

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ДОНЕЦКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА РАДИОФИЗИКИ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению лабораторных работ
по курсу «Электроника СВЧ»
(для студентов специальности 7.070201)

Утверждено на заседании
кафедры радиофизики
протокол № 15 от 24.06.2010 г.

Донецк 2012

УДК 621.385 (075.8)

Методические указания к выполнению лабораторных работ по курсу «Электроника СВЧ» (для студентов специальности 7.070201 «Радиофизика и электроника») /Составители В.Г. Крыжановский, А.А. Белявская. Донецк: ДонНУ, 2010.-43 с.

Данные методические указания содержат рекомендации к выполнению и оформлению лабораторных работ, а также перечень вопросов для самостоятельной подготовки и контроля знаний по разделам «Вакуумная электроника СВЧ» и «Полупроводниковая электроника СВЧ».

Цикл лабораторных работ по указанным разделам курса включает изучение семи тем:

1. Отражательный клистрон.
2. Лампа бегущей волны.
3. Лампа обратной волны.
4. Исследование характеристик генератора на диоде Ганна.
5. Изучение $p-i-n$ диодов.
6. Исследование балансного смесителя СВЧ.
7. Варакторный удвоитель частоты.

Для изучения теории по рассматриваемым вопросам рекомендуется литература [1-12].

Лабораторный практикум предназначен для углубленного изучения курса «Электроника СВЧ», отличающегося наибольшей специфичностью среди радиотехнических дисциплин. В процессе выполнения данного курса студенты должны подготовиться и получить допуск к каждой работе, выполнить ее и сдать, обратив особое внимание на точность и достоверность результатов работы и правильность физической интерпретации исследуемых явлений.

При подготовке к лабораторным работам необходимо тщательно изучить теоретические основы исследуемого явления, описание экспериментальной установки, порядок работы с радиоизмерительными приборами и правила техники безопасности при работе с СВЧ оборудованием. Студенты обязаны иметь конспект с основными сведениями о лабораторной работе и схемой экспериментальной установки. Студенты должны знать, какие величины необходимо измерить, как обработать и в каком виде необходимо представить результаты.

I. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ КЛИСТРОН

Цель работы: изучение принципа действия генератора на отражательном клистроне.

Основные положения

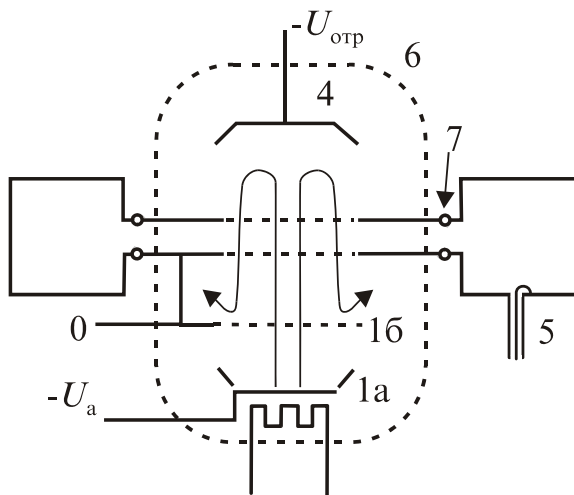


Рис. 1

Принципиальная схема отражательного клистрона с внешним резонатором показана на рис. 1.

1 – электронная пушка (а – катод, б – анод); 2 – резонатор; 3 – сетки резонатора, 4 – отражатель; 5 – коаксиальный вывод энергии; 6 – вакуумный баллон; 7 – контакты подключения внешней части резонатора.

Выйдя из пространства между сетками, электроны попадают в зону действия отражателя, имеющего отрицательный потенциал. В этой зоне происходит группировка электронов в «сгустки». Процесс группировки протекает по методу **группировки в тормозящем поле**.

Уравнение движения электрона в пространстве группировки между сетками и отражателем имеет вид: $m\ddot{x} = eE = -(e/D)(U_0 - U_{отр})$, где E – напряженность постоянного поля, создаваемого разностью потенциалов

между резонатором – U_0 и отражателем – $U_{отр}$ при расстоянии между ними D . Интегрируя это уравнение с учетом начальных условий, для скорости электрона при выходе из зазора, поместив начало координат в плоскость второй сетки, получим для времени вылета электрона из зазора t_1 и возвращения электрона в зазор t_2 уравнение:

$$t_1 - t_2 = 2mv/eE,$$

где v – скорость электрона на выходе из резонатора. Если к этому времени добавить удвоенное время, в течение которого электрон летит от центра зазора до сетки: $d/2v$ (d – расстояние между сетками резонатора), то получим следующее выражение:

$$\tau = d/v + 2mv/eE.$$

Из пространственно-временных диаграмм движения электронов в тормозящем поле следует, что оптимальное для самовозбуждения время пролета центра сгустка $\tau_{опт} = 3T/4 + nT = T(n + 3/4)$, где T – период СВЧ колебаний; n – целое число. Центр сгустка образуют невозмущенные электроны, движущиеся со скоростью $v_0 = \sqrt{2eU_0/m}$, U_0 – ускоряющее напряжение. Тогда, вводя вместо T частоту f , получим:

$$n + \frac{3}{4} = f \sqrt{\frac{m}{e}} \left[\sqrt{\frac{d}{2U_0}} + \frac{\sqrt{8U_0}}{U_0 - U_{отр}} \right].$$

Обычно расстояние между сетками d (ширина зазора) очень мало по сравнению с расстоянием от сеток до отражателя D . Поэтому вместо приведенного выше выражения можно использовать более простое соотношение:

$$n + \frac{3}{4} = fd \sqrt{\frac{8mU_0}{e}} \frac{1}{U_0 - U_{отр}}.$$

Пользуясь последним выражением, легко рассчитать, при каких напряжениях на резонаторе и отражателе для данной конструкции клистрона будет наблюдаться генерация.

Кроме механической настройки отражательного клистрона есть еще одна возможность влиять на частоту его колебаний. Рассмотрим эту возможность несколько подробнее. Между частотой колебания генератора и параметрами его колебательного контура и электронного пучка имеется связь, выражаемая соотношением:

$$f = f_0 \left(1 + B_{эл} / (2Q_H G_{эл}) \right),$$

здесь $G_{эл}$ и $B_{эл}$ – активная и реактивная проводимости, связанные с пронизывающим резонатор электронным потоком, Q_H – нагруженная добротность

резонатора; f_0 – резонансная частота «холодного» резонатора. Если в эту формулу подставить выражения для $G_{эл}$ и $B_{эл}$, то получим:

$$f = f_0 \left(1 + \operatorname{ctg}(\Theta + \theta) \operatorname{ctg}(\Theta + \theta) / 2Q_H \right),$$

здесь Θ – невозмущенный угол пролета электрона от второй сетки к отражателю и обратно; θ – невозмущенный угол пролета высокочастотного зазора между сетками. Эти углы могут быть записаны так: $\Theta = (2m/e) \omega D v_0 / (U_0 - U_{отр})$ и $\theta = \omega d / v_0$, $\omega = 2\pi f$.

Как видно, в центре каждой из зон генерации частота колебаний не отличается от частоты резонатора, т.к. в этом случае

$$\Theta + \theta = 2\pi(n + 3/4); \quad \operatorname{ctg}(\Theta + \theta) = 0.$$

Если же напряжение на отражателе или напряжение на резонаторе отличаются от оптимального для данной зоны, $\Theta + \theta$ получает некоторое приращение $\delta\theta$. Тогда выражение может быть переписано как

$$f = f_0 \left[1 - \operatorname{tg} \delta\theta / 2Q_H \right].$$

Теперь остается связать между собой изменение угла пролета и приведенную выше формулу. Можно записать

$$\delta\theta = \frac{\partial\theta}{\partial U_{отр}} \delta U_{отр} = \theta \frac{\delta U_{отр}}{U_0 - U_{отр}} = \frac{(2\pi(n + 3/4) - \theta) U_{отр}}{U_0 - U_{отр}}.$$

Так как θ – величина малая по сравнению с $2\pi(n + 3/4)$, ею можно пренебречь. В результате получим выражение, связывающее изменение напряжения отражателя с изменением частоты:

$$f = f_0 \left[1 - \frac{1}{2Q_H} \operatorname{tg} \frac{2\pi(n + 0,75) \delta U_{отр}}{U_0 - U_{отр}} \right].$$

Это выражение показывает, что в пределах зоны генерации частота изменяется по закону тангенса. Физически это явление объясняется довольно просто. Если напряжение на отражателе несколько выше оптимального, сгусток проходит через зазор раньше максимального тормозящего поля. Следовательно, наведенный ток отстает от напряжения на угол, меньший π . Это соответствует проявлению индуктивной составляющей тока, иными словами, параллельно индуктивности резонансного контура включается индуктивность, вносимая электронным потоком. В результате частота колебаний возрастает.

В целом ряде случаев особый интерес представляет стабильность частоты колебаний отражательного клистрона. Поэтому становится важной **крутизна электронной перестройки**, определяемая как изменение частоты колебаний клистрона при изменении напряжения на отражателе на 1 вольт. В ряде случаев определенный интерес представляет также

диапазон электронной перестройки, под которым понимается изменение частоты в пределах одной зоны между точками половинной мощности. Диапазон электронной настройки обычно составляет десятые доли процента от номинальной частоты колебаний клистрона, хотя теоретически он может быть значительно больше.

Описание экспериментальной установки

Установка собрана по блок-схеме рис. 2:

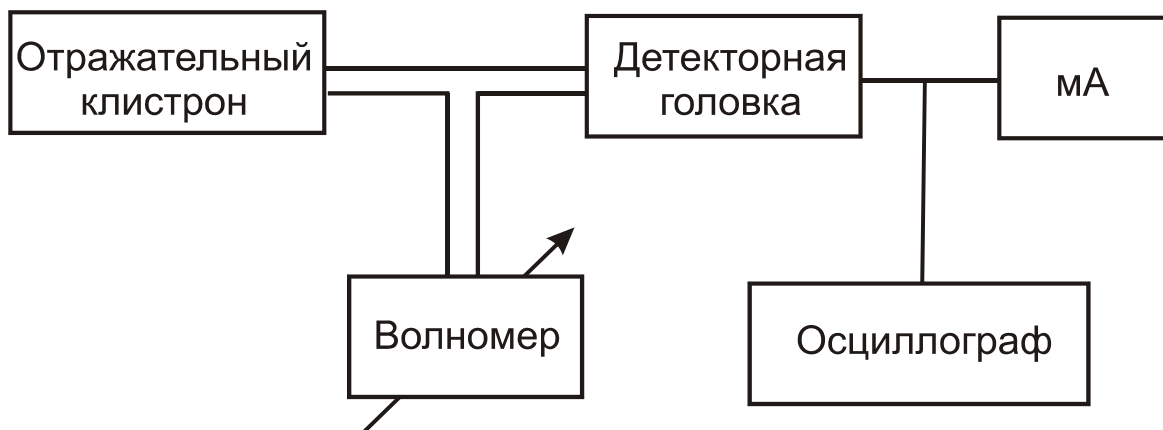


Рис. 2

Генератор СВЧ представляет собой клистронный генератор, настраиваемый объемным резонатором. Генератор имеет два режима работы: непрерывной генерации и с модуляцией типа «пила».

Модуляция осуществляется на отражателе клистрона. Выходная мощность генератора около 1 мВт. Рабочая частота 1900-2100 МГц, установка частоты осуществляется плавной перестройкой. При работе генератора в непрерывном режиме величина напряжения на отражателе соответствует делениям, нанесенным на верньере. Например: число 0 – нуль вольт, 10 – десять вольт и т.д.

Перестройка частоты осуществляется изменением объема резонатора (механическая перестройка) и изменением напряжения на отражателе (электронная перестройка).

Порядок работы с клистронным генератором

1. Включить прибор в сеть 220 В.
2. Включить тумблер «сигнал ВКЛ».
3. Дать прибору прогреться 15-20 мин.
4. Переключить прибор в режим непрерывной генерации и, вращая ручку установки напряжения на отражателе, убедиться в наличии выходной мощности. Выключение генератора осуществляется тумблером «сигнал ВКЛ».

Задание и методика измерения

1. Включить генератор на отражательном клистроне.

2. Генератор установить в режим «непр. генерация».

а) Снять распределение мощности для всех зон генерации, т.е. $P_H = f(U_{отр})$. Для этого, вращая ручку установки напряжения на отражателе, необходимо по измерителю мощности фиксировать значение выходной мощности генератора. Построить график $P_H = f(U_{отр})$.

Примечания: 1) в максимуме 1 зоны при помощи ручки «калибровка» установить стрелку прибора измерителя мощности на последнюю отметку (100) шкалы; 2) срыв генерации в 1 зоне объясняется несогласованностью нагрузки; 3) распределение мощности в 1 зоне снять для двух случаев: изменяя напряжение на отражателе от больших значений к меньшим, и наоборот.

б) Измерить ширину 1, 2, 3 зон по напряжению на отражателе.

Примечание: в 1 зоне $\Delta U_{отр1}$ определить как $2(U_{отр1} - U_{1+0})$, где U_{1+0} – одно из двух (более положительное) значений при котором $P = 0$.

в) При помощи волномера определить частоту генерации в центре каждой зоны.

г) Определить диапазон электронной перестройки частоты в каждой зоне.

Примечание: диапазон электронной перестройки $\Delta f = 2(f_{max.P} - f_{0,5P})$, где $f_{0,5P}$ – значение частоты в той точке зоны со стороны более положительных значений $U_{отр}$, в которой мощность генерации составляет $0,5P$.

д) Определить крутизну электронной перестройки в каждой зоне.

3. Переключить генератор в режим "///", включить осциллограф. Добиться на экране четкой картины всех зон генерации. Используя волномер, измерить частоты центров всех зон. Зарисовать осциллограмму.

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте схему включения питающих напряжений клистрона.
2. Чем обусловлена возможность электронной перестройки частоты?
3. Причины уменьшения мощности с увеличением номера зоны?
4. Запишите уравнения баланса фаз и баланса амплитуд.
5. Чем объясняется изменение крутизны электронной перестройки с номером зоны?
6. Каковы преимущества и недостатки генераторов на отражательном клистроне?

2. ЛАМПА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Цель работы: изучение основных физических закономерностей работы усилительной ЛБВ малой мощности и определение ее выходных параметров.

Теоретическая часть

В основе работы ЛБВ лежит длительное взаимодействие электронного потока, создаваемого электронной пушкой, с высокочастотным входным сигналом. Время взаимодействия измеряется несколькими десятками периодов ВЧ колебаний.

