – Томск, 2018. – 952 с. – Исполн.: Туев В.И. – № ГР АААА-А17-117102750011-4. – Инв. № 24.05/02-2018.

11. Постановление Правительства РФ от 10.11.2017 г. № 1356 «Об утверждении требований к осветительным устройствам и электрическим лампам, используемым в цепях переменного тока в целях освещения».

12. Бруевич А.Н. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии / А.Н. Бруевич, С.И. Евтянов. – М. : Сов. радио, 1965. – 340 с.

13. Крылов Н.Н. Электрические процессы в нелинейных элементах радиоприемников / Н.Н. Крылов. – М. : Связьиздат, 1949.

14. Берг А.И. Теория и расчет ламповых генераторов / А.И. Берг. – М. : Госэнергоиздат, 1932.

15. Дегтярев Б.В. Автоматизация представления амплитудных характеристик в виде степенных полиномов / Б.В. Дегтярев // Радиотехника. – 1986. – № 1. – С. 41–44.

16. Зубчук В.И. Метод аппроксимации нелинейных характеристик электронных компонентов / В.И. Зубчук, А.А. Шпаковский // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1982. – № 12. – С. 75–77.

17. Троицкий Б.С. Анализ нелинейных усилителей с обратной связью на основе обращения степенных рядов / Б.С. Троицкий // Радиотехника. – 1988. – № 7. – С. 33–34.

18. Гаврилов Л.П. Применение метода степенных рядов к расчету нелинейных цепей / Л.П. Гаврилов // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1974. – № 7. – С. 24–31.

19. Бронштейн И.Н. Справочник по математике / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М. : Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1962. – 609 с.

20. Бобков А.М. Аппроксимация характеристики нелинейного безынерционного элемента / А.М. Бобков, Н.И. Яковлев // Радиотехника. – 1986. – № 5. – С. 25–26.

21. Каганов В.И. Методы анализа нелинейных динамических систем при многочастотном входном сигнале / В.И. Каганов, Н.Д. Рыжонков // Радиотехника. – 1988. – № 9. – С. 7–9.
22. Никифоров В.В. Анализ комбинационных искажений в широкополосных усилителях мощности на МДП-транзисторах / В.В. Никифоров, И.В. Шевнин // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1984. – Вып. 9. – С. 122–128.
23. Каганов В.И. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики / В.И. Каганов. – М. : Радио и связь, 1981. – 400 с.
24. Данилов Л.В. Теория нелинейных электрических цепей / Л.В. Данилов, П.Н. Матханов, Е.С. Филиппов. – Л. : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
25. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах / Б.М. Богданович. – М. : Связь, 1980. – 280 с.
26. Волков Е.А. Анализ нелинейных устройств радиоприемного тракта во временной области / Е.А. Волков // Радиотехника. – 1990. – № 5. – С. 19–21.
27. Буссганг Дж. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов / Дж. Буссганг, Л. Эрман, Дж. Грейам // ТИИЭР. – 1974. – № 8. – С. 56–92.
28. Богданович Б.М. Основы теории и расчета малосигнальных электронных усилителей с контролируруемыми нелинейными искажениями / Б.М. Богданович. – Минск : Высшая школа, 1974. – 310 с.
29. Волков Е.А. Метод определения ядер Вольтерра в частотной области при произвольной аппроксимации характеристик нелинейных элементов / Е.А. Волков // Теоретическая электротехника. – 1987. – Вып. 43. – С. 73–78.
30. Жаркой А.Г. Расчет спектров сигналов на выходе нелинейных систем / А.Г. Жаркой // Радиотехника. – 1981. – № 12. – С. 58–61.
31. Дмитриев В.Д. Определение искажений СВЧ усилителей при большом сигнале методом нелинейного тока / В.Д. Дмитриев,

А.И. Силютин // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 2. – С. 41–45.

