

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ АРМЕНИЯ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ АРМЕНИИ

А з о я н М и к а е л С а р к и с о в и ч

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗУЮЩИХ И ПЕРЕДАЮЩИХ
УСТРОЙСТВ СИГНАЛОВ НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук
по специальности Е.12.03 –
“Телекоммуникационные сети, устройства и системы”

Научный руководитель
Д. т. н. профессор В. Е. Арустамян

Е Р Е В А Н 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ	
1.1 Проблемы анализа нелинейной схемотехники	11
1.2 Анализ многочастотного воздействия на комплексную нелинейную проводимость полупроводникового контакта	13
1.3 Механизм преобразования частоты	29
Выводы по главе 1.	37
ГЛАВА 2. АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ	
2.1 Вывод укороченных уравнений для полупроводникового параметрического делителя СВЧ	38
2.2 Исследование устойчивости коллекторной цепи транзисторного параметрического делителя частоты	47
Выводы по главе 2.	53
ГЛАВА 3. АНАЛИЗ АЧХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ	
3.1 Анализ АЧХ ПП СВЧ	54
3.2 Вывод основных соотношений для АЧХ	56
3.3 Исследование условий отсутствия гистерезиса АЧХ ТПУ	59
3.4 Исследование частотных свойств ТПДЧ //X Y Z//	63
3.5 Инженерный расчет АЧХ ППДЧ	73
Выводы по главе 3.	80
ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ	
4.1 Описание измерительной установки	81
4.2 Экспериментальное исследование коллекторной цепи ТПП СВЧ	81
4.3 Реализация на СВЧ транзисторных умножителей и автогенераторов гармоник	91
4.4 Экспериментальное исследование полосковых ТПУ и ТАГ	97
4.5 Экспериментальное исследование ТПД СВЧ	105

Выводы по главе 4.	109
ГЛАВА 5. РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С СВЧ ВЫХОДОМ	
5.1 Разработка датчика давления с частотномодулированным выходным сигналом	110
5.2 Разработка и реализация СВЧ транзисторного автогенератора гармоник	112
Выводы по главе 5.	114
Основные ВЫВОДЫ по диссертационной работы	115
Публикации и статьи	117
ЛИТЕРАТУРА	118

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, в связи с развитием телекоммуникации, появилась потребность в создании надежных и малогабаритных устройств сверхвысоких частот (СВЧ) с широкими функциональными возможностями. Поэтому актуальна проблема разработки и исследования как новых, так и усовершенствование уже известных СВЧ устройств с целью применения их в таких областях, как космическая, спутниковая, сотовая связь, радиовещание, телевидение, радиолокация, телеметрия, измерительная техника, беспроводные системы передачи данных и др.

Особенностью современного этапа развития СВЧ устройств является все более широкое использование полупроводниковых приборов на основе р-п переходов. Помимо улучшения основных технических параметров СВЧ устройств, таких, как точность и дальность действия, пропускная и разрешающая способности, применение полупроводниковых приборов позволяет кардинально снизить массу и габариты, повысить надежность и КПД, уменьшить стоимость при серийном производстве и т.д. [1].

Разработка современной аппаратуры связи требует решать проблемы комплексного использования твердотельных устройств (ТТУ) в процессе создания активных фазированных антенных решеток, модернизации средств связи находящихся в эксплуатации и замена устаревших приборов и устройств современными, более эффективными.

Процесс эффективной разработки новых и улучшенных СВЧ устройств и их функциональных блоков должен быть комплексным, начиная от исследований, расчетов и проектирования до изготовления опытных образцов. На каждом этапе этого процесса необходим поиск и выбор оптимальных вариантов схемотехнических, расчетных и аппаратурных решений.

Этим вопросам посвящены многочисленные научные работы, результаты которых упрощают процесс анализа и расчета, увеличивают надежность и эффективность СВЧ устройств [2-10]. В частности, упрощенными методами проводились исследования как для умножителей [11-15] и делителей [16-20], так и для других систем СВЧ [21-24].

Тем не менее, в настоящее время имеется острая потребность в несложных математических моделях и инженерных методиках расчета СВЧ устройств, разработке и реализации новых схемотехнических и конструкторских решений. Сказанное особенно относится к преобразующим и передающим СВЧ устройствам на полупроводниковых приборах с произвольными вольт-амперным и вольт-клонным характеристиками (соответственно ВАХ и ВКХ). Эти задачи решаются путем определения нескольких производных от этих характеристик в рабочей точке, значения которых являются исходными.

Как известно, при изучении устойчивости решений, а также режимов установления колебаний в качестве основного метода используется метод медленно меняемых амплитуд (ММА) [25] или, как его часто называют, метод усреднения или асимптотический метод, применительно с произвольным (конечным) числом степеней свободы, с использованием некоторых приемов операционного исчисления, позволяющих во многих случаях существенно сократить алгебраические выкладки [26].

Следует отметить существенный фактор, с которым приходится сталкиваться при изложении теории электронных генераторов. Как известно, классические работы по теории ламповых автогенераторов основаны на предположении того, что лампа с вольфрамовым катодом имеет характеристику с «верхним загибом» [27]. Однако в настоящее время ни электронные, ни полупроводниковые приборы не имеют таких характеристик, что требует дополнительное исследование, так как с ними связаны процессы ограничения амплитуды автоколебаний, а также

устойчивость стационарных решений. Поэтому для ограничения амплитуды применяют цепи с автосмещением, а при их отсутствии переходят в режим, где требуется учет дополнительных факторов. Здесь на протекающие через прибор токи могут влиять как ток базы, и напряжения коллектора, так и другие параметры. Это делает невозможным непосредственное использование выводов “классической теории” к современным приборам. К сожалению, полный учет упомянутых обстоятельств приводит к чрезмерному усложнению теории и лишает ее возможностей практического применения. Этим и обусловлена необходимость проведения соответствующих исследований, что и подтверждает актуальность данной диссертационной работы.

Цель и задачи работы. Целью диссертационной работы является разработка инженерных методов расчета, проектирование и реализация преобразующих и передающих устройств сигналов СВЧ на полупроводниковом р-п переходе с произвольными ВАХ и ВКХ нелинейного элемента.

Для достижения намеченной цели в работе поставлены и решены следующие задачи:

- исследование и комплексный анализ работы нелинейного элемента при воздействии многочастотного сигнала на р–п переход с произвольными ВАХ и ВКХ;
- вывод основных энергетических соотношений для преобразующих и передающих устройств сигналов СВЧ;
- параметрическая оптимизация амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) транзисторных параметрических умножителей и делителей частоты (соответственно ТПУЧ и ТПДЧ);
- разработка и экспериментальное исследование малогабаритных преобразующих и передающих устройств сигналов СВЧ;

- реализация СВЧ информационного элемента с частотно-модулированным выходным сигналом.

Научная новизна. В процессе проведения работ получены результаты, отличающиеся новизной:

- Разработана методика анализа и расчета нелинейных радиотехнических схем на полупроводниковом р–п переходе с произвольными ВАХ и ВКХ.

- Исследованы режимы работы ТПУЧ и ТПДЧ, определены условия генерации и возбуждения субгармонических колебаний.

- Определен и исследован АЧХ по параметрам //XYZ//, где X - относительная расстройка контура, Y - амплитуда выходного сигнала, Z - амплитуда сигнала накачки.

- Разработан и реализован СВЧ информационный элемент – датчик давления с частотно-модулированным выходным сигналом, для телекоммуникационных средств связи.

Методы исследования. Вывод основных соотношений для токов и напряжений сигналов устройств СВЧ проводился классическим методом с использованием теоретических основ анализа нелинейных электрических цепей. Исследования полупроводниковых делителей частоты базировался на представлении нелинейных зависимостей емкости и проводимости диода в виде конечных рядов по степеням напряжения. При изучении устойчивости решений, а также режимов установления колебаний использовался метод медленно меняемых амплитуд.

Нами предложена и использована упрощенная методика расчета СВЧ устройств на основе решения нелинейного дифференциального уравнения с переменными коэффициентами n-ого порядка. Для этого достаточно графически найти производные от ВАХ и ВКХ в рабочей точке. При этом ВКХ и ВАХ нелинейного элемента (коллекторного перехода) могут быть определены как произвольными аппроксимирующими функциями, так и

экспериментальными графиками. Предложенная методика существенно сокращает время схемного расчета СВЧ устройств, позволяет легко определить полный спектр тока.

Обоснованность и достоверность полученных результатов. Достоверность основных положений и выводов подтверждена расчетом тестовых примеров и сравнением с результатами, полученными другими методами, а также экспериментальными испытаниями макетных и созданных СВЧ устройств.

Теоретическая и практическая ценность работы. Результаты исследований и предложенные технические решения могут способствовать проектированию и изготовлению преобразующих и передающих устройств СВЧ сигналов, которые востребованы в современных телекоммуникационных системах. Предложенная расчетная методика позволяет оптимально реализовать СВЧ преобразователи на любом полупроводниковом приборе с p–n переходом.

Даны практические рекомендации по реализации миниатюрных умножителей и делителей на транзисторах, автогенераторов гармоник на заданную частоту, а также СВЧ информационного элемента с частотным выходом. Разработанные полосковые транзисторные автогенераторы гармоник и параметрические умножители своими эксплуатационными параметрами удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к современным аналогичным устройствам. Данная работа была выполнена в рамках договора с МПКБ “Восход” при МО СССР для измерения давления на летательных аппаратах.

Полученные результаты использованы в учебных курсах кафедры "Конструирование и производство радиоаппаратуры" НПУА.

На защиту выносятся следующие научные положения:

- Расчетные соотношения для проектирования преобразователей частоты на р–п переходе с произвольными ВАХ и ВКХ при многочастотном воздействии на нелинейный элемент (коллекторный переход).
- Результаты теоретического анализа энергетических характеристик и условия устойчивости коллекторной цепи ТПДЧ.
- Особенности АЧХ транзисторных преобразователей частоты в зависимости от напряжения накачки сигнала, параметров расстройки и добротности контура.
- Обобщенное соотношение, описывающее АЧХ по введенным параметрам //XYZ//.
- Результаты экспериментального исследования разработанных образцов параметрических умножителей, делителей частоты и генераторов гармоник на полосковых линиях.
- Принципы конструирования и реализации СВЧ информационного элемента с частотным выходом (прецизионный датчик) для многопрофильного применения.

Апробация работы. Основные научные и практические результаты диссертации докладывались на:

- ежегодных научных конференциях НПУА (2012...2015 гг.),
- семинарах "Конструирование и производство радиоаппаратуры" НПУА (2013...2015 гг.),
- семинаре "СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств". Москва (1977),
- семинаре "Элементы приемо-усилительных устройств". Таганрог. (1977),
- семинаре "новое в разработках СВЧ устройств". Киев (1978).
- научно техническом семинаре "Нелинейные устройства на транзисторах". Таганрог (1983),

- научно техническом семинаре ”СВЧ резонаторные датчики ударных нагрузок”. Д. Н. Т. Т., Москва (1987).

Публикации. По теме диссертации опубликовано шесть научных работ и получен один патент на авторское свидетельство, список которых приводится в конце диссертации, а с 1972-2016 гг. опубликовано 34 научных работ и получен 7 патент на авторское свидетельство.

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи исследования, представлены научная новизна и практическая ценность полученных результатов, а также основные положения, выносимые на защиту. Кратко изложено содержание основных разделов диссертации.

Первая глава посвящена современному состоянию анализа полупроводниковых нелинейных параметрических схем применяемые для решения поставленной задачи и выводу основных расчетных соотношений для проектирования полупроводниковых преобразователей частоты.

Во второй главе проанализированы энергетические характеристики ТПУЧ и ТПДЧ, определены условия генерации и возбуждения субгармонических колебаний, построены эквивалентные схемы.

В третьей главе на основе предложенной методики расчета проведен анализ АЧХ полупроводниковых преобразователей частоты, получены и опробованы новые расчетные формулы по введенным //XYZ// параметрам.

В четвертой главе представлены результаты экспериментальных исследований макетов транзисторных умножителей и делителей СВЧ сигналов, разработанных с учетом теоретических рекомендаций.

В пятой главе разработан и реализован СВЧ информационный элемент на основе датчика давления.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ

1.1. ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

Рассматриваемые схемы параметрических преобразователей относятся на линейным и нелинейным радиотехническим цепям с переменными параметрами. Математические проблемы, возникающие при анализе подобных схем, впервые сформулировал Эйлер в 1772 г., исследуя уравнения движения Луны и предложил методы их решения. С того момента и по сегодняшний день эти проблемы были и являются предметом изучения очень многих исследователей, в том числе Ляпунова, Хилла, Матье, Уиттакера, Стретта, Крылова, Тафта, Ван дер Поля и других [28].

Проблемы параметрического возбуждения колебаний в электротехнике возникли в первые в 1907г., благодаря теоретическим работам Пуанкаре, и в тридцатые годы работам целой школы ученых, к которой принадлежат Мандельштам, Папалекси, Андронов, Мигулин и др. [29].

Заслугой этой школы является, что они впервые показали возможность усиления и генерации электрических сигналов, разработали теорию параметрического резонанса подтвержденной многочисленными экспериментами, в том числе и в радиочастотном диапазоне [30].

В пятидесятых годах в связи с бурным развитием полупроводниковых приборов и простотой электрического управления их параметрами с частотами вплоть до СВЧ, работы в области теории и применения параметрических усилителей и преобразователей с управляемой реактивностью достигли вершины развития [31].

Практической стороны реализации и создании современной теории параметрических усилителей и преобразователей с полупроводниковым диодом и оценки их рабочих параметров, занимались выдающие ученые И.В.Басик, И.Х. Ризкин, С.И. Евтянов, Г.М. Уткин, Е.А. Волков, Тихиро

Хаяси, В.А. Малышев, и др., которые являются основателями современной радиотехнической школы по нелинейной схемотехнике [32].

Следует отметить, что параметрические полупроводниковые приборы нашли широкое применение и в других областях радиотехники, пригодным для практического использования, которые упомянуты во введении [33-36].

Известно достаточное количество способов анализа многочастотного воздействия на р-п переход, учитывающих или активную составляющую нелинейной проводимости [37], или реактивную [38], причем, только в работах [39,40], характер нелинейности задается произвольной функцией, полученной экспериментальным путем для конкретного прибора, а не является кусочно-ломаной, либо кусочно-параболической аппроксимацией. Достаточно полный способ анализа, отвечающий случаю малых сигналов, приведен в работе [41] на основе использования нелинейных функционалов методом Винера-Вольтера. Однако этот способ требует многократного интегрирования нелинейной импульсной функции, и только в частных случаях дает окончательные выражения, содержащие известные функции.

Для решения поставленной нами задачи воспользуемся более удобным и законченным методом [42], развитым в дальнейшем в [43]. Этот метод был использован для расчета составляющих спектра при различных аппроксимирующих ВАХ функций [44].

1.2. АНАЛИЗ МНОГОЧАСТОТНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КОМПЛЕКСНУЮ НЕЛИНЕЙНУЮ ПОВОДИМОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО КОНТАКТА

Учитывая, что разные компоненты комплексной нелинейной проводимости контакта находится под воздействием одной и той же суммы мгновенных напряжений, представим полный ток в виде суммы тока проводимости и емкостного тока:

$$\dot{i}(t) = \dot{I}_G(u) + \dot{I}_C(u). \quad (1.1)$$

Для определения полного спектра тока запишем зависимости тока и заряда, нелинейных составляющих проводимости от напряжения следующим образом [45,46]:

$$i = f(U_0 + \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t), \quad (1.2)$$

$$q = q(U_0 + \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t),$$

где $i = f(U)$ и $q = q(U)$ – произвольные функции удовлетворяющие условиям Дирихле и описывающие ВАХ и ВКХ контакта;

U_0 - напряжение постоянного смещения.

Разлагая нелинейные функции в ряд Тейлора по степеням переменного воздействия, т. е. по степеням величины $(\sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t)$ в рабочей точке

$U = U_0$ получаем:

$$i = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} (\sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t)^m \frac{d^m f(U_0)}{dU_0}; \quad (1.3)$$

$$q = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} (\sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t)^m \frac{d^m q(U_0)}{dU_0},$$

после формального выведения из под знака суммы $f(U_0)$ и $q(U_0)$ выражения (1.3) представим в виде символической записи [45-47]:

$$i = f(U_0) \exp \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t \frac{d}{dU_0}, \quad (1.4)$$

$$q = q(U_0) \exp \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t \frac{d}{dU_0}.$$

Для доказательства справедливости записи (1.4) необходимо условиться, что после формального разложения в ряд Мак–Лорена $\exp \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t$, функции $f(U_0)$ и $q(U_0)$ будут подведены под знак дифференцирования.

Полученные таким образом выражения будут тождественны (1.3).

Раскладывая последние выражения в ряд Лорана, согласно [48], получаем:

$$i = \left[\prod_{i=1}^n \sum_{p_i=-\infty}^{\infty} I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \exp j p_i \omega_i t \right] f(U_0),$$

$$q = \left[\prod_{i=1}^n \sum_{p_i=-\infty}^{\infty} I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \exp j p_i \omega_i t \right] q(U_0), \quad (1.5)$$

где: $I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(U_i \frac{d}{dU_0} \right)^{2m+p_i}}{2^{2m+p_i} m! (m+p_i)!}$ – модифицированная функция Бесселя первого рода n -ого порядка, причем, величина p_i представляет собой ряд простых чисел, а индекс i указывает номер воздействующего сигнала, образующего рассматриваемый ряд гармонических компонент тока.

Почленно перемножая ряды в (1.5) и учитывая результаты [49], получаем

$$\sum_{p_i=-\infty}^{\infty} I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \exp j p_i \omega_i t = I_0 \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) + 2 \sum_{p_i=1}^{\infty} I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \cos j p_i \omega_i t.$$

Для определения полного спектра тока, преобразуем (1.5) к виду:

$$i = \left[\prod_{i=1}^n I_0 \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) + 2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \dots \sum_{p_n=h_n}^{\infty} \left[\prod_{i=1}^n I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) \times$$

$$\times \cos (p_1 \omega_1 + \sum_{i=2}^n \pm p_i \omega_i) t,$$

$$q = \left[\prod_{i=1}^n I_0 \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] q(U_0) + 2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \dots \sum_{p_n=h_n}^{\infty} \left[\prod_{i=1}^n I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] q(U_0) \times \\ \times \cos (p_1 \omega_1 + \sum_{i=2}^n \pm p_i \omega_i) t, \quad (1.6)$$

где: $h_1, h_2 \dots h_n$ – простые числа равные 0 или 1 и выбираются так, чтобы выполнить условия [45,46], $\sum_{i=2}^n h_i = 1$.

Так как ток через нелинейную емкость определяется путем дифференцирования заряда по времени, а выражение описывающее ток протекающий через нелинейную резистивную проводимость, получено в виде (1.6), то суммируя их получим соотношение, определяющее полный спектр тока через комплексную проводимость

$$\dot{i} = i + dq(U_0 + \sum_{i=1}^n U_i \cos \omega_i t) / dt = \\ = \left[\prod_{i=1}^n I_0 \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) + 2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \dots \sum_{p_n=h_n}^{\infty} \left[\prod_{i=1}^n I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] f(U_0) \times \\ \times \cos (p_1 \omega_1 + \sum_{i=2}^n \pm p_i \omega_i) t - 2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \dots \sum_{p_n=h_n}^{\infty} (p_1 \omega_1 + \sum_{i=2}^n \pm p_i \omega_i) \times \\ \times \left[\prod_{i=1}^n I_{p_i} \left(U_i \frac{d}{dU_0} \right) \right] q(U_0) \sin (p_1 \omega_1 + \sum_{i=2}^n \pm p_i \omega_i) t. \quad (1.7)$$

Выражение (1.7) определяет постоянную составляющую и все гармонические и комбинационные составляющие тока, протекающие через комплексную нелинейную проводимость произвольного контакта и является исходным для анализа свойств контактов и устройств, использующих подобные нелинейности.

Приведенная выше методика анализа является достаточно общей и позволяет аналогично [47] проводить анализ в случае больших сигналов, то есть сигналов с амплитудой, превышающей величину потенциального барьера, имевшегося в контакте.

Используя описанный метод определения спектральной компоненты тока, протекающего через комплексно-нелинейную проводимость контакта, рассмотрим воздействие на такой контакт трех сигналов.

Пусть на контакт с произвольными ВАХ и ВКХ действует сигнал, его гармоника u_2 и мешающий сигнал u_3 с произвольной частотой [48]:

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos \omega_1 t + u_2 \cos(n \omega_1 t + \varphi_2) + u_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3).$$

Тогда полагая, что $\omega_3 \neq m \omega_1$, где m – произвольное целое число, из (1.7) получаем следующие выражения для составляющих токов сигнала, гармоники и мешающего сигнала.

$$\begin{aligned} J_1 = & 2 \left\{ \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) \cos(\omega_1 t - p\varphi_2) + \right. \\ & + \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) \cos(\omega_1 t + p\varphi_2) - \\ & - \omega_1 \left[\sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin(\omega_1 t - p\varphi_2) + \right. \\ & \left. \left. + \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin(\omega_1 t + p\varphi_2) \right] \right\} \\ , \quad (1.8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_n = & 2 \left\{ \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+n} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) \cos(n\omega_1 t - p\varphi_2) + \right. \\ & + \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-n} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) \cos(n\omega_1 t + p\varphi_2) - \\ & - n\omega_1 \left[\sum_{p=0}^{\infty} I_{np+n} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin(n\omega_1 t - p\varphi_2) + \right. \\ & \left. \left. + \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-n} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin(n\omega_1 t + p\varphi_2) \right] \right\}, \\ (1.9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_3 = & 2 \left\{ \sum_{p=1}^{\infty} I_0 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_3 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) \cos(\omega_3 t + p\varphi_3) - \right. \\ & \left. - \omega_1 \sum_{p=1}^{\infty} I_0 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_0 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin(\omega_3 t + p\varphi_3) \right\} \\ . \quad (1.10) \end{aligned}$$

Если в схеме умножителя частоты приняты меры для подавления паразитных комбинационных компонент тока кроме основной частоты выделяемой гармоники, то выражения (1.8), (1.9) и (1.10) упрощаются и принимают вид:

$$\begin{aligned} J_1 = & 2[a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos(\omega_1 t + \varphi_2) - \omega_1 b_1 \sin \omega_1 t - \\ & - \omega_1 b_2 \sin(\omega_1 t + \varphi_2)]; \end{aligned} \quad (1.11)$$

$$J_n = 2[a_3 \cos(n\omega_1 t + \varphi_2) + a_4 \cos n\omega_1 t - n\omega_1 b_3 \sin(n\omega_1 t + \varphi_2) - n\omega_1 b_4 \sin n\omega_1 t]; \quad (1.12)$$

$$J_3 = 2[a_5 \cos(\omega_3 t + \varphi_3) - \omega_3 b_5 \sin(\omega_3 t + \varphi_3)], \quad (1.13)$$

где введены обозначения:

$$a_1 = I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_3 \frac{d}{dU_0} \right) f(U_0) = I_{100} f(U_0)$$

$$a_2 = I_{n-110} f(U_0); \quad a_3 = I_{010} f(U_0); \quad a_4 = I_{n00} f(U_0); \quad a_5 = I_{001} f(U_0).$$

$$b_1 = I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_2 \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_3 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) = I_{100} q(U_0); \quad (1.14)$$

$$b_2 = I_{n-110} q(U_0); \quad b_3 = I_{010} q(U_0); \quad b_4 = I_{n00} q(U_0); \quad b_5 = I_{001} q(U_0).$$

Выражения (1.11 - 1.13) после перехода к символической форме записи, с учетом того, что в этом случае

$$\dot{u}_1 = U_1 \exp j\omega_1 t; \quad \dot{u}_2 = U_2 \exp j(n\omega_1 t + \varphi_2); \quad \dot{u}_3 = U_3 \exp j(n\omega_3 t + \varphi_3), \quad (1.15)$$

позволяет определить проводимости, характеризующие эквивалентную схему контакта для каждого из воздействующих сигналов:

$$\dot{Y}_1 = \frac{2}{U_1} [a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{j\varphi_2} (a_2 + j\omega_1 b_2)]; \quad (1.16)$$

$$\dot{Y}_2 = \frac{2}{U_2} [a_3 + jn\omega_1 b_3 + e^{-j\varphi_2} (a_4 + jn\omega_1 b_4)]; \quad (1.17)$$

$$\dot{Y}_3 = \frac{2}{U_3} (a_5 + jn\omega_3 b_5). \quad (1.18)$$

Аналогичные выражения для проводимостей можно получить, анализируя воздействие сигнала накачки с частотой ω_1 , гетеродина с частотой ω_2 и их комбинационной частоты ($\omega_2 \pm \omega_1$). Если воздействующее на контакт напряжение имеет вид:

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos \omega_1 t + u_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + u_3 \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_3],$$

тогда, согласно (1.7), запишем составляющие токов сигнала ω_1 , гетеродина, комбинационной частоты $\omega_3 = (\omega_2 \pm \omega_1)$ и постоянной составляющей:

$$J_1 = 2[a_1 \cos \omega_1 t + a_6 \cos(\omega_1 t \mp \varphi_2 \pm \varphi_3) - \omega_1 b_1 \sin \omega_1 t - \omega_1 b_6 \sin(\omega_1 t \mp \varphi_2 \pm \varphi_3)]; \quad (1.19)$$

$$J_2 = 2[a_3 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_7 \cos(\omega_2 t + \varphi_3) - \omega_2 b_3 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - b_7 \sin(\omega_2 t + \varphi_3)]; \quad (1.20)$$

$$J_3 = 2[a_5 \cos(\omega_3 t + \varphi_3) + a_8 \cos(\omega_3 t + \varphi_2) - \omega_3 b_5 \sin(\omega_3 t + \varphi_3) - \omega_3 b_8 \sin(\omega_3 t + \varphi_2)]; \quad (1.21)$$

$$J_0 = a_9 + a_{10} \cos(\mp \varphi_2 \pm \varphi_3), \quad (1.22)$$

где введены обозначения:

$$a_6 = I_{011} f(U_0); \quad a_7 = I_{101} f(U_0); \quad a_8 = I_{110} f(U_0); \\ a_9 = I_{000} f(U_0); \quad a_{10} = I_{111} f(U_0); \quad (1.23)$$

$$b_6 = q(U_0); \quad b_7 = I_{101} q(U_0); \quad b_8 = I_{110} q(U_0); \quad b_9 = I_{111} q(U_0).$$

Выражения (1.16÷1.18) для проводимостей, с учетом (1.19÷1.22), будет:

$$\dot{Y}_1 = \frac{2}{U_1} [a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{j(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2)}(a_2 + j\omega_1 b_6)]; \quad (1.24)$$

$$\dot{Y}_2 = \frac{2}{U_2} [a_3 + j\omega_2 b_3 + e^{j(\varphi_3 - \varphi_2)}(a_7 + j\omega_2 b_7)]; \quad (1.25)$$

$$\dot{Y}_3 = \frac{2}{U_3} [a_5 + j\omega_3 b_5 + e^{j(\varphi_2 - \varphi_3)}(a_5 + j\omega_3 b_8)]; \quad (1.26)$$

$$\dot{Y}_0 = G_0 = \frac{1}{U_0} [a_9 + 2a_{10} \cos(\varphi_2 - \varphi_3)]. \quad (1.27)$$

Таким же образом можно получить выражения для проводимости в случае воздействия АМ сигнала при $\omega_2 = (\omega_1 + \pi)$; $\omega_2 = (\omega_1 - \pi)$

$$\dot{Y}_1 = \frac{2}{U_1} [a_1 + j\omega_1 b_1 + e^{-j(\varphi_3 - \varphi_2)}(a_{10} + j\omega_1 b_9)]; \quad (1.28)$$

$$\dot{Y}_2 = \frac{2}{u_2} [a_3 + j\omega_2 b_3]; \quad \dot{Y}_3 = \frac{2}{u_3} [a_5 + j\omega_3 b_5];$$

(1.29)

$$\dot{Y}_0 = G_0 = \frac{1}{u_0} a_9. \quad (1.30)$$

Выражения (1.16), (1.17) и (1.24–1.30) являются исходными для исследования преобразующих свойств контактов с произвольными ВАХ и ВКХ, которые могут быть заданы либо в виде аппроксимирующей эти зависимости функций, либо в виде их экспериментально снятых графиков.

Рассмотрим более подробно зависимость проводимостей по каждому из сигналов, от фаз воздействующих переменных напряжений.

С этой целью запишем выражения (1.8) и (1.9) в следующем виде:

$$\dot{Y}_1 = \frac{2}{u_1} [a_1 + a_2 \cos\varphi_2 - \omega_1 b_2 \sin\varphi_2 + j(\omega_1 b_1 + \omega_1 b_2 \cos\varphi_2 + a_2 \sin\varphi_2)]; \quad (1.31)$$

$$\dot{Y}_n = \frac{2}{u_n} [a_3 + a_4 \cos\varphi_2 - n\omega_1 b_4 \sin\varphi_2 + j(n\omega_1 b_3 + n\omega_1 b_4 \cos\varphi_2 - a_4 \sin\varphi_2)]; \quad (1.32)$$

Из выражений (1.31) и (1.32) видно, что при $\varphi_2 \neq 0$ активные составляющие проводимостей приобретают реактивные компоненты $a_2 \sin\varphi_2$ и $a_4 \sin\varphi_2$ обусловленные нелинейной активной проводимостью, а реактивные составляющие – активные компоненты $\omega_1 b_2 \sin\varphi_2$ и $n\omega_1 b_4 \sin\varphi_2$, обусловленные емкостью, причем, в случае, когда $-\pi < \varphi_2 < 0$, нелинейная емкость вносит в контур гармоники умножителя отрицательную активную проводимость, а в контур основной частоты – положительную активную проводимость. Нелинейная активная составляющая при этом вносит в контур гармоники отрицательную реактивную проводимость, а в контур основной частоты – положительную. Таким образом, максимальное значение вносимые реактивные и активные составляющие проводимости принимают при $\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \varepsilon$, где ε – малый дополнительный фазовый

угол, обусловленный биениями высших комбинационных компонент тока. Аналогично можно записать и выражения (1.24÷1.26) для проводимости нелинейного контакта в случае преобразователя частоты:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 = \frac{2}{U_1} \{ & a_1 + a_6 \cos(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) - \omega_1 b_6 \sin(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) \\ & + j[\omega_1 b_1 + \omega_1 b_6 \cos(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2) + a_6 \sin(\pm\varphi_3 \mp \varphi_2)] \}; \end{aligned} \quad (1.33)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}_2 = \frac{2}{U_2} \{ & a_3 + a_7 \cos(\varphi_3 - \varphi_2) - \omega_2 b_7 \sin(\varphi_3 - \varphi_2) + \\ & + j[\omega_2 b_3 + \omega_2 b_7 \cos(\varphi_3 - \varphi_2) + a_7 \sin(\varphi_3 - \varphi_2)] \}; \end{aligned} \quad (1.34)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}_3 = \frac{2}{U_3} \{ & a_5 + a_8 \cos(\varphi_2 - \varphi_3) - \omega_3 b_8 \sin(\varphi_2 - \varphi_3) + \\ & + j[\omega_3 b_5 + \omega_3 b_8 \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + a_8 \sin(\varphi_2 - \varphi_3)] \}. \end{aligned} \quad (1.35)$$

Таким образом, и в случае преобразователя частоты проводимость нелинейной емкости приобретает активную, а активная составляющая нелинейной проводимости – реактивную, на всех трех частотах. При этом необходимо отметить, что в случае когда

$$\omega_3 = (\omega_2 + \omega_1), \text{ и } \pi > (\varphi_2 - \varphi_3) > 0,$$

активные составляющие емкости на частотах гетеродина ω_2 и сигнала ω_1 имеют одинаковый знак, как и реактивные составляющие активной проводимости, и положительны, если

$$\omega_3 = \omega_2 - \omega_1,$$

активные составляющие емкости (и реактивные составляющие активной нелинейной проводимости) имеют одинаковый знак на частотах ω_1 и ω_3 , и отрицательны, что соответствует получению энергии на частоте ω_2 и внесению отрицательной активной проводимости в контур сигнала и комбинационной частоты. Первое обстоятельство имеет место в

преобразователях не регенеративного типа, что согласуется с общеизвестными результатами [49].

Аналогичные выводы могут быть сделаны и в случае воздействия АМ сигнала на комплексно-нелинейную проводимость контакта для выражений (1.28÷1.30). Рассмотренный метод анализа наиболее удобен в случае, когда ВАХ и ВКХ контакта заданы (или аппроксимированы) полиномами, так как наивысшая степень аппроксимирующей функции ограничивает количество членов ряда (1.7).

Определим погрешности, которые могут иметь место при использовании экспериментальных ВАХ и ВКХ. Как показано ранее, выражения для проводимости комплексно-нелинейного контакта на любой комбинационной частоте или гармонике воздействующих сигналов содержит в общем случае бесконечный ряд, состоящий из производных от ВАХ и ВКХ с возрастающим порядком. Для обоснования ограничений, которые, несомненно, последуют при работе с подобным рядом, необходимо выяснить сходимость ряда и зависимость скорости сходимости от амплитуды воздействующих сигналов и положения рабочей точки.

В общем случае, не представляется возможным доказательство абсолютной сходимости подобных рядов, поэтому при сигналах со связанными частотами и произвольными амплитудами, методом, описанным выше, следует пользоваться с некоторой осторожностью. Однако, при ВАХ и ВКХ, которые можно с любой точностью на конечном интервале представить полиномом конечной степени, данный метод всегда дает правильный результат. Но и здесь могут иметь место случаи, когда описывающий проводимость ряд сходится медленно и для достаточной точности в нем следует удерживать несколько членов.

Проведем исследование сходимости ряда графическим методом, для чего проводя графическое дифференцирование экспериментально снятых ВАХ и ВКХ, построим первые производные k ; учитывая коэффициенты,

которые имеют место перед производными в разложениях функций Бесселя, определим отношение высших производных к первой, полагая амплитуду переменного напряжения равную 1В и построим график отношения производных в диапазоне смещений.

Результаты графических построений для пяти типов нелинейных характеристик приведены на рис.1.1÷1.12, где обозначено: A_i, C_i –соответствующие производные от экспериментально снятых ВАХ и ВКХ контактов по напряжению u_0 ;

K_i – безразмерная величина, определяемая в общем случае, как

$$K_1 = \frac{c_i U_{\sim}^{i-1}}{c_1}, \quad K_2 = \frac{A_i U_{\sim}^{i-1}}{A_1}. \quad (1.36)$$

При $U_{\sim} = 1$ В амплитуде переменного напряжения, воздействующего на контакт, введенная в коэффициент K_i для приведения его к безразмерной величине. Как следует из графиков рис. 1.3 построенных при $U_{\sim} = 1$ В, отношения производных убывает с ростом порядка U , начиная с $i = 6$, становятся пренебрежимо малыми. Используя эти графики и учитывая выражения (1.36), оценим погрешность, которая будет иметь место при ограничении ряда производных двумя, тремя, четырьмя и пятого членами. Величину погрешности оценим в процентах по формуле

$$\eta = \frac{\sum_{i=n+1}^k A_i U^{i-1}}{\sum_{i=1}^n A_i U^{i-1}} 100\% \quad (1.37)$$

где n – порядок учитываемых в расчетах производных;

k – наивысший порядок производных, при котором их значения становятся бесконечно малыми по сравнению с предыдущим /в нашем случае принято $k = 6$ /.

Результаты расчета величины погрешности η /в процентах/ приведены в таблице 1.1 для $U_{\sim} = 0,447$ В и $U_{\sim} = 1$ В, что соответствует

амплитуде, возникающей в режиме бегущей волны в линии, где волновое сопротивление $\rho = 50$ Ом при мощности $P=2$ мВт и 10мВт.

Расчет погрешности проведен для пяти различных типов контактов при трех значениях смещения U_0 .

Согласно приведенным в таблице 1.1 результатам, можно заключить, что при воздействии сигнала, амплитуда которого не превышает 0,5 В, ограничение двумя первыми производными приведет к погрешности, не превышающей, для рассмотренных контактов 14%. Учет первых трех производных снижает погрешность расчетов до 6%.

Таблица 1.1

Количество учитываемых членов	Тип контакта	(1) Au-n-GaAs			(2) n-Si			(3) (Pt-Rh)-n-Ge			(4) W-P-Si			(5) n-GaAs		
	U_0 В P_1 мВт	-0.2	0	0.2	-0.5	0	0.5	-0.2	0	0.2	-0.3	0.1	0.4	1.5	2.5	4.0
2	2	0.178	1.75	3.28	2.43	7.2	10.6	7.9	1.87	9.6	1.8	2.7	1.8	13.9	3.46	5.86
	10	4.85	11.1	28.7	13.6	50.8	41.2	63.5	86.2	72.6	8.0	12.0	12.8	19.2	22.8	13.0
3	2	0.114	0.344	1.005	0.263	3.11	5.98	0.66	1.03	0.662	<0.01	<0.01	0.385	2.02	0.842	3.38
	10	1.85	4.35	13.3	3.65	27.5	11.5	25.0	12.2	2.41	<0.01	<0.01	4.43	19.5	9.4	2.96
4	2	0.038	0.078	0.27	0.087	0.017	5.98	0.48	0.87	0.635	<0.01	<0.01	0.07	0.306	0.164	<0.01
	10	0.082	1.7	5.07	2.15	0.53	11.5	0.9	1.84	1.05	<0.01	<0.01	1.44	4.6	3.7	<0.01
5	2	<0.01	<0.01	<0.01	<0.01	0.04	0.016	0.037	0.049	0.49	<0.01	<0.01	<0.01	0.015	0.018	<0.01
	10	<0.01	<0.01	<0.01	<0.01	0.53	0.068	0.127	0.235	13.8	<0.01	<0.01	<0.01	0.4	0.72	<0.01

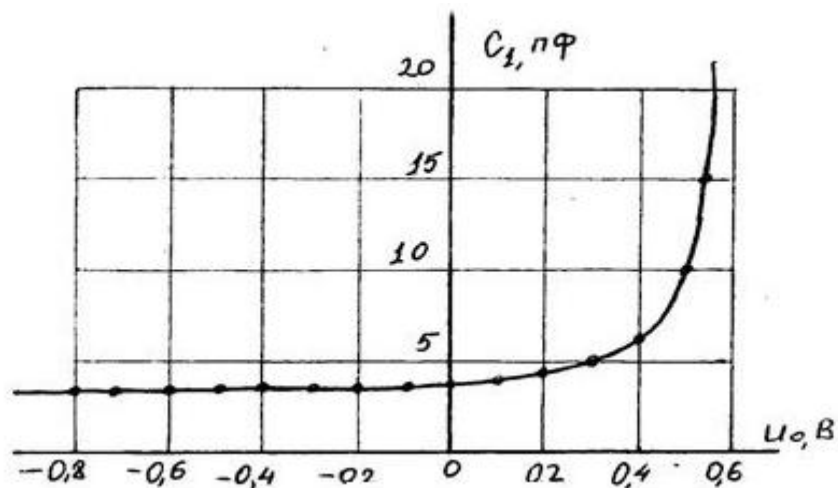


Рис.1.1. ВКХ первого образца полупроводникового диода.