ЛБВ (рис. 3) состоит из электронной пушки 1 – 5 (5 – второй анод, соединенный со спиралью), создающей параллельный пучок электронов 6, который в дальнейшем фокусируется магнитным полем и проходит внутри спирали 7 на собирающий электрод (коллектор) 8. Оба конца спирали снабжены небольшими антеннами 9, которые связывают спираль с входным 10 и выходным 11 волноводами. Настраивающие поршни 12 служат для согласования антенн с волноводами и позволяют осуществлять во всем ВЧ-тракте режим бегущей волны. Локальный поглотитель 13 позволяет предотвратить самовозбуждение ЛБВ, 14 – вакуумированная оболочка ЛБВ, 15 – магнитная периодическая фокусирующая система на постоянных магнитах.

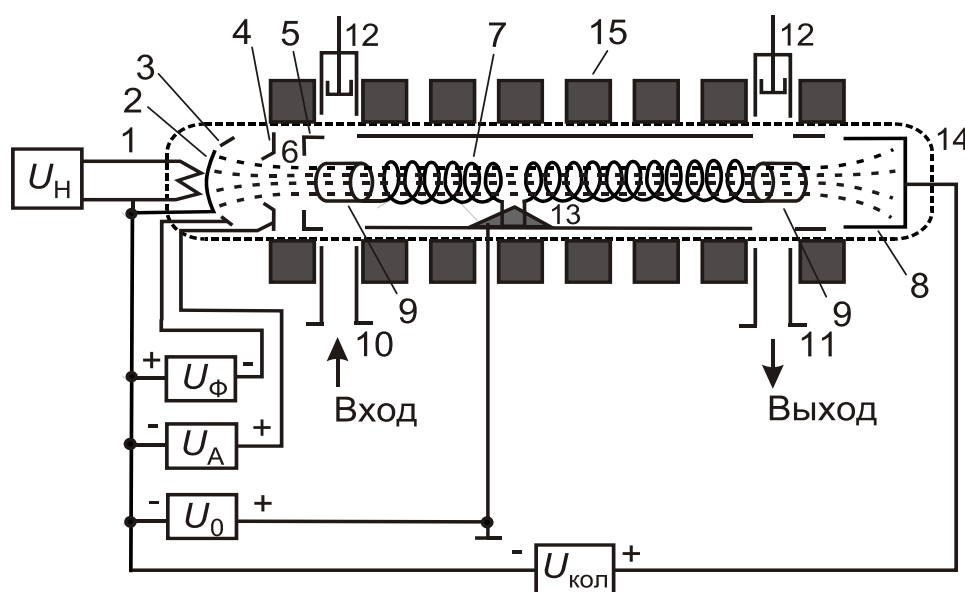


Рис. 3

Стеклянный баллон лампы располагается внутри экранирующего проводящего кожуха. Для нормальной работы ЛБВ необходимо хорошее согласование конца спирали с волноводом. При недостаточном согласовании на выходе происходит отражение и возникает отраженная волна, распространяющаяся к входному устройству, что недопустимо, т. к. может вызвать самовозбуждение лампы.

Необходимые для выполнения лабораторной работы параметры ЛБВ введем на основе линейной теории, предполагая, что амплитуда сигнала мала по сравнению с ускоряющим напряжением (U_0). При движении электронного потока вдоль замедляющей системы, в последней наводятся токи под действием переменных составляющих конвекционного тока пучка. В свою очередь, переменный ток в электронном пучке создается продольной составляющей электромагнитного поля бегущей волны. Это поле должно быть *самосогласованным*, т.е. действие поля на пучок должно приводить к таким изменениям в движении электронов, что наведенные электронами токи как раз образуют рассматриваемое поле волны. Отсюда следует, что постоянные распространения волн в замедляющей системе и в пучке должны быть одинаковыми. Продольное высокочастотное поле в системе может быть представлено в виде $E_z = E_{zm} \exp(j\omega t - \Gamma z)$, где E_{zm} – амплитуда; ω – частота волнового процесса; Γ – постоянная распространения; t и z – текущие время и продольная координата.

Из теории электронных волн известно, что конвекционный ток электронного пучка выражается $I_{конв} = I_1 \exp(j\omega t - \Gamma z)$, где I_1 – амплитуда, равная:

$$I_1 = -j \frac{I_0}{2U_0} \frac{\beta_{эл}}{(j\beta_{эл} - \Gamma)^2} E_{zm}, \quad (2.1)$$

здесь I_0, U_0 – ток и напряжение пучка; $\beta_{эл} = \omega/v_0$ – фазовая постоянная некоторой волны, движущейся с фазовой скоростью v_0 (равной скорости электронного потока) – *волновое электронное число*. Из этой формулы следует явление пространственного резонанса, когда $j\beta_{эл} = \Gamma$ и формально переменный ток пучка стремится к бесконечности.

Чтобы замкнуть систему уравнений, рассмотрим возбуждение высокочастотных полей сгустками электронов. Замедляющую систему (ЗС) представим схемой замещения (рис. 4) в виде длинной линии с включенными в нее идеальными зазорами. Будем считать, что высокочастотное напряжение U соответствует продольному напряжению синхронной волны, имеющейся в реальной ЗС в области электронного потока.

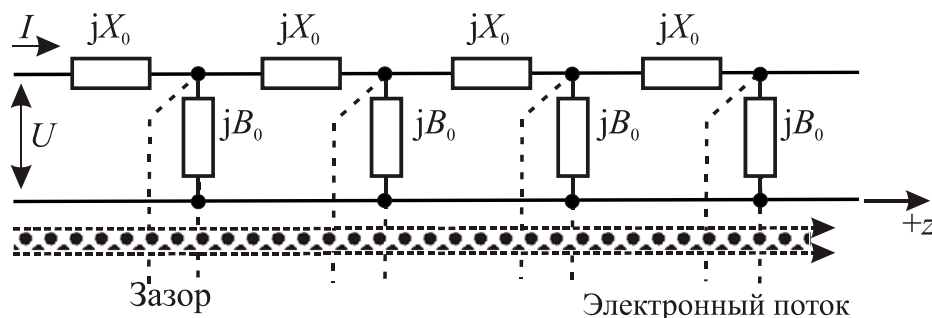


Рис. 4

v_ϕ в линии равна реальной фазовой скорости, а волновое сопротивление совпадает с сопротивлением связи $R_{св}$ ЗС.

Запишем уравнение длинной линии с учетом стороннего наведенного тока $I_{навед}$, обусловленного $I_{конв}$. Для узких зазоров эти токи равны. Для элемента линии dx имеем:

$$dU = -IjX_0dz, \quad dI = -UjB_0dz + dI_{конв},$$

где $dI_{конв}$ – приращение конвекционного тока пучка. Тогда:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -jX_0I; \quad \frac{\partial I}{\partial z} = -jB_0U + \frac{\partial I_{конв}}{\partial z}.$$

Учитывая, что все величины зависят как $\exp(j\omega t - \Gamma z)$, получим:

$$\Gamma U = jX_0I; \quad \Gamma I = jB_0U + \Gamma I.$$

Отсюда ток и напряжение связаны:

$$U = -j \frac{\Gamma X_0 I_{конв}}{\Gamma_0^2 - \Gamma^2}, \quad (2.2)$$

где $\Gamma_0 = j\sqrt{B_0 X_0}$ – постоянная распространения в «холодной» линии. Решая совместно уравнения (2.1) и (2.2) и вводя сопротивление связи из выражения $X_0 = -jR_{св}\Gamma_0$, получим характеристическое уравнение ЛБВ в виде:

$$j \frac{R_{св} I_0}{2U_0} \frac{\Gamma^2 \Gamma_0 \beta_{эл}}{(\Gamma_0^2 - \Gamma^2)(j\beta_{эл} - \Gamma)^2} = 1. \quad (2.3)$$

Это уравнение третьей степени, определяющее постоянные распространения трех волн, из которых одна движется медленнее электронного потока и затухает, вторая также медленнее, но обладает отрицательным затуханием, т.е. усиливается, а третья – незатухающая и движется быстрее электронов. Усиление ЛБВ определяется волной, нарастающей по экспоненциальному закону:

$$E_{z2} = \left(E_{z\text{ вх}}\right)_2 e^{j\omega t - \Gamma_2 z} = \left(E_{z\text{ вх}}\right)_2 e^{j(\omega t - \beta_2 z)} e^{\alpha_2 z},$$

где α_2 и β_2 – действительная и мнимая части постоянной распространения второй волны, определяемые из уравнения (2.3).

Коэффициент усиления нарастающей волны определяется как:

$$K_2 = 20 \lg \left(\frac{\left(E_{z\text{ влх}}\right)_2}{\left(E_{z\text{ вх}}\right)_2} \right) \text{ [дБ]}.$$

Подставляя соответствующие значения, получим $K_2 = 8,67 \alpha_2 l$,

где l – длина пространства взаимодействия ЛБВ. Простейшая линейная теория дает для α_2 значение $(\sqrt{3}/2)CN$, здесь C – параметр усиления (параметр Пирса), равный $C = (R_{св}I_0/4U_0)^{1/3}$ $N = l/\lambda_{зам}$ – число замедленных длин волн, укладываемых вдоль ЗС. Таким образом, с учетом одной нарастающей волны, усиление ЛБВ $K_2 = 47,3CN$ (дБ). В действительности СВЧ сигнал, поданный на вход ЛБВ, возбуждает не только нарастающую волну, но и две другие. Считая, что их начальные амплитуды равны, коэффициент усиления необходимо уменьшить на величину $A = 20 \lg(1/3) = -9,54$ [дБ]. При большой длине лампы коэффициент K , не учитывающий активных потерь, потерь на отражение, влияния пространственного заряда и т.п., равен:

$$K = K_2 + A = -9,54 + 47,3CN \text{ [дБ]}.$$

Коэффициент полезного действия ЛБВ $\eta = P_{вч}/I_0U_0$.

Экспериментальная установка

Установка состоит из ЛБВ УА-14А, генератора СВЧ Г4-80, измерителя мощности МЗ-28 и блока питания ЛБВ. Блок-схема представлена на рис. 5.

В установке используется пакетированная ЛБВ, т.е. вакуумный баллон ЛБВ и магнитная фокусирующая система заключены в единую оболочку и представляют собой неразборную конструкцию. В УВ-14А используется МПФС – магнитная периодическая фокусирующая система из постоянных кольцевых магнитов.

Порядок включения прибора

ВНИМАНИЕ! ПРИ НАРУШЕНИИ ДАННОГО ПОРЯДКА ВКЛЮЧЕНИЯ ЛБВ МОЖЕТ ВЫЙТИ ИЗ СТРОЯ!

1. Включить блок питания тумблером «Сеть».
2. Установить регулятором «Накал» напряжение 6,3В, контролируя по вольтметру при положении переключателя вольтметра «Накал 12В».

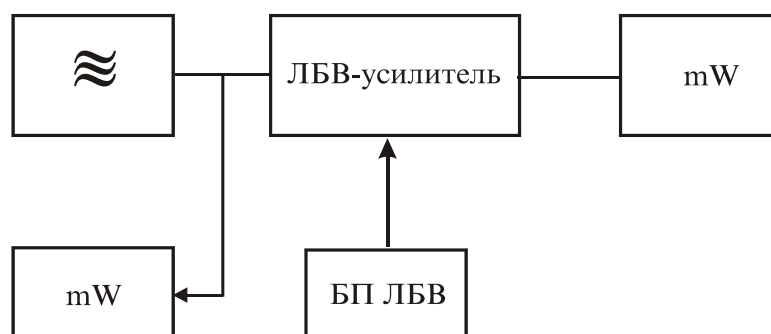


Рис. 5

3. Установить напряжение на управляющем электроде – 4 В регулятором «Фокус», переключатель вольтметра – «Фокус 30 В».
4. Установить напряжение на коллекторе 1300 В регулятором «Коллектор», переключатель вольтметра – «Коллектор 1500 В».
6. Регулятором «Спираль» установить на спирали напряжение 1070 В, переключатель вольтметра – «Спираль 1500 В».
6. Регулятором «1 анод» установить 150 В на 1-м аноде, переключатель вольтметра – «1 анод 300 В».
7. Если после подачи напряжения на накал прошло 8-10 мин, то включить тумблеры строго в следующем порядке:
 1. «Фокус», 2. «Коллектор», 3. «1 анод», 4. «Спираль».
8. При включении тумблера «Спираль» должен появиться ТОК КОЛЛЕКТОРА В ПРЕДЕЛАХ ДО 3,3 мА (контролируется по прибору «Ток коллектора» 6 мА) и ток спирали (контролируется по прибору «Ток спирали» 6 мА). **ТОК СПИРАЛИ НИ В КОЕМ СЛУЧАЕ НЕ ДОЛЖЕН БЫТЬ БОЛЬШЕ 3 мА, нормальный ток 1,2 – 1,6 мА.**
9. При появлении тока коллектора в пределах до 3,3 мА и тока спирали до 1,2 – 1,5 мА можно считать, что ЛБВ к работе готова.

ЕСЛИ ПО НЕИЗВЕСТНЫМ ПРИЧИНАМ РЕЗКО ВОЗРАСТЕТ ТОК СПИРАЛИ
ИЛИ ТОК КОЛЛЕКТОРА БОЛЕЕ ЗНАЧЕНИЙ, УКАЗАННЫХ ВЫШЕ,
НЕМЕДЛЕННО ВЫКЛЮЧИТЬ ТУМБЛЕР «СПИРАЛЬ» И ДОЛОЖИТЬ
РУКОВОДИТЕЛЮ

Порядок выключения прибора

- Выключить тумблеры в следующем порядке:
1. «Спираль», 2. «1 анод», 3. «Коллектор», 4. «Фокус», 5. «Сеть»,
- и поставить все регуляторы на минимальное значение.

Задание и методика измерений

1. Научиться управлять работой ЛБВ, для чего необходимо детально ознакомиться с инструкцией и понять механизм управления. Первый раз включать ЛБВ с помощью руководителя.
2. Включить и прогреть 25-30 мин генератор и измерители мощности.
3. Снять амплитудную характеристику ЛБВ $P_{вых} = f(P_{вх})$ при $U_{cn} = 1070$ В и $f=3,6$ ГГц. Учесть аттенюатор в выходной цепи.
4. Снять АЧХ ЛБВ $P_{вых} = f(f)$ при $P_{вх} = 3$ мкВт. По построенному графику определить полосу пропускания ЛБВ на половинном уровне.
5. Снять зависимость коэффициента усиления ЛБВ от напряжения на спирали $G = f(U_{cn})$ при $f=3,6$ ГГц. $P_{вх} = 3$ мкВт, $U_{cn} = 900 - 1100$ В.
6. На частоте 3,5 ГГц рассчитать электронный КПД.

