

Медведев И.И.

**Исследование устройств приёма и обработки сигналов
с помощью интерактивного эмулятора радиосхем
Multisim.**

Учебно-методическое пособие

Часть 2

*Издано в авторской редакции
по решению методического совета института*

Воронежский институт МВД России
2013

Все права на размножение и распространение в любой форме остаются за разработчиком.

Нелегальное копирование и использование данного продукта запрещено.

Автор: доцент кафедры радиотехники и электроники Воронежского института МВД России к.т.н. Медведев И.И.

394065, Россия, Воронеж, проспект Патриотов, 53

Тел./факс (473) 200-50-50

E-mail: mail@vimvd.ru

©Воронежский институт МВД России, 2013

ВОРОНЕЖСКИЙ ИНСТИТУТ МВД РОССИИ

Кафедра радиотехники и электроники

Медведев И.И.

**ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
С ПОМОЩЬЮ ИНТЕРАКТИВНОГО ЭМУЛЯТОРА РАДИОСХЕМ
MULTISIM**

Учебно-методическое пособие

Часть 2

Воронеж – 2013

Рассмотрено и одобрено на заседании кафедры радиотехники и электроники. Протокол № 2 от «17» октября 2013 г.

Рассмотрено и одобрено на заседании методического совета. Протокол № 2 от «28» октября 2013 г.

Рецензенты: Сячин А.В., начальник ЦИТС и ЗИ ГУ МВД России по Воронежской области, полковник внутренней службы;
Оськин Н.Н., главный специалист эксперт УС ДИТС и ЗИ МВД России, кандидат технических наук, полковник внутренней службы

Медведев И.И.

М42 Исследование устройств приёма и обработки сигналов с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim. Часть 2: учебно-методическое пособие – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2013. – 76 с.

ISBN 978-5-88591-125-2

В пособии изложен краткий теоретический материал по принципам построения и функционирования устройств приёма и обработки сигналов, приводятся методики их исследования с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

Предназначено для курсантов и слушателей радиотехнического факультета Воронежского института МВД России.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
1 Исследование детекторов радиосигналов	5
1.1 Общие сведения о детекторах радиоприёмников.....	5
1.2 Исследование принципа работы и характеристик амплитудного детектора с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim	11
1.3 Исследование спектральных характеристик амплитудного детектора с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim	46
2 Исследование систем регулировки усиления устройств приёма и обработки сигналов.....	56
2.1 Общие сведения о системах регулировки усиления устройств приёма и обработки сигналов	56
2.2 Исследование принципа работы и характеристик последовательного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.....	64
2.3 Исследование принципа работы и характеристик параллельного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.....	69
Заключение	74
Список использованных источников	75

ВВЕДЕНИЕ

В первой части учебно-методического пособия «Исследование устройств приёма и обработки сигналов с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim. Часть 1» были изложены общие сведения об устройствах приёма и обработки сигналов, общие сведения об интерактивном эмуляторе радиосхем Multisim и изложена методика исследования характеристик входных цепей и усилителей радиосигналов с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 11.0.

Одной из главных целей, поставленных в первой части, являлось знакомство обучаемых с интерактивным эмулятором радиосхем Multisim – знакомство с интерфейсом программы и методикой создания схем. Вторая цель заключалась в изучении принципов работы с самыми необходимыми для радиоинженера измерительными приборами: осциллографом, вольтметром, амперметром и генератором сигналов разной формы [6].

Во второй части учебно-методического пособия «Исследование устройств приёма и обработки сигналов с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim. Часть 2» будет продолжено изучение возможностей Multisim на примере исследования характеристик детекторов радиосигналов и устройств регулировки усиления, входящих в состав устройств приёма и обработки сигналов.

Во второй части учебно-методического пособия так же, как и в первой, будут излагаться правила работы в интерактивном эмуляторе радиосхем Multisim, приводиться примеры осуществления измерений и выполнения соответствующих расчётов и будет неоднократно подчёркиваться единство теоретических положений с практическими результатами, получаемыми при измерениях. В то же время методика изложения материала будет несколько изменена – подробные рекомендации по созданию схем и работе с уже изученными измерительными приборами приводится не будут, поскольку эта информация содержится в первой части пособия.

Как и прежде, при желании обучающиеся могут на своём компьютере повторять те действия, которые описаны в учебном пособии, получая, таким образом, и практические навыки работы в интерактивном эмуляторе радиосхем Multisim.

Автор надеется, что материалы, изложенные в учебно-методическом пособии, помогут обучаемым не только научиться работать в интерактивном эмуляторе радиосхем Multisim, но и лучше изучить дисциплину «Устройства приёма и обработки сигналов».

Отзывы, пожелания и предложения можно посылать электронной почтой на адрес medigor@mail.ru.

1 ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

1.1 Общие сведения о детекторах радиоприёмников

Детекторы радиоприёмных устройств предназначены для преобразования принимаемых модулированных радиосигналов в колебания, соответствующие передаваемому сообщению. Другими словами детектор осуществляет демодуляцию радиосигнала (т.е. операцию, обратную модуляции), поэтому его иногда называют демодулятор.

В приёмнике прямого усиления детектор располагается после усилителей радиосигнала (УРС) и перед усилителем нижних частот (УНЧ). В супергетеродинном приёмнике детектор располагается после усилителей промежуточной частоты (УПЧ) и перед усилителем нижних частот (УНЧ).

В зависимости от вида модуляции радиосигнала, с которым может работать детектор (т.е. может детектировать), различают амплитудные детекторы (АД), частотные детекторы (ЧД) и фазовые детекторы (ФД) [2, 9].

Исторически сложилось так, что первыми были разработаны амплитудные детекторы. Амплитудное детектирование можно осуществлять либо с помощью нелинейных цепей (цепей, в состав которых входят нелинейные элементы – элементы, имеющие нелинейную вольт-амперную характеристику), либо с помощью синхронных детекторов. Первые являются более простыми, благодаря чему и получили наиболее широкое распространение. Частотные и фазовые детекторы в настоящее время тоже широко применяются, например, в телевизорах и радиоприёмниках УКВ-диапазона.

В этом разделе учебного пособия мы будем рассматривать амплитудные детекторы, построенные на нелинейных элементах.