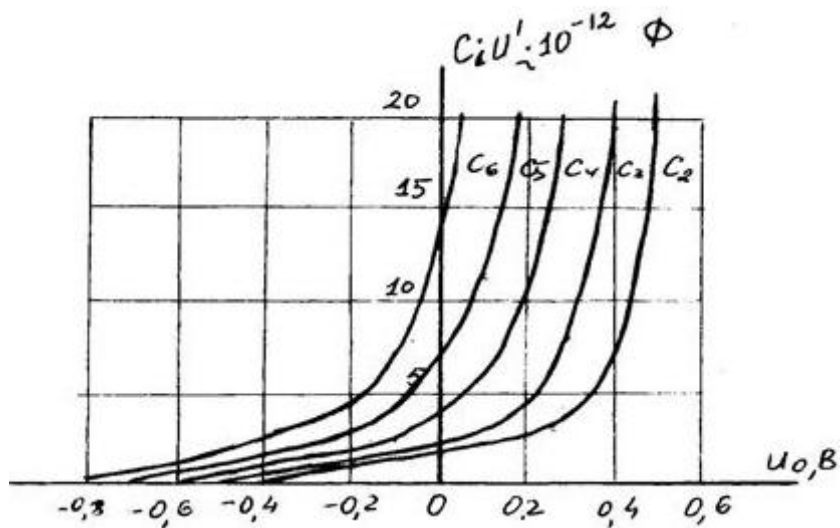


Рис.1.2. Производные от ВКХ Рис.1.1.

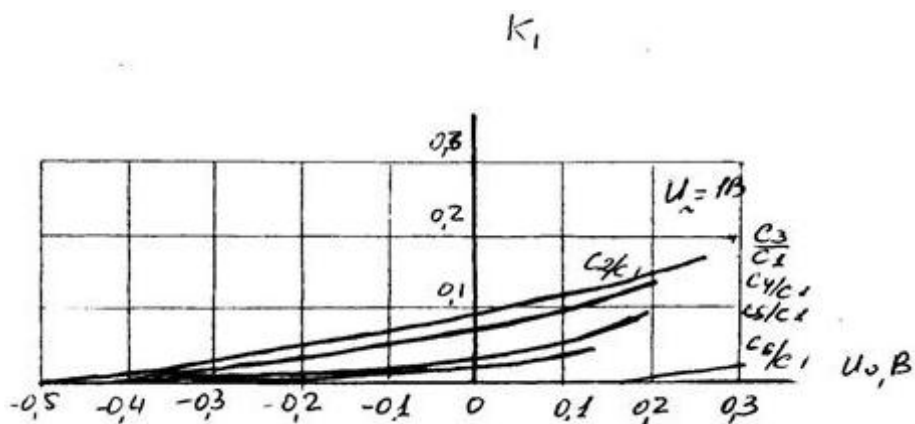


Рис.1.3. Безразмерные величины от ВКХ.

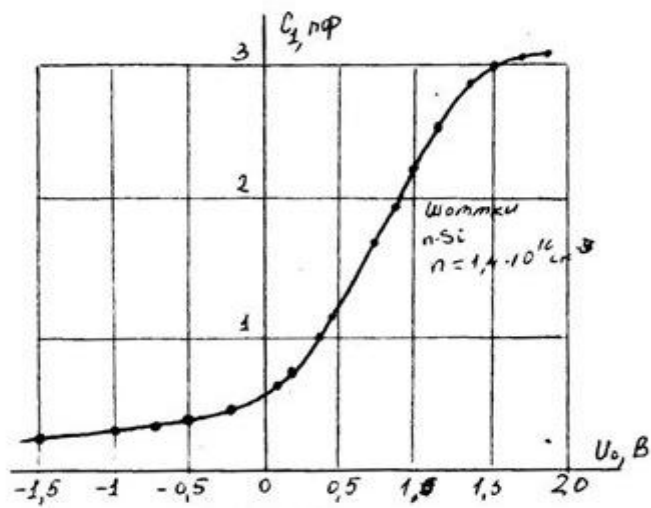


Рис.1.4. ВКХ второго образца полупроводникового диода.

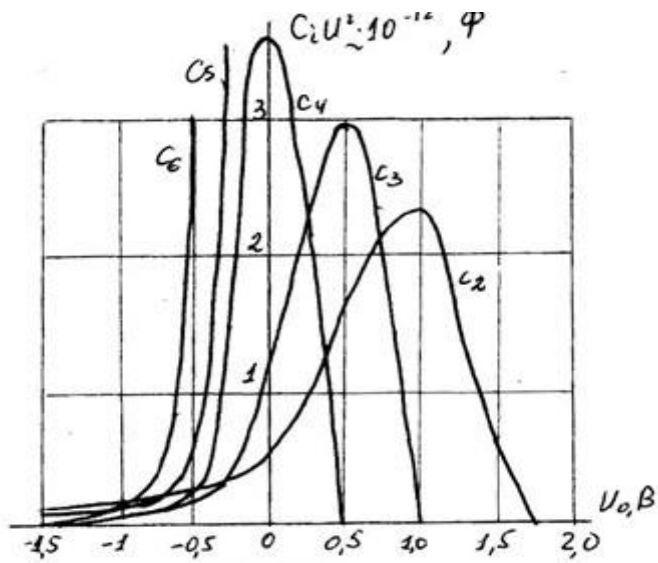


Рис.1.5. Производные от ВКХ рис.

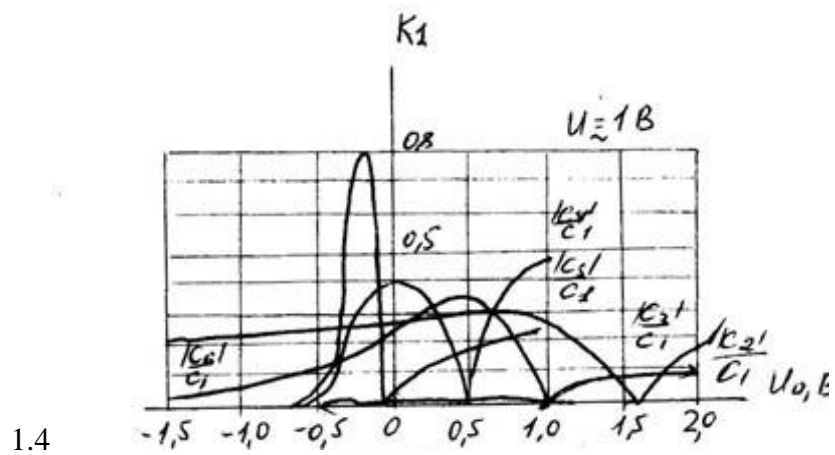


Рис.1.6. Безразмерные величины от ВКХ.

1.4

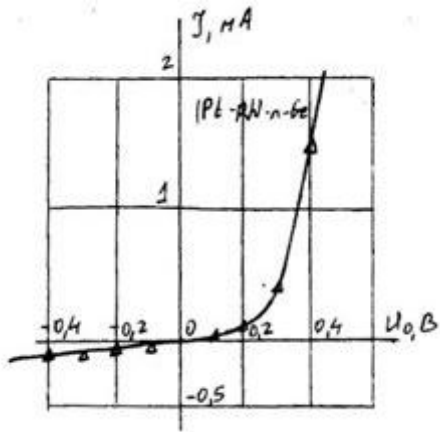


Рис.1.7. ВАХ третьего образца п/п диода.

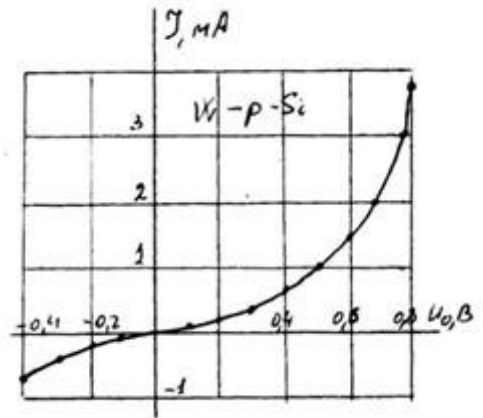


Рис.1.10. ВАХ четвертого образца п/п диода.

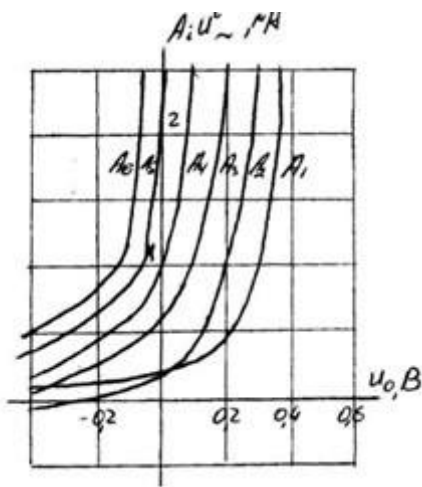


Рис.1.8. Производные от ВАХ рис. 1.7.

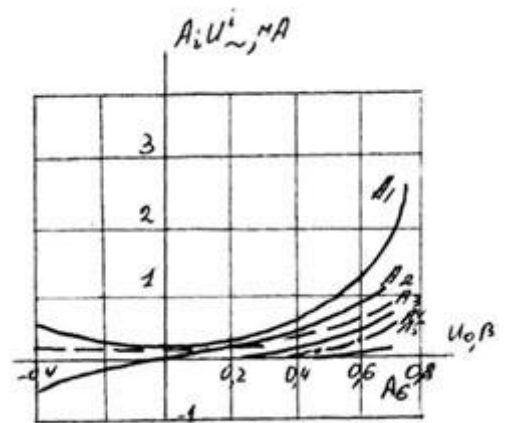


Рис.1.11. Производные от ВАХ рис. 1.10.

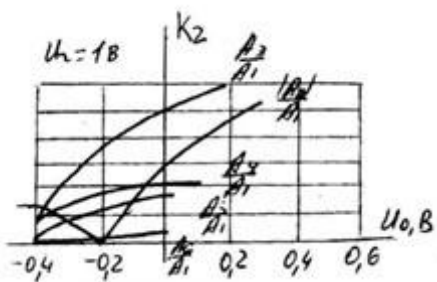


Рис.1.9. Безразмерные величины от ВАХ (рис.1.7.)

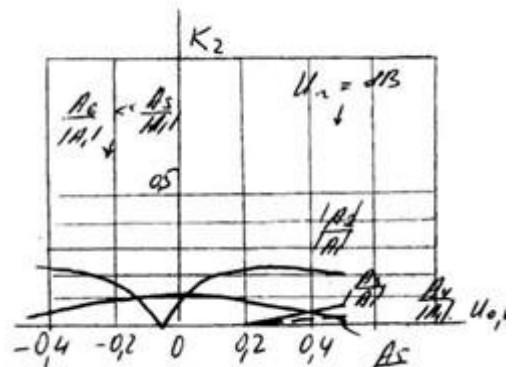


Рис.1.12. Безразмерные величины от ВАХ (рис.1.11.)

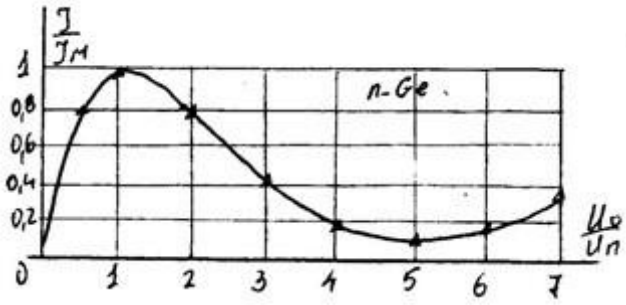


Рис.1.13. ВАХ пятого образца п/п диода.

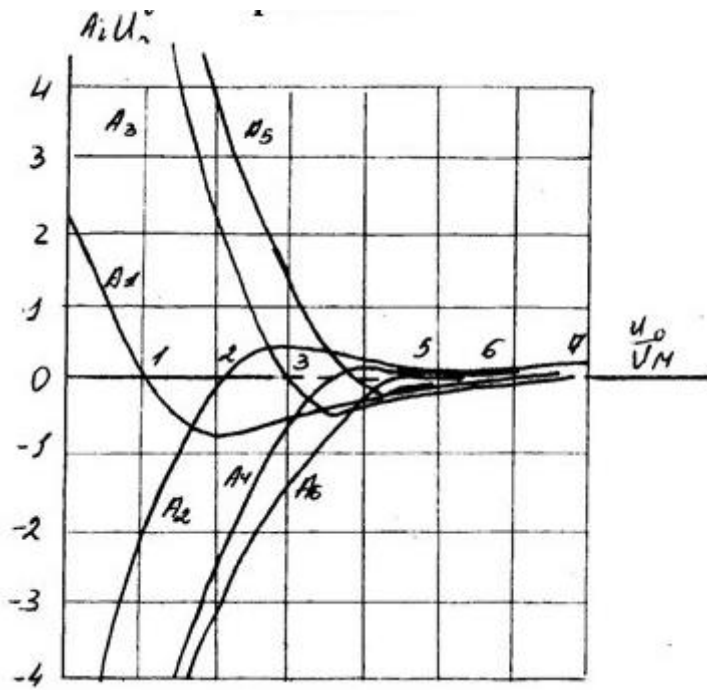


Рис.1.14. Производные от ВАХ рис. 1.13.

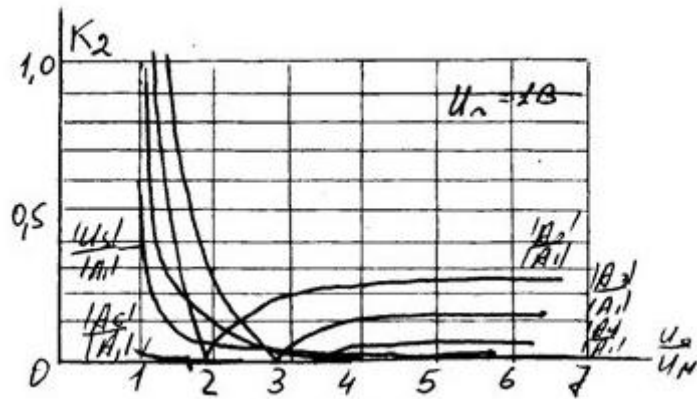


Рис.1.15. Безразмерные величины от ВАХ рис.1.14.

С увеличением амплитуды воздействующего сигнала до 1В погрешность порядка 6% может быть при учете первых четырех производных.

Таким образом, при анализе микроэлектронных и полупроводниковых приборов, описанным выше методом, необходимо учитывать, как минимум первые две – три производные от ВАХ и ВКХ.

Можно отметить, что характеристикам контактов, изображенных на рис. 1.1, 1.4, 1.13, аналогичны характеристикам резких p-n переходов, а контактов типа, изображенных на рис.1.10. - с плавным переходом, если пользоваться понятием резкости в следующей формулировке [50].

Граница между слоями является резкой, если градиент концентрации примеси (считающийся постоянным в пределах перехода) удовлетворяет неравенству:

$$\left| \frac{dN_3}{dx} \right| L_D \gg n_i, \quad (1.38)$$

где $N_3 = N_D - N_a$ – эффективная концентрация примеси;

L_D – дебаевская длина для собственного полупроводника;

n_i - концентрация свободных электронов в собственном полупроводнике.

Учитывая, что предложенный метод достаточно гибок и позволяет учитывать динамические свойства комплексно-нелинейной проводимости контактов, становится очевидным перспективность его использования в качестве аппарата для анализа сложных микроэлектронных и полупроводниковых гибридных схем в диапазоне малых и средних амплитуд переменных сигналов.

В четвертой главе демонстрируются возможности разработанного метода анализа на примерах решения задач, возникающих в полупроводниковых и микроэлектронных устройствах, использующих контакт разнородных материалов.

1.2 МЕХАНИЗМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

При воздействии на нелинейный элемент многочастотным сигналом в результате получаем токи комбинационных частот, которые выделяются добротными контурами, входящими в схему преобразователя. Режим умножения или деления частоты в преобразователях частоты определяем при определении спектра полного тока через нелинейные проводимость и емкость (1.5), где в модифицированной функции Бесселя величина p_i представляет собой ряд простых чисел, а индекс i указывает номер воздействующего сигнала, образующего рассматриваемый ряд гармонических компонент. При умножении частоты полагаем, что на контакт действует сигнал с частотой ω и его гармоника, с частотой $n\omega$:

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos \omega t + u_n \cos(n\omega t + \varphi_n). \quad (1.39)$$

При делении частоты полагаем, что на контакт действует сигнал с частотой $n\omega$ и его субгармоника, с частотой ω :

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos(n\omega t + \varphi_1) + u_n \cos \omega t. \quad (1.40)$$

Рассмотрим механизм комбинации преобразованных частот сигналов:

1. сигнал с частотой $n\omega$ образуется при комбинации:

$$n\omega(n+1) - p(n) \text{ порядок преобразования} \quad p(n+1) + 1,$$

$$p(n)n\omega - (np-1)n\omega \quad p(n+1) - 1,$$

2. сигнал с частотой ω образуется при комбинации:

$n(p + 1)n\omega - p(n\omega)$ порядок преобразования $p(n + 1) + n$,

$p(n)\omega - n(p - 1)\omega$ $p(n + 1) - n$.

При исследовании транзисторного параметрического делителя частоты (ТПДЧ) полагаем, что на коллекторный p - n переход воздействует сигнал с частотой $n\omega$ и комбинируется в выходном контуре сигнал с частотой ω , следовательно согласно (1.5) для полного спектра тока получаем следующее соотношение:

$$J(t) = -2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \cdot \sum_{p_2=h_1}^{\infty} (p_1 n \omega \pm p_2 \omega) I_{p_1} \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) I_{p_2} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) \times \\ \times \sin[p_1 n \omega t \pm p_2 (\omega t + \varphi)]. \quad (1.41)$$

Из полного спектра тока (1.41) выделим компоненты с частотой $n\omega$, при ($p_2 = 0$) и ω , при ($p_1 = 0$).

$$J_1 = -2n\omega \left\{ \sum_{p=0}^{\infty} I_{n(p+1)} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin n[\omega t + (p + 1)\varphi] + \right. \\ \left. + \sum_{p=1}^{\infty} I_{n(p-1)} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin n[\omega t - (p - 1)\varphi] \right\}; \quad (1.42)$$

$$J_n = -2\omega \left\{ \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin[\omega t + (p + 1)\varphi] + \right. \\ \left. + \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin[\omega t - (p - 1)\varphi] \right\}. \quad (1.43)$$

Для удобства записи введем обозначения:

$$2n\omega \sum_{p=0}^{\infty} I_{n(p+1)} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) = \sum_{p=0}^{\infty} G^1_{n(p+1)} U_1,$$

$$\sum_{p=1}^{\infty} I_{n(p-1)} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) = \sum_{p=1}^{\infty} C^1_{n(p-1)} U_1,$$

$$2\omega \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) = \sum_{p=0}^{\infty} G^n_{np+1} U_n,$$

$$\sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_{np-1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) = \sum_{p=1}^{\infty} \cdot C^n_{np-1} U_n.$$

С учетом этого запишем сокращенные выражения для токов:

$$J_1 = - \sum_{p=0}^{\infty} \cdot G^1_{n(p+1)} U_1 \text{sinn}[\omega t + (p+1)\varphi] - \\ - n\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot C^1_{n(p-1)} U_1 \text{sinn}[\omega t - (p-1)\varphi]; \quad (1.44)$$

$$J_n = - \sum_{p=0}^{\infty} \cdot G^n_{np+1} U_1 \text{sin}[\omega t + (np+1)\varphi] - \\ - 2\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot C^n_{np-1} U_n \text{sin}[\omega t - (np-1)\varphi]. \quad (1.45)$$

Аналогично (1.15 ÷ 1.32) преобразований определим комплексные выражения проводимостей на частотах сигнала $-n\omega$ и ее субгармоники ω .

$$\dot{Y}_1 = - \sum_{p=0}^{\infty} \cdot G^1_{n(p+1)} \text{sinn}(p+1)\varphi + n\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot C^1_{n(p-1)} \text{sinn}(p-1)\varphi + \\ + j[\sum_{p=0}^{\infty} \cdot G^1_{n(p+1)} \text{cosn}(p+1)\varphi + n\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot C^1_{n(p-1)} \text{cosn}(p-1)\varphi], \quad (1.46)$$

$$\dot{Y}_n = -\omega \sum_{p=0}^{\infty} \cdot C^n_{n(p+1)} \text{sinn}p\varphi + \sum_{p=1}^{\infty} \cdot G^n_{np-1} \text{sinn}p\varphi + \\ + j[\omega \sum_{p=0}^{\infty} \cdot C^n_{np+1} \text{cosn}p\varphi + \sum_{p=1}^{\infty} \cdot G^n_{np-1} \text{cosn}p\varphi], \quad (1.47)$$

Выделим и обозначим в (1.46), (1.47) реактивные и активные составляющие \dot{Y}_1 и \dot{Y}_n проводимости соответственно, заранее ограничимся первыми членами бесконечного ряда (1.42), (1.43).

$$\begin{cases} G_1 = -G_n^1 \text{sin}\varphi \\ n\omega C_1 = G_n^1 \text{cos}\varphi + n\omega C_0^1 \end{cases} \quad \text{— для частоты сигнала накачки,}$$

$$\begin{cases} G_n = -G_{n-1} \sin \varphi \\ \omega C_n = G_n \cos \varphi + \omega C_1^n \end{cases} \quad - \text{ для частоты субгармоники.}$$

Для синтеза эквивалентной схемы коллекторной цепи необходимо определить коэффициенты квазилинейных составляющих токов, в частности:

$$\sum_{p=1}^{\infty} \cdot G_n^1 U_1 = 2n\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_n \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0),$$

$$\sum_{p=2}^{\infty} \cdot C_0^1 U_1 = 2 \sum_{p=2}^{\infty} \cdot I_0 \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0),$$

$$\sum_{p=2}^{\infty} \cdot G_{n-1}^n U_n = 2 \sum_{p=2}^{\infty} \cdot I_{n-1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0),$$

$$\sum_{p=1}^{\infty} \cdot C_1^n U_n = 2\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_1 \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0). \quad (1.48)$$

Вычислим ряд $I_0 \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right)$ [51], рассчитаем квазилинейные составляющие токов (1.48) и введем обозначения:

$$\begin{aligned} G_n^1 &= \frac{2n\omega}{U_1} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(m_1+m_2)+n} (m_1+n)! (m_2!)^2 m_1!} \times \\ &\times \frac{d^{2(m_1+m_2)+n} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+n}} U_n^{2m_1+n} U_1^{2m_2-1}, \end{aligned} \quad (1.49)$$

$$\begin{aligned} C_0^1 &= \frac{2}{U_1} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(2m_1+m_2)+1} (m_2+1)! (m_1!)^2 m_2!} \times \\ &\times \frac{d^{2(m_1+m_2)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+1}} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2+1}, \end{aligned} \quad (1.50)$$

$$G_{n-1}^n = \frac{2\omega}{U_n} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1} (m_1+n-1)! (m_2+1)! m_1! m_2!} \times$$

$$\times \frac{d^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1}} U_n^{2m_1+n-1} U_1^{2m_2+1}, \quad (1.51)$$

$$C_1^n = \frac{2}{U_n} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(2m_1+m_2)+1} (m_1+1)! (m_2!)^2 m_1!} \times \\ \times \frac{d^{2(m_1+m_2)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+1}} U_n^{2m_1+1} U_1^{2m_2}. \quad (1.52)$$

где - $\frac{d^n q(U_0)}{dU_0^n} = A_n;$

Полученные коэффициенты квазилинейных составляющих токов определяют параметры контуров, соотношения (1.49) и (1.50) для частоты накачки, поскольку нас интересует поведение амплитуды субгармоники, следовательно, принимаем в (1.49) $m_2 = 0$, а в (1.50) $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$ вычисляем G_n^1 и C_0^1 .

Рассуждая аналогично в (1.51) $m_1 = 0$, а в (1.52) $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$ вычисляем G_{n-1}^n и C_1^n .

$$G_n^1 = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \frac{2n\omega A_{2m_1+n}}{2^{2m_1+n} (m_1+n)! m_1!} U_n^{2m_1+n} U_1^{-1}, \quad (1.53)$$

$$C_0^1 = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2A_{2m_1+1+2m_2}}{2^{2m_1+2m_2+1} (m_2+1)! (m_1!)^2 m_2!} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2}, \quad (1.54)$$

$$G_{n-1}^n = \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2\omega A_{2m_2+n}}{2^{2m_2+n} (n-1)! (m_2+1)! m_2!} U_n^{n-2} U_1^{2m_2+1} \quad (1.55)$$

$$C_1^n = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2A_{2(m_1+m_2)+1}}{2^{2(m_1+m_2)+1} (m_1+1)! (m_2!)^2 m_1!} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2}. \quad (1.56)$$

Все же лучше возьмем для всех коэффициентов $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$

Из уравнений (1.46) и (1.47) следует, что нелинейная проводимость коллекторного р-п перехода, эквивалентная схема которого представим в

виде параллельно включенных (рис.1.17) проводимости и емкости, вносит в контуры накачки и субгармоники активные и реактивные проводимости.

При воздействии двухчастного сигнала

$$U_{\Sigma} = U_0 + U_1 \cos n\omega t + U_n \cos(\omega t + \varphi);$$

получаем:

от проводимости - G имеем $G'_1 \quad G'_n \quad C'_1 \quad C'_n$

от емкости - C имеем $G_1 \quad G_n \quad C_1 \quad C_n$.

Надо учесть обстоятельство, что ВКХ и ВАХ не имеют аналитические выражения, сняты экспериментально .

В итоге для упомянутых проводимостей получаем следующие приближенные аналитические выражения:

- для контура накачки

$$\begin{aligned} G_1 &= -G_n^1 \sin n\varphi, & C_1 &= C_0^1 + \frac{1}{n\omega} G_n^1 \cos n\varphi, \\ G_1^1 &= G_0^{1'} + G_n^{1'} \cos n\varphi, & n\omega C_1^1 &= G_n^{1'} \sin n\varphi. \end{aligned} \quad (1.57)$$

-для контура субгармоники

$$\begin{aligned} G_n &= G_{n-1}^n \sin n\varphi, & C_n &= C_1^n + \frac{1}{\omega} G_{n-1}^n \cos n\varphi, \\ G_n^1 &= G_1^{n'} + G_{n-1}^{n'} \cos n\varphi, & \omega C_n^1 &= -G_{n-1}^{n'} \sin n\varphi. \end{aligned} \quad (1.58)$$

Таким образом, с учетом (1.57) и (1.58) однозначно сможем построить эквивалентные схемы для частот накачки и ее субгармоники в которых внесенные проводимости в контуры упомянутых сигналов от емкости и от проводимости нелинейного $p-n$ перехода, образуют суммарные проводимости:

- для контура накачки $f_k = n\omega t$

$$\begin{aligned} G_{1\Sigma} &= -G_n^1 \sin n\varphi + G_n^{1'} \cos n\varphi + G_0^{1'}, \\ C_{1\Sigma} &= C_0^1 + \frac{1}{n\omega} G_n^1 \cos n\varphi + \frac{1}{n\omega} G_n^{1'} \sin n\varphi, \end{aligned} \quad (1.59)$$

- для контура субгармоники $f_k = \omega t + n\varphi$

$$\begin{aligned} G_{n\Sigma} &= G_{n-1}^n \sin n\varphi + G_{n-1}^{n'} \cos n\varphi + G_1^{n'}, \\ C_{n\Sigma} &= C_1^n + \frac{1}{\omega} G_{n-1}^n \cos n\varphi - \frac{1}{\omega} G_{n-1}^{n'} \sin n\varphi. \end{aligned} \quad (1.60)$$

Ограничивая тремя членами ряда разложения в (1.53) ÷ (1.56) получаем точные аналитические выражения для квазилинейных коэффициентов при двухчастотном воздействии на коллекторный p - n переход.

От емкости $C(U)$,

- в контур накачки;

$$G_n^1 = \frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n-1)!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{n\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n+1)!} \frac{U_n^{n+2}}{U_1} + \dots$$

$$C_0^1 = A_1 + \frac{A_3}{8} U_1^2 + \frac{A_3}{4} U_n^2 + \dots \quad (1.61)$$

- в контур субгармоники;

$$G_{n-1}^n = \frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1 + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_n^n U_1 + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1^3 + \dots$$

$$C_1^n = A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 + \frac{A_3}{8} U_n^2 + \dots \quad (1.62)$$

От проводимости $G(U)$,

- в контур накачки;

$$G_n^{1'} = \frac{B_n}{2^{n-1}n!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}(n+1)!} \frac{U_n^{n+2}}{U_1} + \dots$$

$$G_0^{1'} = B_1 + \frac{B_3}{8} U_1^2 + \frac{B_3}{4} U_n^2 + \dots \quad (1.63)$$

- в контур субгармоники;

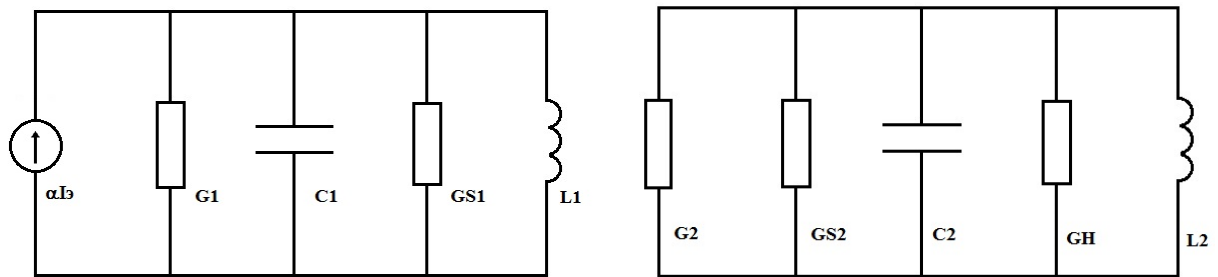
$$G_{n-1}^{n'} = \frac{B_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1 + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_n^n U_1 + \frac{B_{n+2}}{2^{n+2}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1^3 + \dots$$

$$G_1^{n'} = B_1 + \frac{B_3}{4} U_1^2 + \frac{B_3}{8} U_n^2 + \dots \quad (1.64)$$

На основе соотношений (1.61 ÷ 1.64) однозначно сможем построить эквивалентные схемы ППЧ, для частоты сигнала накачки и преобразованного сигнала изображенных на рис.1.16. а) и б) соответственно.

В теории нелинейных радиотехнических схем впервые рассмотрен механизм преобразования частоты, так как выяснить характер преобразования параметрический или непараметрический необходим по той простой причине, что в автогенераторах часто возникают сигналы с

некратными частотами за счет присутствия в спектре тока комбинационных компонент [52].



а) – для сигнала накачки,

б) - для сигнала субгармоники

Рис. 1.16. Эквивалентная схема делителя частоты.

Таким образом выяснили, что от нелинейной комплексной проводимости $p-n$ перехода, в контуры накачки и ее субгармоники вносятся суммарные проводимости (1.59) и (1.60), а квазилинейные коэффициенты от емкости $C(U)$ и от проводимости $G(U)$, вычисляем из соотношений (1.61) ÷ (1.64).

Оценки погрешности при ограничении ряда производных двумя, тремя, четырьмя и пятого членами (1.37), практически не превышает 14% при ограничении двумя первыми производными согласно результатам, приведенным в таблице 1.1 Учет первых трех производных снижает погрешность расчетов до 6%.

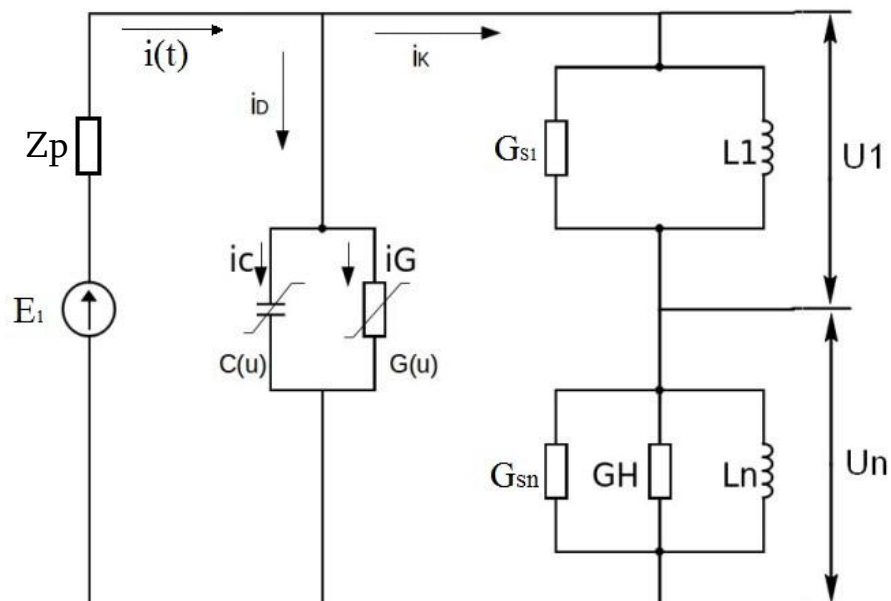


Рис.1.17. Эквивалентная электрическая схема делителя частоты.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1.

- Рассмотрены общие принципы по проектированию полупроводниковых преобразователей частоты, сформированы критерии анализа и синтеза СВЧ схем на нелинейном элементе.
- Обоснована важность анализа нелинейных радиотехнических параметрических схем без задания конкретного вида характеристик полупроводникового прибора.
- Предложена методика использования метода И.В. Басика для расчета преобразователей частот на р–п переходе без задания конкретного вида их характеристик на основе решения нелинейного дифференциального уравнения с переменными коэффициентами n -ого порядка. Указывается, что для этого требуется графическое определение определенных производных в рабочей точке ВАХ и ВКХ, причем эти характеристики могут быть построены как произвольными аппроксимирующими функциями, так и на основе экспериментальных измерений.
- Дается оценка точности расчета по предложенной методике. Метод анализа достаточно прост и в диапазоне малых и средних амплитуд переменных напряжений позволяет снизить погрешность определения основных параметров твердотельных устройств до практически любой требуемой величины путем учета большего количества производных от ВАХ и ВКХ.

- Приведенный метод позволяет проводить исследования основных свойств контактов различных, в том числе и полупроводниковых материалов, р-п переходов, пленочных и гибридных схем на основе комплексно-нелинейных структур и может быть в ряде случаев использован на уровне технологической отработки приборов.

ГЛАВА 2. АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ

2.1. ВЫВОД УКРОЧЕННЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ СВЧ

Для расчета полного спектра тока через нелинейные емкость и проводимость р-п перехода использован метод И.В. Басик [45].

Вывод основных соотношений для токов и напряжений сигналов основной частоты и его субгармоники проводим классическим методом, теоретическими основами анализа нелинейных электрических цепей [53].

Эквивалентная схема рассматриваемого ППДЧ представлена на рис.2.1, где L_1 и G_1 – параметры контура выходной частоты ω , $G(u)$ и $C(u)$, - нелинейная емкость и проводимость полупроводникового р-п перехода, причем величины $G(u)$ и $C(u)$, определяются произвольно задаваемыми или экспериментально снятыми вольт-кулоновыми (ВКХ) и вольт-амперными (ВАХ) характеристиками этого контакта.

Полагаем, что на р-п переход воздействуют постоянное напряжение U_0 , напряжение накачки U_1 и его субгармоники U_n , а ток через диод есть сумма токов емкости и проводимости р-п перехода.

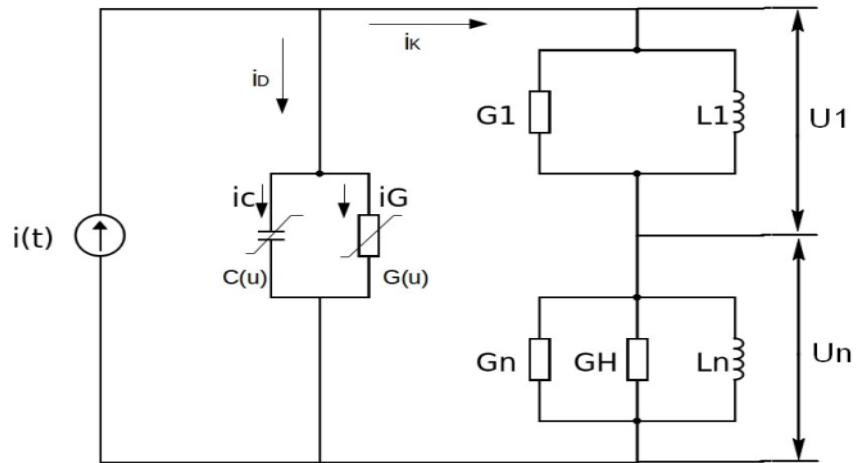


Рис.2.1.Эквивалентная электрическая схема ППДЧ СВЧ.