Контрольные вопросы

1. Как связаны эффект Черенкова и усиление сигнала в ЛБВ?
2. Запишите формулу для коэффициента усиления, учитывая поглотитель.
3. Чем определяется полоса усиления ЛБВ?
4. Какие параметры электронного тока и замедляющей системы влияют на коэффициент полезного действия ЛБВ?

3. ЛАМПА ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Цель работы: Ознакомление с принципом действия и измерение характеристик лампы обратной волны.

Лампа обратной волны (ЛОВ) является одним из наиболее широкополосных генераторов СВЧ колебаний с электронной перестройкой частоты. В отличие от ЛБВ, где электронный поток взаимодействует с одной из прямых (положительных) пространственных гармоник, в ЛОВ взаимодействие происходит с одной из обратных (отрицательных) пространственных гармоник, фазовая и групповая скорости которых имеют противоположные знаки. Такая волна может распространяться во многих типах замедляющих систем. Схемы усилителя и генератора обратной волны изображены на рис. 6 а, б.

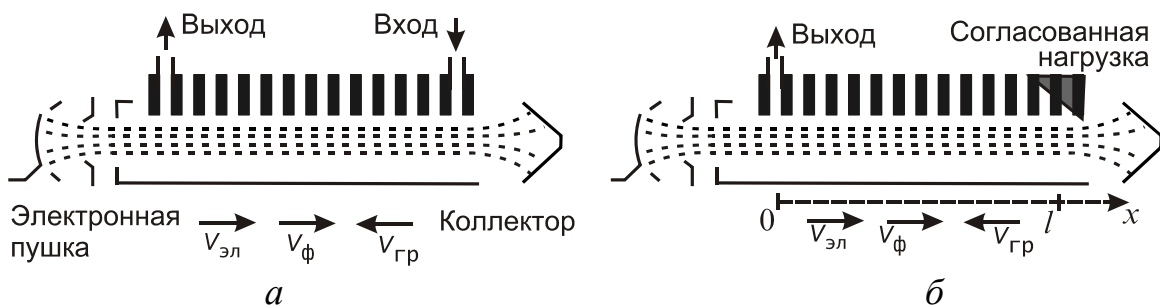


Рис. 6

Как видно из рис. 6, в отличие от ЛБВ в усилителе и генераторе обратной волны вывод энергии расположен у пушечного конца лампы, а входное устройство (для усилителя) — у коллекторного. В генераторе обратной волны у коллекторного конца прибора расположен поглотитель, который поглощает волну, отраженную от вывода энергии при неидеальном согласовании последнего.

Для правильного выполнения работы необходимо уяснить принцип действия ЛОВ, а также какие ее параметры возможно и необходимо измерять в данной работе. В силу неравномерности эмиссии электронов с поверхности катода возникают флуктуации плотности и скорости элек-

тронного потока, распространяющегося вдоль пространства взаимодействия. За счет этого в замедляющей системе возбуждаются шумовые электромагнитные волны, представляющие собой совокупность бесконечного числа гармонических колебаний различных частот. Шумовые волны будут распространяться в обоих направлениях вдоль замедляющей системы (ЗС). В силу дисперсионных свойств ЗС фазовые скорости этих волн будут различными. Скорость же электронного потока вполне однозначна и определяется ускоряющим напряжением (напряжением на ЗС). Поэтому из всей совокупности шумовых волн условия усиления будут выполняться для узкого диапазона частот, в котором $\nu_0 \cong \nu_{\phi}$.

Поскольку шумовые волны являются совокупностью прямых и обратят гармоник, **условие синхронизма** ($\nu_0 \cong \nu_{\phi}$) желательно выполнять только для основной обратной пространственной гармоники, так как сопротивление связи ее обычно больше, чем для высших гармоник. Прямые пространственные гармоники будут затухать, достигнув поглотителя.

Основная шумовая пространственная гармоника по мере своего распространения к ВЧ выводу энергии ЛОВ вызовет модуляцию электронного потока по скорости и нарастающую к коллекторному концу лампы модуляцию по плотности. Если ток пучка такой, что электронная мощность взаимодействия пучка с основной шумовой обратной гармоникой окажется больше, чем мощность суммарных потерь, то в лампе возникнут незатухающие колебания с частотой ω . Минимальное значение тока луча, необходимое для начала генерации, называется **пусковым током**. Увеличение амплитуды этих колебаний будет происходить до тех пор, пока мощность на выхода ЛОВ не достигнет мощности насыщения, соответствующей данному току пучка.

Описанный механизм взаимодействия электронов с полем обратной волны аналогичен взаимодействию в обычном усилителе с бегущей волной за исключением того, что движение электронов и перенос энергии волны в ЛОВ происходят в противоположных направлениях. Если заменить поглотитель на входное устройство и работать при токах ниже *пускового*, то прибор превращается в ЛОВ-усилитель. Однако этот усилитель с обратной волной является регенеративным даже в том случае, когда ЗС идеально согласована с двух сторон.

Действительно, поле в ЗС у выхода лампы создает модуляцию электронов по скорости, модуляция по скорости превращается в модуляцию по плотности при движении пучка в сторону коллектора. Сгруппированный ток, возникающий в результате этого, создает в ЗС волну, энергия которой распространяется к пушечному концу лампы, вызывая дальнейшую группировку. Увеличение сгруппированного тока приводит к еще большему увеличению энергии, распространяющейся по направле-

нию к пушке. При малых токах пучка получается регенеративное усиление, при больших токах ($I_0 > I_{\text{п}}$) лампа начнет генерировать.

При изменении ускоряющего напряжения частота генерируемых колебаний будет меняться, так как изменяется скорость электронного потока и условия самовозбуждения в лампе будут уже выполняться для другой частоты, на которой шумовая обратная пространственная гармоника будет иметь фазовую скорость, немного меньшую, чем скорость электронов.

Поскольку в ЛОВ используется ЗС с аномальной дисперсией ($dv_{\phi}/d\omega > 0$), то с возрастанием ускоряющего напряжения частота генерируемых колебаний будет всегда увеличиваться.

Если соединить вход и выход ЛБВ передающей линией, то есть создать внешнюю обратную связь, то получившийся генератор также можно перестраивать в широкой полосе частот, однако для него будут характерны внезапные перескоки частоты, переход колебаний с одного вида на другой. Чтобы сохранить один и тот же вид колебаний, вдоль петли обратной связи генератора должно укладываться фиксированное целое число длин волн. Это условие с трудом соблюдается в генераторах на ЛБВ, но оно автоматически выполняется в генераторах с обратной волной. ЛОВ можно представить как содержащую большое число витков обратной связи с исчезающе малой протяженностью.

Усилитель обратной волны имеет довольно высокий коэффициент усиления. Кроме того, он обладает единственной в своем роде характеристикой – очень узкой полосой пропускания, которая может сдвигаться в широкой области частот при изменении напряжения на замедляющей системе.

Генераторы обратной волны могут быть использованы в диапазонах СВЧ, КВЧ и субмиллиметровом. При этом они перестраиваются электронным способом в широком диапазоне частот, превышающем октаву, однако в связи с трудностями широкополосного согласования, проблемой выравнивания мощности в диапазоне частот и практическими соображениями обычно используют ЛОВ с полосой в октаву (то есть с отношением крайних частот рабочего диапазона – 2 : 1).

Характеристическое уравнение ЛОВ

Линейная теория ЛОВ строится в тех же приближениях, что и для ЛБВ. Самосогласованная задача рассматривается в три этапа; определяется поле, создаваемое сгруппированным током, затем определяется сгруппированный ток, создаваемый этим полем, после чего полученную систему уравнений решают совместно, в результате чего получают характеристическое уравнение для определения постоянных распространения электронных волн.

Каждый элемент тока, связанного с электронным пучком, является источником двух элементарных возбужденных электромагнитных волн, одна из которых распространяется вправо, а другая – влево от источника. Поэтому поле, возбужденное пучком в произвольной точке $\bar{x} = x$ пространства взаимодействия, может быть представлено как сумма двух слагаемых, описывающих интегральные эффекты от элементарных составляющих, создаваемых источниками слева и справа от выбранной плоскости

$$E_z = E_0 e^{-j\beta_0(z-l)} - \frac{\beta_0^2 K}{2} \left[\int_z^l i(\bar{x}) e^{-j\beta_0(x-\bar{x})} d\bar{x} + \int_0^x i(\bar{x}) e^{j\beta_0(x-\bar{x})} d\bar{x} \right]. \quad (3.1)$$

Последнее слагаемое характеризует встречное излучение, обусловленное интерференцией несфазированных элементарных волн. В ЛОВ это излучение распространяется в сторону коллектора и, как и в ЛБВ, в большинстве случаев им можно пренебречь.

Первое слагаемое описывает входной сигнал;

E_0 – амплитуда входного сигнала;

K – сопротивление связи (коэффициент, связывающий ток $i(z)$ и возбуждаемое им в плоскости z поле);

β_0 – фазовая постоянная волн в системе без пучка;

l – длина замедляющей системы;

z – рассматриваемое сечение линии;

\bar{x} – текущее значение продольной координаты.

В качестве уравнения, описывающего электронный поток, возьмем следующее:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} + 2j\beta_e \frac{\partial i}{\partial z} - (\beta_e^2 - \beta_p^2) i = \frac{j\beta_0 I_0}{2v_0} E_z,$$

где $\beta_e = \omega/v_0$; $\beta_p = \omega_p/v_0$, $\omega_p = \sqrt{e\rho_0/m\varepsilon_0}$, $U_0 = mv_0^2/2e$ – ускоряющее напряжение; ρ_0 – плотность заряда.

Дифференцируя дважды (3.1), получим уравнение возбуждения, отличающееся от уравнения ЛБВ лишь знаком правой части:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial z^2} + \beta_0^2 \bar{E}_z = -j\beta_0^3 K i(z), \quad (3.3)$$

где $K = -|E(z)|^2 / (2\beta_0^2 P)$ – сопротивление связи для ЛОВ, $K > 0$, т.к. $P < 0$ (P – поток мощности в замедляющей системе, направленный навстречу потоку электронов).

Предполагая, что все переменные величины изменяются по закону $\exp(-j\beta z)$, из уравнений (3.1) и (3.3) получим дисперсионное уравнение:

$$(\beta^2 - \beta_0^2)[(\beta - \beta_e)^2 - \beta_p^2] = 2\beta_e\beta_0^3C^3, \quad (3.4)$$

где $C^3 = I_0K/4U_0$. Вводя безразмерные величины с помощью соотношений $\beta = \beta_e(1 + jC\delta)$ и $\beta_0 = \beta_e(1 + bC)$, где b – параметр рассинхронизма (расстройки скоростей v_ϕ и v_e), $4QC = (\beta_p/\beta_eC)^2$, преобразуем уравнение относительно δ к виду:

$$(\delta^2 + 4QC)(j\delta - b) = -(1 + bC)^2. \quad (3.5)$$

Три корня этого уравнения определяют постоянные распространения трех волн, интерференция которых создает распределение электромагнитного поля в ЛОВ. Необходимо отметить, что для ЛОВ наличие нарастающей волны не является обязательным, т.к. усиление есть результат интерференции трех волн. Точное решение уравнения (3.5) весьма громоздко и поэтому запишем формально выражение для полного поля:

$$E_{\Pi}(z) = \sum_i^3 E_i(0)e^{-j\beta_i z} \text{ и условие генерации } E_n(l) = 0, \text{ из которых чис-$$

ленно можно получить для пускового режима $CN_{\Pi} = 0,315$ и $b_{\Pi} = 1,522$. Откуда, зная параметры ЗС, легко вычисляются пусковой ток и напряжение для генерации конкретной частоты.

Характеристики ЛОВ

Измеряемыми характеристиками являются:

1. Диапазон электронной перестройки, характеризуемый коэффициентом перекрытия диапазона $\delta = f_{\max}/f_{\min}$ либо относительной величиной:

$$\delta_0 = 2[(f_{\max} - f_{\min})/(f_{\max} + f_{\min})] \cdot 100\%.$$

2. Крутизна электронной перестройки частоты $S = \Delta f/\Delta U_{\text{сп}}$.

3. Выходная мощность, приблизительно $P_{\text{вых}} = kU_0(I_0 - I_{\Pi})$, где k – коэффициент пропорциональности, однако реальная зависимость $P_{\text{вых}}$ от частоты довольно неравномерна. Степень неравномерности оценивается величиной $\xi = 10 \lg(P_{\text{вых.max}}/P_{\text{вых.min}})$. Необходимо учитывать, что регулирование мощности током пучка сопровождается электронным смещением частота – уменьшением частота генерации при увеличении тока луча. Отсюда, $k_f = \Delta f/\Delta I$.

4. Спектр генерируемых колебаний ЛОВ не является монохроматичным вследствие действия различных дестабилизирующих факторов, как флуктуаций, так и паразитных НЧ колебаний, присущих приборам с магнитной фокусировкой, и характеризуется шириной спектральной линии Δf .

Экспериментальная установка

На рис.7 показана блок-схема экспериментальной установки по изучению характеристик ЛОВ.

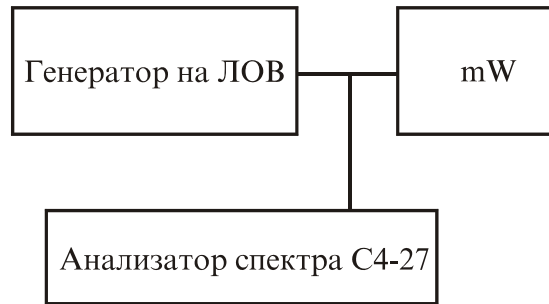


Рис. 7

1. Собрать установку (перед спектроанализатором необходимо включить аттенуатор 20 дБ).
2. Включить генератор, содержащий ЛОВ, в сеть. Переключатели и ручки управления на блоке питания установить в следующие положения:
 - а) переключатель «Режим качания» – в положение «Ручное»;
 - б) переключатель «Режим» – в положение «НГ»;
 - в) ручку «Полоса» – на 0 полосы.
 - г) начальная частота – в положение 250 В.
4. Включить тумблер «Сеть» и дать ЛОВ прогреться 20 мин.
6. Вращением ручки «Частота ГГц» производится изменение напряжения на замедляющей системе, что приводит к электронной перестройке частоты генерации. Величину напряжения на замедляющей системе определяют по шкале «Частота», где нанесено это значение в вольтах.