Самыми простыми из амплитудных детекторов являются диодные детекторы, которые в эпоху вакуумных электроламп имели в своём составе вакуумный диод, а сейчас – полупроводниковый диод. Однако, несмотря на свою простоту, эти детекторы обладают достаточно хорошими параметрами.

Следует отметить, что детекторы можно построить и на других активных радиоэлементах, имеющих нелинейную вольт-амперную характеристику (ВАХ), например, на полупроводниковых транзисторах.

Отметим, что бывают схемы амплитудных детекторов с последовательной нагрузкой (последовательный детектор), и с параллельной нагрузкой (параллельный детектор). Эти названия отражают способ соединения нелинейного элемента и нагрузки. В современных приёмниках, как правило, применяется схема амплитудного детектора с последовательной нагрузкой. На рис. 1.1 представлена схема простейшего последовательного амплитудного детектора, выполненного на полупроводниковом диоде.

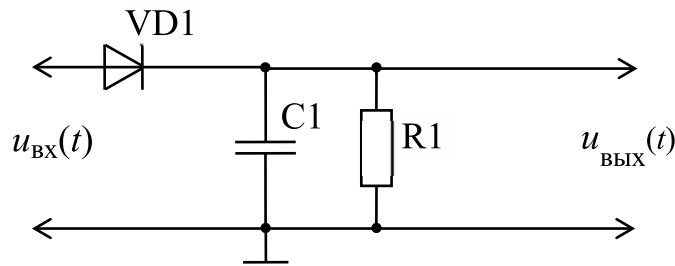


Рис. 1.1 – Схема последовательного амплитудного детектора

Как видно из рис. 1.1, амплитудный детектор состоит из полупроводникового диода VD1, конденсатора C1 и резистора R1. В этом детекторе нелинейным элементом является диод VD1, а нагрузкой – резистор R1. На вход детектора поступает амплитудно-модулированный сигнал (рис. 1.2) либо с УРС, либо с УПЧ.

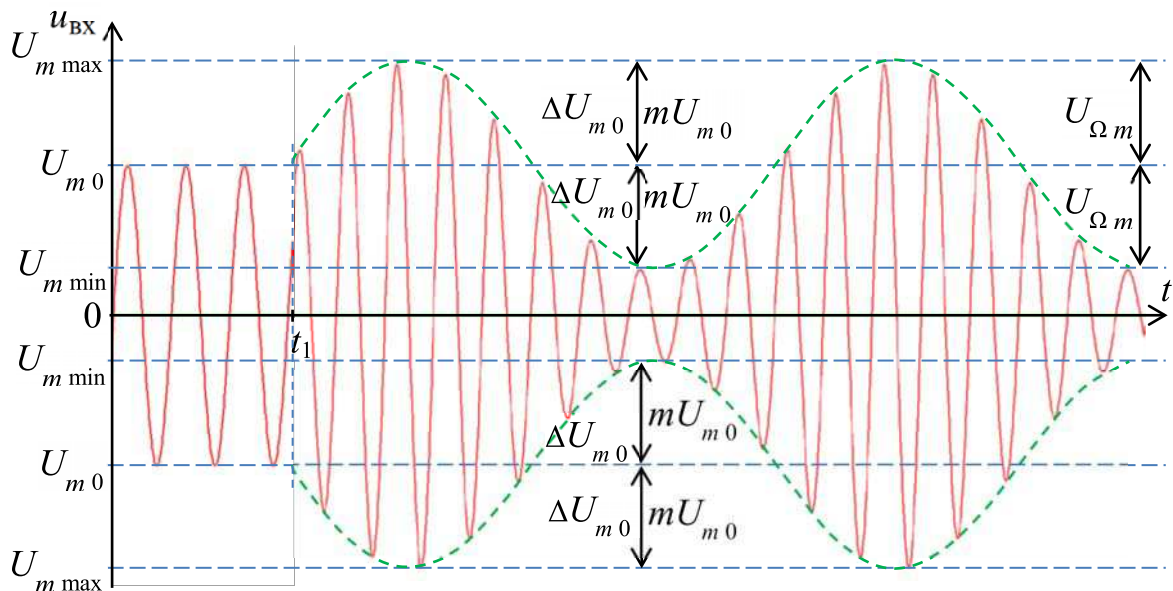


Рис. 1.2 – Временная диаграмма амплитудно-модулированного сигнала.

Как известно, у амплитудно-модулированного сигнала (АМ-сигнала) амплитуда высокочастотной несущей изменяется во времени по закону изменения амплитуды низкочастотного модулирующего сигнала. По временной диаграмме, изображённой на рис. 1.2, можно определить, что начиная с момента времени t_1 высокочастотный сигнал (несущая) модулируется низкочастотным синусоидальным сигналом (отмечено пунктиром зелёного цвета, отражающим низкочастотную составляющую в амплитудно-модулированном сигнале, или огибающую). А до момента времени t_1 модуляция отсутствует, поэтому амплитуда высокочастотного сигнала (несущей) на этом промежутке времени не изменяется и равна $U_{m 0}$.

Амплитудно-модулированный сигнал, подаваемый на вход амплитудного детектора можно описать в общем случае следующей формулой:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_m(t) \sin(\omega_0 t + \psi), \quad (1.1)$$

где $U_m(t)$ – огибающая амплитудно-модулированного входного сигнала;
 ω_0 – циклическая (круговая) частота несущей;
 ψ – начальная фаза несущей.

Если начальная фаза ψ равна 0, то выражение (1.1) упрощается:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_m(t) \sin \omega_0 t. \quad (1.2)$$

Огибающая амплитудно-модулированного сигнала описывается формулой

$$\begin{aligned} U_m(t) &= U_{m0} + U_{\Omega m} \sin(\Omega t + \varphi) = U_{m0} + mU_{m0} \sin(\Omega t + \varphi) = \\ &= U_{m0} [1 + m \sin(\Omega t + \varphi)], \end{aligned} \quad (1.3)$$

где U_{m0} – амплитуда немодулированной несущей входного сигнала;
 $U_{\Omega m}$ – амплитуда низкочастотного модулирующего сигнала;
 Ω – круговая частота низкочастотного модулирующего сигнала;
 m – коэффициент модуляции.