На контуре сигнала основной частоты выделяется напряжение U_1 , а на контуре сигнала субгармоники U_n . Для токов имеем:

$$i(t) = i_d + i_k, \text{ а ток через диод: } i_d = i_c + i_G;$$

где токи через нелинейные емкость и проводимость соответственно будут

$$i_c = C(u) \frac{du}{dt}, \quad i_G = G(u)U.$$

Следовательно, ток через диод будет:

$$i_d = i_c + i_G = G(u)U + C(u) \frac{du}{dt}; \quad (2.1)$$

ток через контуры частоты основного сигнала и ее субгармоники запишем через напряжения U_1 и U_n ,

$$i_k = G_1 U_1 + \frac{1}{L_1} \int U_1 dt; \quad (2.2)$$

$$i_k = (G_H + G_n) U_n + \frac{1}{L_n} \int U_n dt. \quad (2.3)$$

Определим производные контурных токов (2.2) и (2.3) по времени

$$\frac{di_k}{dt} = G_1 \frac{dU_1}{dt} + \frac{1}{L_n} U_1, \quad (2.4)$$

$$\frac{di_k}{dt} = (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt} + \frac{1}{L_n} U_n. \quad (2.5)$$

После несложных преобразований, для тока через диод, получим следующее дифференциальное уравнение:

$$\frac{di_d}{dt} = [G(u) + U \frac{dG(u)}{dU}] \frac{du}{dt} + C(u) \frac{d^2 U}{dt^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt}\right)^2. \quad (2.6)$$

С учетом (2.2) и (2.3) определим напряжения на контурах и воздействующий на полупроводниковый р-п переход:

$$U_1 = L_1 \frac{di_k}{dt} - L_1 G_1 \frac{dU_1}{dt}, \quad (2.7)$$

$$U_n = L_n \frac{di_k}{dt} - L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}, \quad (2.8)$$

$$U = U_1 + U_n = (L_1 + L_n) \frac{di_k}{dt} - L_1 G_1 \frac{dU_1}{dt} - L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}. \quad (2.9)$$

Так как ток накачки есть сумма токов через диод и контуры, для тока через контуры получаем:

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{di(t)}{dt} - [G(u) \frac{du}{dt} + U \frac{dG(u)}{dU} \frac{du}{dt} + C(u) \frac{d^2 U}{dU^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt}\right)^2], \quad (2.10)$$

с учетом (2.10) для суммарного напряжения (2.9) получим выражения в виде:

$$\frac{U}{L_1 + L_n} = \frac{di_k}{dt} - \frac{L_1}{L_1 + L_n} G_1 \frac{dU_1}{dt} - \frac{L_n}{L_1 + L_n} (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt}. \quad (2.11)$$

Подставляя (2.10) в (2.11) получим полное дифференциальное уравнение для ППДЧ:

$$C(u) \frac{d^2 U}{dU^2} + \frac{dC(u)}{dU} \left(\frac{dU}{dt}\right)^2 + [G(u) + U \frac{dG(u)}{dU}] \frac{du}{dt} - \frac{di(t)}{dt} + \frac{L_1}{L_1 + L_n} G_1 \frac{dU_1}{dt} + \frac{L_n}{L_1 + L_n} (G_H + G_n) \frac{dU_n}{dt} + \frac{U}{L_1 + L_n} = 0. \quad (2.12)$$

Сгруппируем линейные и нелинейные члены, а емкость р-п перехода представим в виде $C(u) = C_0 + C_{\sim}$ введем безразмерное время $\tau = \omega_0 t$, с учетом всего этого выражения (2.12) будет:

$$\frac{d^2 U}{d\tau^2} + u = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{C_0} \left[\frac{di(\tau)}{d\tau} - G(u) \frac{du}{d\tau} - U \frac{dG(u)}{dU} \frac{du}{d\tau} \right] - \omega_0^2 \left[L_1 G_1 \frac{dU_1}{d\tau} + L_n (G_H + G_n) \frac{dU_n}{d\tau} \right] \right\} - \frac{1}{C_0} \left[\frac{dC}{dU} \left(\frac{dU}{d\tau}\right)^2 - C \frac{d^2 U}{d\tau^2} \right]. \quad (2.13)$$

Таким образом имеем полное дифференциальное уравнение для ППДЧ, решение которого ищем в виде напряжения:

$$U = U_1 \cos(n\omega t + \varphi_1) + U_n \cos(\omega t + \varphi_n). \quad (2.14)$$

Для решения нелинейных дифференциальных уравнений воспользуемся методом медленно меняющихся параметров [54]. В данном случае полагаем, что производные фаз и амплитуд являются медленно меняющиеся функции по времени, за период колебания.

Уравнение (2.13) приведено к малому параметру, то есть множитель $\frac{1}{\omega_0}$ с ростом частоты уменьшается, что приемлемо в любом диапазоне радиочастот, так как возможно построение добротных колебательных систем с затуханием порядка $\frac{1}{\omega_0}$.

Найдем первые и вторые производные от (2.14), полагая что расстройки малы:

$$U(\tau) = U_1(\tau) \cos(n\tau + \varphi_1) + U_n(\tau) \cos(\tau + \varphi_n), \quad (2.15)$$

$$\dot{U} = \dot{U}_1 \cos \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 + \dot{U}_n \cos \alpha_n - \dot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n, \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \ddot{U} = & \ddot{U}_1 \cos \alpha_1 - \ddot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 \dot{U}_1 \sin \alpha_1 - \dot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 \dot{\alpha}_1 - \ddot{\alpha}_1 U_1 \sin \alpha_1 - \\ & - \dot{\alpha}_1^2 U_1 \cos \alpha_1 + \ddot{U}_n \cos \alpha_n - \ddot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n - \dot{\alpha}_n \dot{U}_n \sin \alpha_n - \\ & - \dot{\alpha}_n U_n \sin \alpha_n - \dot{\alpha}_n^2 U_n \cos \alpha_n. \end{aligned} \quad (2.17)$$

В (2.15) и (2.17) введены следующие обозначения:

$$\alpha_1 = n\tau + \varphi_1; \quad \alpha_n = \tau + \varphi_n; \quad (2.18)$$

Так как $i(\tau) = \alpha l_3 \sin n\tau$, а $\frac{di(\tau)}{d\tau} = n\alpha l_3 \cos n\tau$, с другой стороны $n\tau = \alpha_1 - \varphi_1$,

(α_1, α_n – аргументы токов накачки и субгармоники) следовательно

$$\frac{di(\tau)}{d\tau} = n(\alpha l_3) \cos(\alpha_1 - \varphi_1) = n\alpha l_3 (\cos \alpha_1 \cos \varphi_1 + \sin \alpha_1 \sin \varphi_1). \quad (2.19)$$

Из соотношений (2.16) и (2.17) для U_1 и U_n имеем:

$$U_1 = U_1(\tau) \cos \alpha_1(\tau), \quad U_n = U_n(\tau) \cos \alpha_n(\tau).$$

Тогда для частоты сигнала и субгармоники из соотношений (2.17), (2.15) и (2.13) получим следующие уравнения, в которых, для удобства правую часть (2.13) обозначим:

$\mu F_1[U_1, \dot{U}_1, \ddot{U}_1, (\alpha_1 - \varphi_1)]$ – для частоты сигнала,

$\mu F_n[U_n, \dot{U}_n, \ddot{U}_n, (\alpha_n - \varphi_n)]$ - для частоты субгармоники, следовательно амплитудно-фазовые соотношения для контуров частот $n\omega t$ и ωt будут:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\ddot{U}_1}{U_1} - \dot{\alpha}_1^2 + 1\right) \cos \alpha_1 - \left(2\dot{\alpha}_1 \frac{\dot{U}_1}{U_1} + \ddot{\alpha}_1\right) \sin \alpha_1 = \\ & = \frac{1}{U_1} \mu F_1[U_1, \dot{U}_1, \ddot{U}_1, (\alpha_1 - \varphi_1)], \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\ddot{U}_n}{U_n} - \dot{\alpha}_n^2 + 1\right) \cos \alpha_n - \left(2\dot{\alpha}_n \frac{\dot{U}_n}{U_n} + \ddot{\alpha}_n\right) \sin \alpha_n = \\ & = \frac{1}{U_n} \mu F_n[U_n, \dot{U}_n, \ddot{U}_n, (\alpha_n - \varphi_n)] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Из выражения (2.18) следует, что $\alpha(\tau) = \tau - \varphi(\tau)$, тогда для производных получим:

$$\dot{\alpha} = 1 - \dot{\varphi}; \quad \dot{\alpha}^2 = 1 - 2\dot{\varphi} + \dot{\varphi}^2; \quad \ddot{\alpha} = -\ddot{\varphi}. \quad (2.22)$$

Подставляя (2.22) в (2.21) и (2.20) получим систему уравнений для напряжении \dot{U}_1, \dot{U}_n и фаз $\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_n$, отбросим вторые производные.

Для первой и второй производных получаем:

$$\dot{U}_{1,n} = -U_{1,n} \sin \alpha_{1,n}; \quad \ddot{U}_{1,n} = -U_{1,n} \cos \alpha_{1,n}. \quad (2.23)$$

В результате решения систем уравнений (2.20) и (2.21) получаем соотношения для напряжений и фаз сигналов накачки и ее субгармоники:

$$\dot{U}_1 = -\frac{\mu}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_1[U_1 \cos \alpha_1; -U_1 \sin \alpha_1; -U_1 \cos \alpha_1; (\alpha_1 - \varphi_1)] \sin \alpha_1 d\alpha_1; \quad (2.24)$$

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{\mu}{2\pi U_1} \int_0^{2\pi} F_1[U_1 \cos \alpha_1; -U_1 \sin \alpha_1; -U_1 \cos \alpha_1; (\alpha_1 - \varphi_1)] \cos \alpha_1 d\alpha_1; \quad (2.25)$$

$$\dot{U}_n = -\frac{\mu}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_n[U_n \cos \alpha_n; -U_n \sin \alpha_n; -U_n \cos \alpha_n; (\alpha_n - \varphi_n)] \sin \alpha_n d\alpha_n; \quad (2.26)$$

$$\dot{\varphi}_n = \frac{\mu}{2\pi U_n} \int_0^{2\pi} F_n[U_n \cos \alpha_n; -U_n \sin \alpha_n; -U_n \cos \alpha_n; (\alpha_n - \varphi_n)] \cos \alpha_n d\alpha_n; \quad (2.27)$$

Дальнейшая задача предстоит отыскания подынтегральной функции, которую определяем из (2.13) подставляя вместо производных тока (2.19) и

напряжений (2.23), так как в колебательных контурах рассматривается последовательное включение варактора, очевидно, что от нелинейных емкости и проводимости р-п перехода, в контур основной частоты и субгармоники вносятся активные и реактивные проводимости, которые определяются по вышеупомянутому методу [11].

От проводимости р-п перехода в контуры основной частоты и субгармоники вносятся активные составляющие:

$$G_{(1)}(u) = G_{s1} + G_1(u) + G'_1(u); \quad (2.28)$$

$$G_{(n)}(u) = G_{sn} + G_n(u) + G'_n(u). \quad (2.29)$$

От емкости р-п перехода в контуры основной частоты и субгармоники вносятся реактивные составляющие:

$$C_{(1)}(u) = C_1(u) + C'_1(u) \quad (2.30)$$

$$C_{(n)}(u) = C_n(u) + C'_n(u) \quad (2.31)$$

Подставляя результаты (2.28) ÷ (2.31) в правую часть уравнения (2.13), проинтегрировав в (2.24) ÷ (2.27), для амплитуд и фаз получим систему укороченных уравнений:

$$\dot{U}_1 = -\frac{1}{2n\omega_{10}C_{10}} [n\alpha I_3 \sin \varphi_1 - (G_{s1} + G_1 + G'_1)U_1]; \quad (2.32)$$

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{1}{2n\omega_{10}C_{10}u_1} \{ n\alpha I_3 \cos \varphi_1 - [\frac{1}{n\omega L_1} - n\omega(C_1 + C'_1)]U_1 \}; \quad (2.33)$$

$$\dot{U}_n = -\frac{1}{2\omega_{n0}C_{n0}} [G_{sn} + G_n + G'_n + G_{H'}]U_n; \quad (2.34)$$

$$\dot{\varphi}_n = \frac{1}{2\omega_{n0}C_{n0}} [\frac{1}{\omega L_n} - \omega(C_n + C'_n)]. \quad (2.35)$$

При проектировании СВЧ ППДЧ, с использованием укороченных уравнений (2.32) ÷ (2.35), существенно сокращается время схемного расчета, что подтверждается экспериментом.

На основе выражений укороченных уравнений можно однозначно создать эквивалентные электрические схемы контуров ППДЧ для сигнала накачки (рис. 2.2) и ее субгармоники (рис. 2.3)

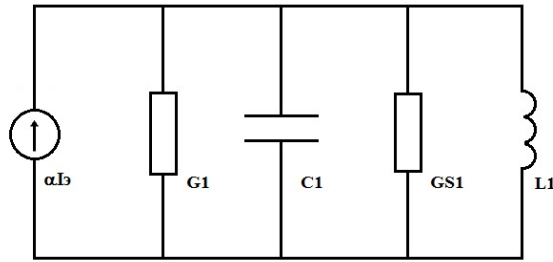


Рис.2.2 Эквивалентная электрическая схема контура накачки.

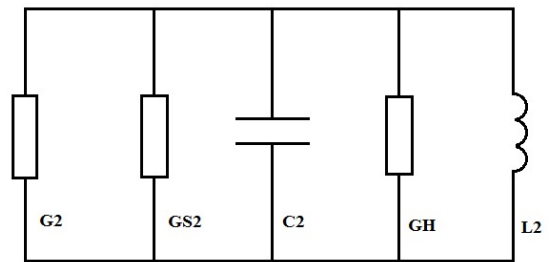


Рис.2.3 Эквивалентная схема контура субгармоники.

С учетом соотношений (2.32-2.35) для стационарного режима получены следующие укороченные уравнения для частоты накачки и ее субгармоники, при этом компоненты для контура накачки фигурируют с индексом 1, для субгармоники с индексом n :

$$U_1(G_{\Sigma 1} + K_1 b_1 \sin \varphi_n) = n \alpha I_3 \sin \varphi_n, \quad (2.36)$$

$$U_n(X_1 - K_1 b_1 \cos \varphi_n) = n \alpha I_3 \cos n \varphi_n, \quad (2.37)$$

$$G_{\Sigma n} - K_n b_n \sin n \varphi_n = 0, \quad (2.38)$$

$$X_n - K_n b_n \cos n \varphi_n = 0, \quad (2.39)$$

где :
$$G_{\Sigma 1} = B_1 + \frac{B_2}{8} U_1^2 + \frac{B_2}{4} U_n^2 + G_{s1},$$

$$G_{\Sigma n} = G_{sn} + G_n + B_1 + \frac{B_2}{4} U_1^2 + \frac{B_2}{8} U_n^2 + \frac{B_n}{\omega A_n} \left[\frac{1}{\omega L_n} - \omega \left(A_1 + \frac{A_2}{4} U_1^2 + \frac{A_2}{8} U_n^2 \right) \right],$$

$$X_1 = \frac{1}{n \omega L_1} - n \omega \left(A_1 + \frac{A_2}{4} U_1^2 + \frac{A_2}{8} U_n^2 \right),$$

$$X_n = \frac{1}{\omega L_n} - \omega \left(A_1 + \frac{A_2}{8} U_1^2 + \frac{A_2}{4} U_n^2 \right),$$

K_1, K_n – квазилинейные коэффициенты комбинационных компонент токов накачки и субгармоники;

G_{s1}, G_{sn} – проводимости пассивных потерь;

L_1, L_n - внешние индуктивности резонансных контуров накачки и субгармоники;

$G_{\Sigma 1}, G_{\Sigma n}$ - проводимости потерь на образование субгармоники, вносимые нелинейными емкостью и проводимостью коллектора;

X_1, X_n – реактивные проводимости на образование субгармоники, вносимые нелинейными емкостью и проводимостью коллектора;

$A_i = \frac{d^i q(u)}{dU^i} \Big|_{u=u_0}$ – i - я производная от ВКХ в рабочей точке ;

$B_i = \frac{d^i i(u)}{dU^i} \Big|_{u=u_0}$ – i - я производная от ВАХ в рабочей точке .

Исключив фазы φ_1 в соотношениях (2.36) и (2.37) и φ_n в соотношениях (2.38) и (2.39) получаем.

$$U_1 = \frac{n \alpha I_3 b_1}{\left[G_{\Sigma 1} + \frac{U_n^n}{2^{n-1} n! U_1 \sqrt{G_{\Sigma 1}}} \right] \sqrt{1 + Q_{1\Lambda}^2 \delta_{1\Lambda}^2}}, \quad (2.40)$$

$$G_{\Sigma n} - \frac{U_n^{n-2} b_n U_1}{2^{n-1} (n-1)! \sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2}} = 0, \quad (2.41)$$

где $Q_n \delta_n = \frac{B_n}{G_{\Sigma n}}$; $Q_{1\Lambda} \delta_{1\Lambda} = (X_1 - K_1 b_1 \frac{Q_n \delta_n}{\sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2}}) / (G_{\Sigma 1} + K_1 b_1 \frac{1}{\sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2}})$;

Q_n - добротность нагруженного контура на частоте субгармоники;

$Q_{1\Lambda}$ - добротность контура накачки с учетом добротности и расстройки контура субгармоники;

δ_n и $\delta_{1\Lambda}$ - расстройки контура субгармоники и накачки;

$$K_1 = \frac{U_n^n}{2^{n-1} n! U_1}, \quad K_n = \frac{U_n^{n-2}}{2^{n-1} (n-1)!} U_1.$$

Соотношение (2.41) определяет баланс амплитуд в контуре субгармоники. Подставляя вместо амплитуды U_1 ее выражение из (2.40) получаем уравнение относительно U_n в виде

$$U_n^{n-2} n \alpha I_3 b_n + 2^{n-1} (n-1)! G_{\Sigma 1} G_{\Sigma n} \sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2} \sqrt{1 + Q_{1\Lambda}^2 \delta_{1\Lambda}^2} + \frac{U_n^{2n-2} b_1 b_n}{2^{n-1} (n-1)! \sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2}} = 0. \quad (2.42)$$

Рассмотрим частный случай при минимальном коэффициенте деления, $n=2$ уравнение (2.42) является квадратным и имеет простое аналитическое решение. Ограничиваясь рассмотрением этого случая, что наиболее интересно с практической точки зрения, на основе (2.42) получаем:

$$U_2 = \sqrt{\frac{8}{b_1 b_2} \sqrt{1 + Q_n^2 \delta_n^2} \left(\alpha I_3 b_2 - G_{\Sigma 1} G_{\Sigma 2} \sqrt{1 + Q_2^2 \delta_2^2} \sqrt{1 + Q_{1\Lambda}^2 \delta_{1\Lambda}^2} \right)}. \quad (2.43)$$

Так как $U_2 > 0$, то при

$$\alpha I_3 \geq \frac{1}{b_2} G_{\Sigma 1} G_{\Sigma 2} \sqrt{1 + Q_2^2 \delta_2^2} \sqrt{1 + Q_{1\Lambda}^2 \delta_{1\Lambda}^2} \quad (2.44)$$

возникают субгармонические колебания, причем чем больше αI_3 , тем больше U_2 . Если полагать, что система настроена в резонанс на обеих частотах, то есть $\delta_n = \delta_{1\Lambda} = 0$, то соотношение (2.44) примет вид :

$$U_2 = \sqrt{\frac{8}{b_1 b_2} (\alpha I_3 b_2 - G_{\Sigma 1} G_{\Sigma 2})}. \quad (2.45)$$

Мощность, выделяемая в нагрузке, в последнем случае будет

$$P_H = \frac{U_2^2}{2} G_H = \frac{4}{b_1 b_2} [\alpha I_3 b_2 - G_{\Sigma 1} (G_2 + G_H)] G_H, \quad (2.46)$$

где $G_2 = G_{\Sigma 2} - G_H$,

а оптимальная нагрузка, определяемая из условия $\frac{d P_H}{d G_H} = 0$, имеет величину

$$G_{H\text{опт}} = \frac{\alpha I_3 b_2 - G_2 G_{\Sigma 1}}{2 G_{\Sigma 1}}. \quad (2.47)$$

С учетом (2.47) выражение для максимальной выходной мощности примет вид

$$P_{H\text{макс}} = \frac{2}{b_1 b_2 G_{\Sigma 1}} (\alpha I_3 b_2 - G_{\Sigma 1} G_2)^2. \quad (2.48)$$

Таким образом, из соотношения (2.43) можно судить о частотных свойствах делителя СВЧ на два с учетом комплексной нелинейной проводимости коллекторного p-n перехода при известных добротностях $Q_{1\Lambda}$ и Q_2 .

Выражение (2.44) в общем случае определяет пусковые условия системы.

Используя выражения (2.47) и (2.48), можно рассчитать оптимальную проводимость нагрузки и максимальную выходную мощность ТПД частоты.

2.2. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ ТРАНЗИСТОРНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Проведено исследование устойчивости коллекторной цепи транзисторного параметрического делителя частоты (ТПДЧ), базирующееся на представлении нелинейных зависимостей емкости и проводимости

коллекторного р-п перехода в виде конечных рядов по степеням напряжения. Показано, что более общим подходом является представление этих зависимостей в виде произвольных функций, которые могут быть заданы экспериментальными графиками. На основе такого представления приведены результаты анализа амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) контура основной частоты транзисторного параметрического делителя частоты с учетом расстройки выходного контура. Рассматривается коллекторный р-п переход транзисторного параметрического делителя частоты [55], нагруженный контурами частоты основного сигнала и ее субгармоники. Для расчета полного спектра тока через нелинейные емкость и проводимость коллекторного р-п перехода использован метод И. В. Басик [45].

Исследование устойчивости работы коллекторной цепи проведено на основе анализа АЧХ контура частоты основного сигнала с учетом расстройки выходного контура, анализ проведен по результатам решения нелинейного параметрического дифференциального уравнения с переменными коэффициентами n-го порядка [54].

Практические инженерные расчеты проведены для частных случаев, а имеем для $n = 2, 3, 4 \dots$

Эквивалентная электрическая схема рассматриваемого ТПДЧ представлена на рис.2.1, где L_1 и G_1 – параметры контура выходной частоты ω , $C_{(u)}$ и $G_{(u)}$ – нелинейные емкость и проводимость коллекторного р-п перехода, причем величины $C_{(u)}$ и $G_{(u)}$ определяются произвольно задаваемыми вольт - кулоновыми (ВКХ) и вольт - амперными (ВАХ) характеристиками коллекторного перехода.

$$U_1 = n\alpha I_3 b_1 \times 1 / \{ [G_{\Sigma 1} + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}}]^2 \sqrt{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2} \} \times \\ \times \sqrt{1 + Q_1^2 (\delta_1 + \Delta_1 - K_1 U_1^2 - K_2 U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}})^2}, \quad (2.49)$$

Для АЧХ выходного контура на основе работы [55], получено следующее выражение (2.49), где учтены расстройки контуров основного и выходного сигналов, что вполне достаточно для анализа устойчивого режима работы коллекторной цепи ТПДЧ.

$$\text{Где: } G_{\Sigma 1} = G_{s1} + B_1 + \frac{B_3}{8} U_1^2 + a_1 \left[\frac{1}{n\omega L_1} - n\omega \left(A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 \right) \right],$$

$$\lambda_n = \frac{b_1}{b_n} (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n) 2^{n-1} \sqrt[2]{2^{n-1} (n-1)! (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n)},$$

$$Q_n = 1/\omega_0 L_n (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n),$$

$$\delta_n = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}; \quad \Delta_n = \omega_0 L_n (G_{sn} + B_1 + a_n),$$

$$K_n = \frac{\omega_0 L_n}{4} \left(\frac{\omega A_3}{2} - B_3 \right),$$

$$Q_{1\Lambda} = 1/n\omega_0 L_1 [G_{s1} + Y_1 + a_1 X_1 + U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} \sqrt[2]{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2}],$$

$$\Delta_1 = 1/n\omega_0 L_1 a_1 (G_{s1} + B_1),$$

$$K_1 = \frac{n\omega_0 L_1}{4} \left(\omega A_3 + a_1 \frac{B_3}{2} \right),$$

$$K_2 = n\omega_0 L_1 a_1 \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} Q_n [\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2] \sqrt[2]{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2}$$

,

$$a_1 = \frac{B_n}{n\omega A_n}, \quad a_n = \frac{B_n}{\omega A_n}, \quad n a_1 = a_n,$$

$$b_1 = \frac{B_n^2}{n\omega A_n} - n\omega A_n, \quad b_n = \frac{B_n^2}{\omega A_n} - \omega A_n,$$

$$Y_1 = B_1 + B_3 U_1^2 \frac{1}{4}, \quad X_1 = \frac{1}{n\omega L_1} - n\omega \left(A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 \right),$$

расчетные коэффициенты [55].

Если считать, что расстройка в контуре субгармоники почти не влияют на АЧХ (2.36), что имеет место при

$$Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2 \ll 1, \quad (2.50)$$

при выполнении неравенства (2.50) получим более простые выражения для АЧХ основного сигнала (2.51) и добротности контура накачки (2.52.)

$$U_1 = n\alpha I_3 b_1 \times 1/[G_{\Sigma 1} + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}}] \sqrt{1 + Q_1^2 (\delta_1 + \Delta_1 - K_1 U_1^2)^2}, \quad (2.51)$$

$$Q_1 = 1/n\omega_0 L_1 (G_{s1} + Y_1 + a_1 X_1 + U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}}). \quad (2.52)$$

Исследование устойчивости коллекторной цепи рассмотрим в зависимости от расстройки выходного контура. Учитывая, что АЧХ контура с нелинейными элементами имеет гистерезис, определим предельно максимальный ток накачки, при котором заведомо отсутствует гистерезис.

Введем обозначения: $C = n\omega_0 A_1$ – основной компонент вносимый от нелинейной емкости р-п перехода ,

$$G_{s1} + B_1 = g, \quad a_1 \frac{B_2}{2} - a_1 n\omega A_3 = b, \quad \omega A_3 - a_1 \frac{B_2}{2} = d,$$

сгруппируем проводимости по степеням производных от ВАХ и ВКХ.

В результате, получим обобщенное уравнение для коллекторной цепи с учетом расстройки выходного контура

$$\left(\frac{\alpha I_3}{U_1}\right)^2 = C^2 [g + a_1 C \delta_1 + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} + U_1^2 \frac{1}{4}]^2 + [C \delta_1 + a_1 g - d U_1^2 \frac{1}{4}]^2. \quad (2.53)$$

Из соотношения (2.53) путем несложных преобразований согласно [3] определим максимальное значение расстройки, при условии:

$$\frac{d\delta_1}{dU_1^2} = 0, \quad (2.54)$$

$$\delta_{1max} = \frac{agd - gC^2 b - (b^2 c^2 U_1^2 + d^2 U_1^2) \frac{3}{8}}{a_1 C^3 b_1 - Cd}. \quad (2.55)$$

Обозначив: $agd - gC^2 b = E_1$; $a_1 C^3 b_1 - Cd = E_2$; $(b^2 c^2 + d^2) \frac{3}{8} = E_3$;

следовательно из (2.55) получим:

$$\delta_{1max} = \frac{E_1}{E_2} - \frac{E_3}{E_2}. \quad (2.56)$$

Расчетное соотношение для U_1^2 соответствующее максимальной расстройке определяем подставляя (2.56) в (2.55).

Если считать, что $\lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} \ll g$, то полученное выражение можно допустить только при большом сигнале.

$$\begin{aligned}
& a_1 C^4 \left[\left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2 - 2 \frac{E_1 E_2}{E_2^2} U_1^2 + \left(\frac{E_2}{E_2} \right)^2 U_1^4 \right] \\
& + (2a_1 g C^3 + a_1 C^3 b_1 U_1^2 + C^2 + 2a_1 C g - -CdU_1^2) \left(\frac{E_1}{E_2} - \frac{E_2}{E_2} U_1^2 \right) + C^2 g^2 + \\
& g C^2 b U_1^2 + \\
& \frac{3}{16} b^2 c^2 U_1^4 + a_{11}^2 g^2 + \\
& \frac{3}{16} d^2 U_1^4 - \quad -a_1 g d U_1^2 = 0.
\end{aligned}
\tag{2.57}$$

АЧХ коллекторной цепи в зависимости от сигнала накачки и расстройки, позволяет построить семейство характеристик выходного контура, при фиксированных уровнях сигнала накачки αI_3 .

На рис.2.4 приведено семейство АЧХ выходного контура, которые отличается от классических, асимметрией и наличием гистерезиса, за счет нелинейной емкости полупроводникового перехода в контуре выходного сигнала [56].

Для исследования условия отсутствия гистерезиса и устойчивости преобразуем (2.57) относительно U_1^2 к квадратному уравнению

$$U_1^4 - p U_1^2 + q = 0 ; \quad U_1^2 = \frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}, \tag{2.58}$$

из условия: $(\frac{p^2}{4} - q) = 0 ; p^2 \leq 4q$, имеем режим отсутствия гистерезиса, а полное уравнение для АЧХ будет

$$\begin{aligned}
(\alpha I_3)^2 (1 + a_1^2) = & [C^2 g^2 U_1^2 + 2a_1 g C^3 \delta_1 U_1^2 + a_1^2 C^4 \delta_1^2 U_1^2 + \\
& + g C^2 b U_1^2 \frac{U_1^2}{4} + a_1 C^3 b \delta_1 \frac{U_1^4}{2} + b^2 c^2 \frac{U_1^6}{16} + C^2 \delta_1 U_1^2 + a_1^2 g^2 U_1^2 + \frac{d^2}{16} U_1^6 + \\
& + 2a_1 C g \delta_1 U_1^2 - C d \delta_1 \frac{U_1^4}{2} - a_1 g d \frac{U_1^4}{2}] = F(U_1, \delta_1).
\end{aligned}
\tag{2.59}$$

Определим условие устойчивости при максимальной расстройке выходного контура, что выполняется неравенством

$$(\alpha I_3)_{\max} \leq \frac{[F(U_1, \delta_1)]}{1 + a_1^2}, \tag{2.60}$$

из полного соотношения для АЧХ (2.59) однозначно определим условия возбуждения субгармонических колебаний

$$\alpha I_3 \geq F(U_1, \delta_1). \quad (2.61)$$

С учетом расстройки контуров выходного и основного сигналов определим условия возбуждения субгармонических колебаний. Уравнение описывающий АЧХ цепи выходного сигнала, с учетом тока накачки согласно [57], получаем

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \sqrt{\frac{(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma n} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2}{G_{\Sigma n}^2 + B_{\Sigma n}^2}}, \quad (2.62)$$

введем обозначения в (2.62) $\frac{\alpha I_3}{U_1} = G_3$, получим обобщенное выражение для выходного сигнала:

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \frac{(G_{\Sigma 1} - G_3)^2}{G_{\Sigma n}^2} \sqrt{\frac{1 + Q_{1\Sigma}^2 \delta_{1\Sigma}^2}{1 + Q_n^2 \delta_n^2}}, \quad (2.63)$$

где: $Q_{1\Sigma} = \frac{n\omega A_1}{G_{\Sigma 1} - G_3}$ - добротность контура сигнала накачки ,

$Q_n = \frac{\omega A_1}{G_{\Sigma n}}$ - добротность контура сигнала субгармоники.

Возбуждение субгармонических колебаний имеет место при выполнении условия:

$$(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma n} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 > 0. \quad (2.64)$$

Выражение (2.63) позволяет определить основные режимы работы делителя, при выполнении условия:

$$(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma n} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 = 0. \quad (2.65)$$

В результате решением (2.64) и (2.65) получим уравнение описывающее критический режим работы делителя частоты

$$\frac{\alpha I_3}{U_1} |_{\text{кр}} = \frac{1}{2} (G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1})^2 - 2(G_{\Sigma n} + B_{\Sigma n})^2}, \quad (2.66)$$

из соотношения(2.66), при котором система генерирует и возбуждаются субгармонические колебания

$$\frac{\alpha_{13}}{U_1} \geq \frac{1}{2} \left[(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \sqrt{2G_{\Sigma 1}B_{\Sigma 1} - G_{\Sigma n}^2 - B_{\Sigma n}^2} \right]. \quad (2.67)$$

По результатам исследования АЧХ выходного контура (2.66) и (2.67) получены области генерации и деления, которые приведены на рис. 2.5, что однозначно подтверждается результатами исследования [5].

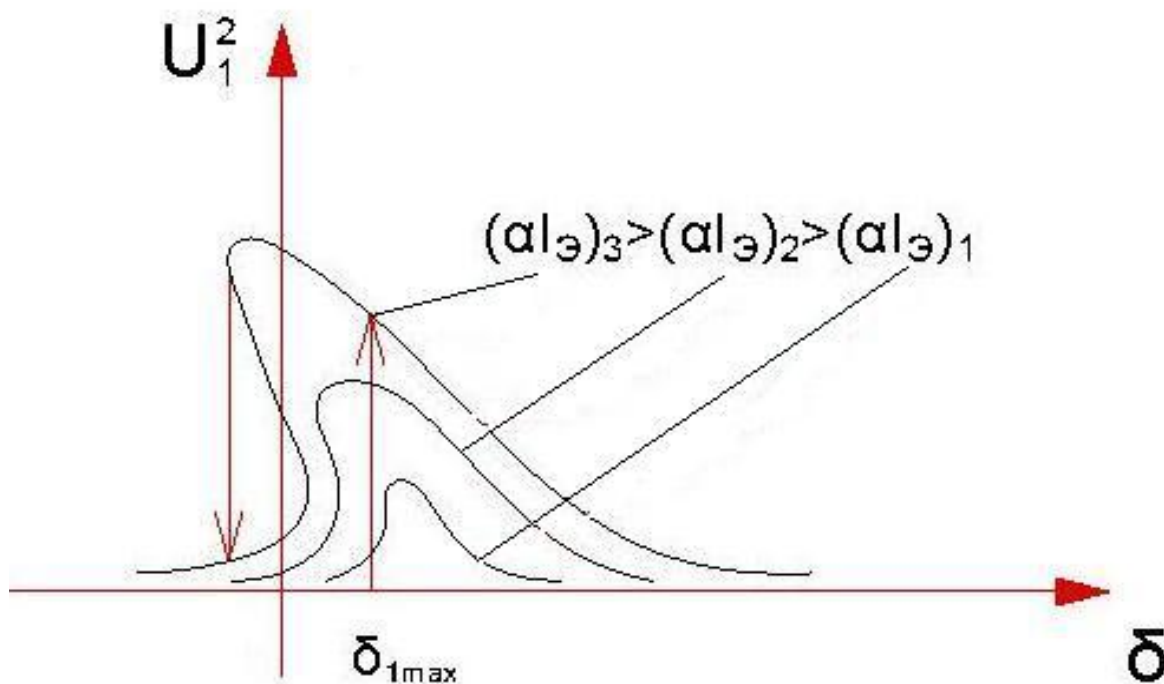
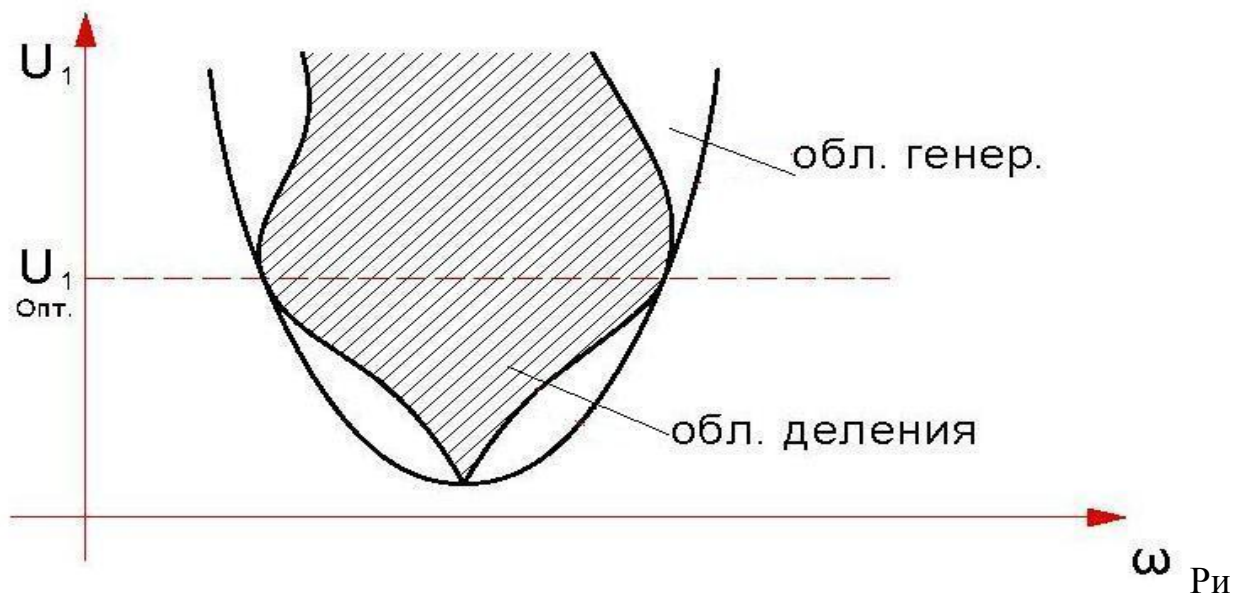


Рис.2.4. Семейство АЧХ выходного контура ТПДЧ.



с.2.5. АЧХ выходного контура.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

- Проанализированы энергетические характеристики ТПУЧ и ТПДЧ и построены эквивалентные схемы.
- Получены укороченные уравнения как для анализа, так и для синтеза ТПУЧ и ТПДЧ при произвольных ВКХ и ВАХ коллекторного р-п перехода. С инженерной точки зрения, эти уравнения позволяют оптимально, без сложного математического аппарата, легко рассчитать нужный компонент тока гармоники или субгармоники, для чего находится соответствующая производная от ВКХ или ВАХ в рабочей точке.
- На основе укороченных уравнений построены эквивалентные электрические схемы контуров ТПДЧ для сигнала накачки и ее субгармоники.
- Исследованы особенности их АЧХ в зависимости от напряжения накачки сигнала, параметров расстройки и добротности контура. Получены уравнения для критического режима работы и для режима

работы возникновения субгармонических колебаний. Определены области устойчивого возбуждения и преобразования сигнала.