Задание и методика измерений

1. Ознакомиться с лабораторным макетом ЛОВ, предварительно изучив порядок работы с ней.
2. Включить и прогреть ЛОВ и спектроанализатор.
4. Используя внутренний резонансный волномер, определить зависимость генерируемой частоты от напряжения на ЗС с интервалом 50 В. Построить график $f = f(u_{\text{ЗС}})$.
5. Подключить выход ЛОВ к входу спектроанализатора 1-12 ГГц. При помощи частотных меток определить крутизну электронной перестройки частот $s_{\text{ЭПЧ}}$, в трех точках диапазона частот.
6. Зарисовать с экрана С4-27 форму спектра генерируемых ЛОВ колебаний в двух точках диапазона. При помощи частотных меток определить ширину спектра Δf .
7. Снять зависимость $P = f(u_{\text{ЗС}})$ – частотную характеристику. Поскольку

зависимость имеет сильно изрезанный характер, показания измерителя мощности снимать в точках локальных максимумов и минимумов. Построить график зависимости. По графику определить степень неравномерности кривой P – неравномерность АЧХ ξ_M .

Контрольные вопросы

1. Чем отличается взаимодействие электронного потока с полем бегущей волны в ЛОВ по сравнению с ЛБВ?
2. Как сформулировать условие баланса фаз для ЛОВ?
3. Чем объясняется возможность электронной перестройки в ЛОВ?
4. Из каких соображений выбирается ток пучка? Что такое пусковой ток?
5. Какие виды замедляющих систем используются в ЛОВ?
6. Преимущества и недостатки ЛОВ по сравнению с другими генераторами.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА

Цель работы: ознакомление с устройством и принципом действия диодов Ганна (ДГ) и генератора на его основе; экспериментальное исследование основных характеристик волноводного генератора на ДГ.

Общие положения

Серийный диод Ганна конструктивно состоит из герметически запаянного металлокерамического корпуса с расположенным внутри него кристаллом арсенида галлия (GaAs).

На рис. 8 представлены: 1 и 2 – соответственно анодный и катодный выводы диода, 3 – керамическая трубка, 4 – кристалл GaAs, 5 – токоподводящие катодные проволочки.

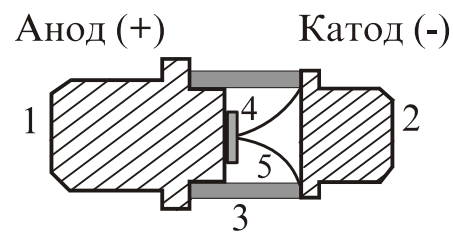


Рис. 8

Принцип работы диода Ганна основан на эффекте междолинного перехода электронов в арсениде галлия и фосфиде индия (InP). Для GaAs энергетическая поверхность вдоль произвольного направления в k -пространстве имеет два минимума (две долины), в которых различным значениям волнового вектора k соответствует одинаковая энергия электрона. Энергетический зазор между долинами $\Delta \approx 0,36$ эВ. Эффективная масса электрона в верхней долине $m_2^* > m_1^*$. Большей эффективной массе соответствует большая плотность состояний и поэтому при приобретении

электронами энергии, большей Δ , подавляющее большинство электронов будет находиться в верхней долине.

Большой эффективной массе электронов соответствует меньшее значение подвижности μ , следовательно, при больших электрических полях, когда большинство электронов находится в верхней долине, скорость электронов пропорциональна $\mu_2 E$ (E – напряженность электрического поля). Из-за рассеяния на фонах скорость электронов в больших полях стремится к постоянному значению – скорости насыщения. В области малых полей средняя скорость электронов $\approx \mu_1 E$ ($\mu_1 > \mu_2$). При промежуточных значениях электрического поля скорость электронов будет падать с ростом поля (рис. 9). Именно на этом участке появляется *отрицательное динамическое сопротивление*, связанное с уменьшением тока диода при увеличении напряжения на нем. Ток через диод представляет собой поток электронов, движущихся от катода к аноду. Предположим, что в какой-либо части образца электрическое поле превысило среднее значение. Это возможно на неоднородностях, например, в районе контактов. Возрастание электрического поля при его значениях из зоны отрицательного сопротивления приводит к уменьшению скорости электронов, в результате чего в области неоднородности происходит накопление объемного заряда, – возникает **дипольный домен сильного поля**, образованный двумя слоями, с избытком (со стороны катода) и недостатком (со стороны анода) электрического заряда. Нарастание поля в домене прекратится тогда, когда его скорость станет равной скорости электронов вне домена. По полупроводнику будет распространяться сформировавшийся домен сильного поля, на котором будет сосредоточено основное падение напряжения на диоде. После достижения доменом анода он исчезает, ток через диод возрастает, и на катоде вновь зарождается новый домен. При наложении внешнего высокочастотного поля может происходить либо запаздывание образования домена, либо его рассасывание, не доходя до анода.

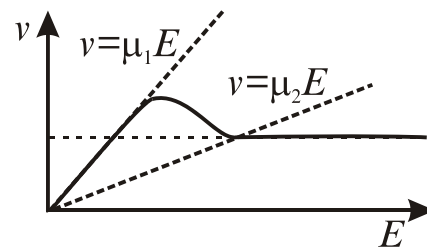


Рис. 9

Устройство генератора на диоде Ганна

Генератор на ДГ, работающий в СВЧ диапазоне, представляет собой объемный резонатор, в определенном месте которого размещается диод. Удобной для исследовательских целей в сантиметровом диапазоне радиоволн является волноводная конструкция генератора. На рис. 10 показан в разрезе исследуемый генератор.

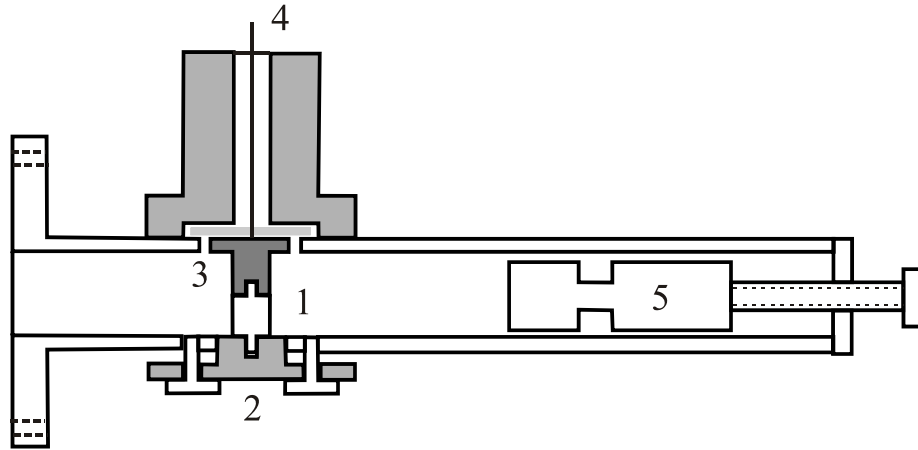


Рис. 10

В стандартном прямоугольном волноводе между серединами широких стенок расположен диод 1. Для обеспечения надежного теплоотвода положительный вывод диода посредством цангового устройства 2 соединяется с волноводом, который кроме своих основных обязанностей, выполняет функции радиатора. Для подключения источника питания во второй широкой стенке имеется отверстие, через которое проходит вывод от катода диода. Для предотвращения попадания СВЧ сигнала в цепь питания применен фильтр низких частот, состоящий из конструктивной емкости 3 и индуктивности проводника 4. Перестройка по частоте производится бесконтактным поршнем 5.

Описание экспериментальной установки

К основным характеристикам генератора относятся мощность, отдаваемая в нагрузку, частота колебаний и коэффициент полезного действия в зависимости от положения настроечного поршня и напряжения питания.

Для исследования основных характеристик генератора на ДГ применяется установка, блок-схема которой показана на рис.11. Исследуемый генератор 1 соединяется через волноводный тройник 2 с ваттметром 3 и волномером 4. Питание на генератор подается через миллиамперметр 5 от блока питания 6.

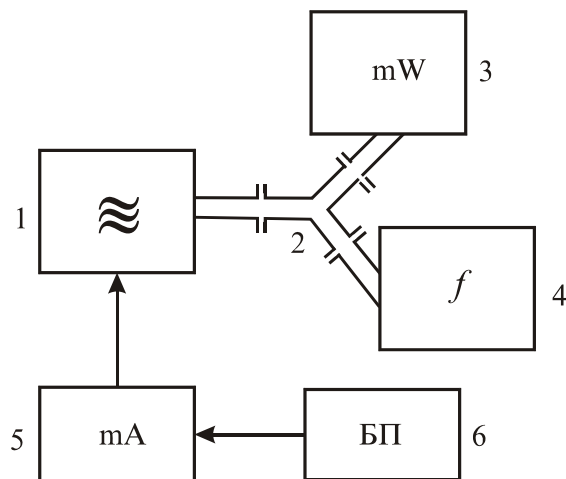


Рис. 11

Указания по эксплуатации

При подключении к диоду источника постоянного напряжения следует *соблюдать полярность*.

Подъем напряжения *производить плавно, не допуская скачков*.
Основные электрические параметры диода АА703А (АА703Б).

- | | |
|--|---------------------------|
| 1. Рабочее напряжение питания, В | $\leq 8,5$. |
| 2. Рабочий ток, мА | ≤ 270 (≤ 320) |
| 3. Диапазон генерируемых колебаний, ГГц | 8.24 -:-12,5. |
| 4. Минимальная непрерывная мощность, мВт | ≥ 10 (≥ 20). |

Порядок проведения исследований

1. Собрать схему, изображенную на рис. 11.
2. Включить спектроанализатор и измеритель мощности и дать им прогреться в течение 15-20 минут.
3. На аттенуаторе установить ослабление 10 дБ.
4. Установить микрометрический винт перестройки частоты в $l = 6$ мм.
5. Включить источник питания диода ($U_{\text{пит}} = 8,5$ В).
6. На спектроанализаторе найти отклик вблизи 12 ГГц (шкала 8-16).
7. Перемещая поршень с шагом 1мм, снять зависимости частоты и мощности генерируемых колебаний и потребляемого тока от положения подстроечного элемента. Результаты измерений занести в таблицу. Диапазон изменения l от 6 до 26 мм. По результатам измерения построить графики соответствующих зависимостей. Определить диапазон перекрытия $\delta_m = f_{\text{max}} / f_{\text{min}}$.
8. Установить поршень в положение $l = 22$ мм. Изменяя напряжение на диоде от 8,5 до 7 В через 0,1 В с помощью меток фиксировать величину электронного смещения частоты. Результаты измерения занести в таблицу. Аналогичные измерения провести при $l=16$ мм и $l=8$ мм. Построить графики $\Delta f = \Delta f(U_{\text{пит}})$, аппроксимировать полученные графики прямыми и определить крутизну электронной перестройки частоты в начале, середине и конце диапазона.
9. При $U_{\text{пит}} = 8,5$ В установить поршень в положение, при котором выходная мощность максимальна и, изменяя напряжение питания до 6,5 В, снять зависимость $P = P(U_{\text{пит}})$. Одновременно фиксировать показания миллиамперметра. Построить графики зависимостей $P = P(U_{\text{пит}})$ и КПД от напряжения питания.
10. При $U_{\text{пит}} = 8,5$ В и положении поршня, при котором $P = P_{\text{max}}$, зарисовать с экрана спектроанализатора форму спектра и определить его полуширину.

Контрольные вопросы

1. Дайте качественное объяснение эффекта Ганна на основе двухдолинной модели полупроводников.
2. Какие режимы работы генераторов на ДГ Вы знаете и какой используется в лабораторной работе?
3. В чем заключается преимущества и основные признаки режима ОНОЗ?
4. Как устроен генератор на ДГ, какова его эквивалентная схема?
5. Для каких целей необходим ФНЧ в цепи питания диода?
6. Какие Вы знаете способы перестройки частоты генератора?

5. ИЗУЧЕНИЕ *P-I-N* ДИОДОВ

Цель работы: изучение принципов действия *p-i-n* диодов и устройств на их основе.

Общие положения

Наиболее широко применяемым управляющим элементом на СВЧ является *p-i-n* диод. Основой любого *p-i-n* диода является трехслойная полупроводниковая кремниевая структура, наиболее простой вид которой показан на рис 12. Высокоомная внутренняя *i*-область имеет обычно толщину от единиц до сотен микрометров, концентрация носителей заряда в ней составляет примерно 10^{13} см^{-3} .

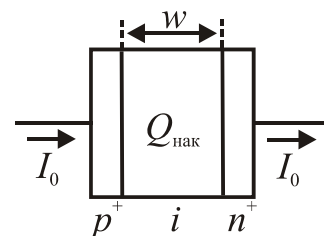


Рис. 12

Если источник внешнего постоянного напряжения подключен положительным полюсом к слою p^+ , а отрицательным к n^+ , то в *i*-слое увеличивается концентрация электронов и дырок из-за инжекции дырок из p^+ и аккумуляции электронов из n^+ области. Концентрация инжектированных носителей составляет 10^{16} - 10^{17} см^{-3} . Через структуру протекает постоянный прямой ток I_0 с плотностью 10 А/см^2 . При обратном смещении концентрация носителей в *i*-слое падает относительно начального значения на порядок, то есть количество носителей в *i*-слое меняется на четыре порядка при переходе от режима прямого тока к режиму обратного смещения. Почти так же меняется проводимость *i*-слоя.

Главным отличительным свойством *p-i-n* диода является его **инерциальная нелинейность**. Механизм воздействия на диод напряжения СВЧ радикально отличается от воздействия постоянного напряжения или напряжения сравнительно низких частот. При воздействии на диод прямого постоянного тока I_0 в *i*-слое появляется *накопленный заряд* $Q_{\text{нак}} = I_0 \tau$, где τ – время жизни носителей заряда.

При параллельном включении диода в передающую линию в нем протекает ток СВЧ с эффективным значением $\sqrt{P/Z_0}$, где P – мощность генератора, Z_0 – волновое сопротивление. Влияние этого тока на накопленный заряд, т.е. на проводимость диода, намного слабее, чем постоянного тока. Это объясняется тем, что изменение заряда, происходящее как при положительном, так и при отрицательном полупериоде СВЧ колебания, и, соответственно, изменение проводимости диода оказываются незначительными.