Коэффициент модуляции m характеризует отклонения амплитуды несущего колебания ΔU_{m0} вверх и вниз от её среднего значения U_{m0} . Он рассчитывается как отношение величины соответствующего отклонения к величине U_{m0} . Если отклонения вверх и вниз неодинаковы, то такая модуляция называется несимметричной. В этом случае для каждого отклонения будет свой коэффициент модуляции. Если отклонения вверх и вниз одинаковы, то такая модуляция называется симметричной (на рис. 1.2 приведён пример симметричной модуляции) и тогда m имеет только одно значение, которое можно рассчитать по формуле

$$m = \frac{\Delta U_{m0}}{U_{m0}}. \quad (1.4)$$

Из этой формулы можно найти, что

$$\Delta U_{m0} = mU_{m0}. \quad (1.5)$$

На рис. 1.2 отклонения амплитуды несущего колебания вверх и вниз от её

среднего значения U_{m0} обозначены и как ΔU_{m0} , и как mU_{m0} , поскольку они отражают одну и ту же характеристику АМ-сигнала. Более того, эта же характеристика напрямую связана и с амплитудой низкочастотного модулирующего сигнала $U_{\Omega m}$, что тоже отражено на рис. 1.2.

Если начальная фаза φ равна 0, то выражение (1.3) упрощается:

$$\begin{aligned} U_m(t) &= U_{m0} + U_{\Omega m} \sin \Omega t = U_{m0} + mU_{m0} \sin \Omega t = \\ &= U_{m0} [1 + m \sin \Omega t]. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Подставив выражение (1.6) в (1.2) получим формулу, описывающую амплитудно-модулированное колебание с нулевыми начальными фазами ψ и φ , поступающее на вход амплитудного детектора:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{m0} [1 + m \sin \Omega t] \sin \omega_0 t. \quad (1.7)$$

На выходе амплитудного детектора в результате детектирования получается низкочастотный сигнал $u_{\text{вых}}(t)$, повторяющий закон изменения амплитуды входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{m0} [1 + m \sin \Omega t]. \quad (1.8)$$

Раскрыв скобки, получим:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{m0} + mU_{m0} \sin \Omega t. \quad (1.9)$$

Анализируя формулу (1.9), можно сделать вывод, что выходное напряжение имеет две составляющих: постоянную составляющую, равную амплитуде несущей U_{m0} и переменную составляющую $mU_{m0} \sin \Omega t$, являющуюся полезным сигналом, или сигналом, содержащим в себе передаваемую информацию (рис. 1.3). Выделение из радиосигнала именно этого полезного сигнала и является целью детектирования.

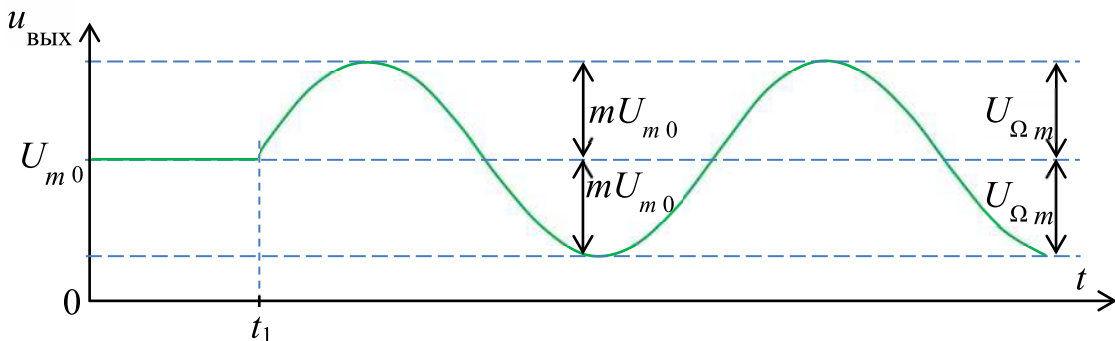


Рис. 1.3 – Временная диаграмма сигнала на выходе АМ-детектора.

Как следует из формулы (1.9), амплитуда выходного сигнала зависит от амплитуды несущей U_{m0} и от коэффициента глубины модуляции m .

Часто в технической литературе приводятся спектральные характеристики входного и выходного сигналов амплитудных детекторов. Приведём их и мы. Однако прежде следует отметить, что говоря о спектре, речь ведут о линейной частоте, выражаемой в Гц, а мы в формулах (1.1) – (1.9) использовали циклическую или круговую частоту. Поэтому при анализе работы различных радиоэлектронных устройств и проведении связанных с ними расчётов следует учитывать, что круговая частота связана с линейной через коэффициент 2π . Тогда для несущей частоты можно записать

$$\omega_0 = 2\pi f_0, \quad (1.10)$$

а для модулирующей частоты можно записать

$$\Omega = 2\pi F. \quad (1.11)$$

Приведём спектрограммы сигналов на входе и выходе амплитудного детектора (рис. 1.4).