32. Исследование интермодуляционных искажений в усилителях на полевых транзисторах с барьером Шоттки / В.Г. Витвицкий, Г.С. Гринберг, Л.Я. Могилевская [и др.] // Радиотехника и электроника. – 1984. – № 2. – С. 351–356.

33. Нелинейные искажения в усилителе и смесителе на МОП-тетраде / Э.Н. Гусинский, А.Л. Дзарданов, С.Г. Заевский [и др.] // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1976. – Вып. 3. – С. 21–27.

34. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И.П. Степаненко. – М. : Энергия, 1977. – 608 с.

35. Дьяконов В.П. Мощные полевые транзисторы: история, развитие и перспективы. Аналитический обзор / В.П. Дьяконов // Силовая электроника. – 2011. – № 3. – С. 18–28.

36. Миддлбрук Ричер. Степенной закон экспериментальных характеристик полевых транзисторов / Ричер Миддлбрук // ТИИЭР. – 1963. – № 7. – С. 1148.

37. Русанов А.П. Нелинейные искажения токов в полевых транзисторах при воздействии гармонических сигналов / А.П. Русанов, С.П. Шелков // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи : сб. ст. / под ред. И.Ф. Николаевского. – 1974. – Вып. 14. – С. 84–94.

38. Дзарданов А.Л. Нелинейная высокочастотная эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом / А.Л. Дзарданов, Н.В. Соина, М.С. Фогельсон // Радиофизика и исследование свойств вещества: респ. сб. – Омск, 1982. – С. 116–126.

39. Валиев К.А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах / К.А. Валиев, А.Н. Кармазинский, М.А. Королев. – М. : Сов. радио, 1971. – 384 с.

40. Ильин В.М. Машинное проектирование электронных схем / В.М. Ильин. – М. : Энергия, 1972. – 278 с.

41. Завражнов Ю.В. Методика определения характеристик и параметров мощных полевых транзисторов / Ю.В. Завражнов, Г.А. Пупыкина // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1982. – Вып. 1. – С. 12–18.

42. Дьяконов В.П. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП-транзисторов / В.П. Дьяконов, В.Ю. Смердов, О.А. Фролов // Полупроводниковая электроника в технике связи : сб. ст. / под ред. И.Ф. Николаевского. – 1985. – Вып. 25. – С. 163–167.

43. Копаенко В.К. Эквивалентная схема ПТШ для расчета нелинейных СВЧ-устройств / В.К. Копаенко, В.А. Романюк // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1987. – № 1. – С. 47–50.

44. Tajima Y. GaAs FET large-signal model and its application to circuit design / Y. Tajima, B. Wrona, K. Mishima // IEEE Trans. – 1981. – V. ED-28. – P. 171–175.

45. Полевые транзисторы. Физика, технология и применение : пер. с англ. под ред. С.А. Майорова. – М. : Сов. радио, 1971. – 370 с.

46. Попов В.П. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов / В.П. Попов // Радиотехника и электроника. – 1966. – № 11. – С. 2088–2089.

47. Гарицин А.Г. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов с коротким каналом / А.Г. Гарицин, А.Н. Халыкко, Р.С. Кальметов // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1981. – № 8. – С. 98–99.

48. Игнатов А.Н. Полевые транзисторы и их применение / А.Н. Игнатов. – М. : Радио и связь, 1984. – 190 с.

49. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Ч. 1 / С. Зи. – М. : Мир, 1984. – 453 с.

50. Ильин В.Н. Методы оптимизации точности статических математических моделей элементов электронных схем / В.Н. Ильин // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1977. – № 3. – С. 60–63.

51. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Р. Кобболд ; пер. с англ. В.В. Макарова. – Л. : Энергия, 1975. – 303 с.

52. Жаркой А.Г. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов / А.Г. Жаркой, В.И. Туев // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – № 5. – С. 69–70.

53. Особенности вольт-амперных характеристик полевого МОП-тетрода / Э.Н. Гусинский, А.Л. Дзарданов, С.Г. Заевский [и др.] // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1976. – Вып. 1. – С. 33–41.

54. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов : пер. с англ. под ред. М.С. Сенина. – М. : Мир, 1970. – 191 с.

55. Жаркой А.Г. Аппроксимация и расчет нелинейных токов в полевых тетрадах / А.Г. Жаркой, В.П. Пушкарев, В.И. Туев // Радиотехника. – 1988. – № 4. – С. 10–13.

56. Туев В.И. Учет насыщения дрейфовой скорости носителей при аппроксимации вольт-амперных характеристик полевых транзисторов / В.И. Туев // Доклады ТУСУР. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – № 7 (15). – С. 64–67.

57. Данилин В.Н. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В.Н. Данилин, А.И. Кушниренко, Г.В. Петров. – М. : Радио и связь, 1985. – 192 с.

58. Егудин А.Б. Расчет вольт-амперных характеристик полевого транзистора с коротким каналом / А.Б. Егудин // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1978. – Вып. 1. – С. 109–118.

59. Молчанов А.А. Влияние зависимости подвижности от поперечного поля на характеристики МДП-транзисторов / А.А. Молчанов, Л.С. Ходош // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1970. – № 7. – С. 892–895.

60. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение / Э.С. Окснер ; пер. с англ. под ред. В.Н. Мышляева. – М. : Радио и связь, 1985. – 287 с.

61. Жаркой А.Г. Аппроксимация вольт-амперных характеристик *GaAs* ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления / А.Г. Жаркой, В.И. Туев // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1988. – Вып. 8. – С. 36–41.

62. Полупроводниковые приборы: транзисторы / В.А. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев [и др.] ; под ред. Н.Н. Горюнова. – М. : Энергоиздат, 1982. – 904 с.

63. Кориков А.М. Математические методы планирования эксперимента / А.М. Кориков. – Томск : Изд-во Том. ун-та, 1973. – 281 с.

64. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев ; под ред. Г. Гроше и В. Пиглера. – М. : Наука, 1981. – 718 с.

65. Туев В.И. Применение модифицированной функции гиперболического тангенса для аппроксимации вольт-амперных характеристик полевых транзисторов / В.И. Туев, М.В. Южанин // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 135–138.

66. Жаркой А.Г. Аппроксимация и расчет нелинейных токов в полевых тетрадах / А.Г. Жаркой, В.П. Пушкарев, В.И. Туев // Радиотехника. – 1988. – № 4. – С. 10–13.

67. Балдин В.А. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с затвором Шоттки / В.А. Балдин, Ю.А. Лазунин // Радиотехника. – 1990. – № 8. – С. 23–25.

68. 2N7002 N-channel vertical D-MOS transistor. Datasheet. Product specification. Philips Semiconductors [Electronic resource]. – 1995. – URL: <https://alltransistors.com>, free (date of application: 08.05.2019).

69. Южанин М.В. Аппроксимация вольт-амперных характеристик IGBT транзистора / М.В. Южанин // Наука. Технологии. Инновации : материалы всерос. науч. конф. молодых ученых. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2008. – В 7 ч. – Ч. 1. – С. 238–239.

70. FGA20N120FTD IGBT. Datasheet. Fairchild Semiconductors Corporation [Electronic resource]. – 2007. – URL: <https://alltransistors.com>, free (date of application: 08.05.2019).

71. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
72. Шуберт Ф. Светодиоды / Ф. Шуберт ; пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М. : Физматлит, 2008. – 496 с.
73. FYL-3004SURC1L. Datasheet [Electronic resource]. – URL: <http://foryard.com>, free (date of application: 24.05.2019).
74. KUWH-760S-120. Datasheet [Electronic resource]. – URL: <http://www.bright-leds.ru>, free (date of application: 18.05.2019).
75. KPWH-080-1-120. Datasheet [Electronic resource]. – URL: <http://www.bright-leds.ru>, free (date of application: 18.05.2019).
76. KP2WH-080-2. Datasheet [Electronic resource]. – URL: <http://www.bright-leds.ru>, free (date of application: 18.05.2019).
77. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин [и др.]. – Киев : Техника, 1984. – 184 с.
78. Лисицкий А.П. Нелинейные искажения многочастотных сигналов в СВЧ-транзисторных усилителях / А.П. Лисицкий // Заграничная радиоэлектроника. – 1983. – № 9. – С. 70–80.
79. Копаенко В.К. Метод расчета характеристик нелинейных элементов эквивалентной схемы СВЧ полевых транзисторов / В.К. Копаенко, В.А. Романюк // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1985. – № 7. – С. 38–41.
80. Филинюк Н.А. Определение параметров эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора / Н.А. Филинюк // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1983. – № 7. – С. 90–92.
81. Жаркой А.Г. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов / А.Г. Жаркой, В.И. Туев // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, № 6. – С. 1142–1150.
82. Ильин В.М. Методы оптимизации точности статических математических моделей элементов электронных схем / В.М. Ильин // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1977. – № 3. – С. 60–63.

83. Столярский Э. Измерения параметров транзисторов / Э. Столярский. – М. : Сов. радио, 1976. – 286 с.

84. Туев В.И. Расчет нелинейных искажений в пассивных антенноаторах на полевых транзисторах / В.И. Туев // Изв. Томск. политехн. ун-та. – 2007. – № 1. – С. 202–205.

85. Русанов А.П. Нелинейные искажения токов в полевых транзисторах при воздействии гармонических сигналов / А.П. Русанов, С.П. Шелков // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи: сб. ст. / под ред. И.Ф. Николаевского. – 1974. – Вып. 14. – С. 84–94.

86. Игнатов А.Н. Анализ нелинейных свойств полевых транзисторов в области, близкой к отсечке / А.Н. Игнатов, А.И. Рянский // Радиотехника. – 1980. – № 9. – С. 36–38.

87. Шварц Н.З. Физические аспекты полевых транзисторов СВЧ / Н.З. Шварц, В.Г. Еленский // Радиотехника и электроника. – 1986. – № 9. – С. 1681–1708.

88. Дзарданов А.Л. Исследование составляющей взаимной модуляции в усилителе на полевом транзисторе / А.Л. Дзарданов, Н.В. Соина, М.С. Фогельсон // Радиотехника. – 1979. – № 2. – С. 85–88.

89. Tuev V.I. FET frequency converter analysis with two synchronous impacts / V.I. Tuev, M.V. Yuzhanin // International journal of advanced biotechnology and research. – 2019. – Vol. 10. – Special issue 1. – P. 186–190.

90. Аверина Л.И. Анализ нелинейных характеристик усилителя на полевых транзисторах с учетом паразитных сопротивлений / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 2000. – № 9. – С. 78–80.

91. Квадратическая аппроксимация семейства ВАХ мощных МОП-транзисторов / Л.Ф. Политанский, В.В. Герасим, Б.М. Романюк [и др.] // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. – 1998. – № 5. – С. 73–74.

92. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман. – 4-е изд. – СПб. : Питер, 2003. – Т. 2. – 407 с.

93. Олисовец А.Ю. Нелинейные свойства полупроводниковых преобразователей напряжения для светодиодных источников света / А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо // Вестник МЭИ. – 2018. – № 5. – С. 42–47.

94. An analysis about valley fill filters applied to electronic ballasts / M.A.D. Costa, R.N. do Prado, A. Campos [et al.] // IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468). – 2003. – Vol. 31. – P. 509–514.

95. ГОСТ 30805.16.1.2-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Ч. 1–2. Аппаратура для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. Устройства для измерения кондуктивных радиопомех и испытаний на устойчивость к кондуктивным радиопомехам. – М. : Стандартинформ, 2014. – 66 с.

96. Тернер Э. Испытания на ЭМС: стандарты и их применение / Э. Тернер // Электроника, наука, технология, бизнес. – 2011. – № 4(110). – С. 88–90.