Изменение накопленного заряда во времени t при одновременном

воздействии постоянного прямого тока и тока СВЧ с амплитудой I_m и круговой частотой ω может быть представлено так:

$$Q_{\text{нак}} = I_0 \tau - (I_m / \omega) \cos \omega t. \quad (5.1)$$

При нулевом или отрицательном смещении низкая проводимость диода, ввиду его инерционности, сохраняется при сравнительно больших напряжениях СВЧ. Таким образом, для СВЧ колебаний $p-i-n$ диод может в первом приближении рассматриваться как **стационарный линейный двухполюсник**.

Параметры $p-i-n$ диодов. Эквивалентная схема $p-i-n$ диода на СВЧ показана на рис. 13. Здесь: C – емкость $p-i-n$ -структуры; r_s – сопротивление потерь сильно легированных областей, контактов и выводов диода; L – индуктивность выводов; R_i – сопротивление i -слоя; C_k – емкость корпуса.

Сопротивление r_s составляет от 0,2 до 5 Ом и уменьшается при увеличении обратного смещения. Сопротивление i -слоя для $p-i-n$ диодов фирмы Hewlett-Packard приблизительно зависит от прямого тока по формуле:

$$R_i = 26 / I_0^{0,87} \quad (I_0 - \text{в мА}) \quad (5.2)$$

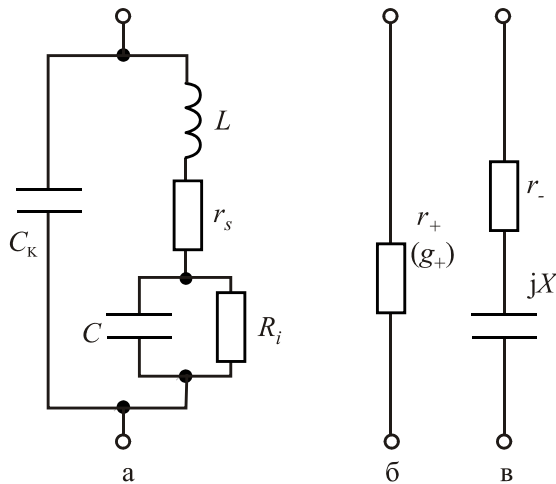


Рис. 13

Емкость i -слоя практически не зависит от режима работы диода и может быть рассчитана по формуле плоского конденсатора $C = \epsilon \epsilon_0 S / w$, где $\epsilon = 11,8$ для кремния. На рис 13б, в представлены упрощенные эквивалентные схемы для режимов прямого тока и обратного смещения. В режиме обратного смещения $z = r_- + R_i / (\omega C)^2 - j / (\omega C)$, где $R_i / (\omega C)^2$ – сопротивление, вносимое потерями в i -слое, а $j / (\omega C)$ – емкостное сопротивление i -слоя (R_i – сопротивление i -слоя).

Можно ввести *критическую частоту диода*, которая характеризует эффективность диода при применении в коммутационных устройствах СВЧ,

$$f_{\text{кр}} = 1 / (2\pi C \sqrt{r_+ r_-}) \quad \text{и} \quad \text{качество} \quad \text{диода:}$$

$K = (\sqrt{R_3 - 1}) / (\sqrt{R_{\text{п}} - 1}) = (f_{\text{кр}} / f)^2$, где R_3 и $R_{\text{п}}$ – потери запирающего и пропускающего выключателя, в котором используется диод, а f – рабочая частота. Если потерями в r_s можно пренебречь, тогда критическая частота

$f_{кр} = f \sqrt{R_i/r_+}$ и качество диода $K = R_i/r_+$. Также в систему параметров диода входят: пробивное напряжение $U_{пр}$, максимальная рассеиваемая мощность $P_{расс. max}$ и некоторые другие величины.

Наиболее широко $p-i-n$ диоды применяются в коммутационных устройствах и в аттенуаторах СВЧ. Коммутационное устройство представляет собой в общем случае многополюсник с дискретно изменяемыми параметрами входящих в него полупроводниковых элементов. При этом коммутационное устройство имеет ряд состояний, которые можно считать стационарными. В каждом из таких состояний коммутатор представим как линейный, взаимный, пассивный многополюсник СВЧ. Аттенуатор представляет собой аналогичное устройство с медленно (по сравнению с частотой СВЧ-сигнала) изменяемыми параметрами.

Объект исследования

В данной лабораторной работе свойства $p-i-n$ диодов исследуются в составе управляемого аттенуатора СВЧ. Управляемые аттенуаторы делятся на два вида: с отражением и поглощением СВЧ мощности. В свою очередь, поглощение СВЧ мощности может происходить во внешних цепях или в $p-i-n$ диодах. В лабораторной работе используется аттенуатор с параллельным включением $p-i-n$ диодов в передающую линию, причем расстояние между диодами равно четверти длины волны в линии. Такое включение позволяет получить достаточно широкополосное устройство. Этот аттенуатор относится к типу аттенуаторов с поглощением СВЧ мощности в $p-i-n$ диодах. Для минимизации коэффициента отражения токи через диоды (рис. 14) выбираются в соответствии с (5.2) таким образом, чтобы сопротивления диодов r_+ изменялись в два раза от диода к диоду.

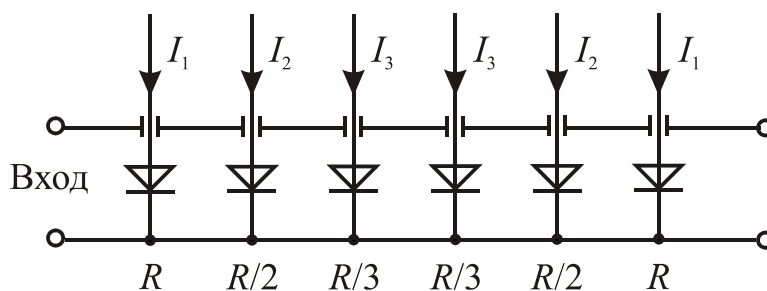


Рис. 14

Тогда волны, отраженные от последующего диода, интерферируют с волнами, отраженными от предыдущего диода и взаимно аннулируют друг друга. При этом ослабление СВЧ сигнала происходит за счет рассеяния в $p-i-n$ диодах при малом коэффициенте отражения.

Методика измерений

Измерения проводятся на полосковом аттенуаторе с независимой регулировкой тока каждого диода (используются диоды КА503). Изменяемыми величинами являются коэффициенты отражения и передачи аттенуатора в полосе частот при различных токах через диоды. Паспортный диапазон частот аттенуатора 2-4 ГГц. Исследуемый макет содержит на одной подложке с аттенуатором направленный ответвитель, который позволяет контролировать мощность, поступающую на аттенуатор. На рис. 15 представлена схема регулирования и измерения тока через диоды. Переменными резисторами $R_{п}$ производится изменение тока, а по величине падения напряжения на R измеряют ток диода. Если $U_n < 0$, то диоды переводятся в режим высокого сопротивления, а аттенуатор в режим минимальных потерь.

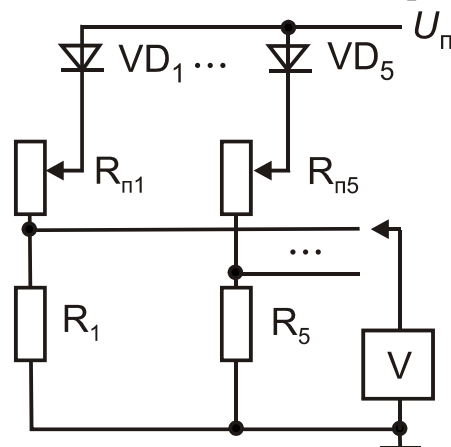


Рис. 15

На рис. 16 приведена блок-схема экспериментальной установки.

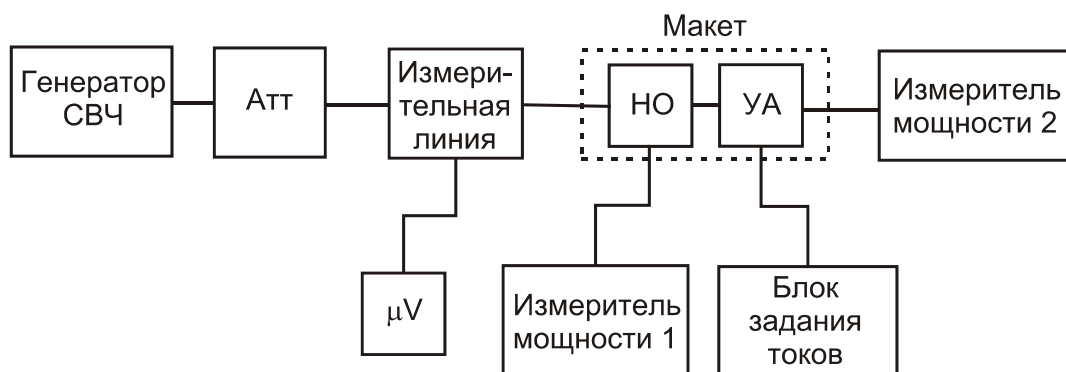


Рис. 16

Порядок проведения исследований

1. Включить и прогреть измерительные приборы в соответствии с инструкциями по их эксплуатации.
2. Подать на $p-i-n$ диоды отрицательное напряжение $\cong 10$ В и на восьми частотах из диапазона генератора определить переходное затухание направленного ответвителя, встроенного в плату управляемого аттенуатора. Для упрощения считать, что потери аттенуатора равны нулю. На этих же частотах определить КСВН аттенуатора.
3. Подать на диоды прямое смещение и на тех же частотах установить затухание аттенуатора на $p-i-n$ диодах 6 дБ, регулируя ток через диоды таким образом, чтобы минимизировать КСВН входа аттенуатора.

4. Повторить эти измерения при затухании 10 дБ.
5. Измерить затухание и КСВН аттенюатора в полосе частот при токах диодов, установлению для середины диапазона частот.
6. Построить графики затухания, КСВН и тока через диоды в зависимости от частоты. Определить по графикам рабочий диапазон частот.
7. Объяснить полученные зависимости.

Контрольные вопросы

1. Какова вольтамперная характеристика $p-i-n$ диода на постоянном токе?
2. Почему $p-i-n$ диоды как регулирующие элементы работают с некоторой частоты?
3. С какой целью в данном аттенюаторе $p-i-n$ диоды располагаются на расстоянии в четверть длины волны?
4. Назовите другие применения $p-i-n$ диодов?

6. ИССЛЕДОВАНИЕ БАЛАНСНОГО СМЕСИТЕЛЯ СВЧ

Цель работы: изучение принципа действия смесителей СВЧ на полупроводниковых диодах.

Общие положения

Смеситель совместно с гетеродином образуют преобразователь частоты, служащий для переноса спектра сигнала на промежуточную частоту $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_r$, на которой осуществляется основное усиление сигнала. Мощность поступающих на смеситель колебаний гетеродина мала (0,2 - 10 мВт), но она во много раз больше мощности сигнала. Преобразование частоты сигнала происходит за счет нелинейности характеристик смесительного диода.

В смесителях используются обращенные туннельные диоды (ОД), варикапы, точечно-контактные диоды (ТКД) и диоды с барьером Шоттки (ДШ). ДШ обладает более крутой, чем ТКД вольтамперной характеристикой и большим напряжением пробоя, а также большей механической прочностью. Однако ДШ требует большей мощности гетеродина.

Упрощенная эквивалентная схема смесительного диода приведена на рис 17. Единственно полезным для работы смесителя элементом этой схемы служит нелинейная проводимость запирающего (барьерного) слоя $g(u)$ (поэтому смесительные диоды часто называют *варисторами*).

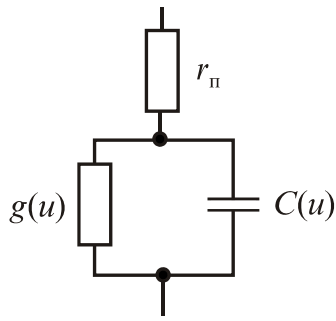


Рис. 17

Остальные элементы: сопротивление потерь диода r_{π} и нелинейная емкость $C(u)$ – являются паразитными и приводят к потере мощности преобразованного сигнала (нелинейность емкости вызывает преобразование сигнала на высшие комбинационные частоты).

Параметры смесителей и основные требования к ним. Работоспособность смесителя определяется следующими параметрами, которые и необходимо измерять: потери преобразования, коэффициент шума, полоса рабочих частот, КСВ входа и выхода, подавление сигнала по зеркальному каналу, подавление комбинационных составляющих, развязка между сигнальными и гетеродинными входами, динамический диапазон, требуемая мощность гетеродина.

Потери преобразования смесителя L_c определяются как отношение входной мощности СВЧ сигнала $P_{\text{вх.с}}$ (на входном сопротивлении смесителя) к выходной мощности сигнала на промежуточной частоте $P_{\text{пч}}$ (на входном сопротивлении УПЧ). Обычно потери выражаются в децибелах:

$$L_c = 10 \lg(P_{\text{вх.с}}/P_{\text{пч}}).$$

Потери преобразования смесителя складываются из потерь преобразования полупроводникового диода L_d , потерь рассогласования диодов по входу и выходу, а также потерь в пассивных элементах смесителя, например в направленных ответвителях.

Коэффициент шума смесителя является обобщенным параметром, который учитывает не только коэффициент шума диода $K_{\text{ш.д}}$ и потери преобразования, но и коэффициент шума усилителя ПЧ. С одной стороны

$$K_{\text{ш}} = L_c (K_{\text{ш.д}} + K_{\text{ш.упч}} - 1),$$

с другой, его можно определить обычным путем

$$K_{\text{ш}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вх.с}}/P_{\text{вх.ш}}}{P_{\text{вых.с}}/P_{\text{вых.ш}}}.$$

Подавление сигнала по зеркальному каналу определяется отношением мощности полезной промежуточной частоты к мощности ложного сигнала по зеркальному каналу P_3 :

$$K_{\text{н.з}} = 10 \lg(P_{\text{п.ч}}/P_3).$$

Необходимо помнить, что зеркальной частотой называется частота $\omega_3 = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{п.ч}}$ (названная так из-за «зеркального» расположения по отношению к частоте сигнала относительно частоты гетеродина).

Однотактный смеситель. При некоторых условиях можно пренебречь влиянием нелинейной емкости $C(u)$ и сопротивлением потерь диода. В результате смесительный диод представим в виде нелинейной проводимости $g(t)$ и емкости $C(t)$, изменяющихся под действием напряжения гетеродина (рис.18). Проводимость $g(t)$ является периодической функцией, изменяющейся с частотой ω_{Γ} , поэтому она может быть представлена в виде ряда Фурье с составляющими:

$$g_n(t) = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_0^{T_{\Gamma}} g(t) \cos n\omega_{\Gamma} t dt,$$

являющимися амплитудами n -й гармоники проводимости $g = di/du$.