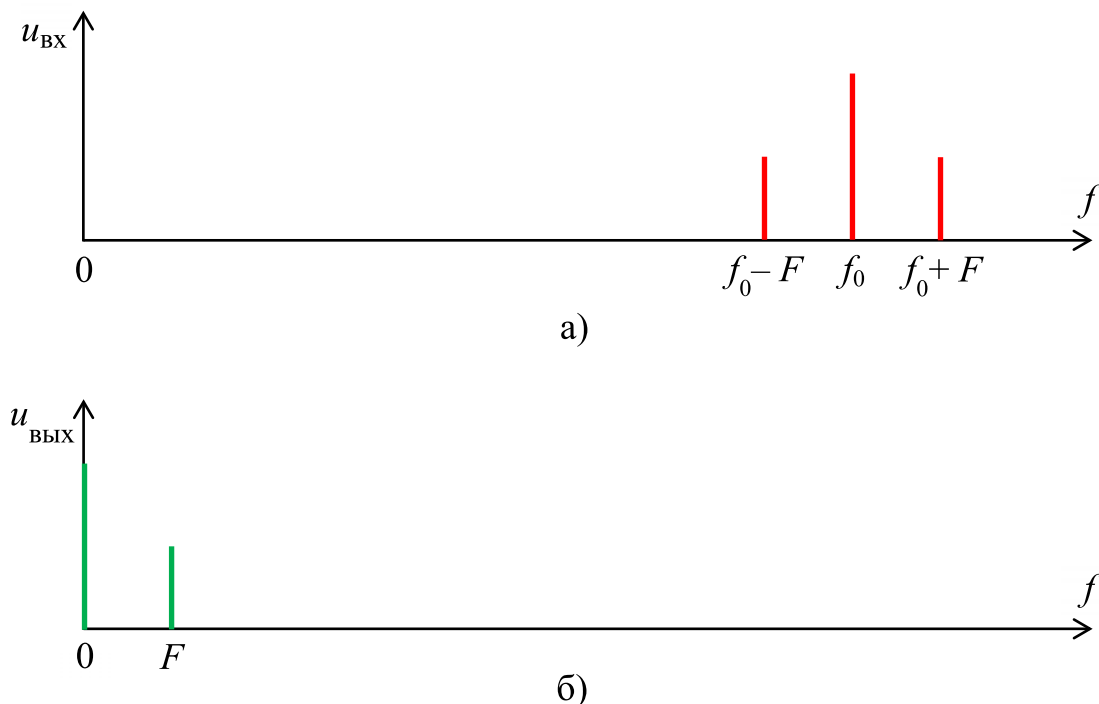


Рис. 1.4 – Спектрограммы сигналов на входе (а) и выходе (б) амплитудного детектора.

На рис. 1.4, а показана спектрограмма входного АМ-сигнала, которая представляет собой три спектральные составляющие. Среднюю спектраль-

ную составляющую образует несущая, поэтому частота этой составляющей равна частоте несущей f_0 , а её амплитуда равна амплитуде несущей U_{m0} . Две другие спектральные составляющие образуются из-за осуществления модуляции несущей низкочастотным модулирующим сигналом с частотой F , поэтому они расположены рядом с несущей, но равноудалены от неё на значение $\pm F$. Эти спектральные составляющие имеют название боковых спектральных составляющих. Спектральную составляющую с частотой $f_0 - F$ называют нижней боковой, а спектральную составляющую с частотой $f_0 + F$ называют верхней боковой спектральной составляющей. Их амплитуды равны $0,5mU_{m0}$.

Спектрограмма выходного сигнала (рис. 1.4 б) содержит две спектральные составляющие: спектральную составляющую на частоте $f = 0$ с амплитудой, равной постоянной составляющей выходного сигнала U_{m0} (рис. 1.3) и спектральную составляющую на частоте $f = F$ с амплитудой, равной амплитуде переменной составляющей выходного сигнала mU_{m0} .

Следует отметить, что говоря о сигнале на выходе амплитудного детектора, мы делали акцент на функциональном назначении амплитудного детектора и не учитывали, что детектор имеет коэффициент передачи меньше единицы, и что он может вносить нелинейные искажения в полезный сигнал. Между тем, амплитудные детекторы имеют ряд характеризующих их параметров.

К основным параметрам амплитудных детекторов относятся коэффициент передачи, коэффициенты линейных и нелинейных искажений, коэффициент фильтрации, входное сопротивление.

Коэффициентом передачи амплитудного детектора называют отношение амплитуды выходного (низкочастотного) напряжения $U_{\Omega m}$ к амплитуде огибающей входного модулированного напряжения mU_{m0} :

$$K_d = \frac{U_{\Omega m}}{mU_{m0}}. \quad (1.12)$$

Искажения сигнала в амплитудных детекторах можно разделить на линейные и нелинейные. К линейным относят амплитудно-частотные и фазочастотные искажения. Они обусловлены наличием в детекторах конденсаторов. Амплитудно-частотные искажения определяются зависимостью величины коэффициента передачи детектора K_d от частоты модуляции входного сигнала. Фазочастотные искажения определяются зависимостью фазового сдвига выходного сигнала по отношению к огибающей входного АМ-сигнала от частоты модуляции. К нелинейным искажениям относят искажение формы выходного сигнала по отношению к форме огибающей входного АМ-сигнала. Нелинейные искажения приводят к тому, что на выходе детектора появляются дополнительные спектральные со-

ставляющие (гармоники), не содержащиеся во входном АМ-сигнале. Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений или коэффициентом гармоник.

Под коэффициентом фильтрации понимается отношение напряжения высокочастотной составляющей (промежуточной частоты или несущей частоты сигнала) на входе детектора к напряжению высокочастотной составляющей (промежуточной частоты или несущей частоты сигнала) на выходе детектора (резисторе $R1$).

Входное сопротивление детектора позволяет оценить степень его влияния (степень нагрузки) на предыдущий каскад приёмника (УПЧ или УРС) и находится как отношение амплитуды напряжения несущей частоты сигнала на входе детектора к амплитуде первой гармоники входного тока.

Опираясь на изложенные в этом разделе теоретические сведения, можно перейти к исследованию амплитудного детектора с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

1.2 Исследование принципа работы и характеристик амплитудного детектора с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim

Для исследования принципа работы и характеристик амплитудного детектора, изображённого на рис. 1.1, воспользуемся помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim. Но сначала соберём схему без конденсатора $C1$ (рис. 1.5). Убрав конденсатор, мы тем самым превратили амплитудный детектор в однополупериодный выпрямитель напряжения. Это даёт нам возможность выяснить характер взаимодействия в схеме диода $VD1$ и резистора $R1$.

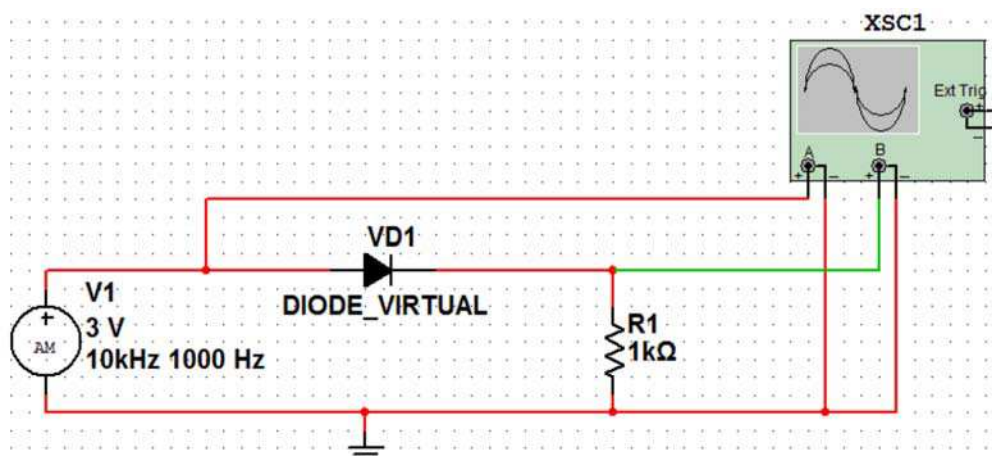


Рис. 1.5 – Однополупериодный выпрямитель напряжения (к пояснению принципа работы последовательного амплитудного детектора).