- Показано, что АЧХ коллекторной цепи в зависимости от сигнала накачки и расстройки позволяет построить семейство характеристик выходного контура при фиксированных значениях сигнала накачки.
- На основе результатов исследования энергетических характеристик ТПУЧ и ТПДЧ рекомендованы условия для запуска системы.

ГЛАВА 3. АНАЛИЗ АЧХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ

3.1 АНАЛИЗ АЧХ ПП СВЧ

Анализ АЧХ полупроводниковых преобразователей (ПП) сверхвысоких частот (СВЧ) проводим на основе представления нелинейных зависимостей емкости и проводимости диода в виде конечных рядов по степеням напряжения.

Рассматриваем полупроводниковый параметрический преобразователь частоты, где р-п переход нагружен контурами частоты накачки и частоты преобразованного сигнала (рис.2.1.) Для расчета полного спектра тока через нелинейные емкость и проводимость р-п перехода используя метод И.В. Басик [45].

Анализ АЧХ проведем по результатам решения нелинейного параметрического дифференциального уравнения с переменными коэффициентами n-го порядка, которое, как правило [57,58], не имеет общего решения. Практические и инженерные расчеты целесообразно провести для частных случаев, для $n = 2, 3, 4, \dots$

Электрическая схема рассматриваемого ППСВЧ представлена на рис.2.1, где L_1 и G_1 – параметры контура выходной частоты ω , $C(u)$ и $G(u)$ – нелинейная емкость и проводимость полупроводникового р-п перехода, причем величины $C(u)$ и $G(u)$ – определяются произвольно задаваемыми вольт-кулоновыми (ВКХ) и вольт-амперными (ВАХ) характеристиками этого контакта.

Полагаем, что на р-п переход воздействуют постоянное напряжение, напряжение накачки U_1 и напряжение преобразованного сигнала U_n :

$$U = U_0 + U_1 \cos \omega t + U_n \cos (\omega_n t + \varphi). \quad (3.1)$$

Из полного спектра тока, полученного при воздействии на р-п переход напряжения, выбирается составляющая тока с выходной частотой,

полученная за счет нелинейной емкости и проводимости р-п перехода, заданных ВКХ и ВАХ [59-62]:

$$I_{cn}(t) = -2\omega \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0) \sin[\omega t + (np + 1)\varphi] - \\ - 2\omega \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0); \quad (3.2)$$

$$I_{Gn}(t) = 2 \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) i(U_0) \cos[\omega t + (np + 1)\varphi] + \\ + 2 \sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1} \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_p \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) i(U_0) \cos[\omega t - (np - 1)\varphi]. \quad (3.3)$$

Определим проводимость р-п перехода, используя комплексное представление. Для этого в соотношениях (3.2) и (3.3) оставляем два члена разложения модифицированных функций Бесселя, в результате чего для комплексных проводимостей нелинейных элементов схемы на частоте преобразованного сигнала получаем следующие уравнения:

$$\dot{Y}_{Cn} = \left(\frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_1 U_n^{n-2} + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_1 U_n^n + \dots \right) \sin n\varphi + j \left[\omega (A_1 + \frac{A_3}{8} U_1^2 + \frac{A_5}{4} U_n^2 + \dots) + \left(\frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_1 U_n^{n-2} + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_1 U_n^n + \dots \right) \cos n\varphi \right]; \\ (3.4) \quad \dot{Y}_{Gn} = B_1 + \frac{B_3}{4} U_1^2 + \frac{B_5}{8} U_n^2 + \dots + \left(\frac{B_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_1 U_n^{n-2} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_1 U_n^n + \dots \right) \cos n\varphi + \\ + j \left(\frac{B_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_1 U_n^{n-2} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_1 U_n^n + \dots \right) \sin n\varphi, \quad (3.5)$$

$$\text{где: } A_n = \frac{d^n q(u)}{dU^n |_{u=U_0}}; \quad B_n = \frac{d^n i(u)}{dU^n |_{u=U_0}};$$

A_n и B_n производные емкости и проводимости по напряжению, определяемые из ВКХ и ВАХ в рабочей точке $U = U_0$.

3.2 ВЫВОД ОСНОВНЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ АЧХ

Параметрические полупроводниковые умножители частоты на СВЧ целесообразно реализовать на транзисторах, на коллекторный нелинейный р-п переход которого воздействует многочастотный сигнал. Полный спектр тока через комплексную проводимость получен в первой главе (1.7).

Схема транзисторного параметрического умножителя СВЧ на рис. 3.1. выполнена с общей базой [63-65], описание работы подробно приведены в четвертой главе.

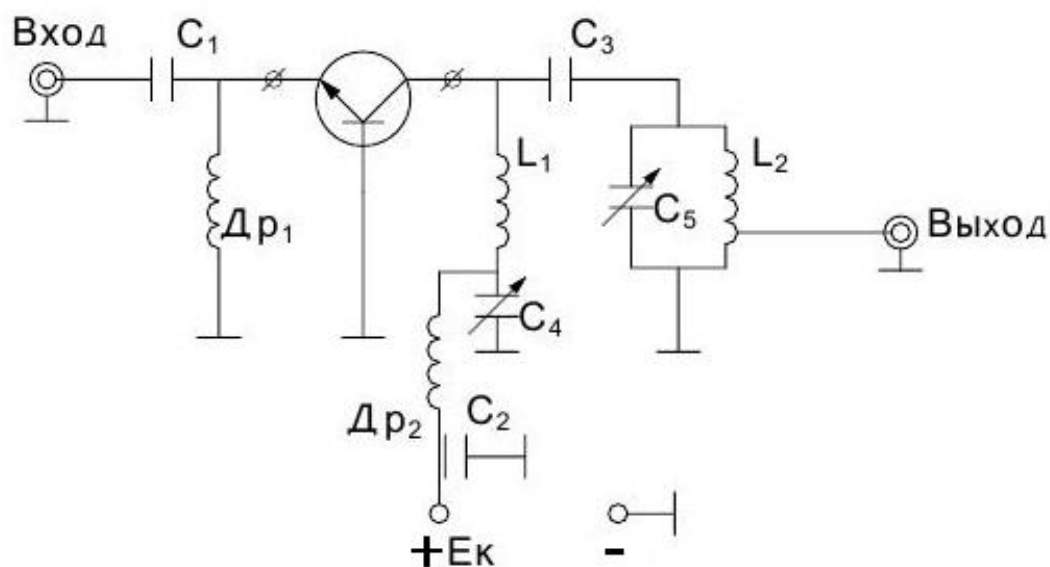


Рис. 3.1. Принципиальная схема экспериментального макета ТПУ.

Для построения АЧХ выходного контура ТПУ определяем из соотношений проводимостей (3.4) и (3.5), в результате последовательных преобразований для АЧХ выходного контура коллекторной цепи ТПУ получаем:

$$U_n = \frac{\omega A_n U_1^n}{2^{n-1}(n-1)! \sqrt{(G_H + G_{Sn})^2 + \left(\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega A_1 - \frac{n\omega A_3 U_1^2}{4}\right)^2}}. \quad (3.6)$$

Для общего выражения, определяющего АЧХ двухконтурной цепи, необходимо найти выражения АЧХ контура основной частоты и подставить его в (3.6).

Необходимость подстановки объясняется тем, что значение амплитуды, U_1 входящее в (3.6), как это следует из выражений

$$U_1 = \frac{\alpha I_3}{G'_{n-1} + G_{S1}} \quad \text{и} \quad G'_{n-1} = \frac{\omega A_n U_1^{n-2} U_n}{2^{n-1}(n-1)!} + \dots$$

ЗАВИСИТ от амплитуды накачки и частоты.

АЧХ контура основной частоты определяется соотношением:

$$U_1 = \frac{\alpha I_3}{\sqrt{(-G'_{n-1} \sin \varphi + G_{S1})^2 + (\frac{1}{\omega L_1} - \omega C'_1 - G'_{n-1} \cos \varphi)^2}}; \quad (3.7)$$

$$\text{где:} \quad \sin \varphi = -\frac{G_H + G_{Sn}}{G_n''}; \quad \cos \varphi = \frac{\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega C''_0}{G_n''};$$

$$\text{учитывая, что} \quad \frac{-G'_{n-1}}{G_n''} = \frac{U_n^2}{U_1^2};$$

$$-G'_{n-1} \sin \varphi = \frac{U_n^2}{U_1^2} (G_H + K_1 U_1^2); \quad G'_{n-1} \cos \varphi = \frac{U_n^2}{U_1^2} \left(\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega C''_0 \right),$$

после постановки в (3.7), U_n определяющего выражением (3.6) будет:

$$-G'_{n-1} \sin \varphi = \frac{\omega^2 A_n^2 U_1^{2n-2}}{2^{2n-1} [(n-1)!]^2 (G_H + G_{Sn}) \left[1 + \frac{(\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega A_1 - \frac{n\omega A_3 U_1^2}{4})^2}{(G_H + G_{Sn})^2} \right]}; \quad (3.8)$$

$$G'_{n-1} \cos \varphi = \frac{\omega^2 A_n^2 U_1^{2n-2} (\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega A_1 - \frac{n\omega A_3 U_1^2}{4})^2}{2^{2n-1} [(n-1)!]^2 (G_H + G_{Sn}) \sqrt{1 + \frac{(\frac{1}{n\omega L_n} - n\omega A_1 - \frac{n\omega A_3 U_1^2}{4})^2}{(G_H + G_{Sn})^2}}}. \quad (3.9)$$

Введем обозначения:

$$\lambda_n = \frac{\omega^2 A_n^2}{2^{2n-1} [(n-1)!]^2 (G_H + G_{Sn})}; \quad K_n = \frac{n^2 \omega \omega_0 A_3 L_n}{4},$$

$$n\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{A_1 L_n}}; \quad \delta_0 = \frac{n\omega_0}{n\omega} - \frac{n\omega}{n\omega_0}; \quad Q_n = \frac{1}{n\omega_0 L_0 (G_H + G_{Sn})},$$

где: λ_n и K_n – безразмерные коэффициенты, $n\omega_0$, δ_0 , Q_n – частота, расстройка и добротность контура соответственно,

с учетом этих обозначений (3.8) и (3.9) примут вид:

$$-G'_{n-1} \sin \varphi = \frac{\lambda_n U_1^{2n-2}}{1+Q_n^2(\delta_0-K_n U_1^2)^2}; \quad (3.10)$$

$$G'_{n-1} \cos \varphi = \frac{\lambda_n U_1^{2n-2} Q_n (\delta_0 - K_n U_1^2)}{\sqrt{1+Q_n^2(\delta_0-K_n U_1^2)^2}}. \quad (3.11)$$

Таким образом выражения для АЧХ контура основной частоты с учетом затухания и расстройки контура гармоники определяется соотношением:

$$U_1 = \frac{\alpha I_3}{[G_{S1} + \frac{\lambda_n U_1^{2n-2}}{1+Q_n^2(\delta_n-K_n U_1^2)^2}] \sqrt{1+Q_1^2(\delta_1-K_1 U_1^2-K_2 U_1^{2n-2})^2}}; \quad (3.12)$$

где:
$$Q_1 = \frac{1+Q_n^2(\delta_n-K_n U_1^2)^2}{\omega_0 L_1 \{\lambda_n U_1^{2n-2} + G_{S1} [1+Q_n^2(\delta_n-K_n U_1^2)^2]\}}, \quad (3.13)$$

добротность контура основной частоты, найденная с учетом затухания и расстройки контура гармоники

$$\delta_1 = \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}; \quad K_1 = \frac{\omega \omega_0 A_1 L_1}{8}; \quad K_2 = \frac{\omega_0 L_1 \lambda_n Q_n (\delta_0 - K_n U_1^2)}{\sqrt{1+Q_n^2(\delta_n-K_n U_1^2)^2}}.$$

Из обобщенного выражения (3.12), определяющего с учетом нелинейных расстроек обеих контуров, АЧХ коллекторной цепи ТПУ, могут быть найдены условия амплитудного гистерезиса [66,67] и определены параметры, от которых зависит форма АЧХ и полоса пропускания.

3.3 ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ ОТСУТСТВИЯ

ГИСТЕРЕЗИСА АЧХ ТПУ

Как и всякая цепь, содержащая нелинейные реактивности, коллекторная цепь ТПУ может иметь зоны неустойчивости стационарных неавтономных колебаний [13]. На плоскости, где определены ее АЧХ, это проявляется в первую очередь, в виде амплитудного гистерезиса, который в ТПУ наблюдается экспериментально [68-70].

Для определения условий устойчивости проанализируем выражение, определяющее АЧХ контура основной частоты, при этом рассмотрим случай, когда гистерезисные явления в контуре гармоники отсутствуют. Это можно сделать, так как обычно нагруженная добротность выходного контура умножителя значительно меньше, чем добротность контура основной частоты, а коэффициент модуляции емкости основной частоты всегда больше, чем на частоте гармоники.

Согласно (3.8 - 3.11) и (3.7) АЧХ контура основной частоты определяется выражением:

$$U_1 = \frac{\alpha I_3}{\sqrt{G_\Sigma^2 + B_\Sigma^2}}; \quad (3.14)$$

где:

$$G_\Sigma = \frac{\lambda_n U_1^{2n-2}}{1 + Q_n^2 (\delta_n - K_n U_1^2)^2} + G_{\Sigma s1}; \quad (3.15)$$

$$B_\Sigma = \frac{1}{\omega L_1} - \omega A_1 - \frac{\omega A_2 U_1^2}{8} - \frac{\lambda_n U_1^{2n-2} Q_n (\delta_n - K_n U_1^2)}{\sqrt{1 + Q_n^2 (\delta_n - K_n U_1^2)^2}}. \quad (3.16)$$

Из (3.15) и (3.16) следует, что суммарные активная и реактивная проводимости в контуре основной частоты зависят по сложному закону от

амплитуды U_1 . Эти зависимости значительно упростятся если пренебречь влиянием расстроенных явлений в контуре основной частоты, то есть считать, что

$$Q_n(\delta_n - K_n U_1^2) \ll 1.$$

Это условие обычно выполняется в умножителях частоты, потому что нагруженная добротность выходного контура значительно меньше, чем добротность контура основной частоты, следовательно, (3.15) и (3.16) будут

$$G_\Sigma = \lambda_n U_1^{2n-2} + G_{\Sigma s1}; \quad (3.17)$$

$$B_\Sigma = \frac{1}{\omega L_1} - \omega A_1 - \frac{\omega A_2 U_1^2}{8}, \quad (3.18)$$

После подстановки (3.17) и (3.18) в (3.14) и ряда преобразований получим:

$$\begin{aligned} (\alpha I_3)^2 = & \lambda_n U_1^{4n-2} + 2\lambda_n U_1^{2n} G_{s1} + U_1^2 G_{s1}^2 + \delta_1^2 \omega_0^2 A_1^2 U_1^2 + \\ & + \frac{\delta_1 \omega \omega_0 A_1 A_2 U_1^4}{4} + \frac{\omega^2 A_2^2 U_1^6}{64}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

где: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{A_1 L_1}}$ – резонансная частота основного контура;

$\delta_1 = \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)$ – относительная расстройка контура.

Из (3.19) найдем зону неустойчивости на плоскости где определены АЧХ контура основной частоты. Эта зона ограничивается по частотной оси точками, в которых $\frac{d\delta_1}{dU_1^2} = 0$. Для определения расстройки введем следующие переменные коэффициенты:

$$a = \frac{\omega^2 A_2^2}{64}; \quad b = \frac{\delta_1 \omega \omega_0 A_1 A_2}{4}; \quad c = \omega_0^2 A_1^2,$$

с учетом которых вычисляем производную:

$$\frac{d\delta_1}{dU_1^2} = - \frac{3aU_1^4 + 2\delta_1 bU_1^2 + \delta_1 c + (2n-1)\lambda_n^2 U_1^{4n-4} + 4nG_{s1} U_1^{2n-2} + G_{s1}^2}{bU_1^4 + 2\delta_1 cU_1^2}; \quad (3.20)$$

и при $\frac{d\delta_1}{dU_1^2} = 0$, определяем δ_1

$$\delta_1 = - \frac{bU_1^2}{c} \pm \sqrt{\frac{b^2 U_1^4 - 3aU_1^4 + (2n-1)\lambda_n^2 U_1^{4n-4} + 4nG_{s1} U_1^{2n-2} + G_{s1}^2}{c^2}}. \quad (3.21)$$

Для определения расстройки $\delta_{1\max}$, до которой коллекторная цепь всегда устойчива, находим из числителя правой части выражения (3.20)

$$\left(\frac{d\delta_1}{dU_1^2}\right)^* = -\frac{6aU_1^2 + (2n-1)(2n-2)\lambda_n^2 U_1^{4n-6} + 2\delta_1 b + 4n(n-1)\lambda_n G_{s1} U_1^{2n-4}}{2bU_1^2 + 2\delta_1 c}; \quad (3.22)$$

и при условии $\left(\frac{d\delta_1}{dU_1^2}\right)^* = 0$, определим $\delta_{1\max}$:

$$\delta_{1\max} = -\frac{6aU_1^2 + (2n-1)(2n-2)\lambda_n^2 U_1^{4n-6} + 4(n-1)\lambda_n G_{s1} U_1^{2n-4}}{2b}. \quad (3.23)$$

Значение, U_1^2 соответствующее этой расстройке можно найти из соотношений (3.20) и (3.22) путем решения (3.21) и (3.23) относительно U_1^2 .

В результате получаем общее выражение с высшими степенями напряжения от коэффициента умножения. Отметим, что аналитическое решение полученного выражения имеем при $n = 2$, а для остальных случаев при $n > 2$, имеем только частное решение, пренебрегая всевозможными величинами относительно степеней преобразования.

В результате полученное уравнение относительно U_1^2 , имеет вид:

$$\begin{aligned} & 3aU_1^4 - (2n-1)(2n-2)\lambda_n^2 U_1^{4n-4} - 4n(n-1)\lambda_n G_{s1} U_1^{2n-2} + \\ & + (2n-1)\lambda_n^2 U_1^{4n-4} + 4n\lambda_n G_{s1} U_1^{2n-2} + G_{s1}^2 + 9\frac{a^2 c U_1^4}{b^2} + \\ & + \frac{c[(2n-1)(2n-2)]^2 \lambda_n^2 U_1^{8n-12}}{4b^2} + \frac{4n^2 c(n-1)\lambda_n^2 G_{s1}^2 U_1^{4n-8}}{b^2} + \\ & + \frac{3ac(2n-1)(2n-2)\lambda_n^2 U_1^{4n-4}}{b^2} + \frac{12acn(n-1)\lambda_n^2 G_{s1} U_1^{2n-2}}{b^2} + \\ & + \frac{2cn(n-1)(2n-1)(2n-2)\lambda_n^3 G_{s1} U_1^{6n-10}}{b^2} = 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

При $n=2$ уравнение (24) относительно U_1^2 получается квадратным и решение имеет вид:

$$U_1^2 = -\frac{p}{2} + \sqrt{\frac{p^2}{4} + q}; \quad (3.25)$$

где:
$$p = \frac{8cG_{s1}(a\lambda_2 + \lambda_2^3)}{6ac\lambda_2^2 + 3c\lambda_2^4 + 3a^2c - b^2\lambda_2^2 - ab^2};$$

$$q = \frac{G_{s1}^2(b^2 + 16c\lambda_2^2)}{18ac\lambda_2^2 + 9c\lambda_2^4 + 9a^2c - 3b^2\lambda_2^2 - 3ab^2}.$$

Таким образом, при $n=2$, условие устойчивости коллекторной цепи, с учетом (3.23) и (3.21) получим из соотношения АЧХ (3.19):

$$(\alpha I_3)_{max}^2 \leq U_1^6 \left[\frac{9c(a + \lambda_2^2)^2}{b^2} - 2(a + \lambda_2^2) \right] + U_1^4 \left[\frac{24c\lambda_2 G_{s1}(a + \lambda_2^2)}{b^2} - 2\lambda_2 G_{s1} \right] + U_1^2 \left(G_{s1}^2 + \frac{16c\lambda_2^2}{b^2} G_{s1}^2 \right). \quad (3.26)$$

В общем случае, при $n > 2$, уравнение (3.24) не имеет аналитического решения, но если считать, что

$$\lambda_n U_1^{2n-2} \ll G_{s1}$$

выражение (3.25) примет вид:

$$U_1^2 = \frac{16G_{s1}}{3\sqrt{3} \omega A_2},$$

а условие устойчивости будет:

$$(\alpha I_3)_{max}^2 \leq \frac{64G_{s1}}{3\sqrt{3} \omega A_2}. \quad (3.27)$$

Рисунок 2.4 иллюстрирует соотношение (3.19), (3.21) и (3.23). На нем изображено семейство АЧХ контора основной частоты, в зависимости $U_1^2(\delta_1)$, при разных значениях αI_3 .

На рис. 2.5 зона неустойчивости определена выражением (3.21), заштрихована, прямая $U_1^2 = -2c\delta_1/b$, на которой расположены максимумы АЧХ, нанесена пунктиром и определена выражением (3.20), из условия

$$\frac{dU_1^2}{d\delta_1} = 0.$$

Очевидно, что выведенные соотношения анализа и синтеза АЧХ для ТПДЧ справедливы только при условиях (3.26) и (3.27).

3.4. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ТПДЧ //X Y Z//

Частотные свойства параметрических преобразователей сигналов СВЧ зависят от многих факторов, связанные цепочкой последовательных воздействий, которые усложняют исследование и так сложных процессов протекающих в нелинейных радиотехнических параметрических схемах. Проблемой является разработка радиотехнических схем работающих в радиочастотных линиях, что требует глубокие знания в области комплексного эксперимента.

Согласие эксперимента с теорией создает классический фундамент для развития науки в этом направлении.

В исследованиях АЧХ ТПДЧ в основу принимаем результаты предыдущего раздела 2.1 (2.36÷2.39).

Стационарный режим работы описывается уравнениями:

$$G_{\Sigma n} + A_n X_n - (k_n B_n + k_{n+2} B_{n+2}) \sin n\varphi = 0; \quad (3.28)$$

$$X_n + A_n G_{\Sigma n} - (k_n B_n + k_{n+2} B_{n+2}) \cos n\varphi = 0, \quad (3.29)$$

где $G_{\Sigma n}$ - суммарная проводимость потерь; X_n - реактивная проводимость на частоте ω , которые выражаются уравнениями

$$G_{\Sigma n} = G_{H+B_1} + \frac{B_3}{8} (2U_1^2 + U_n^2) = G + \frac{B_3}{8} (2U_1^2 + U_n^2); \quad (3.30)$$

$$X_n = \frac{1}{\omega L_n} \omega A_1 - \omega \frac{A_2}{8} (U_1^2 + 2U_n^2) = \omega A_1 \delta_0 - \omega \frac{A_2}{8} (U_1^2 + 2U_n^2); \quad (3.31)$$

$$k_n B_n = \frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} (1 - A_n) U_1 U_n^{n-2}; \quad (3.40)$$

$$k_{n+2} B_{n+2} = \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}n!} (1 - A_{n+2}) U_1 U_n^n. \quad (3.41)$$

Для упрощения в уравнениях (3.28)–(3.41) введем обозначения:

$$a_n = B_n / \omega A_n; \quad b_n = \omega A_n - a_n B_n; \quad b_{n+2} = \omega A_{n+2} - B_{n+2}; \quad \delta_0 = \frac{\omega_n}{\omega_1} - 1,$$

где: a_n, b_n, b_{n+2}, k_n – расчетные коэффициенты;

δ_0 – расстройка выходного контура.

Уравнения, описывающего АЧХ ППДЧ, можем получить исключив фазу в соотношениях (3.28) и (3.29):

$$k_1^2 U_n^4 + \left(\frac{k_3}{k_1} Q_n \delta_n + \frac{k_2^2}{k_1^2} K_1 U_1^2 \right) k_1 U_n^2 + \frac{k_4^2}{k_1^2} k_1 U_1^4 + \left(\frac{k_5}{k_1} k_1 U_1^2 - k_6 \right) Q_n \delta_n + k_7 Q_n^2 \delta_n^2 = 0, \quad (3.42)$$

где $Q = \omega A / G$ – добротность контура.

Для упрощения анализа частотных свойств параметрического делителя введем следующие обозначения:

$X = Q_n \delta_n$ – относительная расстройка n -ого контура;

$Y = k_1 U_n^2$ – амплитуда выходного сигнала;

$Z = k_1 U_1^2$ – амплитуда накачки.

В результате преобразования (3.42) по параметрам X, Y, Z , получаем обобщенное уравнение для АЧХ ППДЧ:

комплексная проводимость	емкостная проводимость
--------------------------	------------------------

$$\begin{aligned}
 & Y^2 + \frac{k_4}{k_1} XY + \left(\frac{k_2^2}{k_1^2} Z + \frac{k_5}{k_1} \right) Y + k_8 X + k_9 (1 + X^2) + \frac{k_3^2}{k_1^2} Z^2 + \left(\frac{k_6}{k_1} X + \frac{k_7}{k_1} \right) Z - \\
 & - \frac{k_n^2 b_n^2}{k_1 k_1^{n-2}} Z Y^{n-2} - \frac{k_n b_n k_{n+2} b_{n+2}}{k_1 k_1^{n-1}} Z Y^{n-1} - \frac{k_{n+2}^2 b_{n+2}^2}{k_1 k_1^n} Z Y^n = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.43}.$$

Для дальнейшего анализа АЧХ определим

комплексную проводимость от нелинейного контакта р-п перехода, которая выражена в основном через **расчетные коэффициенты k_n** .

В (3.43) в общем представлении необходимо реальное ограничение, в зависимости от коэффициента гармоники. Учитывая, что оно не имеет общего аналитического решения воспользуемся частными решениями.

$k_1^2 = \frac{1}{64G_n^2} [4c_3^2 (a_n^2 + 1) - b_3 (4a_n c_3 - b_3)]$	$k_1^2 = \frac{c_3^2}{16G_n^2}$
$k_2^2 = \frac{1}{16G_n^2} [c_3^2 (a_n^2 + 1) - B_3 (2,5a_n c_3 - b_3)]$	$k_2^2 = \frac{c_3^2}{16G_n^2}$
$k_3 = \frac{1}{4G_n} [2c_3 (a_n^2 + a_n + 1) - b_3 (a_n + 1)]$	$k_3 = \frac{c_3}{2G_n}$
$k_4^2 = \frac{1}{64G_n^2} [c_3^2 (a_n^2 + 1) - 4a_n c_3 b_3]$	$k_4^2 = \frac{c_3^2}{64G_n^2}$
$k_5 = \frac{1}{4G_n} [c_3 (a_n^2 + a_n + 1) - b_3 (2a_n + 1)]$	$k_5 = \frac{c_3}{4G_n}$
$k_6 = 2a_n$	$k_6 = 0$
$k_7 = a_n^2 + 1$	$k_7 = 1$
$k_n^2 = \frac{b_n^2}{G_n^2} \frac{1}{[2^{n-1}(n-1)!]^2}$	$k_n^2 = \frac{c_n^2}{G_n^2} \frac{1}{[2^{n-1}(n-1)!]^2}$

Расчетные коэффициенты k_n , для комплексной и емкостной проводимостей, рассчитаны выражениями приведенные в таблице 3.1.

ТАБЛИЦА 3.1

Уравнение (3.43) для $n = 2, 3, 4$ может быть сведено к квадратному относительно искомого параметра Y . С учетом того, что при $n = 3$ последнее слагаемое становится гораздо меньше, чем самое малое слагаемое и остальных, а при $n = 4$ предпоследнее слагаемое меньше остальных, то упомянутыми малыми слагаемыми можно пренебречь. Поэтому для частных случаев АЧХ ППДЧ описываются уравнениями для кривых второго порядка.

Анализ частных случаев. Для дальнейшего анализа удобно сопоставить соотношение (3.43) с общим уравнением кривой второго порядка [6];

$$aX^2 + 2bXY + cY^2 + 2dX + 2eY + f = 0 \quad , \quad (3.44)$$

где $a = 1$; $b = \frac{k_2}{2k_1}$; $c = k_7$; $d = \frac{k_2^2}{2k_1^2}Z$; $e = \frac{1}{2} \left(\frac{k_5}{k_1}Z - k_6 \right)$; $f = \frac{k_4^2}{k_1^2}Z^2 + 1$.

Форма кривых АЧХ зависит от инвариантов Δ , δ , s в уравнении (3.44), которые вычисляются из соотношений

$$\Delta = f\delta + 2bde - ae^2 - cd^2; \quad \delta = ac - b^2; \quad s = a + c \quad . \quad (3.45)$$

Так как инварианты функции зависят от параметра Z , который может варьироваться в большом диапазоне значений, то в зависимости от соотношений инвариантов и выбранного напряжения в рабочей точке формой кривых АЧХ могут быть эллипс, парабола или гипербола [9].

Рассмотрим общие случаи для кривых в виде:

эллипса, при $\delta_n > 0$, $s_n \Delta_n < 0$,

гиперболы, при $\delta_n < 0$, $\Delta_n \neq 0$,

параболы, при $\delta_n = 0$, $\Delta_n \neq 0$.

Координаты центра и гиперболы определяются из соотношений [3]

$$x_0 = \frac{be - dc}{\delta}; \quad y_0 = \frac{bd - ac}{\delta}, \quad (3.46)$$

а угол поворота осей будет

$$\alpha = \frac{1}{2} \arctg\left(\frac{2b}{a-c}\right). \quad (3.47)$$

Координаты вершины кривой определяются решением уравнений

$$dx/dy = 0 \quad ; \quad dy/dx = 0, \quad (3.48)$$

полученных путем дифференцирования выражения (3.44).

В результате решения уравнения (3.44) относительно параметра y получим

$$y = \frac{-(bx+e) \pm \sqrt{(bx+e)^2 - c(ax^2 + 2dx + f)}}{c} \quad (3.49)$$

Пусковые условия делителя получены на основе (3.48) из неравенства $-c(ax^2 + 2dx + f) > 0$.

Решая (3.19) относительно параметра Z , определяем пусковое значение накачки

$$Z = Z_{\text{пуск}}.$$

Устойчивую полосу частот деления ППДЧ можно определить из соотношений

$$X_{1,2} = X_0 \pm \sqrt{(be - dc)^2 + \delta \frac{b^2(e^2 - cf) - 4(be + dc)^2}{3\delta + ac}}, \quad (3.50)$$

$$Y_{1,2} = Y_0 \pm \sqrt{(bd - ac)^2 + \delta \frac{b^2(d^2 - af) - 4(bd + ac)^2}{3\delta + ac}}, \quad (3.51)$$

где X_0, Y_0 и δ описываются уравнениями (3.46) и (3.45) соответственно.

Определим области существования устойчивых режимов работы ППДЧ. Исследуем инварианта $\delta = f(a_n; b_3/c_3)$, для этого построим график функции $b_3/c_3 = f(a_n)$ при условии $\delta = 0$ и найдем области,

$$\text{где, } \delta = 0, \quad \delta > 0, \quad \delta < 0.$$

Обозначив $b_3/c_3 = \mu$ получим параметрическую зависимость для расстройки контура, четко определяющую границы областей существования гиперболы, эллипса и параболы;

Преобразуем (3.52) и получим зависимость $\mu = f(a_n)$ в виде:

$$\delta = a_n^2 + 1 - \frac{[2(a_n^2 + a_n + 1) - \mu(a_n + 1)]^2}{4(a_n^2 + 1) - 4a_n\mu + \mu^2}. \quad (3.52)$$

$$a_n\mu_{1,2} = 2a_n^2 + a_n + 1 \pm \sqrt{(2a_n^2 + a_n + 1)^2 - 2a_n(2a_n^2 + a_n + 2)}, \quad (3.53)$$

расчетные результаты приведены в таблице 3.1, график зависимости $\mu = f(a_n)$ представлен на рис. 3.2.

Таблица 3.2.

a_n	0,01	0,1	0,3	0,4	0,5	0,7	0,8	0,9	1	2	3	4	5	6	7	8	10
μ_1	202	22,3	9,3	7,9	7,1	6,6	6,4	6,4	6,4	8	10	12	15	17	20	21	26
μ_2	0,02	0,1	0,5	0,8	0,85	1,1	1,3	1,4	1,6	3	4,5	6	8	9,5	13	13	16

Так как форма АЧХ зависит от инвариантов (3.45), оценим некоторые режимы, когда проводимость нелинейного контакта р-п перехода представляет собой чистую емкость.

$$\Delta = \begin{vmatrix} a & b & d \\ b & c & e \\ d & e & f \end{vmatrix} = -(cd^2 + ae^2 + fb^2 - acf - 2bed) \quad (3.54)$$

Уравнение (3.54) с ниже обозначенными коэффициентами, относительно

$$a=1; \quad b=\frac{k_2}{2k_1}; \quad c=k_7; \quad d=\frac{k_2^2}{2k_1^2}Z; \quad e=\frac{1}{2}\left(\frac{k_5}{k_1}Z - k_6\right); \quad f=\frac{k_4^2}{k_1^2}Z^2 + 1;$$

амплитуды накачки Z , получится квадратичным:

$$-\Delta = \left(k_7 \frac{k_2^4}{4k_1^4} + \frac{k_2^2 k_4^2}{4 k_1^4} + \frac{k_5^2}{4k_1^2} - k_7 \frac{k_4^2}{k_1^2} - \frac{k_2^2}{4k_1^4} k_5 k_3\right) Z^2 - k_6 \left(\frac{k_5}{2k_1} - \frac{k_2^2}{4k_1^3}\right) Z + \frac{k_6^2}{4}; \quad (3.55)$$

В общем случае выражение (3.54) отличается от нуля $\Delta \neq 0$, при $a_n = 0$, и соответственно $G_{нл} = 0$, что имеет место при чистой емкости нелинейного контакта р-п перехода.

В зависимости от значения инвариантов (3.45) АЧХ ППД получится формы эллипса, гиперболы, параболы, или сливающихся линий. Рассмотрим каждый вариант в отдельности:

$$s = a+c = 1+k_7 = a_n^2 + 2,$$

при $s > 0$, характер поведения АЧХ рассматриваем для настроенных контуров выходного сигнала и накачки при $s > 0$,

При, $\delta > 0$ форма АЧХ будет

$$\Delta \times s < 0 \quad \text{эллипс действительный}$$

$\Delta \times s > 0$ эллипс мнимый

При, $\delta < 0$, $\Delta \neq 0$ гипербола

При, $\delta = 0$, $\Delta = 0$, $d^2 - af = 0$ пара сливающихся прямых,

При, $\delta = 0$, $\Delta \neq 0$ парабола.

Проведем детальное исследование отмеченных вариантов, причем следует рассмотреть еще случай когда $\Delta = 0$ и $\delta < 0$; то есть АЧХ имеет форму пара пересекающихся прямых, но к сожалению реально этого не получается так как $\Delta \neq 0$.

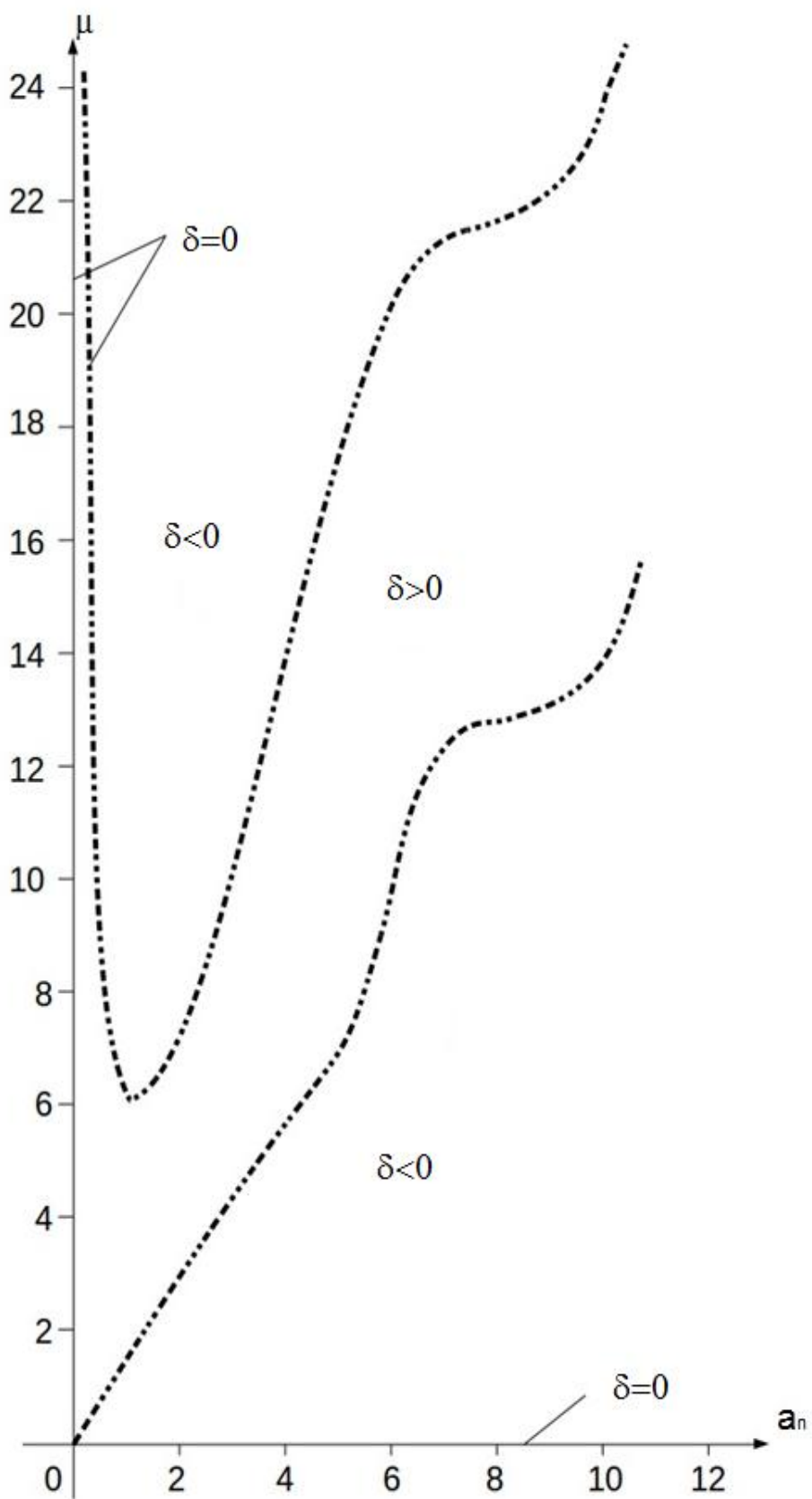


Рис.3.2. Зависимость функции $\mu = f(a_n)$.