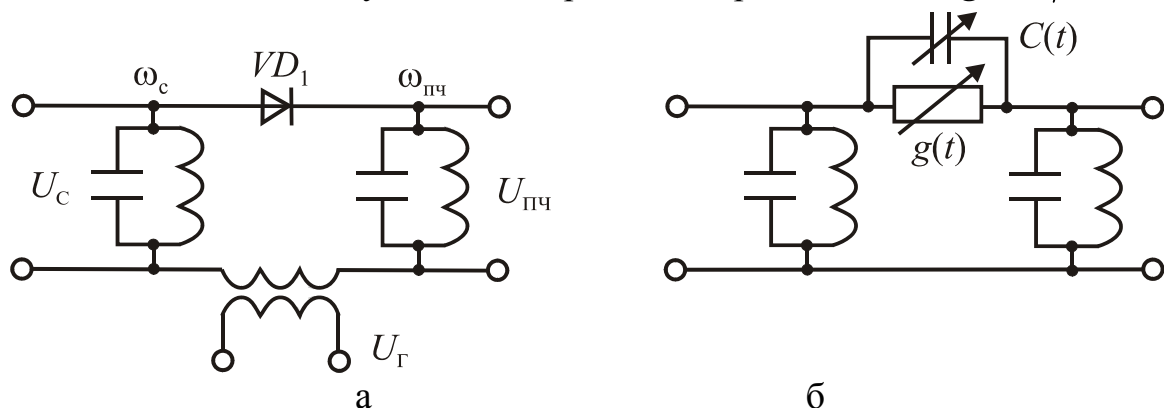


Рис. 18. Принципиальная электрическая (а) и эквивалентная (б) схемы однотактного смесителя

Если ограничиться рассмотрением колебаний только на трех частотах (сигнала, промежуточной и зеркальной), то смеситель можно представить в виде *линейного шестиполосника с постоянными параметрами*, который можно описать в Y -параметрах:

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_{пч} \\ I_3 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_{пч} \\ U_3 \end{bmatrix}.$$

Если ввести проводимость входной цепи на зеркальной частоте y_3 ($I_3 = -y_3 U_3$), то из предыдущего уравнения можно исключить ток и напряжение зеркальной частота и получить:

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_{пч} \end{bmatrix} = [Y^{пр}] \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_{пч} \end{bmatrix},$$

где элементы матрицы $[Y^{пр}]$ выражаются через гармоники проводимости g_n и проводимость y_3 , то есть свойства преобразователя частот определяются не только параметрами смесительного диода и мощностью гете-

родина, но и характером проводимости входной цепи смесителя по зеркальной частоте.

Шумы гетеродина вносят заметный вклад в общий шум преобразователя частоты. Спектр шума гетеродина $G_{\Gamma}(f)$ определяется частотной характеристикой его резонансной системы (рис. 19). Составляющие спектра шума, которые отстоят от частоты гетеродина на $\pm f_{\text{ПЧ}}$ и лежат в полосе $\Delta f_{\text{ПЧ}}$, взаимодействуя в смесительном диоде с колебаниями гетеродина, дают на выходе преобразователя составляющие, которые попадают в полосу пропускания УПЧ.

Из рис. 19 видно, что чем выше добротность резонансной системы гетеродина и промежуточная частота, тем меньшую мощность имеют эти составляющие шума, т.е. тем меньше относительная шумовая температура гетеродина t_{Γ} .

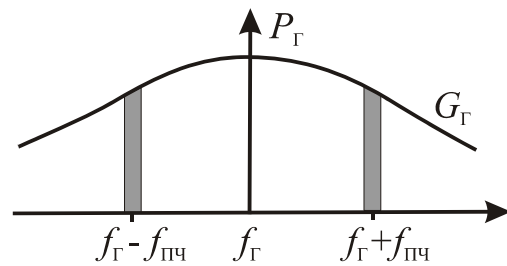


Рис. 19

Балансные и двойные балансные смесители. Для уменьшения шумов гетеродина применяют балансные смесители (рис. 20). Смеситель содержит два диода, которые включены так, что их токи i_{D1} и i_{D2} протекают в первичной обмотке выходного трансформатора WT2 во встречных направлениях. При этом синфазные составляющие магнитного потока взаимно компенсируются, а противофазные складываются. Изучите, как эта схема преобразует частоту. Напряжение гетеродина подается на диоды синфазно, а напряжение сигнала – противофазно.

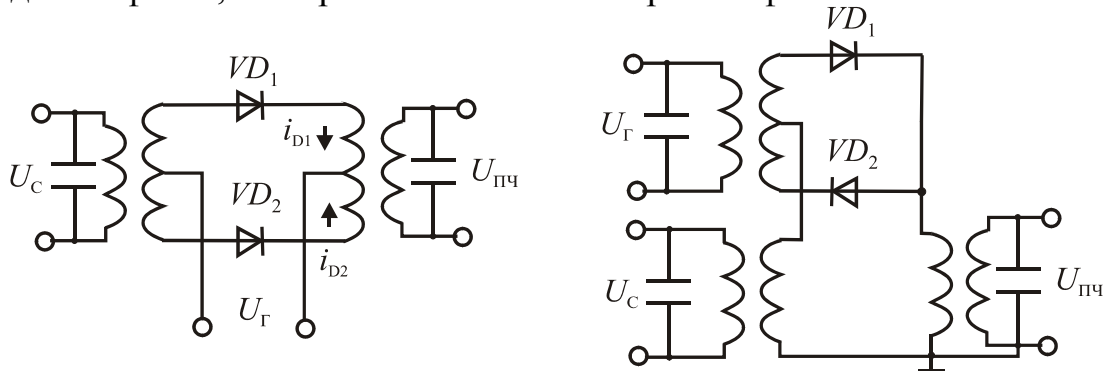


Рис. 20

Следовательно, токи преобразованного колебания промежуточной частоты в обоих диодах также противофазные и поэтому создаваемые ими магнитные потоки складываются и наводят во вторичной обмотке трансформатора WT2 напряжение промежуточной частоты.

Аппроксимируем ВАХ диодов рядом Тейлора

$$i_d = I_0 + au_d + bu_d^2 + \dots \quad (6.1)$$

К первому смесительному диоду прикладывается сумма напряжений $u_{д1}(t) = u_r(t) + u_c(t)$, а ко второму – разность $u_{д2}(t) = u_r(t) - u_c(t)$. Здесь $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ – напряжение сигнала, $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$ – напряжение гетеродина. Подставляя выражения для $u_{д1}(t)$ и $u_{д2}(t)$ в (6.1), найдем токи диодов: $i_{д1} = i_d(u_{д1})$, $i_{д2} = i_d(u_{д2})$.

Результирующий ток в первичной обмотке трансформатора WT_2

$$i = i_{д1} - i_{д2} \approx 2aU_c \cos \omega_c t + 2bU_r U_c \cos(\omega_c - \omega_r) + \dots$$

Первое слагаемое характеризует прямое прохождение сигнала через смеситель, что опасно при $\omega_c = \omega_{пч}$, а второе слагаемое – полезное преобразование частоты. В связи с тем, что составляющие токов с частотой гетеродина ω_r взаимно компенсируются, шумы гетеродина не попадают на выход смесителя и при идеальной симметрии схемы относительная шумовая температура гетеродина ($T_r = 0$).

Проведя аналогичные выкладки для токов в трансформаторе WT_1 , легко видеть, что балансный смеситель позволяет уменьшить мощность гетеродина, просачивающуюся в антенну приемника.

Балансный смеситель по схеме на рис. 20,а практически не применяется в диапазоне СВЧ ввиду сложности реализации симметричного выходного трансформатора. Более распространена другая схема (рис.20,б), принципиально не отличающаяся от первой. Разница состоит в том, что в ней отсутствует выходной трансформатор, напряжение гетеродина подается на диоды в противофазе, в напряжение сигнала – в фазе. Однако из-за встречного включения диодов в этой схеме сохраняются те же фазовые соотношения и те же свойства, что и в балансном смесителе по схеме рис. 20,а.

Основным узлом балансного смесителя диапазона СВЧ является гибридное соединение, осуществляющее равное деление мощности входного сигнала и колебаний гетеродина между диодами с заданными фазовыми соотношениями, а также обеспечивающее максимальную развязку между входами сигнала и гетеродина. В качества таких соединений обычно используют двух- и трех шлейфные направленные ответвители (НО), гибридные кольца и НО на связанных полосковых линиях.

Топология одного балансного смесителя изображена на рис. 21.

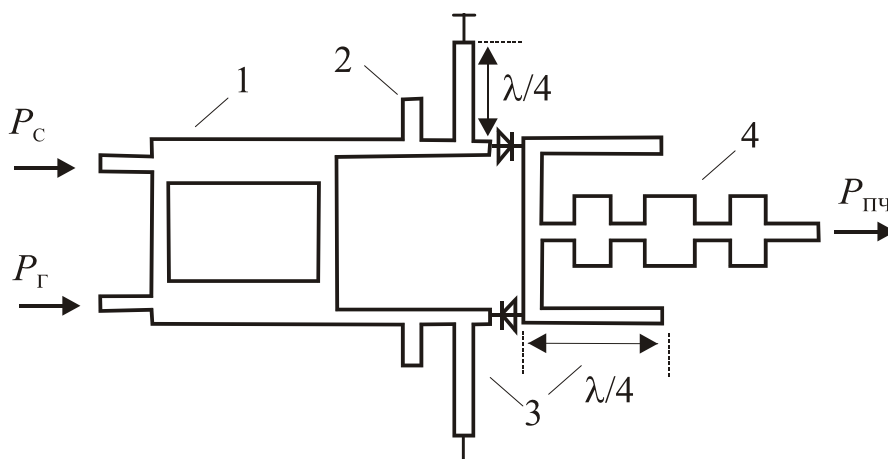


Рис. 21. Топологическая схема балансного смесителя:
1 – НО; 2 – согласующие шлейфы; 3 – четвертьволновые шлейфы; 4 – ФНЧ

Двухшлейфные НО обеспечивают развязку сигнала и гетеродина не хуже 20 дБ при КСВН < 1,5 в полосе частот около 10%. Полоса пропускания трехшлейфных ответвителей расширяется до 20% и более. Потери преобразования этих схем $L_D \approx 6...8$ дБ. Балансные смесители обычно работают при нулевом смещении на диодах.

Двойной балансный смеситель по кольцевой схеме (рис. 22) обладает дополнительным преимуществом – более высокой избирательностью по каналу прямого прохождения. Благодаря симметрии используемых в схеме трансформаторов и диодов обеспечивается внутренняя взаимная развязка входов сигнала, гетеродина и выхода смесителя.

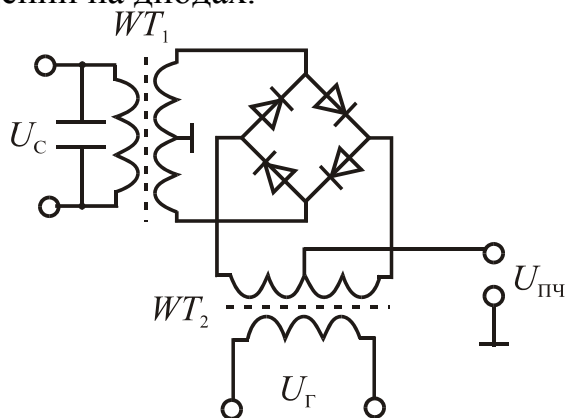


Рис. 22

В этом можно убедиться, найдя результирующий ток первичной обмотки выходного трансформатора WT_2 . Здесь, в отличие от балансного смесителя, отсутствует составляющая с частотой сигнала ω_c .

Порядок выполнения работы

1. Зарисовать топологию используемого смесителя и объяснить назначение его составных частей.
2. Подключить макет смесителя к генераторам, используемым в качестве источника сигнала и гетеродина, и к спектроанализатору С4-27. Помните, что мощность гетеродина не должна превышать 10 мВт, а мощность сигнала < 10 мкВт.
3. Определить рабочую полосу частот смесителя, устанавливая частоту

гетеродина в диапазоне 4-5 ГГц и частоту ПЧ – около 1 ГГц. Критерий границы полосы – уменьшение коэффициента передачи на 3 дБ.

4. Измерить коэффициент подавления сигнала гетеродина на сигнальном входе.

Контрольные вопросы:

1. Изобразите спектральный состав колебаний в преобразователе частоты.
2. Почему происходит преобразование частоты в смесителе?
3. Каковы преимущества и недостатки балансного смесителя?
4. Каковы особенности построения балансного смесителя на СВЧ?

7. ВАРАКТОРНЫЙ УДВОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Цель работы: изучение принципа действия удвоителя частоты на полупроводниковом диоде с переменной емкостью (варакторе).

Основные положения

Умножитель частоты (УЧ) – важный узел радиопередающего устройства; часто приходится формировать сигнал на частоте, меньшей выходной частоты передатчика, и за формирователем (кварцевый генератор, автогенератор с электронной перестройкой и т. д.) включать один или несколько каскадов УЧ. Умножение обычно осуществляют с помощью варакторов и транзисторов, либо путем синхронизации автогенератора на частоте около $f_{\text{ВЫХ}} \cong n f_0$ (n – коэффициент умножения), сигналом задающего генератора с частотой f_0 .

Основными характеристиками УЧ являются: коэффициент умножения, выходная частота, коэффициент усиления (ослабления) мощности, КПД; в варакторных УЧ под КПД обычно понимают отношение $P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$; подавление (по сравнению с $f_{\text{ВЫХ}}$) неизбежно присутствующих в выходном спектре побочных составляющих, в первую очередь отстоящих от $f_{\text{ВЫХ}}$ на $\pm f_0$; степень согласования на входе (входной КСВ); полоса пропускания, в которой эти характеристики сохраняют определенные значения; амплитудная и фазовая характеристики, шумовые характеристики. Также являются важными температурная стабильность, повторяемость параметров от образца к образцу, критичность настройки и т. д.