Местонахождение элементов схемы и методику составления схемы

мы рассматривали в первой части пособия, поэтому сейчас на этом подробно останавливаться не будем. А вот установку параметров источника **V1** пояснить следует, поскольку с ним мы встречаемся впервые.

Чтобы найти источник амплитудно-модулированного сигнала **V1**, следует, используя левую кнопку мыши, последовательно выбрать **Панель компонентов** ► **⚡ (PLACE SOURCE)** ► **SIGNAL_VOLTAGE_SOURCES** ► **AM_VOLTAGE** ► **OK**. Для того чтобы задать параметры выходного сигнала источника **V1**, следует навести на него курсор мыши и сделать двойной щелчок левой кнопкой мыши. При этом откроется окно (рис. 1.6), в котором имеется несколько вкладок. Названия вкладок указаны в верхней части окна. Используя левую кнопку мыши, выберем вкладку **Value**.

Установим значения параметров источника такими, как показано на рис. 1.6. В поле **Carrier amplitude** устанавливается амплитуда несущей. В поле **Carrier frequency** устанавливается частота несущей. В поле **Modulation Index**

задаётся индекс модуляции. В поле **Intelligence Frequency** устанавливается частота модулирующего сигнала.

Следует отметить, что для большей наглядности протекающих в схеме на рис. 1.5 процессов, частота несущей выбрана 10 кГц, что всего в 10 раз больше частоты модулирующего сигнала. В реальных устройствах эта частота будет в значительно большее число раз превышать частоту мо-

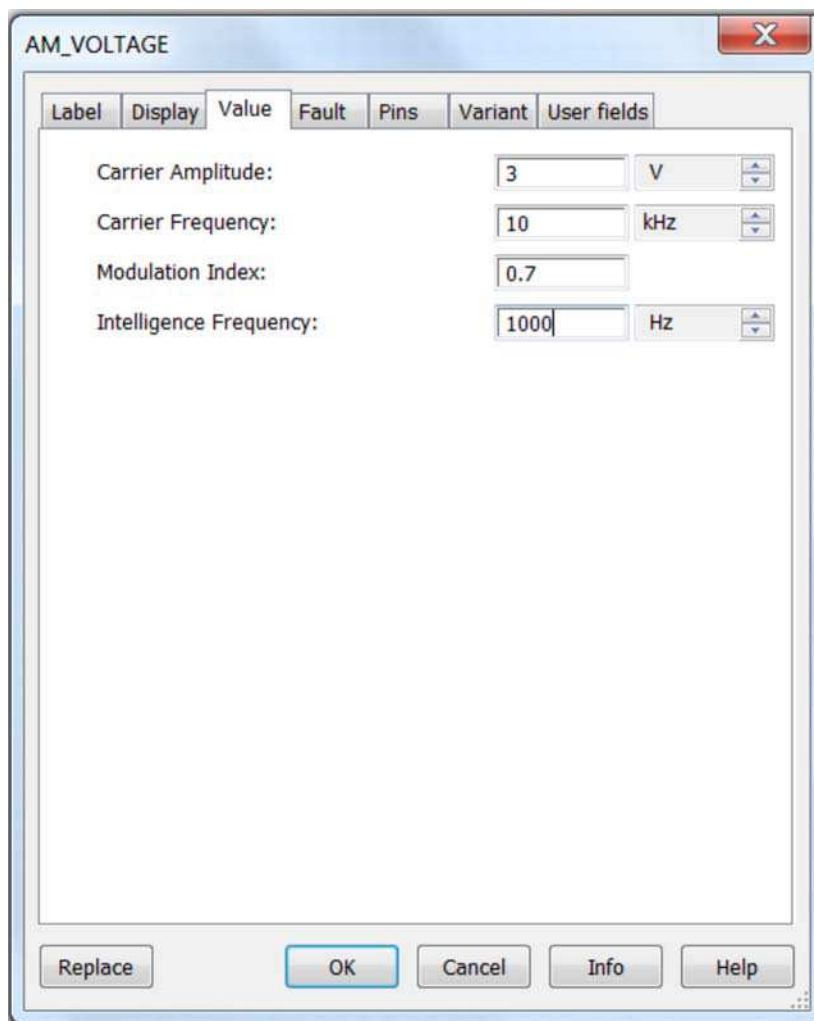




Рис. 1.6 – Окно настройки параметров источника амплитудно-модулированного сигнала.

дулирующего сигнала. Например, в бытовых супергетеродинных радиоприёмниках на вход амплитудного детектора поступает сигнал промежуточной частоты 465 кГц (в данном случае он будет являться эквивалентом несущей частоты (**Carrier frequency**) источника **V1**), а в приёмниках прямого усиления на вход амплитудного детектора могут поступать сигналы с несущей частотой от нескольких сот кГц до десятков МГц. Однако при значительном превышении частоты несущей над частотой модулирующего сигнала, наблюдать временные процессы в схеме будет практически невозможно, поскольку колебания несущей частоты будут повторяться так часто, что практически сольются и будут выглядеть на экране осциллографа как сплошное заполнение между огибающими модулирующего сигнала.

Задав параметры выходного сигнала источника **V1** в соответствии с указанными на рис. 1.6, необходимо щёлкнуть левой кнопкой мыши кнопку **ОК** в нижней части окна. Окно закроется.

Запустим работу схемы, для чего щёлкнем левой кнопкой мыши кнопку **Пуск**  в панели управления работой схемы. Для визуального наблюдения за сигналом необходимо открыть окно осциллографа, дважды щелкнув на нём левой кнопкой мыши. Дав поработать схеме несколько секунд, затем остановим её работу, щёлкнув левой кнопкой мыши на кнопке **Стоп** . На экране осциллографа будет отображаться амплитудно-модулированный сигнал, поступающий на вход схемы однополупериодного выпрямителя напряжения (и, соответственно, на вход канала **A**). Если в окне осциллографа сделать настройки, соответствующие настройкам на рис. 1.7, и с помощью полосы прокрутки, расположенной сразу под экраном, сдвинуть сигнал по горизонтальной оси, то можно получить на экране изображение, примерно такое же, как и на рис. 1.7.