Эллипс / действительный /

Имеет место при $\delta > 0$; $(\Delta \times s) < 0$, в пределах $0 < Z < 4$, ниже расчеты основных параметров для кривых второго порядка вычисляем согласно [3].

Определим координаты центра эллипса, обозначив их x_0 и y_0 :

$$x_0 = -\frac{1}{\delta} \begin{vmatrix} d & b \\ e & c \end{vmatrix}; \quad y_0 = -\frac{1}{\delta} \begin{vmatrix} a & d \\ b & e \end{vmatrix}.$$

Диаметр, сопряженным хорды, образующие угол θ с положительным направлением оси ox определяется соотношением

$$(a x + by + d) \cos\theta + (b x + cy + e) \sin\theta = 0$$

Поворот осей на угол α , определяющий уравнением

$$\operatorname{tg}2\alpha = \operatorname{tg}2\theta = \frac{2b}{a-c},$$

где знак $\sin 2\theta$ совпадает с знаком $2b$, при чистой емкости нелинейного контакта р-п перехода

$$\operatorname{tg}2\theta = \frac{2b}{a-c} = \frac{2}{1-1} = \infty.$$

Исследуем характер АЧХ согласно [71-73],

$$\frac{x^2}{a_1^2} + \frac{y^2}{b_1^2} = 1,$$

где $a_1^2 = -\frac{1}{\lambda_2} \frac{\Delta}{\delta} = -\frac{\Delta}{\lambda_1 \lambda_2^2}$; $b_1^2 = -\frac{1}{\lambda_1} \frac{\Delta}{\delta} = -\frac{\Delta}{\lambda_2 \lambda_1^2}$; λ_1 и λ_2 корни уравнения

$$\lambda^2 + s\lambda + \delta = 0 \quad \text{или} \quad s = \lambda_1 + \lambda_2, \quad \delta = \lambda_1 \lambda_2.$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{s}{2} \pm \sqrt{\frac{s^2}{4} - \delta} = 1 + \frac{a_n^2}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{a_n^4 + \frac{k_a^2}{k_1^2}};$$

при чистой емкости $\lambda_{1,2} = 1 \pm \sqrt{1} = 1 \pm 1$;

$\lambda_1 = 2$; $\lambda_2 = 0$; так как $\delta = \lambda_1 \times \lambda_2 = 0$, то АЧХ будет **параболой**.

Эллипса не будет поскольку не удовлетворяет условию $\delta > 0$; $\Delta \times s < 0$.

После несложных преобразований, для координат центра получаем следующие выражения:

$$x_0 = AZ - B; \quad y_0 = -CZ + D;$$

$$\text{где: } A = \frac{k_3}{4k_1} \frac{k_5}{k_7 - \frac{k_3^2}{4k_1^2}}; \quad B = \frac{k_3 k_6}{4k_1} + \frac{k_2^2 k_7}{2k_1^2} - \frac{k_5^2}{4k_1^2}; \quad C = -\frac{k_5}{k_7 - \frac{k_3^2}{4k_1^2}}; \quad D = \frac{k_6}{2} + \frac{k_2^2 k_3}{2k_1^2} - \frac{k_5^2}{4k_1^2};$$

в пределах $0 < Z < 4$ с ростом уровня накачки Z координаты центра эллипса $K_0(x_0, y_0)$ изменяются линейно рис. 3.3.

Угол поворота оси эллипса находим из соотношения

$$\operatorname{tg} 2\theta = -\frac{4}{a_n^2} \frac{2(a_n^2 + a_n + 1) - \mu(a_n + 1)}{\sqrt{4(a_n^2 + 1) - a_n \mu + \mu^2}},$$

Из таблицы 2. задаем значения μ и a_n такие, чтобы выполнялась условия $\delta > 0$,

Таблица 3.3.

a_n	1	2	3	4	5	6
μ	2	4	5	7	9	10
2θ	82^0	64^0	17^0	12^0	7^0	$7^0 20^1$

П а р а б о л а

Рассмотрим случай когда АЧХ имеет вид параболы, что имеет место при $\delta = 0$ и $\Delta \neq 0$, поворот осей на угол α определяем из соотношения

$$\operatorname{tg} \alpha = -\frac{a}{b} = \frac{\sqrt{4(a_n^2 + 1) - 4a_n \mu + \mu^2}}{2(a_n^2 + a_n + 1) - \mu(a_n + 1)};$$

Задаем значения μ и a_n такие, чтобы выполнялась условия $\delta = 0$ из таблицы 3.2.

Таблица 3.4.

a_n	0	1	2	3	4	5
-------	---	---	---	---	---	---

μ	0	1,55	3,0	4,6	6,2	7,9
$tg\alpha$	-1	-0,7	-0,45	-0,78	-0,2	-0
α	45^0	35^0	$24^0 20^1$	38^0	$11^0 30^1$	0^0

Определим координаты центра решением систем уравнений:

$$ax_0 + by_0 + \frac{ad+be}{s} = 0;$$

$$\left(d + \frac{dc-bc}{s}\right)x_0 + \left(e + \frac{ae-bd}{s}\right)y_0 + f = 0;$$

При чистой емкости

$$x_0 = -\frac{0,25(Z+1) - Z^2}{2 - 3Z} - 0,25(Z+1);$$

$$y_0 = \frac{0,25(Z+1) - Z^2}{2 - 3Z}.$$

За счет параметрической зависимости координат центра и угла поворота эллипса, с ростом накачки наблюдается одновременно перемещение кривой АЧХ и поворот оси на угол α .

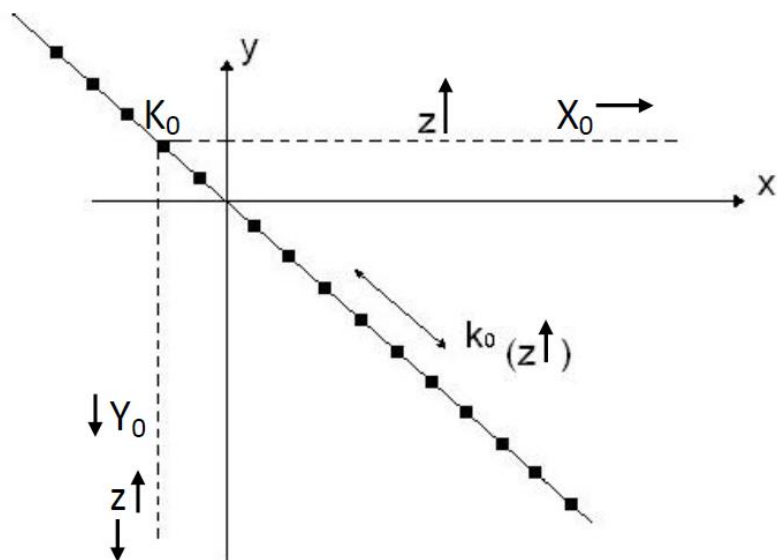


Рис 3.3. Характеристика перемещения координат

центра эллипса от сигнала накачки.

3.5. ИНЖЕНЕРНЫЙ РАСЧЕТ АЧХ ППДЧ

Для расчета АЧХ, по разработанной методике XYZ, необходимые расчетные коэффициенты определяем по полученным соотношениям, которые ввели для упрощения процесс исследования.

Необходимо отметить, что ограничение количество членов ряда выбран на основе соображений в разделе 1.1, согласно результатам в таблице 1.1.

Основные расчётные соотношения для выходного сигнала - Y и расстройки - X , получаем на основе (3.43):

$$Y = -\frac{bx+e}{c} \pm \frac{1}{c} \sqrt{(bx+e)^2 - c(ax^2 + 2dx + f)} , \quad (3.56)$$

$$X = -\frac{by+d}{a} \pm \frac{1}{a} \sqrt{(by+d)^2 - a(cy^2 + 2cy + f)} . \quad (3.57)$$

В (3.56) и (3.57) расчетные коэффициенты в основном функции от накачки, кроме a и b , и являются обобщенными, так как при первом приближении определяются одинаковыми соотношениями - кроме c , таблица 3.1.

В итоге имеем:

- $a = K_7$,
- $b = -K_5/2$,
- $c = 1 - K_{10}Z$,
- $d = -K_6/2 - K_3/2 \times Z$,
- $e = K_4/2 + (K_1 - K_9)/2 \times Z$,

$$\circ f = K_7 + (K_2 + K_8)Z + Z^2.$$

Так как в соотношениях имеет место K_{10} , что справедливо для ($n=2$), сочли необходимым ввести дополнительные коэффициенты вместо K_{10} , при ($n=3$) – K_{11} , при ($n=4$) – K_{12} , при ($n>4$) – K_{13} .

Для безразмерных коэффициентов соотношения определены реальными параметрами полупроводникового р-п перехода с соответствующими производными от ВКХ и ВАХ в рабочей точке (U_0), для $n = 2, 3, 4$, имеем:

- $K_1 = 2 \frac{B_{01}B_{02} + C_{01}C_{02}}{\sqrt{(B_{01}^2 + C_{01}^2)(B_{02}^2 + C_{02}^2)}}$,
- $K_2 = 16 \frac{B_{01} - a_n C_{01}}{\sqrt{B_{01}^2 + C_{01}^2}}$,
- $K_3 = 16 \frac{a_n B_{01} - C_{01}}{\sqrt{B_{01}^2 + C_{01}^2}}$,
- $K_4 = 16 \frac{B_{02} - a_n C_{02}}{\sqrt{B_{02}^2 + C_{02}^2}}$,
- $K_5 = 16 \frac{a_n B_{02} - C_{02}}{\sqrt{B_{02}^2 + C_{02}^2}}$,
- $K_6 = 256 a_n$,
- $K_7 = 64 (a_n^2 + 1)$,
- $K_8 = 16 \frac{b_n^2 \cdot \omega A_1}{Q \sqrt{B_{01}^2 + C_{01}^2}}$,
- $K_9 = 4 \frac{b_n \cdot b_{n+2}}{\sqrt{(B_{01}^2 + C_{01}^2)(B_{02}^2 + C_{02}^2)}}$,
- $K_{10} = \frac{Q \cdot b_{n+2}^2}{4 \omega A_1 (B_{02}^2 + C_{02}^2) \sqrt{B_{01}^2 + C_{01}^2}}$, при $n = 2$,
- $K_{11} = 16 \frac{b_n^2}{\sqrt{(B_{01}^2 + C_{01}^2)(B_{02}^2 + C_{02}^2)}}$, - $n = 3$,

- $K_{12} = \frac{G \cdot b_n b_{n+2}}{6 \sqrt{(B_{01}^2 + C_{01}^2)(B_{02}^2 + C_{02}^2)}}, \quad - \quad n = 4,$
- $K_{13} = \frac{G \cdot b_n^2}{36 (B_{02}^2 + C_{02}^2) \sqrt{B_{01}^2 + C_{01}^2}}, \quad - \quad n > 4.$

Где введены следующие обозначения:

- $B_{01} = \omega A_3 (2a_3 - a_n), \quad \text{размерность} - 10^{-3} \text{ сим.} / \text{В}^{n-1}$
- $B_{02} = \omega A_3 (a_3 - 2a_n), \quad - 10^{-3} \text{ сим.} / \text{В}^{n-1}$
- $C_{01} = \omega A_3 (1 - 2a_3 a_n), \quad - 10^{-3} \text{ сим.} / \text{В}^{n-1}$
- $C_{02} = \omega A_3 (2 - a_3 a_n), \quad - 10^{-3} \text{ сим.} / \text{В}^{n-1}$

1. Задаем частоту накачки — $\omega = 6,28 \cdot 10^9$ Гц,

добротность контура $Q = \omega A_1 / G,$

активные потери в контуре $G = \omega A_1 / Q,$ размерность — сим.

$$b_n = \omega A_n - B_n, \quad - \text{ сим.}$$

$$a_n = B_n / \omega A_n, \quad - \text{ без размерности.}$$

$A_n - n$ — ое производное от ВКХ в рабочей точке (U_0) - пф/Вⁿ.

$B_n - n$ — ое производное от ВАХ в рабочей точке (U_0), - ма/Вⁿ - 10^{-3} сим.

Следовательно, $\omega A_n = 6,28 \cdot 10^{-3}$ сим.

2. Ориентировочно выбираем добротность выходного контура

$$Q = 10 \div 50,$$

3. коэффициент деления n .

На основе чего определяем:

$$1. \quad C_n = \omega A_n,$$

$$2. \quad G = C_n / Q,$$

$$3. \quad L_n = 1 / \omega (C_1 + C_n).$$

Для выбранного полупроводникового перехода (плавный или резкий), по результатам ВКХ и ВАХ определяем необходимые коэффициенты в рабочей точке.

Развитый метод исследования АЧХ /XYZ/ практически приемлем для инженерных расчетов, ниже на основе (3.56) и (3.57) рассчитаны и построены частотные характеристики для четырех вариантов.

На рисунках (3.4÷3.9.) представлены частотные характеристики ПДЧ для трёх вариантов выбранных полупроводников. Результаты расчётных коэффициентов приведены ниже:

Для первого варианта - на рис.3.4, приведена АЧХ образца полупроводника с резким переходом при $U_0=0$ В, $K_1=0,362$, $Q=30$:

$$\begin{array}{lll} 1) \ a = 1,007 & b = - 2,044 & c = 1 - 0,179 Z \\ d = -1,004Z - 0,174 & e = 0,258 + 0,78Z & f = 1,3Z^2 - 7,27Z + 1 \end{array}$$

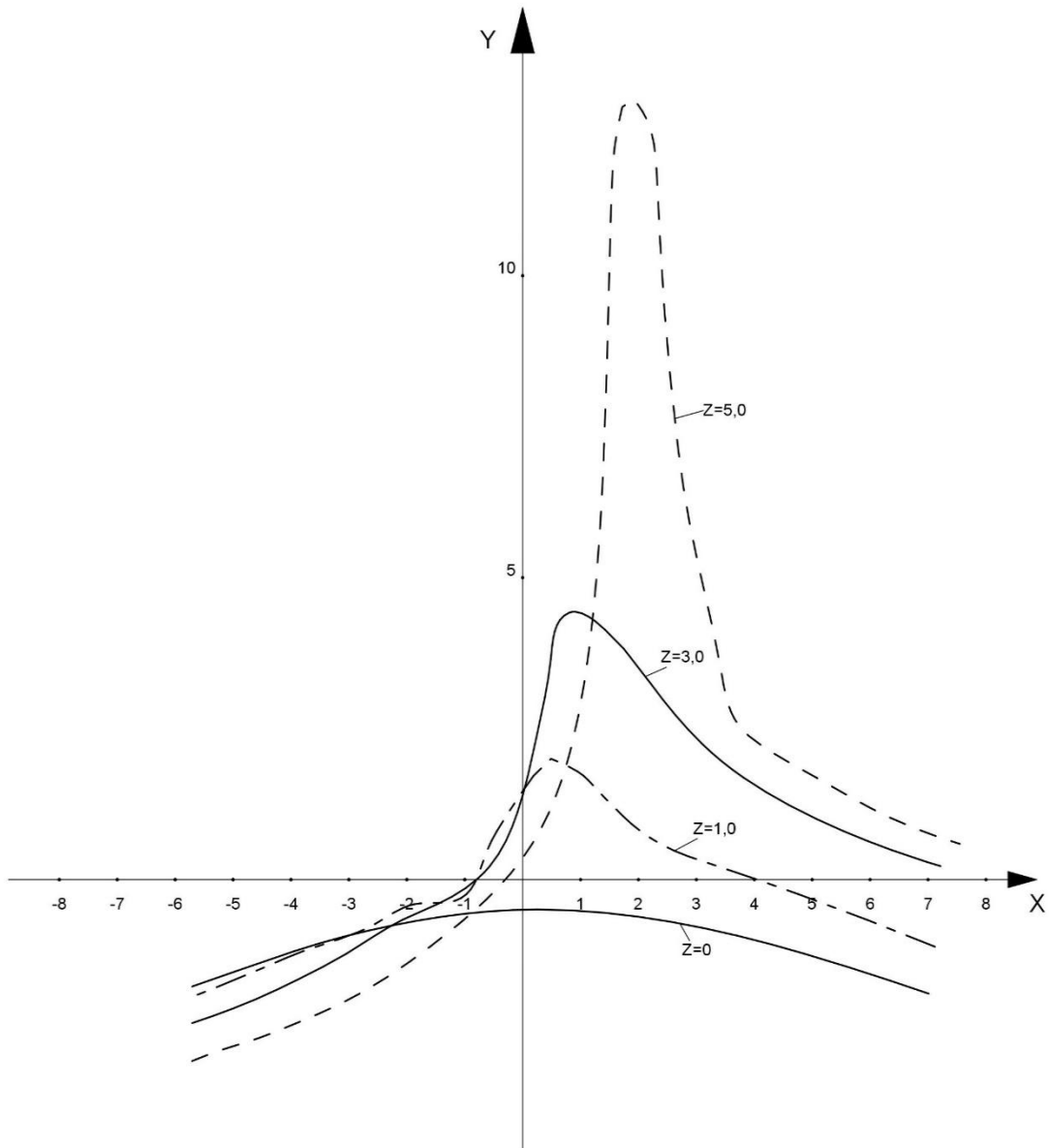


Рис.3.4. Семейство АЧХ первого варианта, при $Z = 0; 1,0; 3; 5$.

Для второго варианта - на рис.3.5. приведена АЧХ образца полупроводника с плавным переходом при $U_0=0,4\text{В}$, $K_1=0,83$, $Q = 30$:

$$2) a = 1,004$$

$$b = -2,02$$

$$c = 1 - 0,157 Z$$

$$d = -Z + 0,128$$

$$e = -0,2 + 0,715Z$$

$$f = 1,1Z^2 - 11,95Z + 1$$

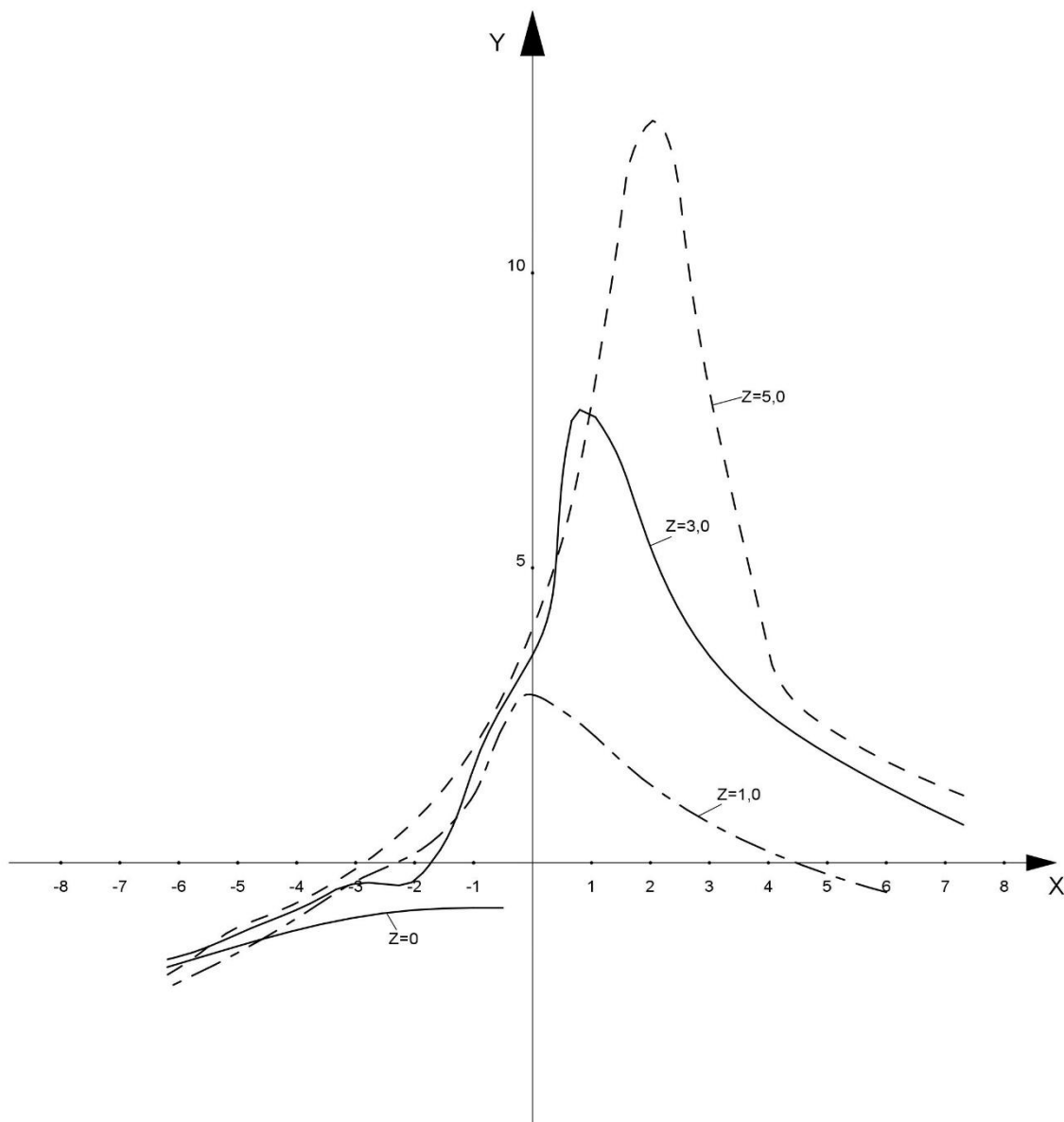


Рис.3.5. Семейство АЧХ второго варианта, при $Z = 0; 1,0; 3; 5$.

Для третьего варианта - на рис.3.6, приведена АЧХ образца полупроводника с резким переходом при $U_0=0$ в, $K_1=24$, $Q = 30$:

$$\begin{array}{lll}
 3) \ a = 1, & b = -2,021 & c = 0,03 - Z \\
 d = -0,03Z + 1 & e = -0,184 - 1,43Z & f = 1,02Z^2 - 372Z + 1
 \end{array}$$

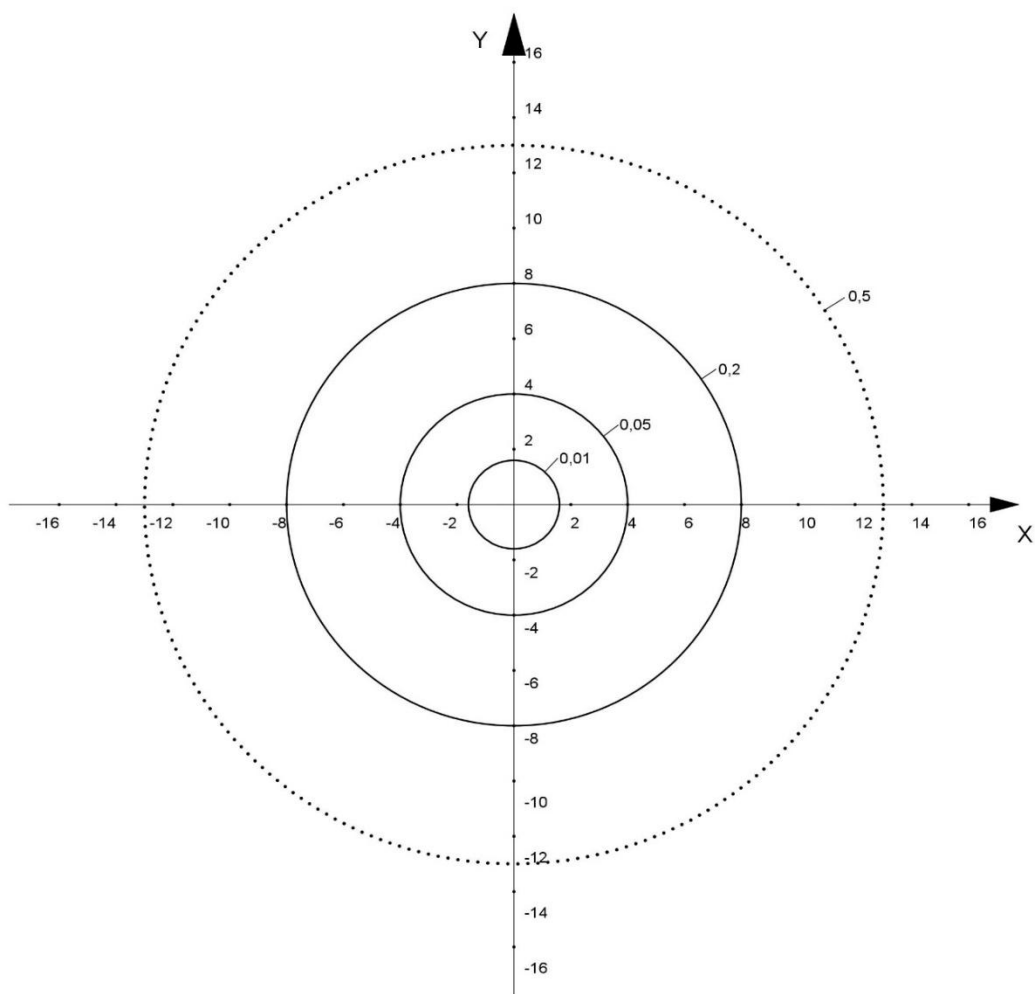


Рис.3.6. Семейство АЧХ третьего варианта, при $Z = 0,01; 0,05; 0,2; 0,5$.

Для третьего варианта - на рис.3.7, приведена АЧХ образца полупроводника с плавным переходом, при $U_0=0$ В, $K_1=24$, $Q=30$:

На рис.3.8, построена функциональная зависимость выходного напряжения от накачки при фиксированных расстройках контура, что однозначно получаем на основе (3.57).

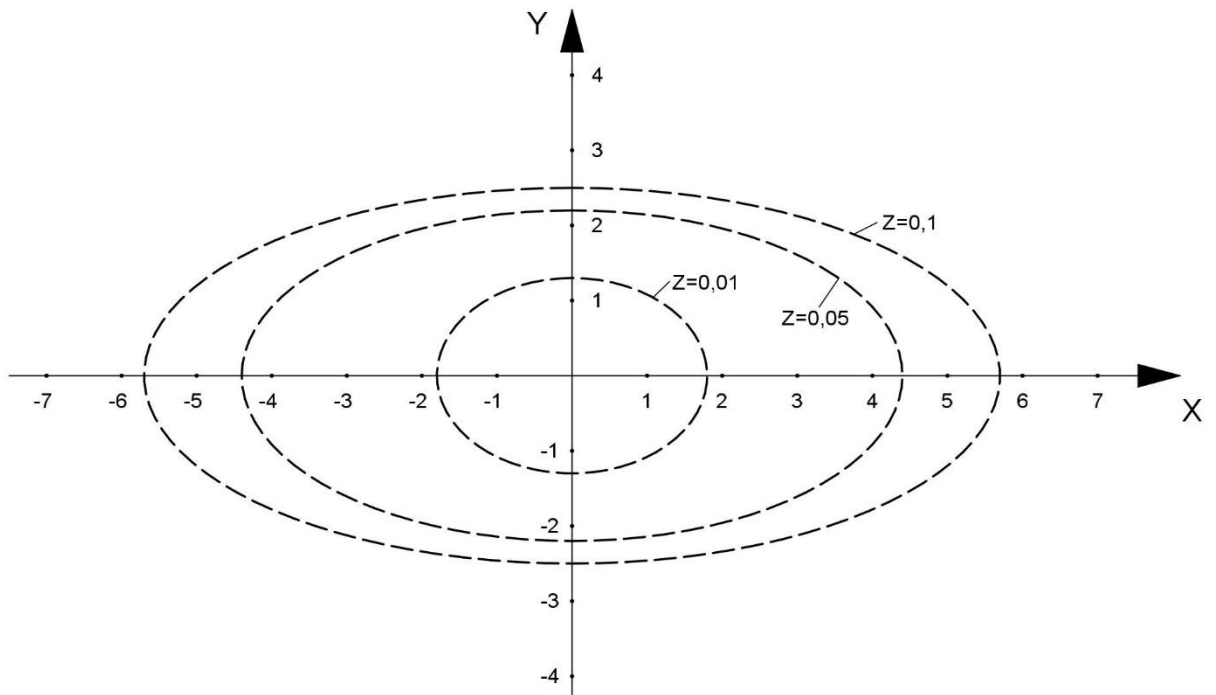


Рис.3.7. Семейство АЧХ третьего варианта с плавным переходом п/п ,
при $Z = 0,01; 0,05; 0,1$,

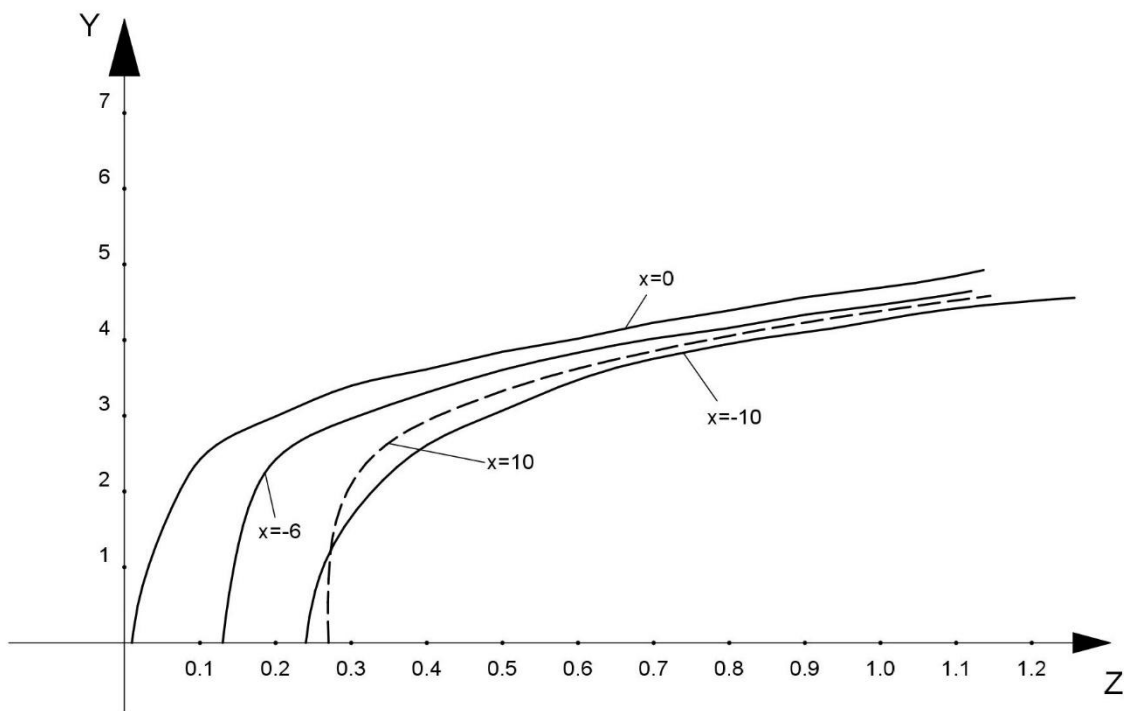


Рис.3.8. Семейство характеристик $Y(Z)$, при фиксированных
расстройках контура $X = 0; -6; -10; 10$.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

- Разработан метод расчета АЧХ умножителей и делителей СВЧ по введенным трем параметрам: X - относительная расстройка контура, Y - амплитуда выходного сигнала, Z - амплитуда сигнала накачки. Показано, что при $n=2,3,4$ обеспечивается удовлетворительная точность.
- Детально проанализирован АЧХ в зависимости от расстройки контуров ТПДЧ. Установлено, что форма кривых АЧХ в зависимости от амплитуды сигнала накачки Z может быть в виде параболы, эллипса или гиперболы.
- Предложенный метод опробован для анализа АЧХ на трех тестовых примерах ТПДЧ с различными параметрами полупроводникового р-п перехода. Построены семейства АЧХ тестовых примеров при различных значениях амплитуды сигнала накачки.

ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ

4.1. ОПИСАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

Для исследования характеристик СВЧ преобразователей на транзисторах использовалась измерительная установка, содержащая: исследуемый макет, ответвитель, измеритель мощности, волномер, анализатор спектра и стабилизированный источник питания.

Измеритель выходной мощности типа М4-3 с термисторной головкой М5-17 или М5-18, для одновременной измерения частоты, через ответвитель небольшая часть мощности поступает на волномер.

Спектр выходного сигнала контролируется анализатором С4-28. Питающие напряжения макета и постоянная составляющая тока измеряются стрелочными приборами, входящий в комплект блока питания STATRON ТУР- 3205.

4.2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ ТПУ СВЧ

К настоящему времени опубликовано значительное число работ, в которых описаны устройства ТПУ на сосредоточенных элементах и их экспериментальных характеристик [73]. Приведена также методика снятия таких характеристик. В связи с этим исследование коллекторной цепи ТПУ проводилось на экспериментальном макете, принципиальная схема, которого изображена на рис. 4.1. Схема содержит цепь питания эмиттера, $C_1 D_{p1}$, исследуемый транзистор, цепь питания коллектора, колебательный контур входной частоты, образованный элементами $L_1 C_4 C_3$, и нелинейной емкостью коллекторного перехода, а также контур гармоника $L_2 C_5$. Входной сигнал подается на эмиттерный переход транзистора через разделительную

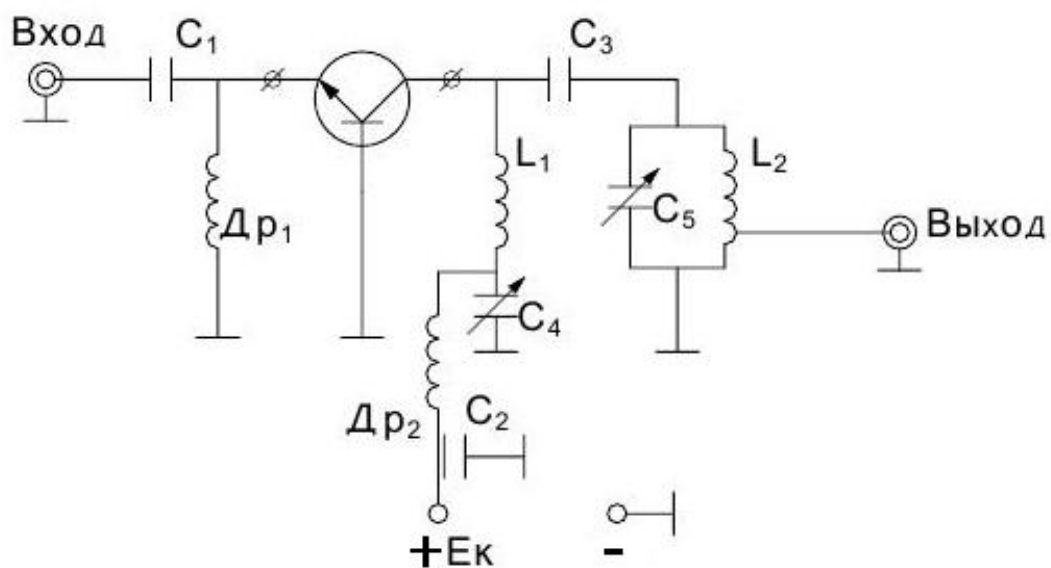


Рис. 4.1 Принципиальная схема экспериментального макета ТПУ.

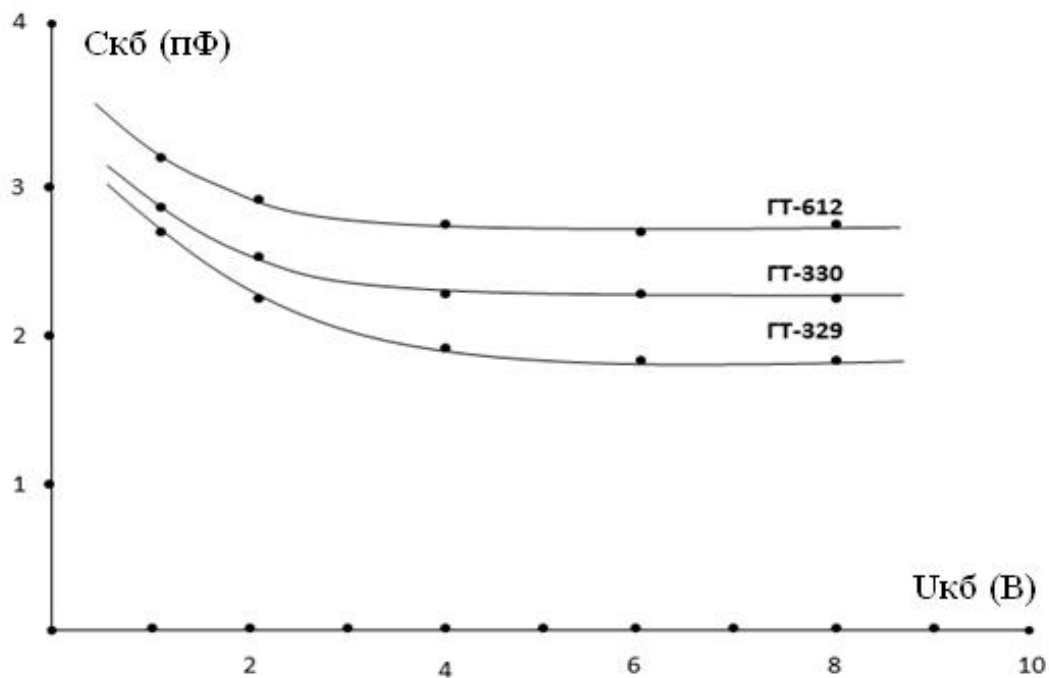


Рис. 4.2 Вольтфарадные характеристики коллекторного перехода транзисторов ГТ329, ГТ330, ГТ612.