Теория варакторного удвоителя

Простейшая теория базируется на представлении варактора идеальной нелинейной емкостью. Правая ветвь вольт-кулоновой характеристики (ВКХ) идеального варактора (рис. 23) соответствует запирающему

смещению на варакторе, левая – отпирающему. Нелинейную емкость характеризуют зависимостью средней $C_{cp} = q/u_B$ или дифференциальной $C_B = dq/du_B$ емкости от смещения u_B . ВКХ запертого варактора (на рис. 7.1 $u_B > 0, q > 0$) описывается выражением

$$u_B = Aq^{1/1-\gamma}, \quad (7.1)$$

где для «резкого» и «плавного» $p-n$ -переходов $\gamma=1/2$ и $1/3$ соответственно. Хорошие результаты дает кусочно-линейная аппроксимация ВКХ ($\gamma=0$). Соотношение (7.1) записано в предположении, что контактная разность потенциалов равна нулю. Простейшие расчеты для $\gamma = 1/2$ дают $C_{cp} = 1/\sqrt{Au_B}$; $C_B = C_{cp}/2$; для $\gamma=1/3$ $C_B = 2C_{cp}/3$.

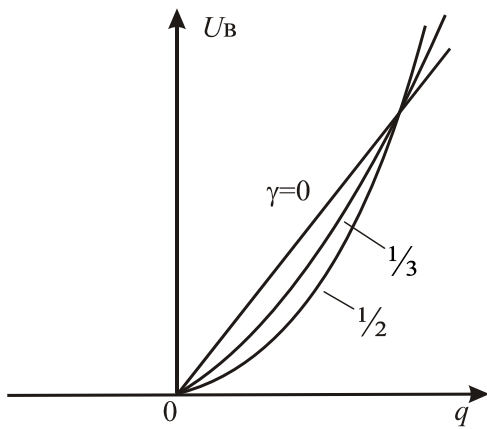


Рис. 23. Вольт-кулоновые характеристики варакторов

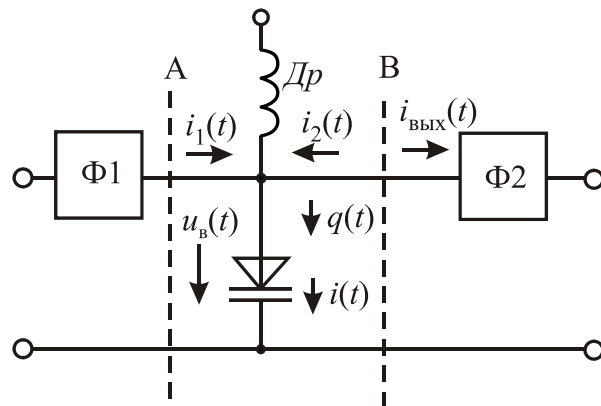


Рис. 24. Схема варактора с фильтрами на входе и на выходе

В области отпирающих смещений ВКХ аппроксимируется горизонтальной линией (рис. 7.1), это соответствует бесконечным значениям C_{cp} и C_B при $q < 0$.

Заряд варактора $q(t)$ и ток $i(t) = dq/dt$ (рис. 24), протекающий через варактор, имеют следующую форму:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) = \omega Q_1 \cos \omega t + 2\omega Q_2 \cos 2\omega t = I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t \quad (7.2)$$

$$q(t) = Q_0 + Q_1 \cos \omega t + Q_2 \cos 2\omega t. \quad (7.3)$$

Заряд $q(t)$ содержит постоянную составляющую Q_0 ; при постоянных Q_1 и Q_2 можно менять Q_0 , изменяя постоянную составляющую U_0 напряжения на варакторе. В общем случае вторая гармоника заряда (соответственно и тока) может иметь произвольную фазу по отношению к фазе первой гармоники, поэтому в (7.3) вместо $Q_2 \sin 2\omega t$ следует записать $Q_2 \sin(2\omega t + \varphi)$, где φ – произвольная фаза. Однако форма заряда (7.3) соответствует максимуму преобразуемой варактором мощности и вопрос об оптимальном значении φ здесь не обсуждается. При протекании через варактор заряда (7.3) напряжение $u_B(t)$ на нем имеет сложную

форму, которую можно представить в виде ряда Фурье по синусам и косинусам частот $n\omega$, где n —целое число; однако для расчета импеданса удвоителя, оптимального импеданса нагрузки и уровня преобразуемой мощности нужны лишь составляющие с частотами ω и 2ω , поскольку при бигармоническом токе (7.2) только они дают вклад в энергетический баланс. Тогда

$$u_{\text{в}}(t) = U_0 + U_{1c} \cos \omega t + U_{1s} \sin \omega t + U_{2c} \cos 2\omega t + U_{2s} \sin 2\omega t + \dots, \quad (7.4)$$

где индексы c и s обозначают косинусные и синусные составляющие. В простейшем случае моногармонического воздействия на варактор $Q_2 = 0$, а напряжение на варакторе имеет форму усеченных синусоидальных импульсов

$$u_{\text{в}}(t) = \frac{Q_0}{C} \gamma_0(\theta) + \frac{Q_1}{C} \gamma_1(\theta) \sin \omega t + \dots,$$

где γ_0 и γ_1 — коэффициенты разложения, $\cos \theta = -Q_0/Q_1$. Усредненная по первой гармонике емкость $C_{\text{вх}} = I_1/\omega U_{1s} = C/\gamma_1(\theta)$.

При бигармоническом заряде составляющие в (7.4) определяют, раскладывая функцию $u_{\text{в}}(t)$ сложной формы в ряд Фурье с помощью известных общих приемов. Положим в (7.3) $Q_0 = 0$ и $Q_2 \leq 0,5Q_1$ или, что то же самое, $I_2 \leq I_1$ (рис. 25). Соблюдение этих условий облегчает для случая $\gamma = 0$ интегрирование при нахождении коэффициентов ряда Фурье (7.4), поскольку в промежутке времени от 0 до π $q > 0$ и $u_{\text{в}} > 0$, а форма $u_{\text{в}}(\omega t)$ при $\gamma = 0$ с точностью до коэффициента $1/C$ повторяет форму $q(\omega t)$ (7.3); при $\pi < \omega t < 2\pi$ $u_{\text{в}} = 0$.

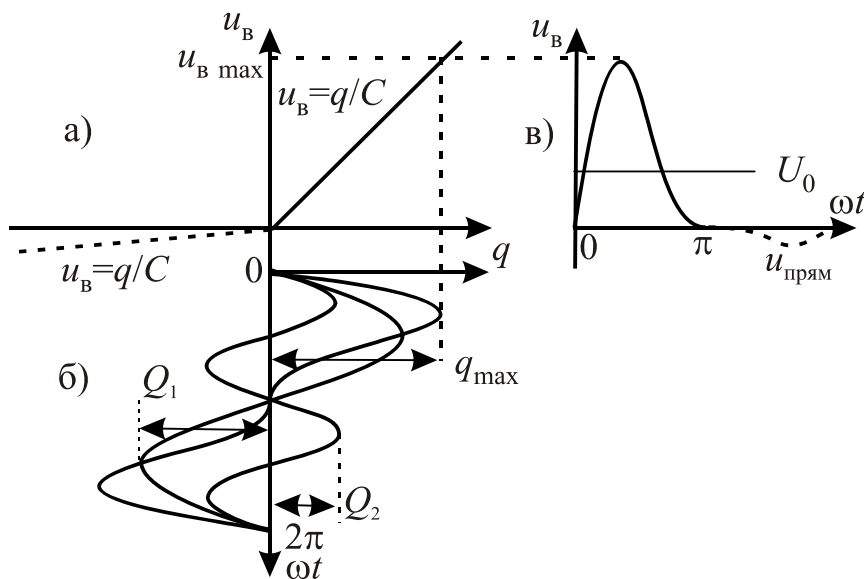


Рис. 25. Форма напряжения на варакторе при бигармоническом заряде

Если же $Q_2 > 0,5Q_1$ или $Q_0 \neq 0$, то необходимые при вычислении коэффициентов Фурье пределы интегрирования – точки пересечения оси ωt импульсом $u_e(\omega t)$ – приходится определять из трансцендентного уравнения. При $Q_0 = 0$, $Q_2 < 0,5Q_1$ коэффициенты ряда (7.4) равны

$$U_{1c} = \frac{2I_2}{3\pi\omega C}; U_{1s} = \frac{I_1}{2\omega C}; U_{2c} = -\frac{2I_1}{3\pi\omega C}; U_{2s} = \frac{I_2}{4\omega C}. \quad (7.6)$$

Соответственно составляющие усредненного по первой гармонике полного входного сопротивления $Z_{ex} = R_{ex} + 1/(j\omega C_{ex})$

$$R_{ex} = \frac{U_{1c}}{I_1} = \frac{2I_2}{3\pi\omega CI_1}; C_{ex} = \frac{I_1}{\omega U_{1s}} = 2C. \quad (7.7)$$

Зная коэффициенты U_{2c} и U_{2s} , можно найти составляющие импеданса нагрузки по второй гармонике, при которой реализуется режим с заданным (7.2) и рис. 25 отношением модулей и фаз второй и первой гармоник тока. Правее сечения **В** на рис. 24 должна быть включена нагрузка с импедансом $Z_H = R_H + jX_H$ на второй гармонике, равным отношению комплексной амплитуды второй гармоники напряжения $u_2(t) = U_{2c} \cos 2\omega t + U_{2s} \sin 2\omega t$ к амплитуде выходного тока $i_{вых} = -i_2 = -I_2 \cos 2\omega t$. Соответственно из сопоставления (7.4), (7.2), (7.6) легко найти составляющие Z_H .

$$R_H = -\frac{U_{2c}}{I_2} = \frac{2I_1}{3\pi\omega CI_2}; X_H = 2\omega L_H = \frac{U_{2s}}{I_2} = \frac{1}{4\omega C}. \quad (7.8)$$

Реактивная составляющая оптимальной нагрузки носит индуктивный характер, ее модуль равен модулю сопротивления емкости, равной $2C$ на частоте 2ω . Входная $P_{ex} = I_2^2 R_H / 2$ и выходная $P_{вых} = I_2^2 R_H / 2$ мощности совпадают:

$$P_{ex} = P_{вых} = \frac{I_1 I_2}{3\pi\omega C} = \frac{2\omega Q_1 Q_2}{3\pi C}, \quad (7.9)$$

т.к. варактор считался идеальным и потери в нем не учитывались.

Нетрудно показать, как зависит преобразуемая мощность от параметров варактора, в первую очередь от емкости C и пробивного напряжения. Из рис. 25 ясно, что рост Q_1 и Q_2 для увеличения $P_{вых}$ (7.9) ограничивается напряжением пробоя варактора: q_{max} на рис. 25 не должно быть больше значения, соответствующего пробивному напряжению $u_{в max} < U_{пр}$ на ВКХ. В [10] показано, что максимум $P_{вых}$ при заданном $U_{пр}$ имеет место при $Q_2 \sim 0,5Q_1$; при этом $q_{max} \sim 1,3Q_1$ (рис. 25). Значе-

ния $u_{\epsilon \max}$ и Q_1 связаны между собой соотношением $u_{\epsilon \max} = q_{\max}/C = 1,3Q_1/C$.

Умножая числитель и знаменатель (7.9) на Q_1 , при $Q_2/Q_1 = 0,5$ получаем

$$P_{\text{вых max}} = 0,06u_{\epsilon \max}^2 \omega C. \quad (7.10)$$

Ясно, что для увеличения $P_{\text{вых}}$ при заданной входной частоте необходимо увеличивать пробивное напряжение и емкость варактора. Значительное увеличение C приводит к уменьшению R_{ex} (7.7). Если R_{ex} становится соизмеримым с сопротивлением потерь варактора R_s , включенным последовательно с нелинейной емкостью и сопротивлением потерь элементов СТЦ, то КПД умножителя существенно уменьшается. Именно поэтому при разработке мощных варакторов стремятся увеличивать не емкость C , а пробивное напряжение, для чего соединяют последовательно в одном корпусе несколько варакторных структур, при этом приходится существенно усложнять конструкцию корпуса. Соотношения (7.7), (7.8) носят частный характер ($\gamma = 0$; $Q_0 = 0$; $Q_2 < 0,5Q_1$), однако именно принятые ограничения позволяют получить легко интерпретируемые результаты. Таблицы расчетных данных для удвоителя [10] (табл. 7.1) обсудим подробно.

Таблица 7.1 Параметры варакторных удвоителей

γ	Λ	$\frac{P_{\text{вых}}}{\omega C_{\text{cp}} u_{\epsilon \max}^2}$	$R_{\text{ex}} \omega C_{\text{cp}}$	$\frac{C_{\text{ex}}}{C_{\text{cp}}}$	$R_n \omega C_{\text{cp}}$	$\frac{1}{X_n 2 \omega C_{\text{cp}}}$	$\frac{U_0}{u_{\epsilon \max}}$	$\frac{P_s}{P_{\text{вых}}} \omega C_{\text{cp}} R_s$
0	0,33	0,022	0,117	1,37	0,204	1,67	0,35	13,4
	0	0,062	0,213	2	0,211	2	0,25	9,4
1/3	1	0,008	0,095	0,98	0,147	1	0,41	16,8
	0,55	0,022	0,152	1,28	0,237	1,39	0,33	10,7
	0,25	0,038	0,189	1,67	0,258	1,63	0,27	9,2
1/2	1	0,013	0,16	1	0,272	1	0,35	10
	0,55	0,028	0,196	1,35	0,302	1,25	0,28	8,3
	0,25	0,042	0,195	1,78	0,302	1,47	0,24	8,3

Параметр $\Lambda = Q_0/(q_{\max} - Q_0)$ характеризует степень отпирания варактора; значение $\Lambda = 1$ ($q_{\max} = 2Q_0$) соответствует границе отпирания; при $\Lambda > 1$ варактор в течение всего периода заперт (на рис. 25 $q > 0$). При $\gamma = 0$ и $\Lambda \geq 1$ умножения частоты не происходит, при $\gamma = 1/2$; $1/3$ и $\Lambda \geq 0$ умножение частоты происходит вследствие нелинейности ВКХ запертого варактора. Максимальное мгновенное значение напряжения

$u_{\epsilon \max}$ на ВКХ соответствует q_{\max} . Средняя емкость варактора $C_{cp} = q_{\max} / u_{\epsilon \max}$.

Таблица 7.1 рассчитана для идеального варактора, у которого КПД равно 1. Несколько факторов приводят к потерям мощности в варакторе и уменьшению КПД умножителя. Первым фактором является наличие сопротивления потерь R_s , включенного последовательно с идеальным варактором. В паспорте указывают значение R_s или предельную частоту f_{np} при оговоренном запирающем смещении (обычно 6, 4 или 0 В), на этой частоте $2\pi f_{np} C_{\epsilon} R_s = 1$. В сопротивлении R_s теряется мощность, поскольку через него, например, в удвоителе, протекают токи первой и второй гармоник, соответственно мощность потерь в R_s $P_s = (I_1^2 + I_2^2) R_s / 2$. Соответственно за счет потерь в R_s уменьшается КПД.