Обратите внимание, что на экране осциллографа отображается только сигнал, поступающий на вход канала **A**. Сигнал с выхода однополупериодного выпрямителя, поступающий на вход канала **B**, на экране не отображается, поскольку в области органов управления канала **B** нажата кнопка **0**, что означает, что на вход канала **B** подано напряжение **0 В** (т.е. внутри осциллографа вход **B** отключают от схемы и соединяют с общим проводом (корпусом или землёй) – так же, как это делают и в реальных осциллографах). Благодаря этому выходной сигнал однополупериодного выпрямителя напряжения не мешает наблюдению входного сигнала.

Для того чтобы на экране осциллографа можно было наблюдать только один выходной сигнал однополупериодного выпрямителя напряжения, следует в области органов управления канала **A** нажать кнопку **0**, а в области органов управления канала **B** нажать кнопку **DC**. С помощью полосы прокрутки можно сдвинуть осциллограмму по горизонтальной оси и получить на экране изображение, примерно такое же, как и на рис. 1.8. Поскольку на схеме (рис. 1.5) для канала **B** был выбран зелёный цвет, то на

рис. 1.8 выходной сигнал окрашен в зелёный цвет (сигнал канала А был окрашен в красный цвет, который установлен в программе по умолчанию).

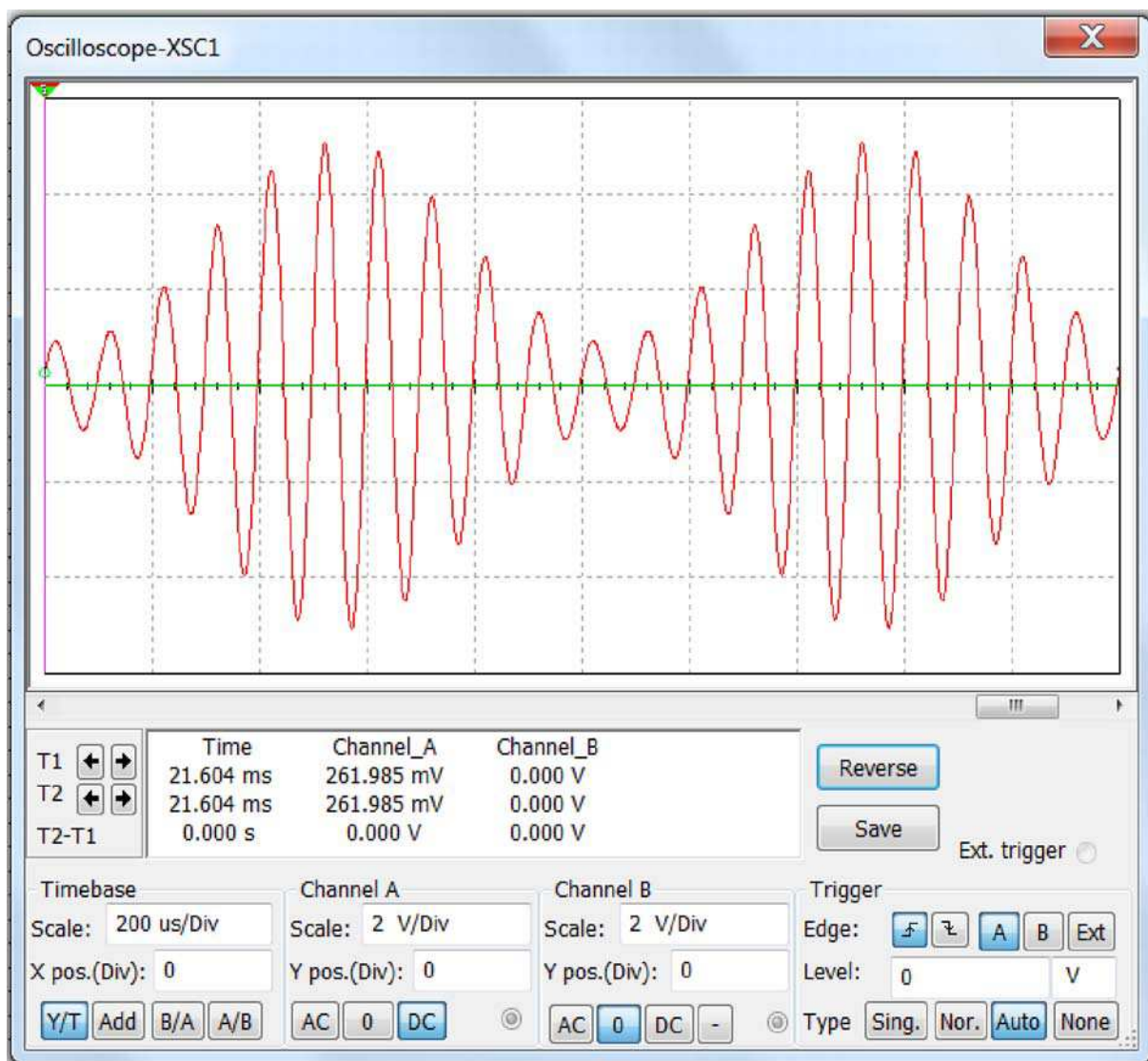


Рис. 1.7 – Окно двухканального осциллографа с амплитудно-модулированным сигналом на экране.

Анализируя осциллограмму на рис. 1.8 можно сделать вывод, что на выход схемы проходят только положительные полупериоды входного сигнала. В результате напряжение на выходе схемы представляет собой последовательность положительных импульсов, причём с разной амплитудой. В промежутке между импульсами напряжение на выходе схемы можно считать равным нулю (измерения с помощью курсора показывают, что оно имеет отрицательное значение, а его амплитуда менее нескольких нВ). Отсюда можно сделать вывод, что диод VD1 работает как ключ: во время положительных полупериодов входного сигнала он открывается и входной сигнал проходит на выход схемы, а во время отрицательных полупериодов

– закрывается, и входной сигнал на выход схемы не проходит.