Емкость C_1 . Умноженный по частоте сигнал снимается через выходной разъем от части витков индуктивности L_2 выходного контура.

С помощью переменной емкости C_4 коллекторная цепь настраивается на входную частоту. Кратность умножения задается настройкой с помощью C_5 контура гармоники. Эмиттерный переход транзистора работает при нулевом начальном смещении. Выбор такой рабочей точки на входной характеристике транзистора обусловлен тем, что она обеспечивает условия работы усилителя близкие к оптимальным [75].

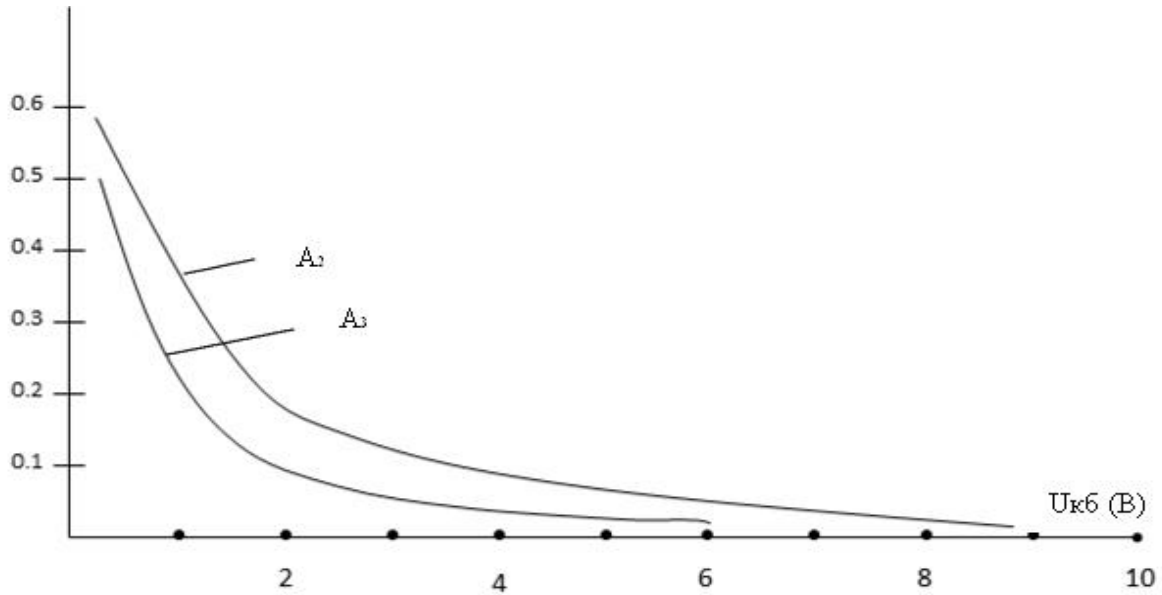
Экспериментальный макет испытывался с транзисторами малой мощности типов ГТ-329Б, ГТ-330, КТ640А2 и т. д.

Вольтфарадные характеристики коллекторных переходов этих транзисторов, усредненные для небольших партий, представлены на рис.4.2. Графическое дифференцирование этих характеристик на рис.4.3, построенных в увеличенном масштабе показывает, что ход первой производной и производных более высоких порядков в пределах рабочего участка выходных характеристик обоих типов транзисторов примерно совпадают /имеется лишь небольшое расхождение при малых коллекторных напряжениях/. Представлены графики первой и второй производных от емкости по напряжению для характеристики на рис. 4.3, которые использовались при расчете удвоителей и утроителей частоты.

Другим параметром, который необходим для расчета эффективности умножителя, является проводимость эквивалентных пассивных потерь коллекторного перехода. Точное определение величины этих потерь на СВЧ представляется весьма затруднительным, что объясняется сложностью эквивалентной схемы транзистора [76-79]. Кроме того, такие потери у планарных СВЧ транзисторов зависят от частоты сигнала [80,81], что вынуждает использовать для расчета эффективности умножителя

усредненное значение величины этих потерь, которое в первом приближении может быть определено из паспортного параметра, характеризующего постоянную времени цепи обратной связи, измеренную на высокой частоте.

$$A_2, A_3 (\text{пФ} \cdot \text{В}^{-2}, \text{пФ} \cdot \text{В}^{-2})$$



Рис

4.3 Графики зависимости первой и второй производных от емкости по напряжению для транзистора ГТ-329Б.

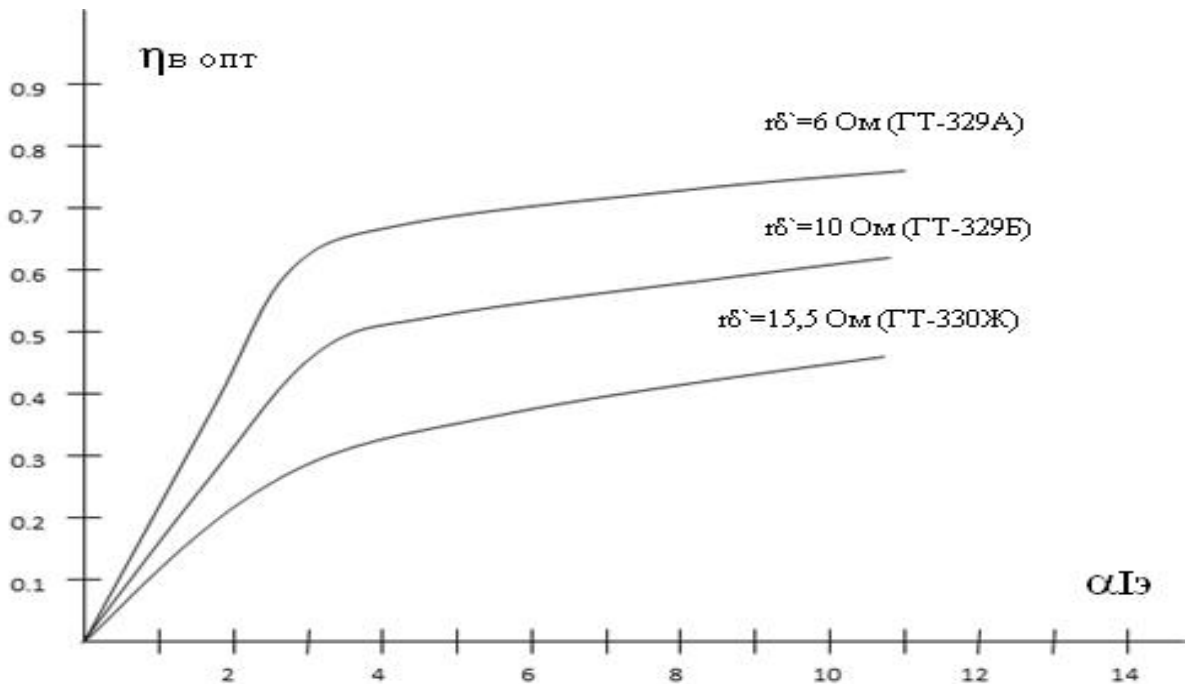


Рис. 4.4 расчетные зависимости $\eta_{\text{опт}} = f(\alpha I_{\text{э}})$ при трех значениях распределенного сопротивления базы r_{δ} .

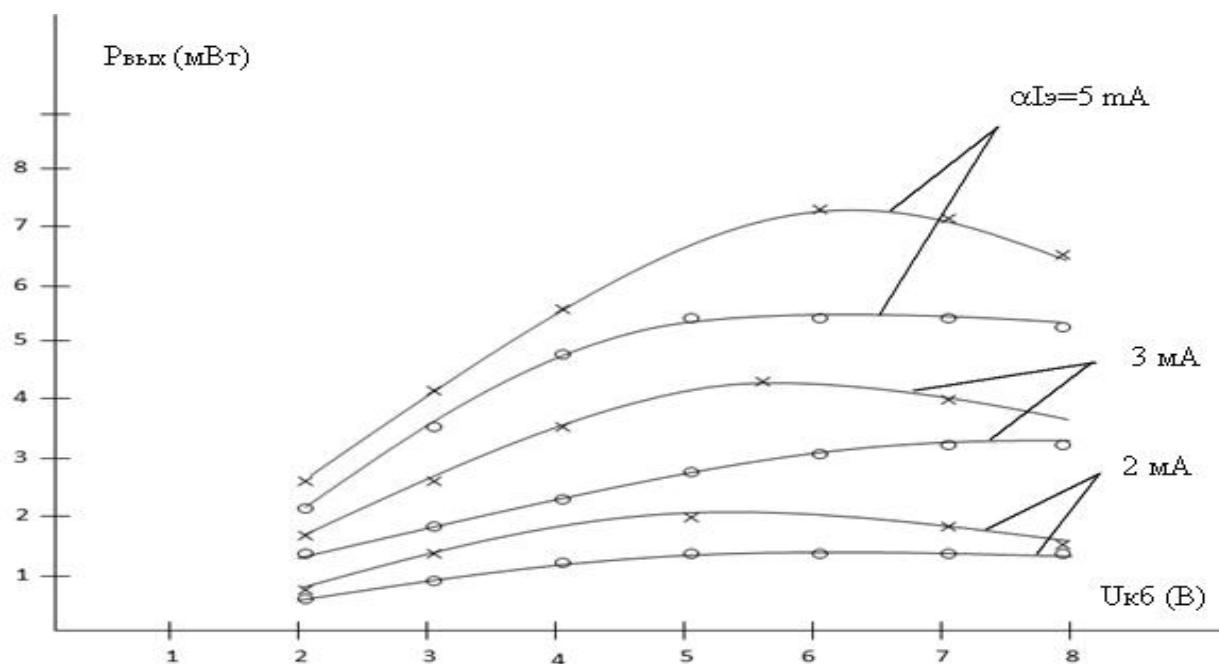


Рис. 4.5 Экспериментальные характеристики $P_{\text{вых}}=f(U_{\text{кб}})$ удвоителей частоты.

-x----x----x- для транзисторов ГТ-329Б ($r\delta = 10 \text{ Ом}$)

-o----o----o- для транзисторов ГТ330Ж ($r\delta = 15,5 \text{ Ом}$)

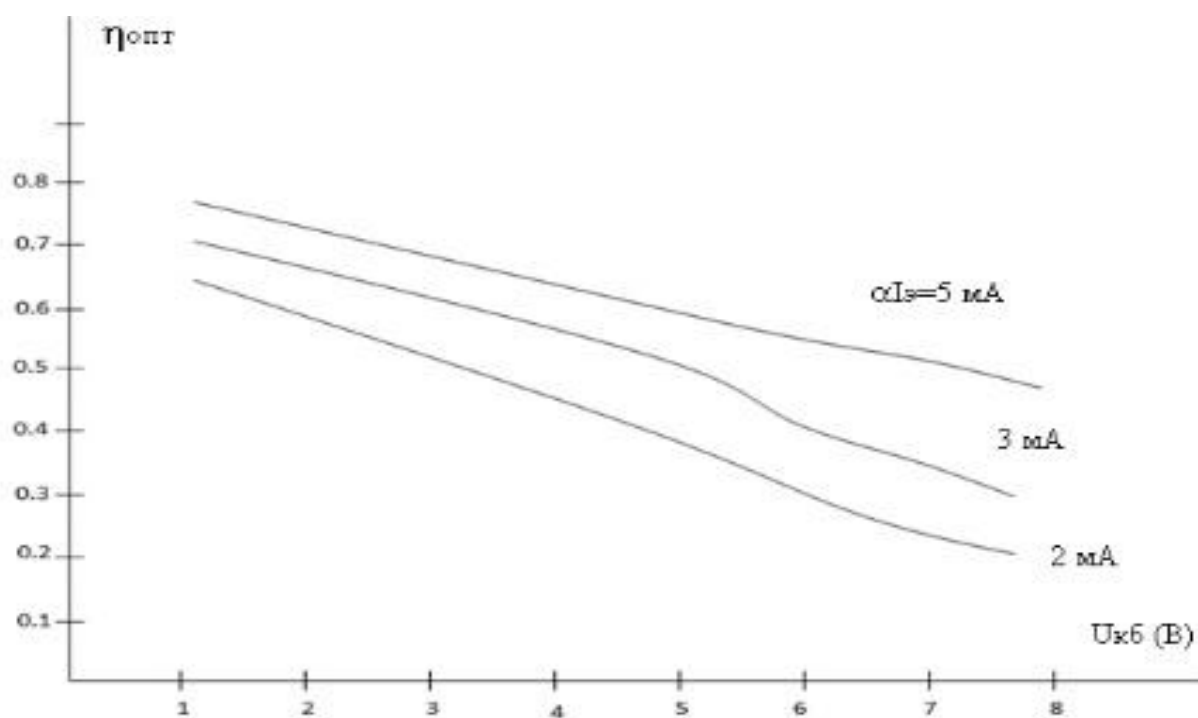


Рис. 4.6 Расчетные зависимости $\eta_{\text{опт}}=f(U_{\text{кб}})$

Значение этого параметра и емкости коллекторного перехода, измеренных при фиксированном напряжении коллектор – база ($U_{КБ}$), для транзисторов ГТ-329, КТ640А2 представлены в таблицах 4.1 и 4.2.

С другой стороны это уточнение не всегда может понадобиться, так как эффективность умножителя η слабо зависит от величины пассивных потерь, G_{s1} и G_{sn} следовательно, от [76].

$$\eta = P_n / P_{вх}$$

Это обстоятельство подтверждается расчетом, результаты которого для удвоителя частоты с $f_{вх} = 0,23$ ГГц при $U_{БК} = 5$ В представлены на рис.4.4 где изображены зависимости оптимального к.п.д. $\eta_{опт.}$ от αI_3 при трех значениях сопротивления потерь $U'_Б$, определенных из потерь [82-87] для транзисторов ГТ-329 А, Б и КТ640 А 2. Из рис. 4.4. видно, что изменение величины $U'_Б$, от 6 до 10 вольт дает разброс значения $\eta_{опт.}$ около 15%, что в ряде случаев может не приниматься во внимание при оценке $\eta_{опт.}$ в инженерных расчетах.

На рис. 4.5 представлены типичные экспериментальные зависимости выходной мощности от напряжения на коллекторе для удвоителей частоты на транзисторах ГТ-329Б и ГТ-330 Ж, имеющие согласно таблицам параметров разницу в величине $U'_Б$. Из рис. 4.5 видно, что эффективность умножителей на транзисторах ГТ-329 Б в среднем на 15-20% выше, чем на транзисторах ГТ-329Ж, что согласуется с результатами расчета, представленными на рис.4.4.

Следует отметить, что аналогичные экспериментальные результаты для двух других типов транзисторов ГТ-311 и ГТ313, производимых по разной технологии, были получены ранее в работе [88-90], где разница в эффективности умножителей качественно объяснялась различной величиной распределенного сопротивления базы этих двух типов транзисторов. На рис.

4.6 представлены полученные с помощью графиков расчетные зависимости оптимального к.п.д. — $\eta_{\text{опт.}}$ от напряжения рабочей точки на ВКХ, объясняющие перегиб экспериментальных характеристик на рис. 4.5.

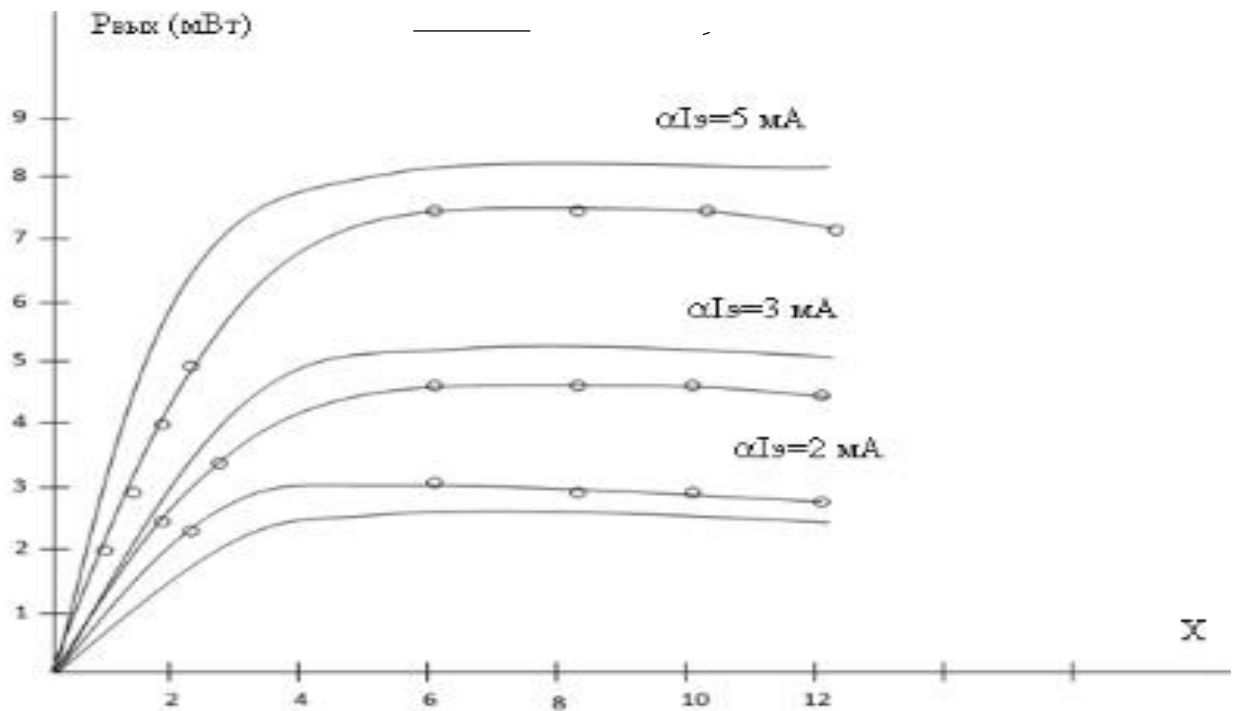


Рис. 4.7 Теоретические и экспериментальные нагрузочные характеристики удвоителя частоты. --- расчет, o – o эксперимент

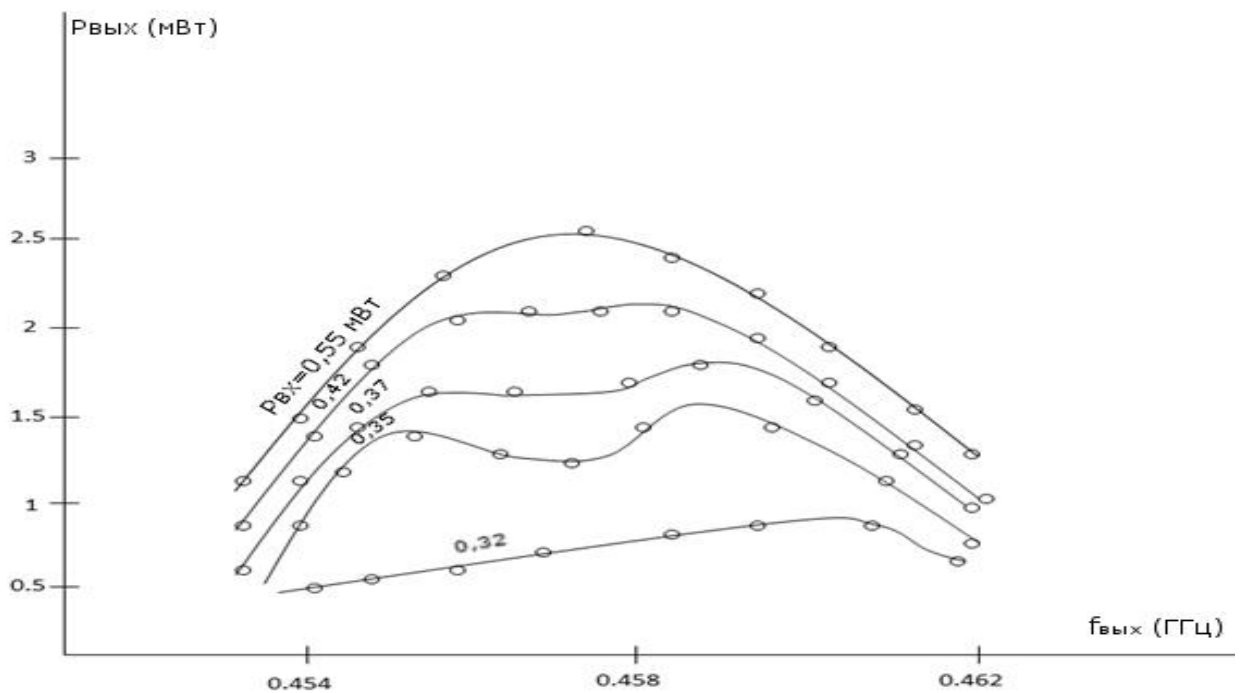


Рис. 4.8 Деформация АЧХ при изменении уровня входного сигнала.

Для расчета были использованы усредненные параметры транзисторов ГТ-329Б. Из рис.4.6 видно, что оптимальный к.п.д. коллекторной цепи, а, следовательно, и выходная мощность падает с ростом $U_{БК}$. Это следует из графика на рис.4.3, где представлена зависимость $A_1 = f(U_{БК})$ и объясняется смещением рабочей точки в область малых значений величины производной от чего **зависит** эффективность умножителя.

С целью экспериментального подтверждения найденного теоретически характера влияния нагрузки на работу умножителя частоты были рассчитаны и сняты экспериментально нагрузочные характеристики удвоителя на транзисторе ГТ-329Б. Расчет нагрузочных характеристик проводился по методике, изложенной в разделе 2.2 во второй главы. Величина нагрузки в процессе эксперимента задавалась путем изменения коэффициента включения выходного коаксиального тракта с волновым сопротивлением 50 Ом в контур гармоники. При этом величина коэффициента включения изменялась в пределах от 0 до 1.

В связи с тем, что точное экспериментальное определение параметра $\frac{G_H}{G_{Sn}} = \chi$, связано с определёнными трудностями, которые обсуждались в выше, сопоставление теории и эксперимента производилось путем совмещения по параметру χ одной из рассчитанных и экспериментально снятой кривых в точках, соответствующих коэффициентам включения, $K_B \approx K_{B \text{ опт}}, K_B \approx 1, K_B \approx 0$. Промежуточные значения K_B , а следовательно и χ , для этой экспериментальной кривой фиксировались. Далее для этих фиксированных точек снималось значение выходной мощности при других значениях αI_3 , в результате чего было получено семейство экспериментальных и теоретических характеристик, которое изображено на рис.4.7.

Из хода экспериментальных нагрузочных характеристик следует, что в соответствии с выводами теории, выходная мощность умножителя вначале резко возрастает с ростом χ до некоторого оптимального значения, а затем медленно начинает уменьшаться. Это обстоятельство очень важно и его необходимо учитывать при проектировании ТПУ, так как с ростом коэффициента включения нагрузки в выходной контур умножителя возрастает уровень побочных гармоник, по отношению к уровню полезного сигнала. При этом, если необходимо получить более чистый спектр, следует, по-видимому, выбрать рабочую точку на нагрузочной характеристике слева от максимума. Если же к чистоте спектра нет повышенных требований, то выбор нагрузки не составит труда, так как выходная мощность правее максимума меняется незначительно. Это обстоятельство облегчает применение полосковых резонаторов без дополнительной подстройки коэффициента связи с нагрузкой.

В третьей главе было теоретически установлено, что АЧХ умножителя в зависимости от инвариантов, могут быть одnogорбыми, уплощенными и двугорбыми, причем вид характеристик зависит от амплитуд, воздействующих на коллекторный переход сигналов. В связи с тем, что для умножителей частоты на нелинейной емкости это теоретическое исследование сделано впервые, необходимо было провести и экспериментальную проверку выводов, полученных на основании теории. С этой целью были исследованы АЧХ при различных параметрах коллекторной цепи и уровнях возбуждения.

Эксперимент показал, что в определенном диапазоне параметров χ_0 и m_0 , которые задавались взаимной расстройкой контуров умножителя, при изменении уровня возбуждения наблюдаются все три вида АЧХ. Рис. 4.8, на котором изображено семейство АЧХ, снятых при различных уровнях внешнего сигнала, иллюстрирует переход АЧХ из одnogорбых и двугорбых [91-93].

В заключении отметим, что расчет ряда теоретических зависимостей, приведенных в этом параграфе, проводился в предположении работы транзистора в недонапряженном или слабоперенапряженном режимах, то есть положение рабочей точки на нагрузочной характеристике транзистора исключало значительный заход амплитуды входного сигнала в область перенапряжения. Для проверки этого условия использовалось соотношение (2-62). Которое связывает амплитуду сигнала с параметрами коллекторной цепи и уровнем возбуждения.

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \sqrt{\frac{(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma n} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2}{G_{\Sigma n}^2 + B_{\Sigma n}^2}}$$

Предварительный расчет показывает, что обычно хорошо выполняется условие малых потерь, G_{s1} . В этом случае справедливо приближенное соотношение [94-96]:

$$U_1 \simeq \sqrt{\frac{2^{2(n-1)} [(\Pi-1)]^2 (G_H + G_{sn}) \alpha I_3}{\omega^2 A_n^2}}$$

С помощью этого выражения при известных параметрах G_H , G_{sn} и уровне возбуждения αI_3 можно определить амплитуду U_1 , положение рабочей точки U_c на ВКХ и соответствующее значение производной от ВКХ – A_n . Определение величины A_n производится путем последовательных приближений. Вначале, при известном постоянном коллекторном напряжении, $U_{КБ}$ необходимо определить из графиков на рис. 4. 3, значение A_n при $\frac{U_{КБ}}{2}$, соответствующее критическому режиму (2.66).

$$\frac{\alpha I_3}{U_1} |_{кр} = \frac{1}{2} (G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1})^2 - 2(G_{\Sigma n} + B_{\Sigma n})^2}$$

После вычисления для этого A_n амплитуды U_1 находится новое положение рабочей точки на ВКХ, соответствующее $U_{КБ} - U_1$, и новое значение A_n и т.д. При этом обычно приходится делать не более двух-трех приближений [97,98].

Таким образом и контролировалось условие $U_1 \leq U_0$, исключающее заход рабочей точки в область перенапряжения.

4.3. РЕАЛИЗАЦИЯ НА СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ И АВТОГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИК

Использование сосредоточенных элементов на частотах выше 0.5 ГГц является затруднительным. Поэтому основное внимание в настоящее время уделяется разработке конструкций и схем с применением элементов с распределенными параметрами [82], которые позволяют использовать при их изготовлении прогрессивные технологические методы СВЧ интегральных схем.

В связи с этим целесообразно рассмотреть принципы такой реализации миниатюрных ТПУ и ТАГ-или ТПДЧ.

В работах [99,100] показано, что в общем случае в цепь нелинейной емкости коллекторного перехода ТПУ должен быть включен контур имеющий нули проводимости на частотах ω и $n\omega$, а при ТПДЧ на частотах $n\omega$ и ω [101].

Так как коллекторная цепь представляется в виде параллельного соединения активной проводимости и емкости р-п перехода, то эквивалентный контур, который образован этой емкостью и внешними элементами должен иметь также полюс проводимости на бесконечной частоте. Кроме того, цепь этого контура получится с минимальным числом элементов, если она будет иметь еще один полюс на нулевой частоте.

Эти соображения являются общими, и как показано в [102], всегда должны выполняться в реальных умножителях частоты независимо от вида внешнего контура, подсоединенного к нелинейной емкости.

На рис. 4.9 а), б) показаны эквивалентные схемы коллекторной цепи, удовлетворяющие указанным выше условиям.

Обе схемы полностью эквивалентны по своим частотным свойствам. Однако в одной из них, а именно в схеме б), элементы могут быть реализованы на СВЧ с использованием элементов с распределенными параметрами более просто, чем в другой [73]. Для того, чтобы пояснить это обстоятельство

обратимся к теории связанных линий. Известно [103], при четвертьволновой связи резонатора с передающей линией /в полосковом варианте рис.4.10а/ этот резонатор может быть представлен параллельным колебательным контуром, включенным в передающую линию последовательно - рис. 4.10 б. Если при этом передающая линия закорочена на конце индуктивностью, то на входной частоте ТПУ образуется резонатор в коллекторном переходе. В этом случае реализуется эквивалентная схема коллекторной цепи, показанная на рис.4.9 б. Когда индуктивность L_1 велика и является паразитным параметром /индуктивность вывода/, то может оказаться, что к коллекторному переходу на основной частоте необходимо трансформировать емкость для компенсации части L_1 . В этом случае целесообразно применить другую систему связанных линий, изображенную на рис. 4.11 [82].

В связи с тем, что отбор мощности в ТПУ или в автогенераторе производится на частоте гармоники, а нагрузкой на основной частоте является активная проводимость, которую вносит в контур основной частоты нелинейная емкость коллекторного перехода, коллекторная цепь на СВЧ имеет ряд конструктивных особенностей, которые обсуждаются ниже.

При проектировании автогенераторов гармоник на заданную частоту к коллекторной цепи предъявляются противоречивые требования:

во первых, она должна обеспечивать условия самовозбуждения на основной частоте;

во вторых согласовать внутреннюю проводимость генератора тока гармоника с нагрузкой.

СВЧ полосковая система, одновременно полностью удовлетворяющая этим двум требованиям, не всегда реализуется физически и поэтому приходится выбирать компромиссные конструктивные решения, которые в первую очередь, обеспечивают /с помощью соответствующего резонатора/ оптимальный режим работы автогенератора, и затем подключение к этому резонатору, посредством четвертьволновой на частоте гармоники связи, фильтрующей цепи с нагрузкой.

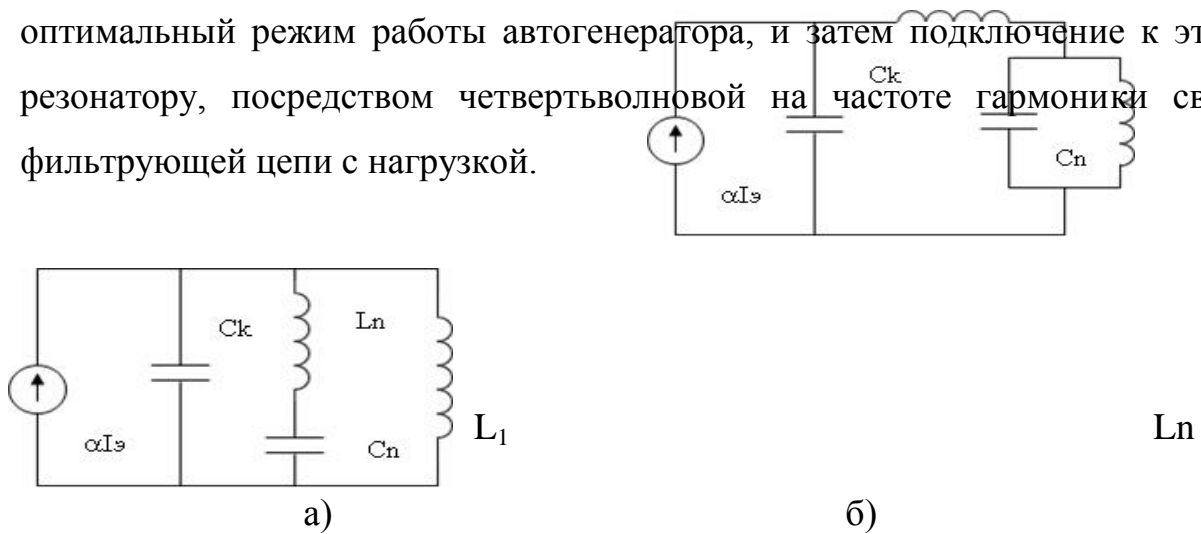


Рис. 4.9 Эквивалентные схемы коллекторной цепи ТПУ

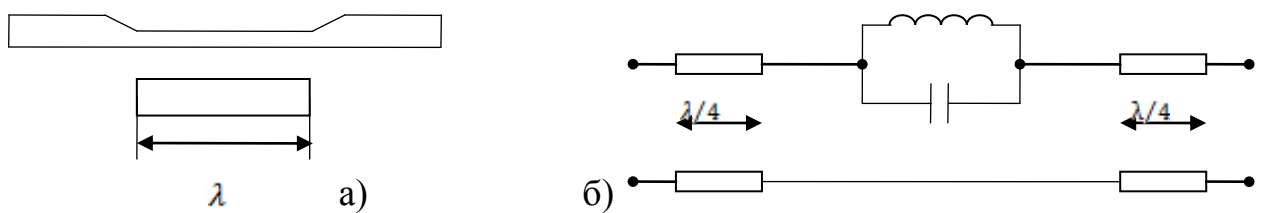


Рис.4.10 Четвертьволновый полосковый резонатор а), прототип б)

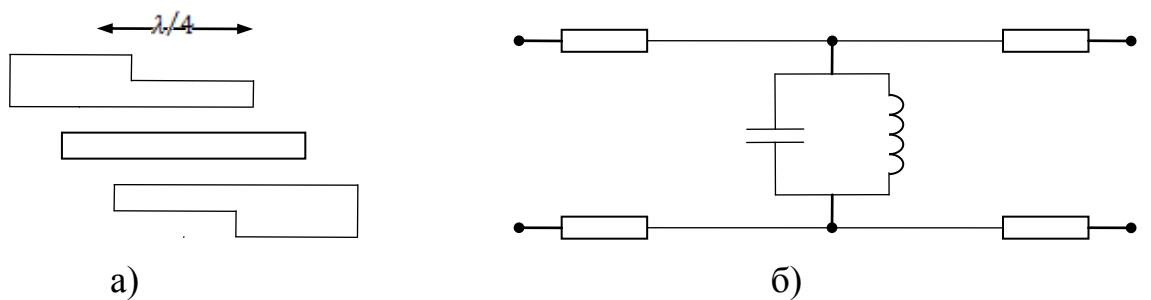


Рис. 4.11 Звено полосно-пропускающего фильтра а), прототип б)

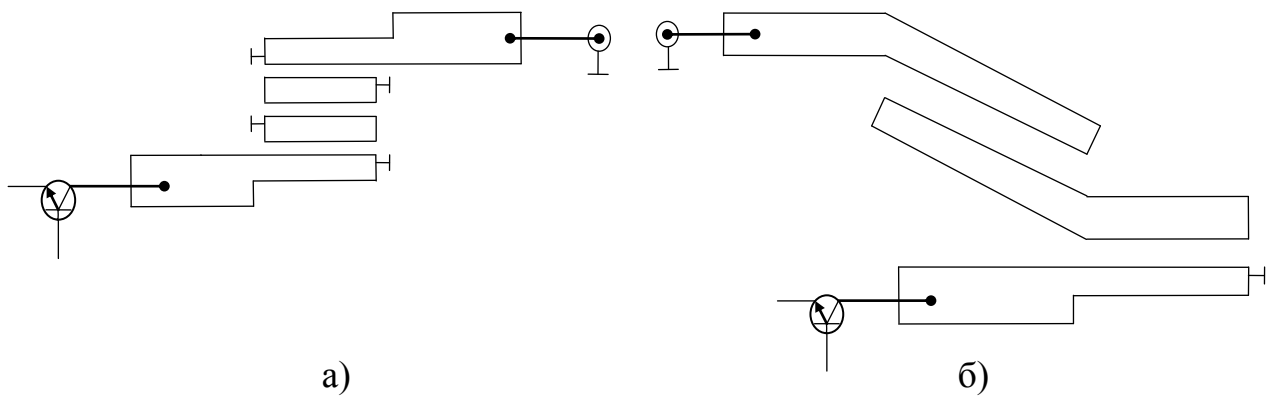


Рис. 4.12 Варианты реализации коллекторной цепи на связанных резонаторах

Результаты испытаний макетов автогенераторов гармоник СВЧ, содержащих коллекторную цепь, составленную по этому принципу из элементов полосковых линий, показали, что она работает эффективно и проста в изготовлении. Кроме того, благодаря высокой добротности на фиксированной частоте, эта цепь хорошо работает в узкополосных ТПУ.

Рассмотрим различные варианты устройства такой коллекторной цепи узкополосного ТПУ или автогенератора гармоник, обеспечивающие параллельные резонансы на основной частоте и на частоте гармоники.

Предварительно заметим, что при проектировании ТПУ или автогенератора гармоник СВЧ на требуемую частоту необходимо определить параметры входного импеданса транзистора. При этом обычно оказывается, что на высоких частотах этот импеданс имеет индуктивную составляющую, а на более низких – емкостную, что объясняется влиянием паразитных параметров геометрии транзистора и, в первую очередь, паразитными индуктивностями вывода.

На рис.4.12, а), б) представлены схемы коллекторной цепи с замкнутыми резонаторами, которые предназначены для работы на частотах, где выходной импеданс транзистора имеет емкостный характер. В обоих случаях к коллекторному переходу подсоединен короткозамкнутый отрезок полосковой линии, трансформирующей к нему короткую индуктивность. Вместе с емкостью коллекторного перехода этот

отрезок образует резонанс основной частоты. С этим отрезком связаны четвертьволновыми связями, в первом случае, полосовой фильтр на встречно включенных отрезках, а во втором – изогнутый полуволновой резонатор выходной частоты. Обе резонансные системы примерно равноценны. Система б) проще, однако она дает на выходе уровень паразитных гармоник несколько больший, чем система а). На более высоких частотах короткозамкнутый резонатор основной частоты в коллекторной цепи укорачивается настолько,

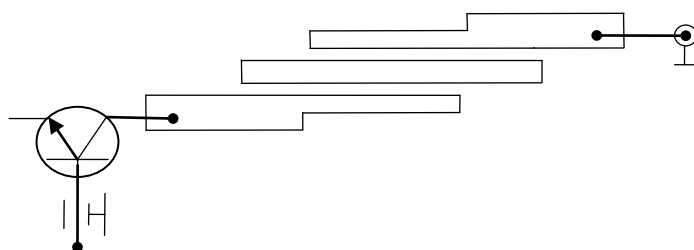


Рис. 4.13 Коллекторная цепь с укороченным резонатором.