КПД варакторных умножителей уменьшается еще и вследствие детектирования, неизбежно происходящего в цепи варактора при работе в режиме частичного отпираания ($\Lambda < 1$).

Дело в том, что емкость реального варактора в области прямых смещений C_d не бесконечна, соответственно ВКХ имеет некоторый наклон (штриховая линия на рис. 25,а). При прямом смещении параллельно емкости C_d включено сопротивление r , учитывающее рекомбинацию неосновных носителей в базе варактора [9]. Через это сопротивление протекает импульс прямого тока, постоянная составляющая которого пропорциональна площади импульса напряжения на открытом варакторе ($u_{npям}$ на рис. 25,б) и обратно пропорциональна r . Постоянное напряжение на варакторе U_0 (7.4) – запирающее, а ток I_0 – прямой, соответственно источник постоянного смещения (рис. 24) потребляет мощность $I_0 U_0$, при автоматическом смещении эта мощность выделяется в резисторе автосмещения. Поскольку единственный источник мощности в умножителе – генератор входной частоты мощностью $P_{вх}$, то ее часть потребляет источник постоянного смещения, и КПД умножителя уменьшается. Эти потери тем меньше, чем меньше I_0 по сравнению с $I_1 = \omega Q_1$; в идеальном варакторе $r = \infty$ и $I_0 = 0$. Условие $I_0 \ll I_1$ выполняется при $\omega C_d r \gg 1$ или $\omega \tau_{жс} \gg 1$. Детектирование во входной цепи слабо влияет на КПД при $\omega \tau_{жс} > 20$. Еще одной причиной потерь мощности в варакторе является конечное время восстановления закрытого состояния p - n -перехода – τ_{ϵ} в табл. 7.2. Чтобы эти потери не снижали КПД, нужно чтобы $\tau_{\epsilon} < (0,2 \dots 0,5) / f_{\epsilon}$, где f_{ϵ} – верхняя частота диапазона выходных частот умножителя.

В настоящее время выпускаются варакторы, выходная мощность которых достигает 20...30 Вт до частот 2...3 ГГц (табл. 7.2); с дальнейшим ростом частоты выходная мощность уменьшается. В диапазоне выходных частот до 3...4 ГГц $\eta = 60...70\%$ (удвоитель, $\times 2$), 45...50% ($\times 3$), 30...40% ($\times 4$). При дальнейшем увеличении выходных частот КПД уменьшается. На выходных частотах выше 10...20 ГГц для умножения используют нелинейность ВКХ запертого варактора ($\Lambda \geq 1$), тогда параметры открытого варактора $\tau_{жс}$, τ_{ϵ} не влияют на работу умножителя.

Таблица 7.2 Параметры кремниевых варакторов

Тип	Число последовательно соединенных структур	Кратность умножения	Выходные частоты, ГГц	Выходная мощность, Вт	Пробивное напряжение, В	Емкость диода при -6 В	Тепловое сопротивление °С/Вт	τ_{ϵ} , пс	$\tau_{жс}$, пс
ДН110	1	2	2...4	9,0	60	3,5	25	400	100
ДН252	1	2	2...8	3,0	40	1,5	50	200	35
КА609А	1			2,0	40	1,1...1,8			

Приведем пример расчета топологии удвоителя частоты с выходной мощностью около 1,2...1,4 Вт на частоте 2 ГГц на варакторе ДН110 (табл. 7.2) при $u_{\epsilon \max} = 50$ В. Для $\gamma = 1/3$ при $u_{\epsilon} = 50$ В $C_{\text{в}} = C_6 \sqrt[3]{6} / \sqrt[3]{u_{\epsilon}} = 1,73$ пФ, а $C_{\text{ср}} = 1,5 \cdot C_{\text{в}} = 2,59$ пФ; здесь C_6 – емкость при напряжении -6 В.

Приняв $\Lambda = 0,25$, по табл. 7.1 находим $P_{\text{вых}} = 1,79$ Вт; с учетом потерь в варакторе реальная выходная мощность будет около 1,2...1,4 Вт; $R_{\text{вх}} = 10$ Ом, $C_{\text{вх}} = 4,33$ пФ, $Z_{\text{н}} = 13,8$ Ом, $X_{\text{н}} = 2\omega_2 L_{\text{н}} = 16,35$ Ом. Эти данные нужны для расчета СТЦ на входе и выходе. По табл. 7.1 находим также $U_0 = u_{\epsilon \max} \cdot 0,27 = 13,5$ В. При проектировании СТЦ необходимо учесть и индуктивности проводников, соединяющих варактор с МПЛ; примем $L_{1,2} = 0,25$ нГн, (1,57 Ом на f_0 и 3,14 Ом на $f_{\text{вых}}$).

Рассмотрим схему умножителя, в которой в качестве СТЦ использованы МПЛ (рис. 26). Выходная цепь построена так, что импеданс цепи правее точки 4 равен $Z_{\text{н}} = 13,8 + j16,35$ Ом на второй гармонике. Линия правее точки 6 – 50-омная; трансформация сопротивления, равного 50 Ом, в $Z_{\text{н}}$ в точке 4 осуществляется с помощью линии 5–6, волновое сопротивление и длина которой выбирается соответствующим образом.

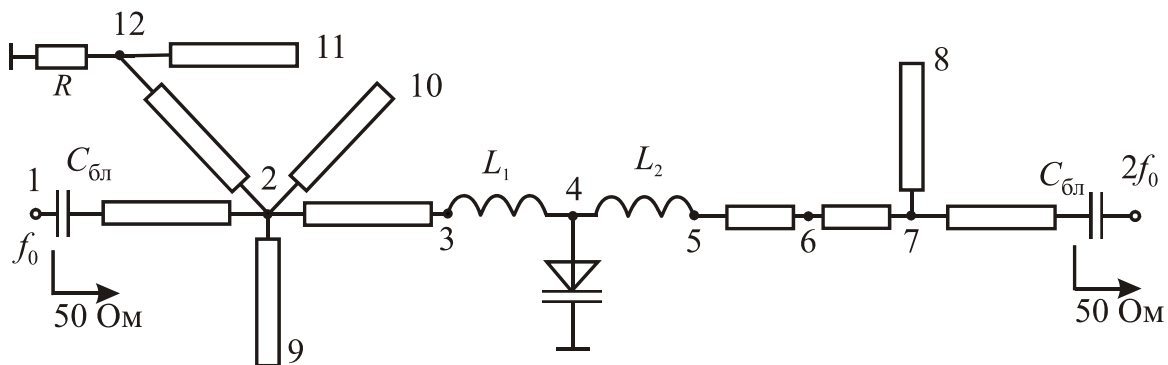


Рис. 26. Схема варакторного удвоителя частоты

Четвертьволновый на частоте f_{ex} разомкнутый отрезок 7–8 закорачивает точку 7 на землю по первой и третьей гармонике, что подавляет эти составляющие в выходном спектре; на частоте $2f_0$ этот отрезок не нарушает согласования тракта правее точки 6, т.к. частоте $2f_0$ имеет бесконечное входное сопротивление. Длина линии 6–7 с Z_g 50 Ом выбрана так, чтобы входной импеданс цепи правее точки 5 на частоте f_0 был бесконечным. В результате амплитуда тока частоты f_0 в выходной цепи варактора равна нулю.

Поясним выбор параметров линии 5–6. Она должна трансформировать сопротивление 50 Ом из точки 6 в импеданс $Z_H = 13,8 + j 13,2$ Ом в точке 5 на частоте $2f_0$. Волновое сопротивление и длину этой линии можно выбрать, используя круговую диаграмму. Длина 50-омной линии 6–7 выбирается из условия бесконечности входного импеданса цепи правее точки 5 на частоте f_0 ; точка 7 на f_0 закорочена на землю. При расчете находим, что электрическая длина линии 6–7 на f_0 равна $0,03\lambda$. На второй гармонике входной импеданс отрезка 7–8 бесконечен и он не нарушает согласования тракта правее точки 6.

Определим параметры входной цепи на рис. 26. Здесь предусмотрены меры, предотвращающие проникновение второй и третьей гармоник во входную цепь. Импеданс цепи левее точки 3 на второй гармонике бесконечен, поскольку длина линии 3–2 выбрана равной $\lambda/4$ на $2f_0$ и в точку 2 включена линия 2–10 длиной $\lambda/4$ на $2f_0$. Таким образом, ток второй гармоники через входную цепь не протекает, и точка 2 заземлена по второй гармонике. Здесь же включена разомкнутая линия 2–9 ($\lambda/4$ на $3f_0$), она заземляет точку 2 по третьей гармонике. Волновое сопротивление линии 2–3, длина которой уже зафиксирована, выбирается так, чтобы импеданс умножителя по первой гармонике в точке 3 $Z_H = (10 - j 35,2)$ Ом трансформировалось в точку 2 в комплексную проводимость $Y_2 = 1/R_2 - j/X_2$, вещественная часть которой $1/R_2 = 0,02$ См ($R_2 = 50$ Ом). Расчет по круговой диаграмме дает $Z_{c-3} = 65$ Ом, при этом $X_2 = +22,4$ Ом. Остальные линии рассчитываются аналогично.

Между точкой 12 и землей включен резистор автосмещения, обычно его сопротивление 10...20 кОм. В нашем случае на варактор подают постоянное напряжение от отдельного источника. Блокировочные конденсаторы на входе и выходе предотвращают короткое замыкание диода по постоянному току через внешние цепи.

Описание экспериментальной установки

Установка собрана по блок-схеме рис. 27:

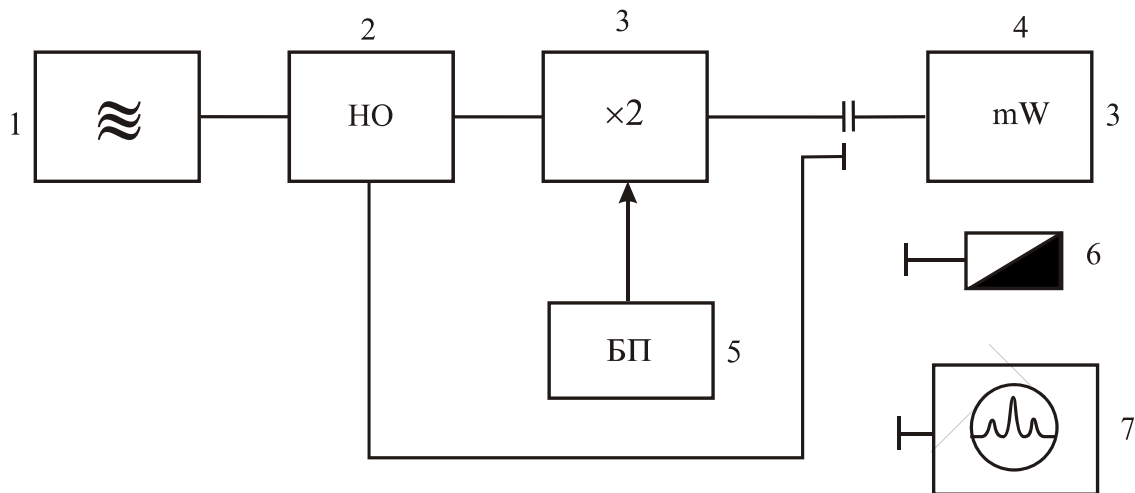


Рис. 27

1 – Генератор СВЧ, 2 – направленный ответвитель, 3 – удвоитель, 4 – измеритель мощности, 5 – источник отрицательного напряжения, 6 – согласованная нагрузка, 7 – спектроанализатор.

Задание и методика измерений

1. Собрать схему, подключив к направленному ответвителю измеритель мощности, а к выходу удвоителя частоты – спектроанализатор (использовать соответствующий аттенюатор).

2. Измерить уровень входной мощности на удвоителе.

3. Переключив измеритель мощности на выход удвоителя, измерить выходную мощность. Снять зависимости выходной мощности от напряжения смещения на варакторе.

4. Рассчитать коэффициент передачи и КПД удвоителя.

Контрольные вопросы

1. Каковы вольт-кулоновые характеристики варакторов?
2. Каким образом осуществляется умножение частоты в варакторах?
3. Для чего необходимы полосно-пропускающие фильтры на входе и выходе варакторного удвоителя частоты?
4. В каких режимах работает исследуемый удвоитель частоты?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ: В 2 т. – М. Высш. шк., 1972.–Т.2.–376 с.
2. Электронные приборы сверхвысоких частот; Учеб. пособие/Под ред. В. Н. Шевчика.–Саратов: Изд-во СГУ, 1980.–416 с.
3. Левитский С.М., Кошева С.В. Вакуумная и твердотельная электроника СВЧ: Учеб. пособие.–К.: Высш. шк., 1986.–271с.
4. Микроэлектронные устройства СВЧ /Под ред. Г.И. Веселова.–М.: Высш. шк., 1968.–280 с.
5. Микроэлектронные устройства СВЧ /Н.Т. Бова. Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др.– К.: Техніка. 1984.–184 с.
6. Шматько А.А., Одаренко Е.Н. Электроника сверхвысоких частот. Учебное пособие. Харьков: Факт, 2003.–248 с.
7. Сушков А.Д. Вакуумная электроника: Физико-технические основы. Уч. пос. СПб. 2004.–462 с.
8. Силин Р.А. Периодические волноводы. М.: Фазис, 2002. Х+438 с.
9. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение /Под ред. Г. Уотсона. М.: Мир, 1972.–662 с.
10. Радиопередающие устройства /М.В. Балакирев, Ю.С. Вохмяков, А.В. Журиков и др.: Под ред. О.А. Челнокова.–М.: Радио и связь, 1982.–256 с.
11. Гусятинер М.С., Горбачев А.И. Полупроводниковые высокочастотные диоды. М.: Радио и связь, 1983.–224 с.
12. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.: Солон, 2003.–496 с.

Учебное издание
Методические указания
к выполнению лабораторных работ
по курсу «Электроника СВЧ»
для студентов специальности 7.070201

Составители: Крыжановский Владимир Григорьевич
Белявская Алла Андреевна

Подписано к печати 28.08.2012
Объем 2,0 усл. п.л. Тираж 50 Заказ

Отпечатано в типографии издательства Апекс.
Т.: 305-39-41, 910-917, ул. Челюскинцев 151, к. 101.
e-mail: apex@net.dn.ua