Другими словами можно сказать, что диод работает как переменное сопротивление: когда диод открыт (во время положительных полупериодов входного сигнала), то его сопротивление мало, а когда диод закрыт (во время отрицательных полупериодов) – его сопротивление велико. Поскольку диод VD1 и резистор R1 включены последовательно и представляют собой делитель входного напряжения, то от сопротивления диода зависит напряжение на сопротивлении R1, которое является выходным напряжением схемы.

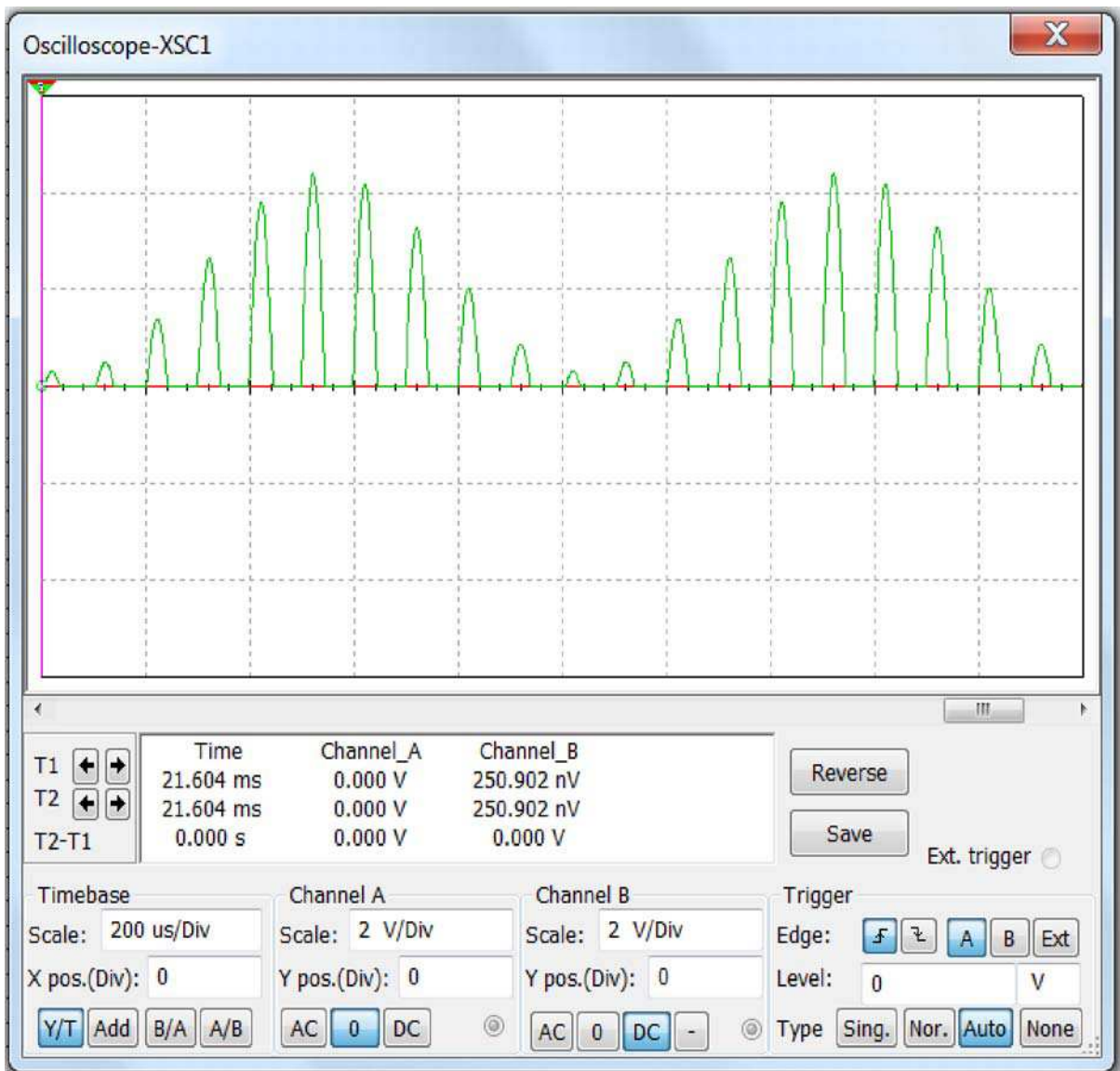


Рис. 1.8 – Осциллограмма сигнала на выходе однополупериодного выпрямителя напряжения.

Рассмотрев по отдельности входной и выходной сигналы, на экран осциллографа можно вывести сразу оба сигнала. Для этого необходимо

нажать кнопку **DC** в области органов управления канала **A**. В результате мы увидим, что выходное напряжение схемы однополупериодного выпрямителя как бы повторяет напряжение положительных полупериодов входного напряжения, но имеет несколько меньшее значение. Для того чтобы более подробно рассмотреть соотношение входного и выходного напряжений в схеме, изменим масштаб отображения осциллограмм на экране по горизонтали (по временной шкале), т.е. растянем изображение. Для этого в области **Timebase** в поле **Scale** установим вместо **200 $\mu\text{s}/\text{Div}$** значение **20 $\mu\text{s}/\text{Div}$** . В результате на экране осциллографа будут видны два импульса выходного сигнала и соответствующее им входное напряжение (рис. 1.9). С помощью полосы прокрутки, расположенной сразу под экраном, можно сдвинуть осциллограммы по горизонтальной оси и получить на экране изображение, примерно такое же, как и на рис. 1.9.