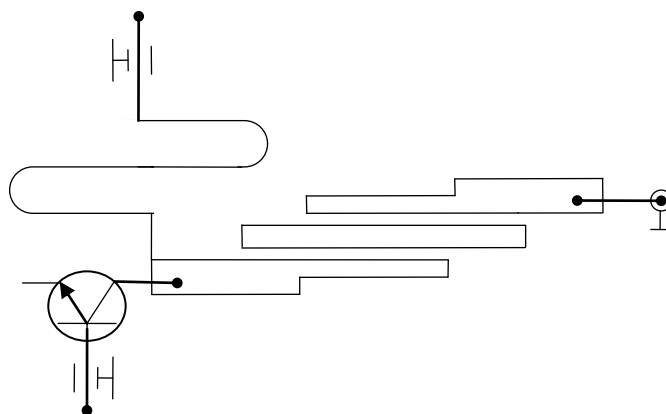
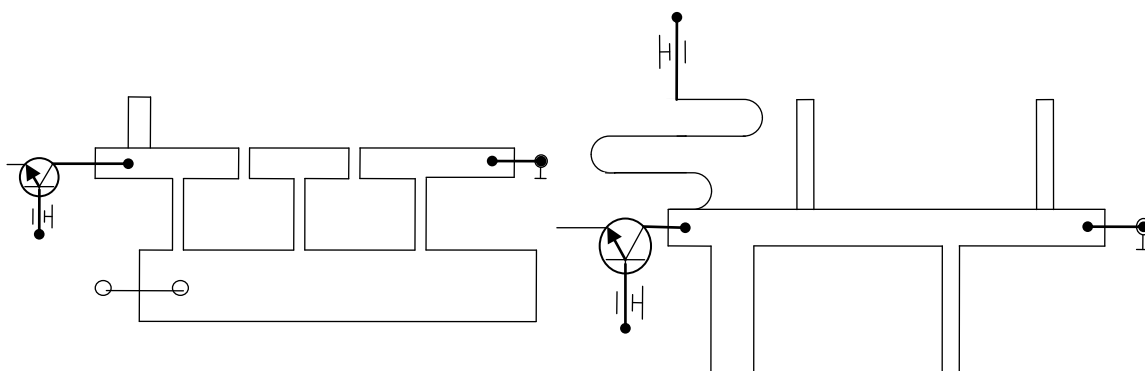


Рис. 4.14 Коллекторная цепь с разомкнутым резонатором.



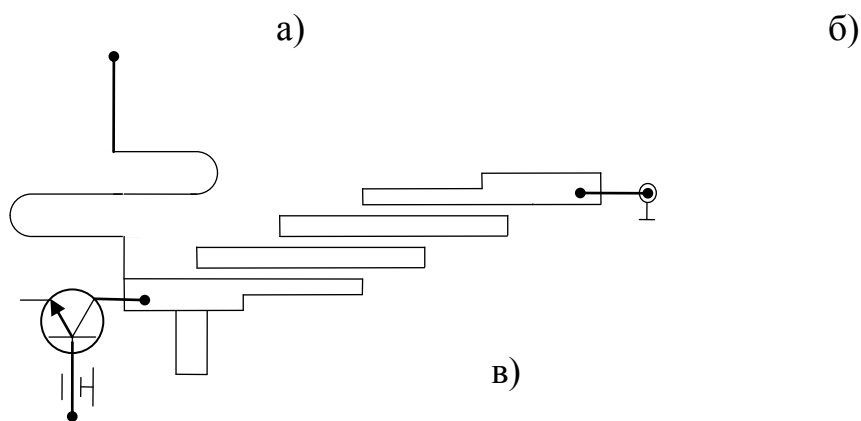


Рис. 4.15 Широкополосные коллекторные цепи

а) - реактивный шлейф, б) - режекторный фильтр, в) - полосовой фильтр.

что реализовать четвертьволновую связь с резонатором гармоник становится невозможным. В этом случае целесообразно использовать резонансную систему, изображенную на рис. 4.13.

Особенностью устройства, изображенного на рис. 4.13 является то, что полосовой фильтр гармоник связан с контуром основной частоты автогенератора или умножителя через закороченную индуктивность. Это позволяет при малых размерах резонатора основной частоты осуществить оптимальную связь между полосовым фильтром гармоник и этим резонатором.

В случае, если выходной импеданс транзистора имеет индуктивный характер, что обычно имеет место на частотах, превышающих собственную резонансную частоту контура, образованного паразитной индукцией выводов коллектора и базы и емкостью коллектор-база транзистора, для обеспечения резонанса на требуемой основной частоте необходимо включать в коллекторную цепь разомкнутый отрезок линии. В этом случае простейшая коллекторная цепь автогенератора или умножителя имеет вид, изображенный на рис.4.14.

Рассмотренные выше варианты конструкций резонансных систем предназначены, главным образом, для использования в автогенераторах гармоник и в узкополосных ТПУ. При проектировании широкополосных

ТПУ необходимо обеспечить согласование эквивалентного генератора тока гармоника, какими является нелинейная емкость коллекторного перехода в полосе частот. То обстоятельство, что в ТПУ выходная частота задается внешним возбуждением, а нагрузка по первой гармонике находится «внутри» транзистора, делает ненужным согласование коллекторной цепи транзистора с выходом на основной частоте и требует лишь согласования в полосе выходных частот.

На рисунках 4.15-а, б, в, показаны возможные варианты конструкций широкополосных коллекторных цепей для ТПУ.

Конструкция, изображенная на рис.4.15-а, содержит реактивный шлейф трансформаторов, которые согласуют в полосе выходных частот гармоника выходной импеданс транзистора с фильтром верхних частот, к которому подключается нагрузка. Конструкция на рис.4.15-б такой же согласующий и режекторный фильтр основной частоты. На рис.4.15-в изображен вариант с полосовым фильтром.

Выбор конкретной конструкции коллекторной цепи ТПУ обусловлен в каждом случае требованиями к геометрическим размерам и возможностью ее реализации с заданными потерями на нужной частоте.

4.4.ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ ТПУ И ТАГ

На основе принципов, рассмотренных в предыдущем параграфе, были разработаны и исследованы действующие макеты миниатюрных полосковых ТПУ и ТАГ на транзисторах ГТ-329Б и ГТ-612. Предварительный расчет результаты которого для удвоителей частоты 0.5 ГГц представлены в виде графиков на рис. 4.16. показал, что умножители на транзисторах ГТ-330 в этом диапазоне частот гораздо менее эффективны, чем на транзисторах ГТ-329Б, что также подтвердилось в результате обследования экспериментальных макетов ТПУ и ТАГ.

Экспериментальные макеты были выполнены на полосковых симметричных линиях. В качестве диэлектрика использовались платы титанированного полистирола марки ПТ-3. Макеты помещались в плоские прямоугольные дюралюминиевые корпуса. Вводы и выходы энергии сигналов осуществлялись через коаксиально-полосковые переходы /КПП/, волновое сопротивление которых выбран по стандарту - 50 Ом. Питание макетов обеспечивал стабилизированный источник с плавной регулировкой напряжения от 0 до 30в.

На рис.4.17- 4.18 показаны схемы полосковых ТАГ на транзисторе ГТ-612.

Внешний вид этих макетов со снятыми крышками и верхними обкладками представлены соответственно на фото рис. 4.19-4.20.

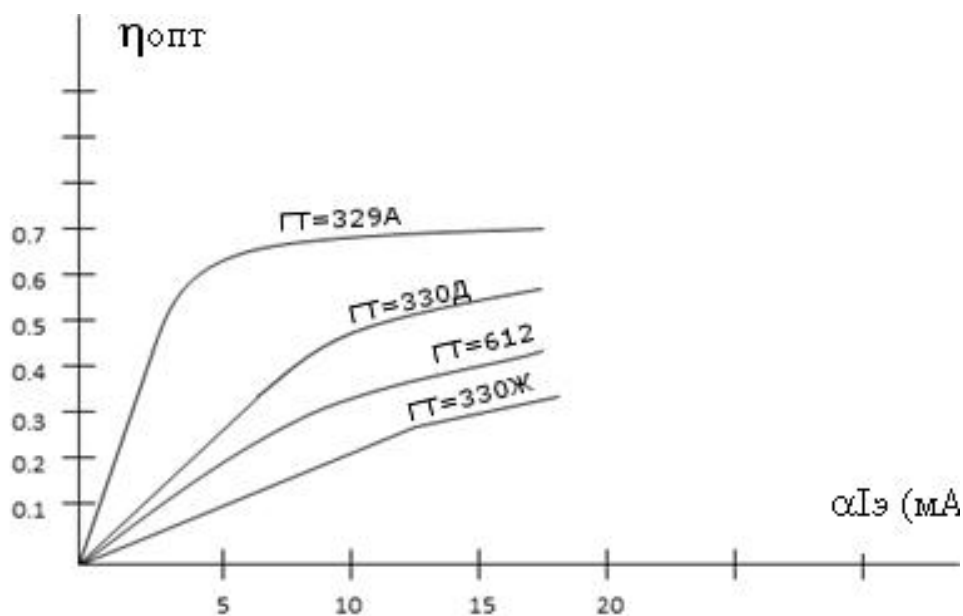


Рис. 4.16 Расчетные характеристики коллекторной цепи

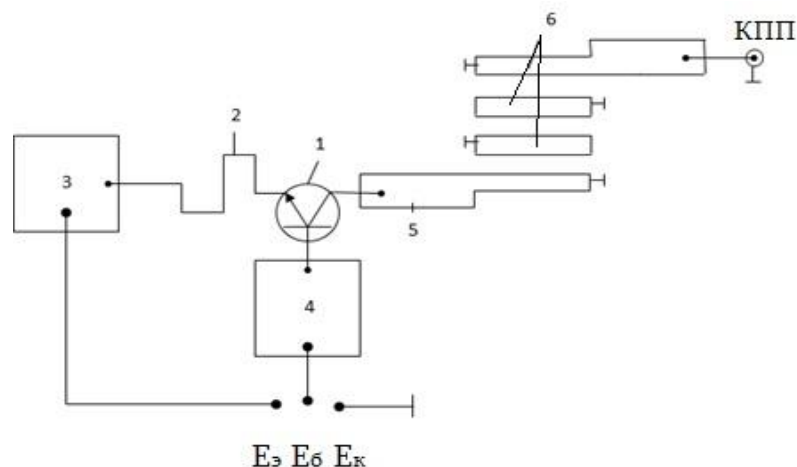


Рис. 4.17 Схема макета ТАГ1

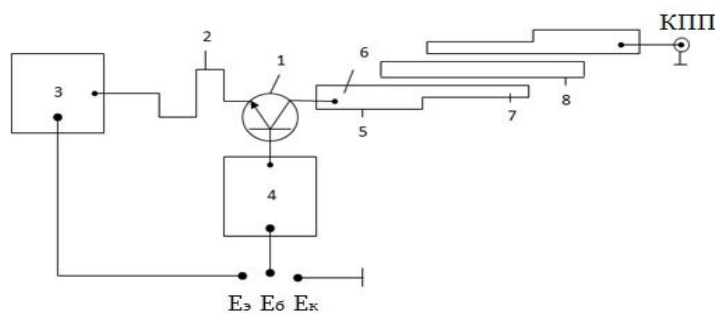


Рис. 4.18 Схема макета ТАГ2

ТАГ, схема которого изображена на рис.4.17 состоит из транзистора 1 к эмиттеру которого подсоединен дроссель 2 с емкостью 3. К базе транзистора присоединена блокировочная емкость 4. С резонатором 5 связаны резонаторы 6, образующие фильтр гармоника. Таким образом, автогенератор гармоника эквивалентен автогенератору основной частоты с общей базой, состоящему из элементов 1-5 и последовательно с ним включенному умножителю на нелинейной емкости коллекторного перехода, состоящему из элементов 1,4,5,6.

Автогенератор, изображенный на рис 4.18 отличается тем, что резонатор 6 в коллекторной цепи заземлен индуктивным штырем 5. При этом отрезок линии 6 образует резонансный контур основной частоты генератора, а

разомкнутый отрезок линии 7, связанный с основным контуром генератора индуктивным штырем 5, образует четвертьволновой направленный ответитель через который возбуждается резонатор 8.

Если вблизи заземляющего индуктивного штыря 5 находится узел СВЧ – поля основной частоты и гармоник, то на разомкнутом конце отрезка линии 7 возникает пучность СВЧ – поля выделяемой гармоники, так как разомкнутый конец линии 7 расположен на расстоянии, примерно равном четверти длины волны выделяемой гармоники от короткозамкнутой индуктивности 5. В этом случае выполняется условие возбуждения резонатора гармоники 8, с которого затем ее сигнал снимается через КПП.

Результаты экспериментального исследования генераторов второй гармоники ТАГ1 и ТАГ2 показаны соответственно на рис. 4.21-4.22 где нанесены семейства зависимостей выходной мощности **частоты $f_{\text{ВЫХ}}$** от напряжения на коллекторе, **при различных токах через** эмиттерный переход транзистора.

Из рис.4.21-4.22 видно, что выходной мощности, отдаваемой описываемыми ТАГ, достаточно для питания смесителей нескольких приемных каналов. Значения напряжений и токов при этом значительно ниже

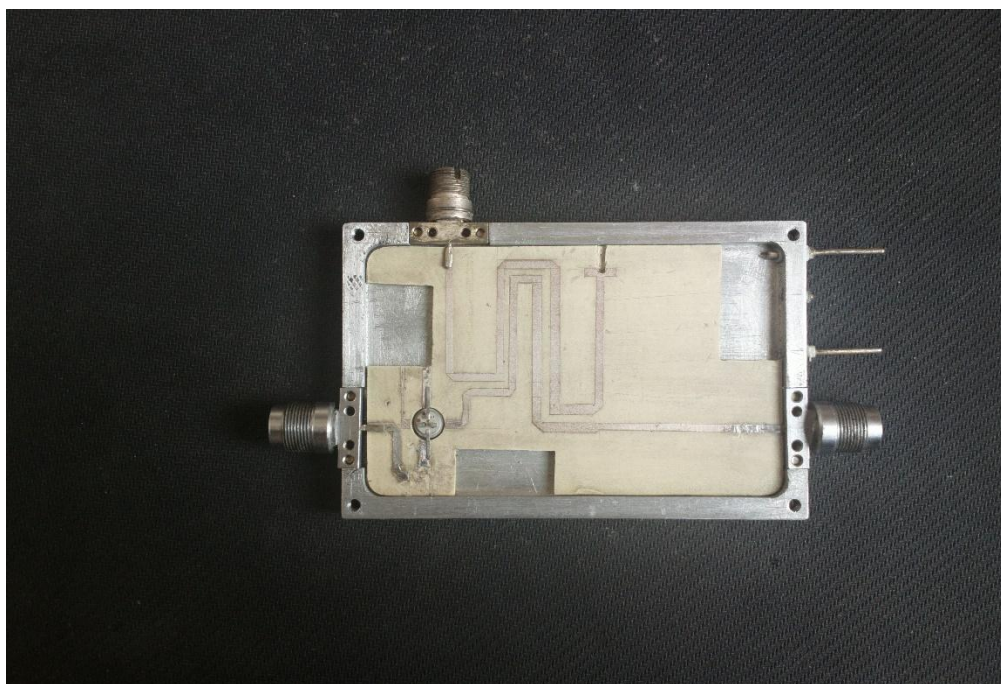


Рис. 4. 19.

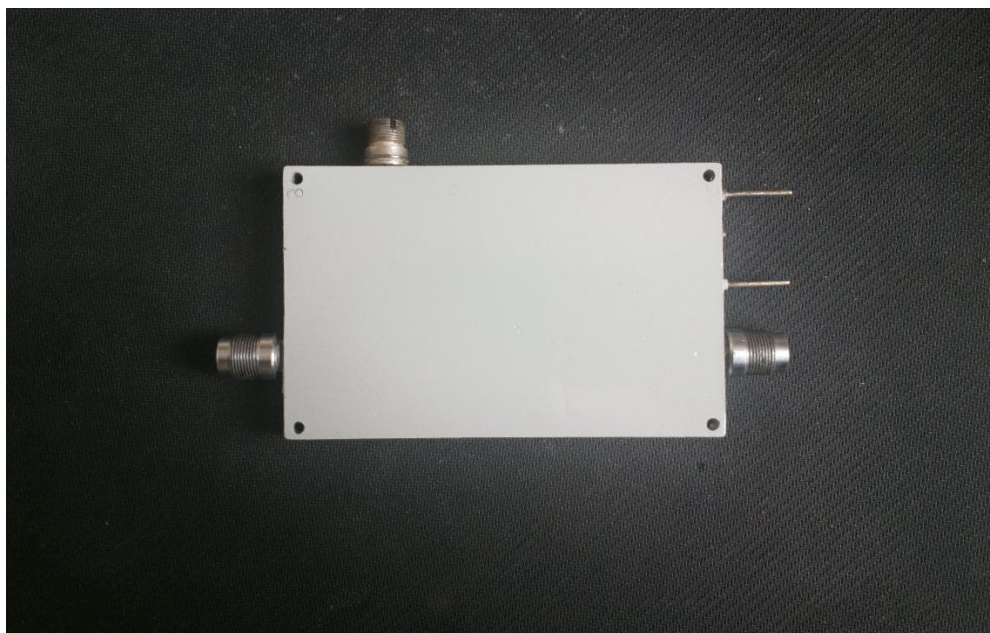


Рис. 4. 20.

допустимых для этого типа транзистора, что обеспечивает высокую надежность описываемых макетов, энергетические и частотные характеристики двух вариантов сняты экспериментально.

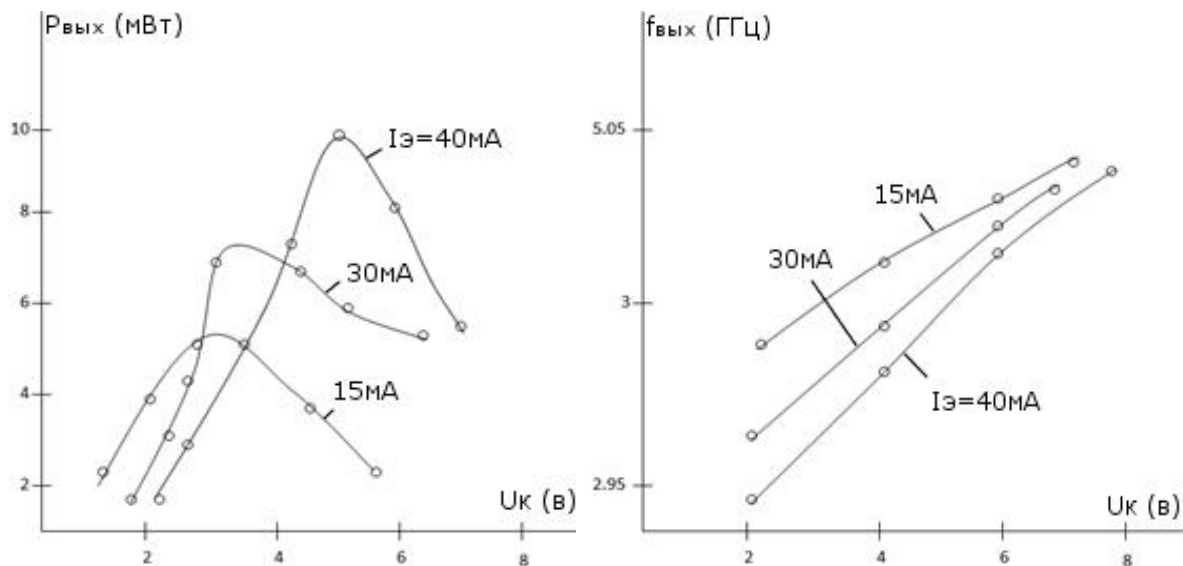


Рис. 4.21 Экспериментальные характеристики ТАГ 1

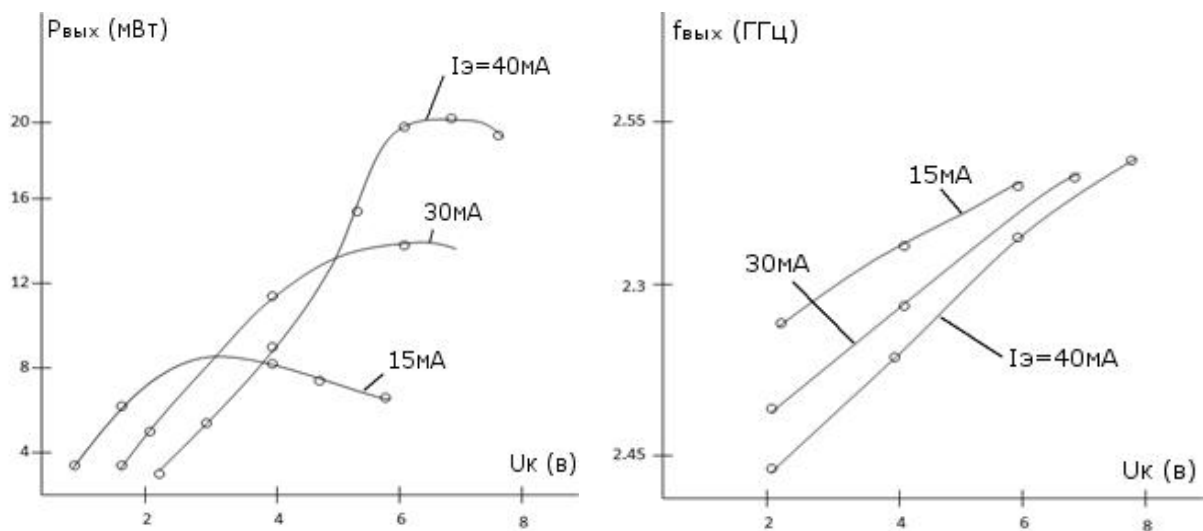


Рис. 4.22 Экспериментальные характеристики ТАГ 2

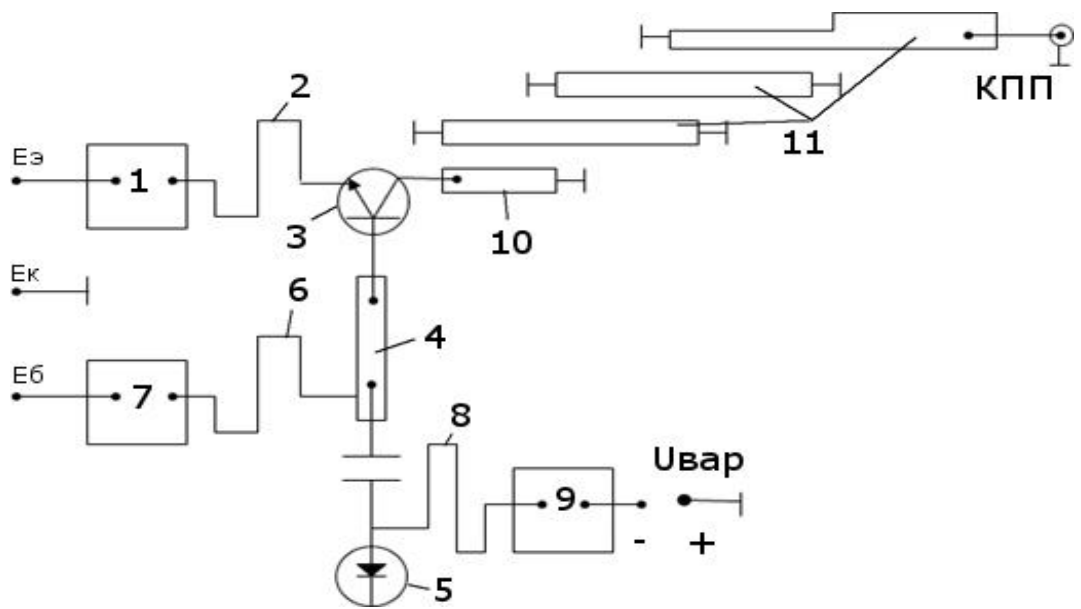


Рис. 4.23 ТАГ с электронной перестройкой частоты

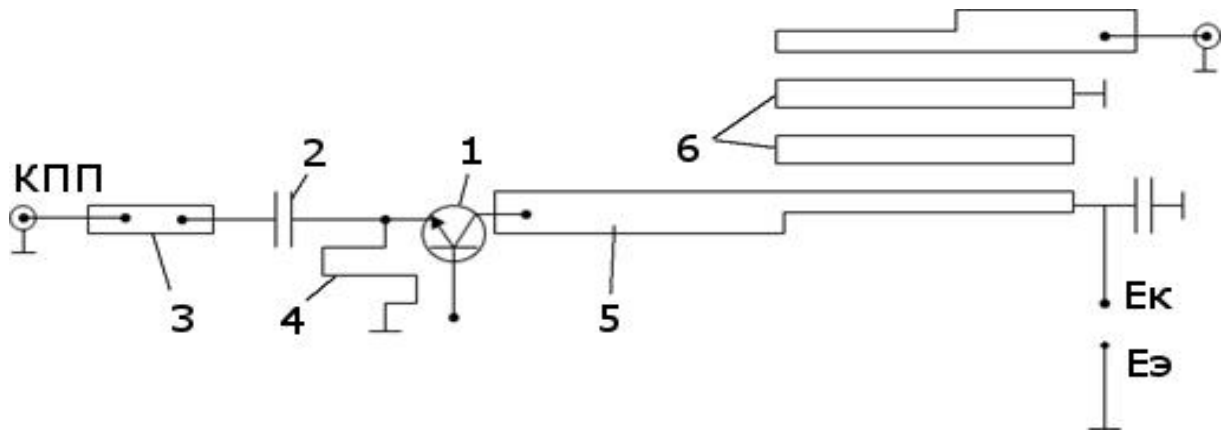


Рис. 4.24 Схема макета ТПУ 1

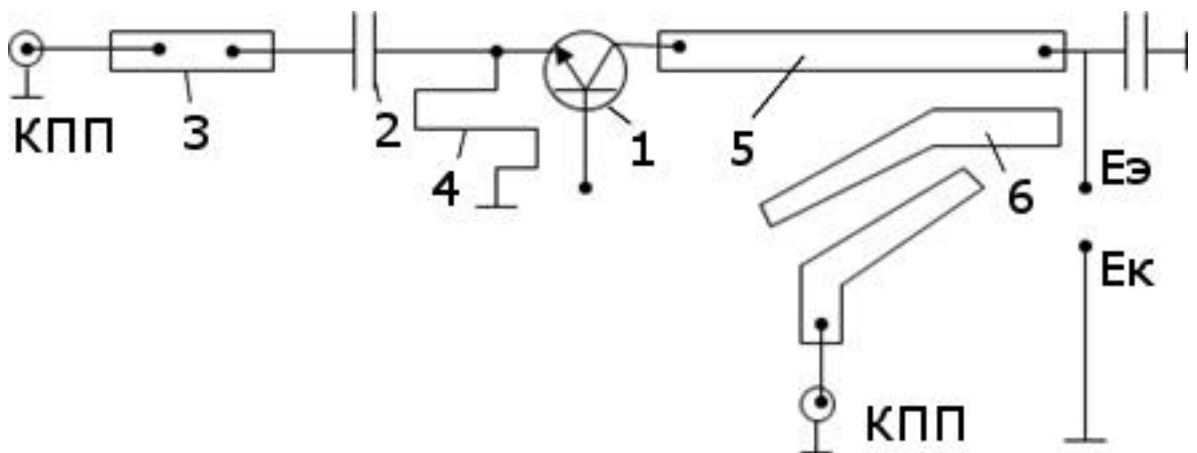


Рис. 4.25 Схема макета ТПУ2

Особый интерес представляет ТАГ с электронной перестройкой частоты, которые могут быть использованы в перестраиваемых СВЧ-приемниках и в системах с ФАПЧ [87]. На рис.4.23 изображена схема ТАГ, предложенного [104] для таких устройств. Главным отличительным признаком этой схемы является наличие в цепи коллектора транзистора 3 полосового фильтра гармоник II, относительная полоса прозрачности которого равна полосе электронной перестройки автогенератора, образованного элементами 1-10. Назначение элементов схемы, следующие: 1-2, 6-7, 8-9, - цепи питания, отрезок линии 4 - индуктивность цепи базы 5-варикап для перестройки,

10-элемент связи контура основной частоты генератора с фильтром второй гармоники. Описываемый ТАГ эквивалентен автогенератору основной частоты с электронной перестройкой, выполненному по схеме с общим коллектором и последовательно с ним включенному широкополосному умножителю на коллекторной емкости транзистора.

Схематическое изображение конструкции макета 1 ТПУ дано на рис. 4.24. Устройство коллекторной цепи, состоящей из резонаторов 5,6, этого ТПУ аналогично устройству коллекторной цепи ТАГ, изображенного на рис.4.17. Входной сигнал на эмиттерный переход транзистора 1 подается через разделительную емкость 2 по входной полосковой линии 3. Дроссель 4 соединяет по постоянному току цепь эмиттера и базы, обеспечивая нулевое постоянное смещение на эмиттерном переходе.

Схематическое изображение конструкции макета 2 представлено на рис. 4.25 Назначение и конструкция элементов 1,2,3,4,5 те же, что и у макета 1. Отличаются макеты конструкцией резонансной системы, которая – 2, образована линией 5 и отрезком полосковой линии 6, который является резонатором, настроенный на частоту выделяемой гармоники. Конструктивно резонансная система макета 2 проще, однако она дает на выходе уровень паразитных гармоник несколько больший, чем у макета 1.

Внешний вид макета 1 и 2 со снятыми верхними диэлектрическими обкладками и крышками корпусов даны соответственно на фото 4.19 - 4.20.

В заключении отметим, что напряжения и токи значительно меньше допустимых для транзистора ГТ-329Б, который использовался в макетах ТПУ.

Исследование спектра выходного колебания показало, что при рассмотренных кратностях умножения уровень входной частоты, а также уровень паразитных гармоник не превышает – 20 дБ, что достаточно для большинства практических применений.

Полученные результаты позволяют применить ТПУ на маломощных транзисторах в качестве простых и миниатюрных гетеродинов приемных устройств дециметрового диапазона.

Хотя такая методика определения проводимости пассивных потерь коллекторного перехода в СВЧ-транзистора слишком проста, однако полную величину $r'_B c_K$ представлена в таблицах 1,2 все-таки можно использовать [50].

Тип транзистора	ГТ-329				Таблица 4.1.	
Наименование транзисторов	Обозн. ед. изм.	Норма групп			Реж.исп.	
		А	Б	В	$U_{кб}(В)$	$f(Гц)$
Постоянная времени цепи обратной связи	$r'_B c_K$ (псек)	15	30	20	5	$3 \cdot 10^6$
Емкость коллектора	c_K (пФ)	2,5	3	3	5	$3 \cdot 10^6$
Сопротивление базы	r'_B (Ом)	6	10	6,75	5	$3 \cdot 10^6$
Тип транзистора	КТ640А2				Таблица 4.2.	
Постоянная времени цепи обратной связи	$r'_B c_K$ (псек)	1	2		5	$3 \cdot 10^6$
		30	50			
Емкость коллектора	c_K (пФ)	3	3		5	$3 \cdot 10^6$

Сопротивление базы	r'_B (Ом)	10	16,5	5	$3 \cdot 10^6$
--------------------	-------------	----	------	---	----------------

4.5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТПД СВЧ

Из уравнений (1.46) и (1.47) следует, что нелинейная проводимость коллекторного р-п перехода, эквивалентная схема которого представляется в виде параллельно включенных проводимости и емкости, вносит в контуры накачки и субгармоники активные и реактивные проводимости.

Считая, что входной сигнал есть n -я гармоника субгармонического колебания, от этих выражений видно, что в случае если $0 < \varphi < \pi$ нелинейная емкость вносит в контур накачки потери, а в контур субгармоники отрицательную проводимость, то есть в системе может задействоваться режим перекачивание энергии из одного контура в другой. При этом могут появляться субгармонические колебания.

При воздействии двухчастного сигнала на нелинейную емкость напряжением

$$U_{\Sigma} = U_0 + U_1 \cos n\omega t + U_n \cos(\omega t + \varphi);$$

от емкости - C в контур накачки вносятся активные и реактивные составляющие проводимости G_1 и C_1 , а в контур субгармоники - G_n и C_n . Следовательно, в процессе преобразования образуются проводимости пассивных потерь в контурах накачки - G_{s1} и субгармоники - G_{sn} .

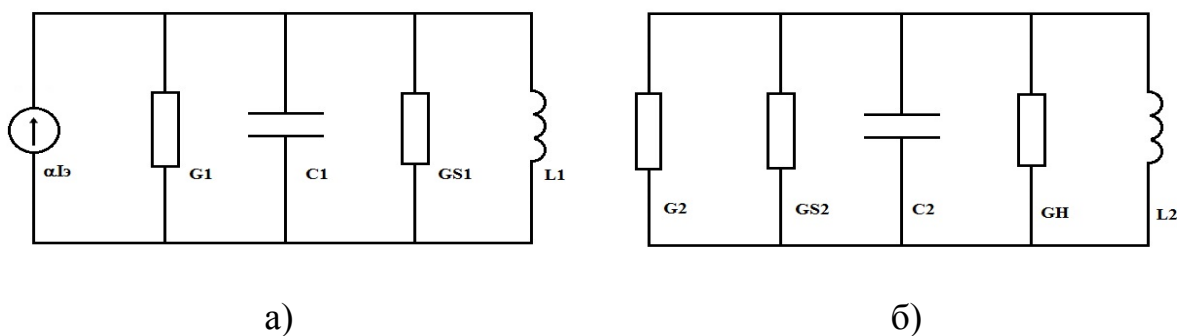


Рис. 4.26. Эквивалентные схемы контуров ТПДЧ,

а) для сигнала накачки, б) для субгармоники.

На рис.4.26-а приведена эквивалентная схема контура накачки сигнала, а на рис.4.26-б. эквивалентная схема контура субгармоники, где обозначены:

рис.4.26а. G_1 - потери на образование субгармоники,

G_{s1} - пассивные потери в контуре накачки сигнала,

C_1 —Эквивалентная емкость на частоте сигнала накачки,

L_1 - внешняя индуктивность сигнального контура,

рис.4.26б. G_2 —отрицательная проводимость вносимая, в контур
Субгармоники,

G_{s2} - пассивные потери в контуре субгармоники,

C_2 —эквивалентная емкость на частоте субгармоники,

G_n – проводимость нагрузки,

L_2 - внешняя индуктивность контура субгармоники,

которые, с учетом (1.57) и (1.58) выражаются соотношениями:

$$G_1 = G_n^n \sin n\varphi, \quad C_1 = C_0^n + \frac{1}{\omega} G_n^n \cos \varphi,$$

$$G_2 = -G_{n-1}^1 \sin n\varphi, \quad C_2 = C_1^1 + \frac{n}{\omega} G_{n-1}^1 \cos n\varphi,$$

условие самовозбуждения в контуре субгармоники выполняется при:

$$G_{n-1}^1 \sin n\varphi + G_{s2} = 0,$$

это совпадает с уравнением стационарного режима автогенератора, а уравнение определяющее фазу φ в системе можно записать в виде:

$$\frac{\omega}{n} C_1^1 + G_{n-1}^1 \cos \varphi - \frac{n}{\omega L_2} = 0.$$

Исключая в последних уравнениях фазу, решением параметрическое уравнения относительно напряжения накачки, при условии резонанса в обоих контурах и при $n=2$, соотношение определяющее напряжение выходного контура имеет вид:

$$U_2 = \sqrt{\frac{4\alpha I_3}{\omega A_2} - \frac{16G_{s1}G_{s2}}{\omega^2 A_2^2}},$$

очевидно, что при $\alpha I_3 < \frac{4G_{s1}G_{s2}}{\omega A_2}$ никакое внешнее воздействие не приведет к самовозбуждению системы, а при обратном неравенстве

$$\alpha I_3 > \frac{4G_{s1}G_{s2}}{\omega A_2}$$

выполняется условия возбуждения, причем чем больше αI_3 , тем больше U_2 .