97. ГОСТ 30805.16.1.2-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Ч. 1-2. Аппаратура для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. Устройства для измерения кондуктивных радиопомех и испытаний на устойчивость к кондуктивным радиопомехам. – М. : Стандартинформ, 2014. – 66 с.

Список сокращений и условных обозначений

- БТ – биполярный транзистор
БТИЗ – биполярные транзисторы с изолированным затвором
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ИМС – интермодуляционная составляющая
ККМ – корректор коэффициента мощности
ЛАС – линейная ассоциированная схема
МАЭ – многоэлектродные активные элементы
МДП – металл-диэлектрик-полупроводник
МНТ – метод нелинейных токов
НИ – нелинейные искажения
НПФ – нелинейная передаточная функция
НЭ – нелинейный элемент
ОЗ – общий затвор
ОИ – общий исток
ООС – отрицательная обратная связь
ОС – обратная связь
ОСт – общий сток
ОУ – операционный усилитель
ПТ – полевой транзистор
ПТШ – полевой транзистор с барьером Шоттки
СИД – светоизлучающие диоды
УЭ – управляющие электроды
ФРВ – функциональный ряд Вольтера
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭС – эквивалентная схема
 D_2 – относительный уровень интермодуляционных составляющих второго порядка
 D_3 – относительный уровень интермодуляционных составляющих третьего порядка
 I_0 – постоянный ток в рабочей точке
 I_C – ток стока полевого транзистора
 E_T – амплитуда ЭДС источника сигнала

- E – напряженность электрического поля
 $f_{\text{в}}$ – верхняя частота полосы пропускания усилительного каскада
 $f_{\text{Г}}$ – частота встроенного генератора
 $f_{\text{Гр}}$ – граничная частота полевого транзистора
 $f_{\text{н}}$ – нижняя частота полосы пропускания усилительного каскада
 $g_k^{(n)}$ – частная проводимость n -го порядка по k -му управляющему электроду
 $g_{1,2}^{(l+m)}$ – смешанная проводимость $(l+m)$ -го порядка по первому и второму управляющим электродам
 $H_n(\omega_1, \dots, \omega_n)$ – нелинейная передаточная функция n -го порядка
 $K_{\text{Г2}}$ – коэффициент гармоник второго порядка
 $K_{\text{Г3}}$ – коэффициент гармоник третьего порядка
 $K_{\text{СЖ}}$ – коэффициент сжатия
 q – скважность импульсного сигнала
 $R_{\text{Г}}$ – сопротивление источника сигнала
 $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки
 $R'_{\text{н}}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки
 $r_{\text{с}}, r_{\text{и}}$ – паразитные сопротивления неуправляемой части канала в цепи стока и истока полевого транзистора
 R_n – остаточный член ряда
 T – период колебания
 U_3 – напряжение затвор-исток полевого транзистора
 $U_{\text{П}}$ – напряжение подложка-исток полевого транзистора
 $U_{\text{с}}$ – напряжение сток-исток полевого транзистора
 $U_{\text{Снас}}$ – напряжение насыщения на стоке

- U_y – управляющее напряжение в электрически управляемых аттенуаторах
 U_{j0} – напряжение смещения на j -м управляющем электроде
 $u_K^m(t)$ – напряжение m -го порядка, приложенное к K -му управляющему электроду
 U_0 – напряжение отсечки (пороговое напряжение) полевого транзистора
 $V_{др}$ – дрейфовая скорость носителей
 γ, ψ_1, ψ_2 – коэффициенты аппроксимации
 μ_0 – подвижность носителей в слабых полях
 φ_T – контактная разность потенциалов
 ω – круговая частота несущего колебания
 $1 + \rho$ – глубина обратной связи
 $1 + \rho_+$ – глубина обратной связи по постоянному току

Учебное издание

Туев Василий Иванович

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
ПО КРИТЕРИЯМ НЕЛИНЕЙНОСТИ**

Учебное пособие

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40