Экспериментальное исследование ПДЧ проведен на транзисторе КТ640А2 по схеме с общей базой, рис.4.27 где введены следующие обозначения:

1. фильтр входной частоты,
2. транзистор КТ640А2
3. резонатор субгармоники – выходного сигнала,
4. фильтр выходной частоты,
5. дроссель в цепи питания,
6. блокировочная емкость в цепи базы

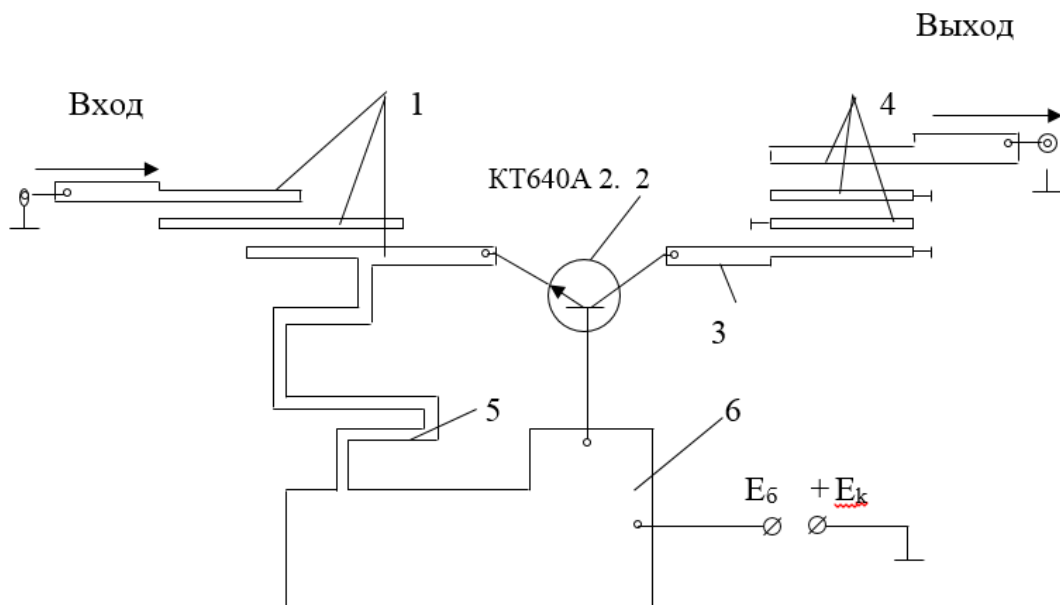
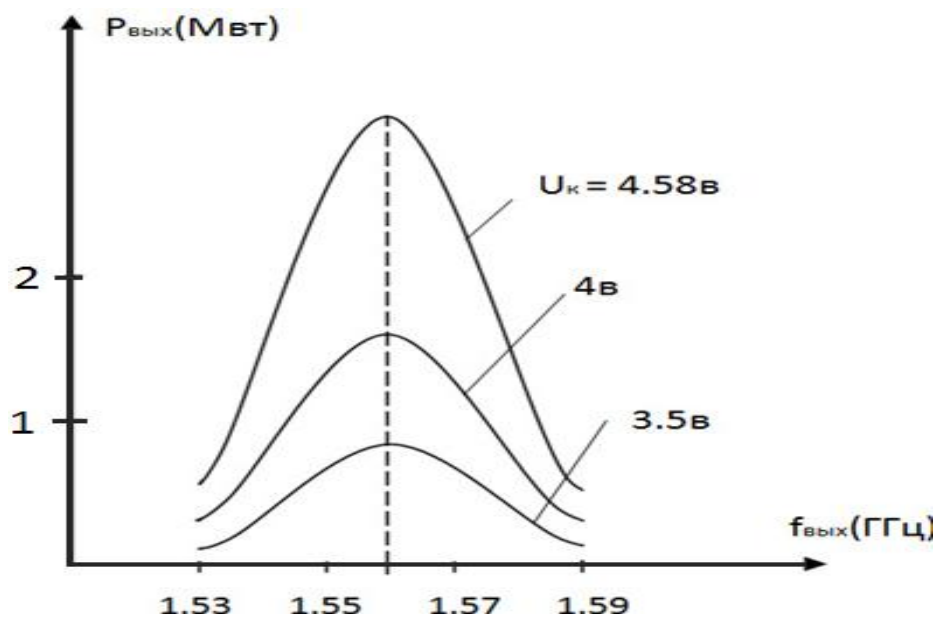


Рис. 4.27 Схема экспериментального макета ПДЧ на транзисторе КТ640А2.

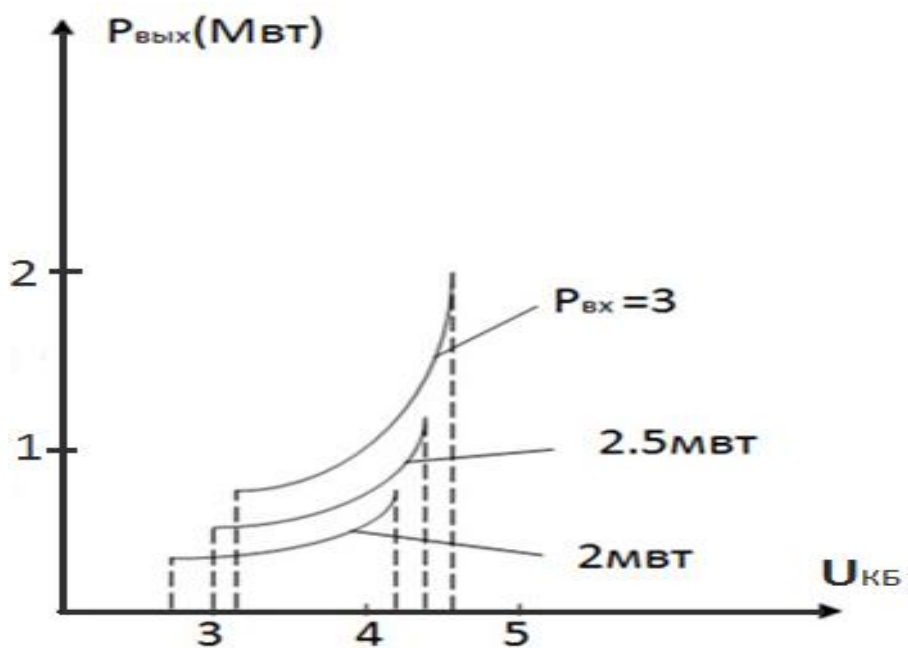
Экспериментально исследованы и сняты АЧХ делителя частоты на два рис.4.28-а и энергетические зависимости выходной мощности от напряжения

питания рис.4.28-б при фиксированных уровнях накачки, результаты которых однозначно совпадают с расчётными.

Экспериментальные макеты реализованы также на транзисторах, специально разработанные для полосковых радиочастотных конструкций в области дециметрового и сантиметрового длин волн, типов – 2Т371А, КТ372Б, КТ640А2, КТ918А, КТ634А, 2Т938А-2.



а).



б).

Рис.4.28 Экспериментально снятие частотные – а) и энергетические – б) характеристики ТПДЧ.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4.

- Изготовлены и протестированы макеты транзисторных умножителей и делителей СВЧ, а также автогенератора гармоник для устройств телекоммуникации на полосковых линиях.
- Разработанные устройства своими эксплуатационными параметрами удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к современным аналогичным устройствам. В частности, разработанный параметрический умножитель на маломощных транзисторах целесообразно применять в качестве простых и миниатюрных гетеродинов приемных устройств дециметрового диапазона.
- Показано, удовлетворительное соответствие рассчитанных нагрузочных характеристик с результатами экспериментальных измерений. Разработанные устройства отличаются низким уровнем паразитных гармоник (не больше 20 дБ) по сравнению с известными прототипами.
- Экспериментально исследован ТПДЧ на различных кремниевых транзисторах. Показана практическая возможность расширения диапазона рабочих частот. Рекомендован предлагаемый ТПДЧ использовать в широкополосных синтезаторах частоты.

ГЛАВА 5. РАЗРАБОТКА И РЕЛИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С СВЧ ВЫХОДОМ

5.1. РАЗРАБОТКА СВЧ ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ С ЧАСТОТНОМОДУЛИРОВАННЫМ ВЫХОДНЫМ СИГНАЛОМ

С развитием военной техники новейшие достижения и разработки науки в первую очередь внедряются в авиацию, космонавтику, артиллерию и т. д., с целью обеспечения высоких качественных показателей. Реализация полетов летательных устройств контролируется по данным полученных от всевозможных информационных датчиков, установленных как на борту, так и на специальных узлах, которые передаются на командный центр по радиолиниям.

Требования от начальных информационных элементов — это точность и скорость в процессе измерения физических величин, что достигается путем сочетания датчика с радиоэлектронной схемотехники.

В итоге получаем комбинированный прибор в котором можно решать ряд технических проблем, таких как - термокомпенсация, скорость измерения, обработка информации на современном уровне технологических достижений [105,106]. Разработка подобных устройств отличаются тем, что в области СВЧ датчики выполняем на радиочастотных линиях – коаксиальных, полосковых и волноводных четвертьволновых резонаторах, которые имеют очень большую добротность, обеспечивающий высокую чувствительность, большую механическую прочность и помехозащищенность.

Впервые расчет и проектирование датчика давления [107] проведена по методике, разработанной и исследованной в четвертой главе данной работы на основе коаксиальных четвертьволновых резонаторах.

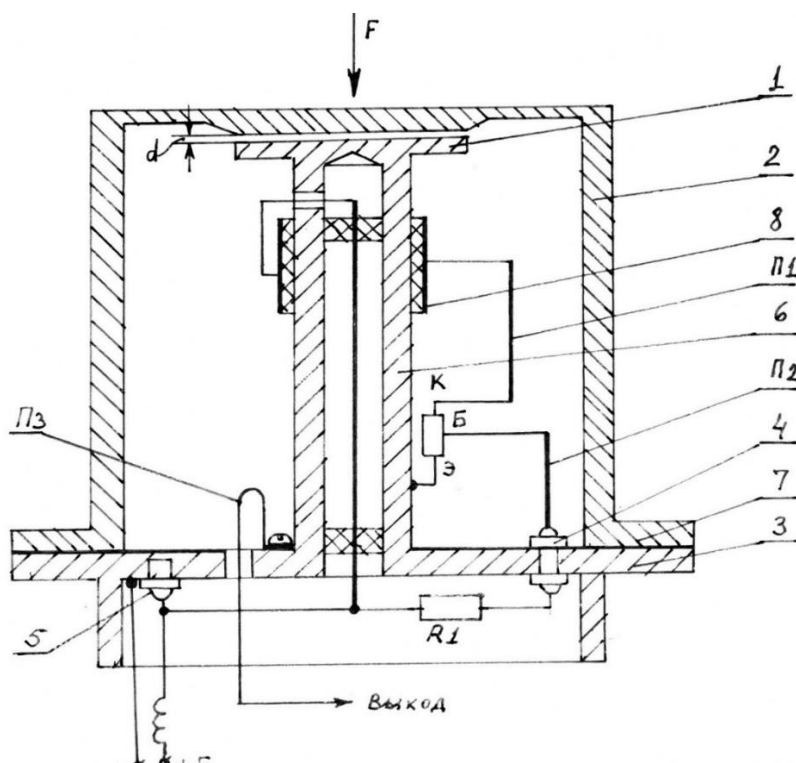
Выбор тороидального коаксиального резонатора обоснован тем, что физическое давление в виде акустического или гидравлического,

воздействует непосредственно на рабочую поверхность чувствительной части датчика при комплексных условиях эксплуатации, поэтому рабочая поверхность датчика должна обеспечивать высокую стойкость и работоспособность.

С целью обеспечения высокой стабильности частоты передающего устройства применяются как электрические, так и конструктивные методы компенсации, которые как правило усложняют прибор с последующим понижением надежности, в основном от температурных и механических явлений [108].

Большим прогрессом было применение дифференциальных датчиков [109], как для повышения чувствительности, так и уменьшения погрешности измерения, кроме того значительно уменьшается требование к стабильности частоты генератора.

В первые радикальным улучшением датчиков давления было применение СВЧ лампового триода, размещенного внутри резонатора [107], впоследствии подобно предложенной конструкции разработан и исследован резонаторный датчик с СВЧ транзистором, размещенным внутри резонатора.



- +E_к

Рис5.1. Конструкция СВЧ датчика давления.

5.2. РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ СВЧ ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА ГАРМОНИК.

На основе результатов раздела 4.2, спроектирован транзисторный автогенератор коаксиальной конструкции, разрез конструкция СВЧ резонаторного датчика давления с частотным выходом показан на рис. 5.1.

Рабочий элемент образуется между кольцевой шапкой 1 цилиндрического стержня с центральной поверхностью в данной частью корпуса 2, выполненной в виде гофрированной мембраны с жестким центром, за счет давления на мембране меняется зазор d между стержнем и корпусом, то есть емкость резонатора и, следовательно, частота генератора.

Принципиальная электрическая схема приведена на рис. 5.2. Коллектор транзистора MGH9102A через проволочный контур Π_1 соединяется с обкладкой 8 блокирующего конденсатора питания.

База этого конденсатора через проволочный контур Π_2 , проходной конденсатор 4, резистор R1 и блокировочный индуктивный элемент L_0 соединяется с источником питания.

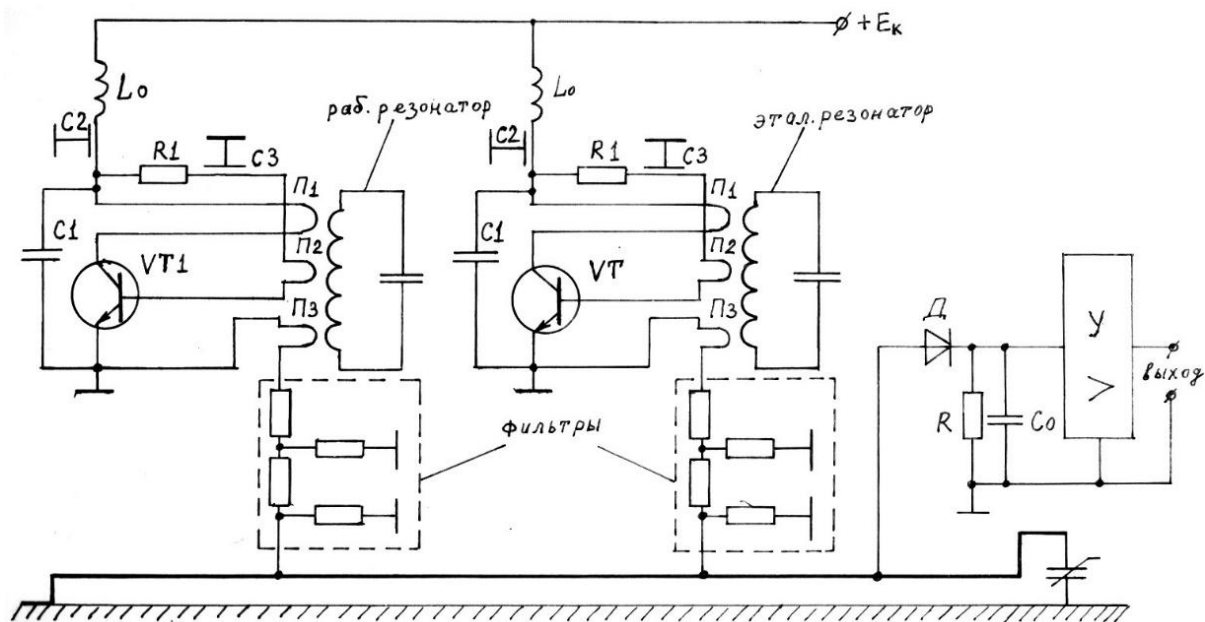


Рис.5.2. Принципиальная электрическая схема СВЧ
информационного датчика давления.

Соответствующим расположением проволочных контуров связи с резонатором Π_1 и Π_2 , в цепи коллектора и базы соответственно, образуются две петли, сдвигом или поворотом которых создается соответствующая положительная обратная связь для обеспечения условия самовозбуждения автогенератора.

На основе результатов раздела 4.3 путем расстройки резонатора схема автогенератора может перейти в режим работы “автогенератора гармоник”, с двух или трех кратным повышением выходной частоты, что в схеме датчика резко повышает чувствительность прибора [99,108].

Принципиальная электрическая схема датчика с частотным выходом разработана по принципу термокомпенсационного варианта, в котором применяем два одинаковых по конструкции СВЧ генератора – эталонного и рабочего, смонтированные рядом на жесткой металлической пластине. Рабочие частоты генераторов соответственно были 575 и 580 МГц. С обеих генераторов сигналы через фильтр поступают на частотный смеситель, на выходе которого выделяется сигнал с разностной частотой, детектируется и после усиления регистр фиксирует информацию.

На рис.5.3, приведена нагрузочная характеристика СВЧ информационного датчика давления, зависимость разностной частоты Δf (КГц) от давления F (Гр), что в пределах $0 \div 1000$ Гр. имеет строго прямолинейный характер.

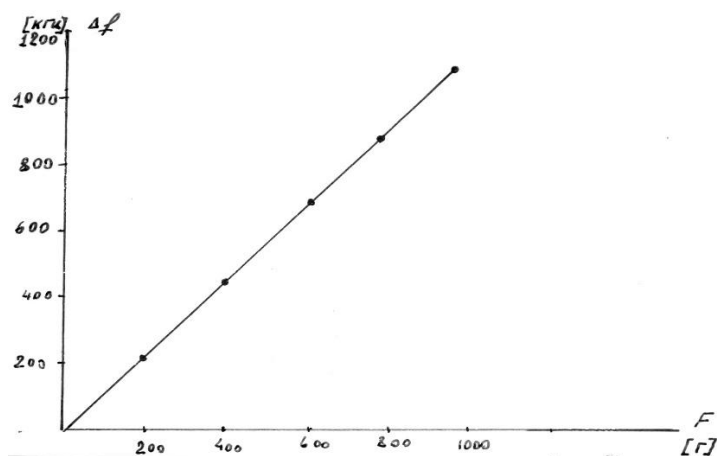


Рис.5.3. Нагрузочная характеристика СВЧ информационного датчика давления.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5

- Проанализированы требования, предъявляемые к СВЧ датчикам для применения на радиочастотных линиях. Обоснован выбор коаксиальных четвертьволновых резонаторов для реализации на их основе СВЧ датчика давления с частотно-модулированным выходным сигналом
- Спроектирован и реализован СВЧ информационный элемент с частотным выходом (прецизионный датчик) для измерения давления в замкнутых и открытых системах летательных, космических, геофизических и прочих механических аппаратах.
- Исследована нагрузочная характеристика СВЧ информационного датчика давления, а именно, зависимость разностной частоты от давления. Показано, что в широком пределе давления данная зависимость имеет строго прямолинейный характер.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ ПО ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЕ

Основной результат данной работы заключается в изложении научно обоснованных методов расчета и проектирования преобразующих и передающих устройств сигналов СВЧ на полупроводниковом р-п переходе с целью их параметрической оптимизации. Успешная реализация накопленного опыта на тестовых примерах и макетных устройствах свидетельствует о возможности более широкого использования предложенных идей в современных СВЧ схемах, в частности:

1. Рассмотрены общие принципы по проектированию полупроводниковых преобразователей частоты, сформированы критерии анализа и синтеза СВЧ схем на нелинейном элементе. Обоснована важность анализа нелинейных радиотехнических параметрических схем без задания конкретного вида характеристик полупроводникового прибора.
2. Разработана методика расчета полупроводниковых умножителей и делителей частоты с произвольными ВАХ и ВКХ. Для этого необходимо найти в рабочей точке определенные производные от ВАХ и ВКХ, причем эти характеристики могут быть построены как произвольными аппроксимирующими функциями, так и на основе экспериментальных измерений. Дана оценка точности расчета по этой методике.
3. Проанализированы энергетические характеристики ТПУЧ и ТПДЧ и построены эквивалентные схемы. Исследованы особенности их АЧХ в зависимости от напряжения накачки сигнала, параметров расстройки и добротности контура. Получены уравнения для критического режима работы и для режима работы возникновения

субгармонических колебаний. Определены области устойчивого возбуждения и преобразования сигнала.

4. Разработан метод расчета АЧХ умножителей и делителей СВЧ по введенным трем параметрам: X - относительная расстройка контура, Y - амплитуда выходного сигнала, Z - амплитуда сигнала накачки. Показано, что при $n = 2, 3, 4$ обеспечивается удовлетворительная точность. Метод опробован на тестовых примерах для ТПДЧ с различными параметрами полупроводникового р-п перехода.
5. Изготовлены и протестированы макеты транзисторных умножителей и делителей СВЧ, а также автогенератора гармоник для устройств телекоммуникации на полосковых линиях. Показано, удовлетворительное соответствие рассчитанных нагрузочных характеристик с результатами экспериментальных измерений. Разработанные устройства отличаются низким уровнем паразитных гармоник по сравнению с известными прототипами.
6. Спроектирован и реализован СВЧ информационный элемент с частотным выходом (прецизионный датчик) для измерения давления в замкнутых и открытых системах летательных, космических, геофизических и прочих механических аппаратах.

ПУБЛИКАЦИИ И СТАТЬИ

- A1. Азоян М.С., Азоян Т.М. Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта // Вестник ГИУА (Политехник). Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2014. - Вып. 17, № 1. - С. 87-91.
- A2. Арустамян В.Е., Азоян Т.М., Азоян М.С. Анализ энергетических характеристик параметрического делителя сверхвысоких частот // Вестник ГИУА (Политехник). Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2014. - Вып. 17, № 2. - С. 95-99.
- A3. Азоян М.С. Анализ амплитудно-частотных характеристик полупроводникового параметрического делителя сверхвысоких частот // Известия НАН РА и НПУА. Серия Технические науки. - 2015.- Т. 68, № 2.- С. 213-220.
- A4. Азоян М.С. Вывод основных соотношений для полупроводникового параметрического делителя СВЧ // Вестник НПУА. “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2015.- № 1.- С. 91-97.
- A5. Азоян М.С., Арустамян В.Е., Айвазян М.Ц. Исследование устойчивости коллекторной цепи транзисторного параметрического делителя частоты// Известия НАН РА и НПУА. Серия Технические науки. - 2015.- Т. 68, № 4.- С. 465-471.
- A6. Азоян М.С., Азоян Т.М. СВЧ информационный элемент с частотным выходом // Вестник ГИУА. - 2005.- Т.1. - С. 324 -326.
- A7. А.с. SU 1362972 А1 Датчик давления, /В.Р. Варданян, К.А. Гулгазарян, М.С. Азоян, Э.Н. Григорян. – 1987.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л.А. Гасанов и др. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. -М. Радио и связь, 1988-288с.
2. Радиопередающие устройства, под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина „Радио и Связь“ М. 2011. с-408
3. Kroupa V. Fhcori of frequency synthesis. IEEE Fransaction on Instrumentation and medsurement, V IH-17 march 1968 N1.
4. Уткин Г.М. Теория двухконтурных параметрических преобразователей частоты и генераторов. „Радиотехника и Электроника,, №11 1960
5. Ризкин И.Х. Умножители и делители частоты. М. -1988’’Связь’’с-328.
6. Каплан А.Е. К теории параметрического генератора субгармоник n-го порядка. Переходные процессы. „Радиотехника и Электроника,, №8 1966
7. Гуревич И.Н. „Параметрические делители частоты в системах диапазонно кварцевой стабилизации частоты“ кандидатская диссертация ЛЭИС 1972г.
8. Каплан А.Е. Флуктуации фазы в двухконтурном параметрическом генераторе субгармоник. „Радиотехника и Электроника,, №9 1966.
9. Г. Корн и Т. Корн Справочник по математике для научных работников и инженеров. П/Р И.Г. Арамановича. ’’Наука’’М.1970, с-720
10. Самойло К.А. Метод анализа колебательных устройств второго порядка. М., Сов. Радио 1986, 208 с
11. В.А. Малышев, А.Ф. Толочаненко. Анализ параметрических устройств. „Радиотехника и электроника“ Т XXI № 10, с.21, 1964г.
12. В.А. Малышев, А.Ф. Толочаненко. Общая теория параметрического преобразования частоты. Сб. трудов ТРТИ, вып.27, 1974.

13. М.С. Азоян. Экспериментальное исследование возбуждения субгармонических колебаний в транзисторных автогенераторах. Межвузовский сборник научных трудов. Ереван политехнический институт, "Радиотехника и электроника", 1976. вып.2, 52-61
14. М.С. Азоян, А.Ф. Толоманенко. Исследование транзисторного параметрического делителя СВЧ. Доклад в научно-техническом семинаре на тему: "СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств". Москва, май 1977.
15. В.А. Малышев, А.Ф. Толоманенко. Учет влияния автосмещения при воздействии суммы гармоник на нелинейную полупроводниковую емкость. „Радиотехника и электроника“ № 6, 1973г.
16. М.С. Азоян. Машинный анализ АЧХ микроминиатюрных СВЧ параметрических делителей частоты на произвольном контакте разнородных материалов. Доклад в семинаре "новое в разработках СВЧ устройств" Киев, май 1978.
17. Ризкин И.Х. Субгармонические колебания в контуре с варактором. „Радиотехника и электроника“, т.11, № 2, 1966г.
18. Федосова Т.С., Самойло К.А. Делитель частоты с непосредственным захватыванием. „Радиотехника и электроника“, т.4, № 1, 1959г.
19. Демьянченко А.Г., Евтянов С.И. Делитель частоты с преобразователем и усилением. Радиотехника 1969, Т 17, № 10. 1959г.
20. Ризкин И.Х. Об одном методе анализа гармонических делителей частоты. „Радиотехника“, 1962, т.17, № 3, стр. 70-80.
21. Мовшович М.Е. Параметрические преобразователи частоты. „Энергия“, Л.335с. 1974.
22. Мелихов В.С, Кологривов В.А. Метод анализа и расчета широкополосного преобразователя частоты в режиме сильных гармонических воздействий. "Радиотехника", 1999г. № 1, с.38.

23. Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К., Хильченко Г.Л. Минимизация времени колебаний в многоканальном многочастотном кварцевом генераторе. "Радиотехника", 1999г. № 2, с.42.
24. Nicholas A. Estep, Dimitrios L. Jacson Soric and Andrea Alu Magnetic - free non Reciprocity and isolation based on parametrically modulated coupled-rezonator loops. "Nature Physics" 2014 Macmillan Publishers Limited. 1-5.
25. Калихман „Нелинейные колебания“, МИР, М, 1967г
26. Андропов А.А., Витт А.А. Хайкин С.Э. „Теория колебаний“ Физико-математической литературы 1959г.с-915.
27. Верзуов М.В. Лапицкий Е.Г. Семенов А.М. Сосновкин Л.Н. Проектирование радиопередающих устройств малой и средней мощности. „ Энергия “ М. 1989.с-328
28. Грабовски К. Параметрические усилители и преобразователи с емкостным диодом. Пер. с польского, под ред. М.Е. Герценштейна. М., Сов. Радио, 1974, с-304.
29. Мигулин В.В. Ильинова Т. М. Вестник МГУ, серия физика-астрономия, 1962, № I, стр.55.
30. Мостроль „ Диод с накоплением заряда в качестве генератора субгармоник “ „ТИИЭР“, т. 53, 1965, № 7, стр.846.
31. Алексеев Ю.И. Электронная перестройка частоты диодных СВЧ генераторов. "Радиотехника", 1997г. № 3, с.17.
32. Хаяси Тихиро. Вынужденные колебания в нелинейных системах. „Изд. ИЛ,,М.1957. с-194.
33. Ахманов С.А.Рошаль А.С. Параметрические генераторы как элементы сверхбыстродействующих цифровых вычислительных машин. „Известия ВУЗ-ов „Радиофизика №2 .1962
34. Кнорре К.Г., Тузов В.М., Шур Г.И. Фазовые и частотные информационные СВЧ элементы. М., Сов. Радио, 1975, 352 с.

35. Manly J.M. Rowe H.E. Some general properties of nonlinear elements. 1 general energy Relations, Proc. IRE, №7 1956.
36. Мандельштам Л.И. Лекции по теории колебаний. "Наука" 1972. с-470
37. Котельников В.А. О воздействии на нелинейное сопротивление суммы синусоидальных колебаний. Научно-технический сборник, ЛЭИС, №14, 1936г.
38. Антонов О.Е., Панкратов В.С. Еще раз о воздействии суммы гармонических колебаний на нелинейные элементы. „Радиотехника и электроника“ № 2, 1974.
39. Конторович М.И. Нелинейные колебания в радиотехнике. М., „Советское радио“, 320с. 1973.
40. М.С. Азоян, Т.М.Азоян. Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта. //Вестник ГИУА(Политехник). “ Серия Инф. Тех., электроника, радиотехника”- 2014. -Вып. 17, №1- С.87-91.
41. М.С. Азоян, Вывод основных соотношений для полупроводникового параметрического делителя СВЧ. //Вестник ГИУА Политехник) ”Серия Инф. Тех., электроника - радиотехника” .2015– N1, С.91-97.
42. Каганов В.И. Транзисторные радиопередатчики. Издательство „Энергия“, Москва. 1970г.с-368.
43. Хохлов Р.В. К теории захватывания при малой амплитуде внешней силы. Доклады АН СССР,, т. 97. 1966. №3
44. Буревич А.Н., Евтянов С.И. „Аппроксимация нелинейных характеристик и спектров при гармоническом воздействии“ „Советское радио“ М.1965г.
45. Басик И.В. Метод определения компонентов тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений. В сб. Научных трудов ЦНИИС. Издательство „Связьиздат“ М.1948г
46. Боголюбов Н.Н., Митропольский Ю.А. „Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний“ физматлиз 1974г., с-504.

- 47.Петров Б.Е. Эквивалентная схема транзистора для больших синусоидальных напряжений на высоких частотах. Сб. „Полупроводниковые приборы и их применение“ под редакцией Я.А. Федотова, вып. 9. Издательство „Советское радио“, М.1963г.
- 48.Богачев В.М., Козлобов С.Д. Расчет энергетических характеристик транзисторных умножителей частоты. „Теория колебаний и радиопередающие устройства.“ Труды МЭИ, вып 151, Москва 1973г.
- 49.Капчинский И.М. „Методы теорий колебаний в радиотехнике“ Госэнергоиздат. 1954г. с-352 .
- 50.Берман Л.С. Нелинейная полупроводниковая емкость. „ физматгиз,, 1990. с-185
- 51.Сартасов Н.А. Едвабный В.М. Грибин В.В. Коротковолновые магистральные радиоприемные устройства . „ Связь “ М. 1998.с-318
- 52.Кобзарев Ю.Б. О квазилинейном методе трактовки явлений в генераторе почти синусоидальных колебаний, „ЖТФ”, т.5.2.с. 216-219, 1985
- 53.Харкевич А.А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. М.Гостехиздат, 184с., 1956.
- 54.Тафт В.А. Электрические цепи с переменными параметрами. М. ”Энергия”2010.с-328.
- 55.Самойло К.А. метод анализа колебательных систем второго порядка. М., „Советское радио“,1976г.
- 56.М.С. Азоян, В.Е Арустамян, М.Ц Айвазян. Исследование устойчивости коллекторной цепи транзисторного параметрического делителя частоты. Известия НАН и НПУ Армении, серия технических наук. 2015 –том68 N4, С.465-471
57. Богачев В.М. и др. Расчет гармонических составляющих токов транзистора при синусоидальном входном сигнале. Сб. „Полупроводниковые приборы

- и их применение” под редакцией Я.А. Федотова вып.9. Издательство „Советское радио” М.1963г.
- 58.М.С. Азоян. Обобщенные укороченные уравнения транзисторных параметрических делителей частоты. Межвузовский тематический научный сборник, вып.1, Таганрог, 1977
- 59.М.С. Азоян. Анализ амплитудно- частотных характеристик полупроводникового параметрического делителя сверхвысоких частот. Известия НАН и НПУ Армении, серия технических наук. 2015 –том68 N2, С.169-178.
- 60.М.С. Азоян. Анализ АЧХ параметрических делителей частоты на переходе с произвольной ВАХ и ВКХ Межвузовский сборник научных трудов, серия 17, вып.4, ”Радиотехника и Электроника” Ереван 1980
- 61.Евтянов С.И., Снедков Б.А. Исследование двухтактного делителя частоты. „Электросвязь”,1960, № I., стр. 11-22, 1959г.
- 62.Л.Г. Малорацкий Микро- миниатюризация элементов и устройств СВЧ. Сов. Радио, М. 1999.с-216
- 63.Александров А. И. LC – автогенератор на транзисторах. “Радиотехника”, 1998г. №1,стр.106.
- 64.Шитиков Г.Т. Стабильные диапазонные генераторы. Сов. Радио, М. 1998. с-195
- 65.Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах, проектирование и расчет. Под редакцией Р.А. Валитова и Н.А.Попова. Издательство „Советское радио”, Москва. 1973г. с- 358
- 66.Самойленко В.И., Богданова Г.А. Нелинейные свойства входной цепи транзистора с автоматическим смещением. В сб. „Нелинейные и сверхвысокочастотные системы” Труды МАИ, вып 215, М.1970г. с-189.
- 67.Данилов А.Н., Малышев В.А. Влияние автосмещения на колебательные характеристики активных нелинейных элементов. „Радиотехника и электроника” № 9, 1967г.

68. Турбович И.Т. К теории колебательных систем со степенной нелинейностью. „Радиотехника” № 26 1954
69. Ершов В.Н., Рассохин Г.И. Яновский Е.А. Емкостные параметроны. „В.Ц.АН СССР”, М.1966.
70. Каплан А.Е. Кравцов Ю.А. Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. „Сов. Радио”, М. 1998.с-329
71. Волков Е.А. К анализу гармонического делителя частоты в два раза „Радиотехника”, 1974г.
72. Самойло К.А., Федосова Т.С., Горшенко Ю.Н. Переходные процессы в гармонических делителях частоты. Известия ВУЗ-ов „Радиотехника” т.ХХ, № 12, 1967г.
73. М.С. Азоян. Исследование СВЧ делителя частоты на транзисторе. Доклад в научно техническом семинаре “нелинейные устройства на транзисторах”, Таганрог, октябрь, 1983
74. Б.Е. Петров Эквивалентная схема транзистора для больших синусоидальных напряжений на высоких частотах. Сб. „Полупроводниковые приборы и их применение” под редакцией Я.А. Федотова, вып. 9. Издательства „Советское радио”, М.1963г.
75. Рошаль А.С. О выборе рабочей точки на характеристике нелинейной емкости р – n перехода полупроводникового диода. „Радиотехника и Электроника”, №9 1969
76. Романова Р.М. Эквивалентная схема открытого варактора. „Радиотехника”, №10 1968.
77. Б.Е.Петров Анализ стационарных режимов варактарного умножителя. „Радиотехника и электроника” № 6, 19.
78. Каменецкий Ю.А. Эквивалентные схемы кристаллических диодов. Сб. „п/п и их применение” под ред. Я.А.Федотова, вып.2. 1957г.

- 79.Ковригин Е.И., Мелихов В.С. Экспериментальное исследование эффективности компенсации реактивных потерь с отрицательным импедансом. "Радиотехника", 1996г. № 10, с.42.
- 80.М.С. Азоян, В.Е. Арустамян, Т.М. Азоян. Анализ Энергетических характеристик параметрического делителя сверхвысоких частот. //Вестник ГИУА (Политехник). "Серия Информационные технологии, электроника, радиотехника". 2014. - Вып. 17, N2, С.95-99.
- 81.М.С. Азоян. Анализ пусковых условий и энергетических характеристик транзисторного параметрического делителя частоты. Межвузовский сборник научных трудов, серия 17, вып.4, "Радиотехника и Электроника" Ереван 1980
- 82.Хотунцев Ю.Л. Полупроводниковые СВЧ устройства: (Анализ и синтез)- М.Связь,1978.-256с.
- 83.А.Ф.Толоманенко. Расчет коэффициента передачи транзисторного параметрического умножителя СВЧ. Известия ВУЗов. „Радиоэлектроника“ № 3,1972г.
84. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под. ред. И. С. Ковалева М. „Сов.Радио„1974г. с-296.
- 85.Александров А.И. LC–автогенератор на транзисторах. Радиотехника , 1998г. №1, с.106.
- 86.Быкадоров А.А., Логинов В.И. Оптимизация систем преобразовании приемопередающих устройств радиорелейных станций. Радиотехника, 1998г. № 4, с. 36..
- 87.Левин В.А. Стабилизация дискретного множества частот. „Энергия “ М. 2004.с-265
- 88.М.С. Азоян, М.С. Гарибян. Разработка и проектирование систем радиосвязи для малого комплекса производства.ОКР, ДМПД-01, ОПЗ НПО, М.94-95гг.

- 89.М.С. Азоян, М.С. Гарибян Разработка и внедрение в серийное производство устройства для поиска и местонахождения автомобиля. ОКР, ДМПД-01, ОПЗ НПО, М.91-92гг.
- 90.М.С. Азоян, А.Ф.Толоманенко. Анализ пусковых условий и энергетических характеристик транзисторного параметрического автогенератора СВЧ. Межвузовский сборник научных трудов, Ер П И , Ереван1984
- 91.Мустель Е.Р. Парыгин В.Н.Соломатин В.С. Двухконтурные параметрические генераторы частоты. „Радиотехника и Электроника,, №8 1963.
- 92.Акынов А.Г. Ахманов С.А.Ештокин В.И. СВЧ делитель частоты с высокой кратностью. „Радиотехника и Электроника,, №1 1964.
- 93.Медников О.И. Параметрический делитель частоты СВЧ диапазона. „Радиотехника и Электроника,, №6 1965.
- 94.Ю.Д. Сверкунов. Расчет амплитуд комбинированных гармоник. АН СССР „Радиотехника и Электроника,, Т XXI №11, с. 23 – 29, 1995.
- 95.Буссгант, Эрман, Грейан Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов. ТИИЭР, 1974г. 62.8.56.
- 96.Степанова Л.Н., Бакан А.А. Влияние разброса параметров транзисторов на АЧХ полупроводниковых аналогов индуктивности. Радиотехника, 1996г. №10, с-39.
- 97.Станислав Рослонец. „Характеристики внешней синхронизации СВЧ генератора на ППД“ „Радиотехника“ Т 31, № 11, 1976г.
- 98.М.С. Азоян. Анализ пусковых условия и энергетических характеристик параметрических делителей СВЧ. Депонированная статья рукописи № 4193 / 76
- 99.В.А. Малышев, А.Ф. Толоманенко. Автогенератор гармоник СВЧ на транзисторе. Авторское свидетельство № 37, 1659г. кл. НОЗ 7/06. Н01р 1/6. бюллетень изобретений № 12, 1979г.

100. Демьянченко А.Г. Синхронизация генератора гармонических колебаний. „Энергия“, М.1976г.
101. М.С. Азоян. Возможности применения микромодульных интегральных схем в фазовых радиотехнических системах. Доклад в научно-техническом конференции, секция “Радиотехника”, Ереван 1972
102. Конструкции СВЧ устройств и экранов; Под ред. А.М. Чернушенко – М.: Радио и связь, 2002 – 400 с., ил.
103. М.Ц. Айвазян Мультиплексор для терагерцового диапазона. Вестник ГИУА. Информационные технологии, электроника, радиотехника. - 2015. Вып. 18, № 1.- С. 97-106
104. Медников О.И. О фазовой стабильности делителя частоты с переменной емкостью. „Радиотехника и Электроника,, №6 1968.
105. Андреев В.С. „Твердотельные источники колебаний в системах связи. “ „Электросвязь“ № 11, 1974г.
106. Ю.Альтман. Военные технологии. М-Техносфера 2006-416с
107. М.С. Азоян, Т.М. Азоян. СВЧ информационный элемент с частотным выходом. Межвузовский сборник научных трудов, Ер П И, Ереван 2005- том 1, С324-326
108. В.Р. Варданын М.С. Азоян., Датчик давления А.С. 1362972 20.03.86.
109. М.С. Азоян, В.Р. Варданын. СВЧ резонаторные датчики ударных нагрузок Д. Н. Т. Т. Москва, 08.87.