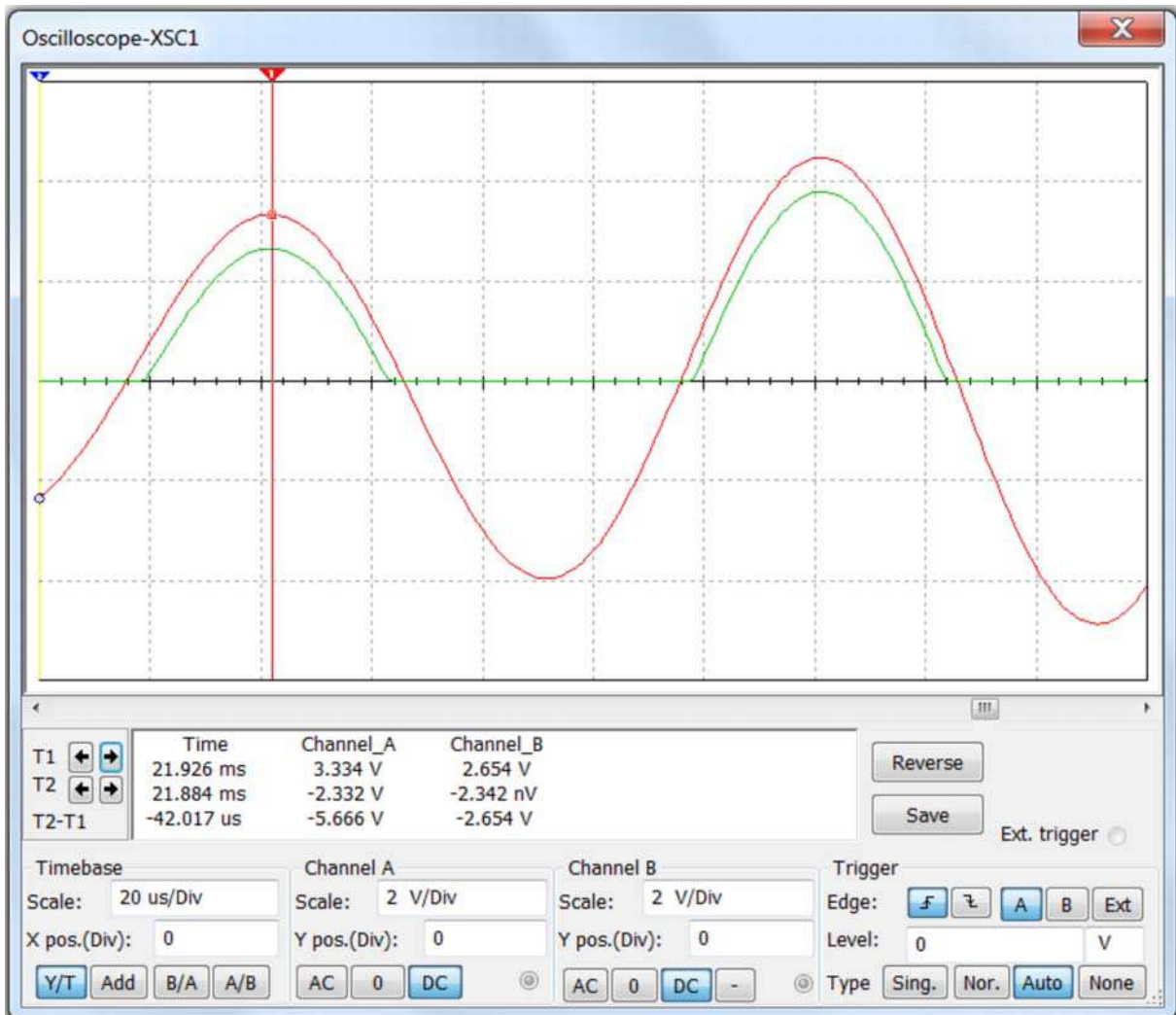


Рис. 1.9 – Осциллограммы входного и выходного сигналов однополупериодного выпрямителя напряжения.

Рассматривая осциллограммы на рис. 1.9, мы увидим, что действи-

тельно выходное напряжение только приблизительно повторяет входное. Так, если длительность положительных полупериодов входного напряжения остаётся всё время постоянной, то длительность выходных импульсов различается: даже на соседних периодах видно, что разность в длительности составляет примерно 2 мс, т.е. на половину маленького деления по горизонтальной шкале. Сдвигая осциллограмму по горизонтали увидим, что длительность выходных импульсов зависит от амплитуды входного сигнала: с уменьшением амплитуды входного сигнала длительность выходного импульса уменьшается и, наоборот, с увеличением амплитуды входного сигнала длительность выходного импульса увеличивается.

Следует отметить, что для гармонических сигналов кроме времени протекания тока в цепи (длительности импульса), используется также количественная характеристика, выраженная в угловых единицах, называемая углом отсечки тока θ . В соответствии с определением, угол отсечки – это часть периода гармонического сигнала, подводимого к активному элементу, уменьшенная в два раза и выраженная в угловых единицах, в течение которой через этот элемент протекает электрический ток [1]. Рассчитать угол отсечки (в градусах) можно по формуле

$$\theta = \frac{1}{2} \left(\frac{360}{T} \cdot t \right), \quad (1.13)$$

где t – длительность импульса тока (время протекания тока в пределах одного периода);

T – период синусоидального колебания (период входного сигнала);

360 – число градусов в одном периоде синусоидального колебания.

С амплитудой входного сигнала напрямую связана и амплитуда выходных импульсов. При этом амплитуда напряжения выходных импульсов всегда меньше амплитуды соответствующего положительного полупериода входного сигнала. Разность между амплитудами входного и выходного сигнала можно измерить с помощью курсора. На рис. 1.9 курсор 1 установлен в точку максимума одного из полупериодов входного сигнала. В этой точке напряжение входного сигнала равно 3,334 В. Напряжение выходного сигнала в этот же момент времени также максимально и равно 2,654 В. Разность между ними составляет 0,68 В (разность напряжений необходимо рассчитать самим, т.к. для измерения напряжений мы пользовались только одним курсором, второй курсор при этом находился в исходном положении – в левой стороне окна осциллографа).

Если провести подобные измерения для амплитуд входного сигнала меньших и больших, чем выбранная на рис. 1.9, то установим, что разность между амплитудами входного и выходного сигнала увеличивается по мере увеличения амплитуды входного сигнала. Это связано с тем, что с увели-

чением амплитуды входного сигнала увеличивается амплитуда выходных импульсов, а значит и амплитуда тока, протекающего через нагрузку $R1$. Поскольку сопротивление и диод включены последовательно, то ток через них протекает один и тот же. Значит, увеличение разности напряжений между амплитудами входного и выходного сигналов при увеличении амплитуды входного сигнала, объясняется ростом падения напряжения на открытом диоде из-за увеличения протекающего через него тока, что связано с ходом прямой ветви вольт-амперной характеристики (ВАХ) полупроводникового диода (рис. 1.10).

Если же измерить разность напряжений между амплитудами входного и выходного сигналов детектора в точках, где выходной импульс только начинается или уже заканчивается, то мы получим, что эта разность составляет примерно 0,5 В и практически не зависит от амплитуды входного сигнала.

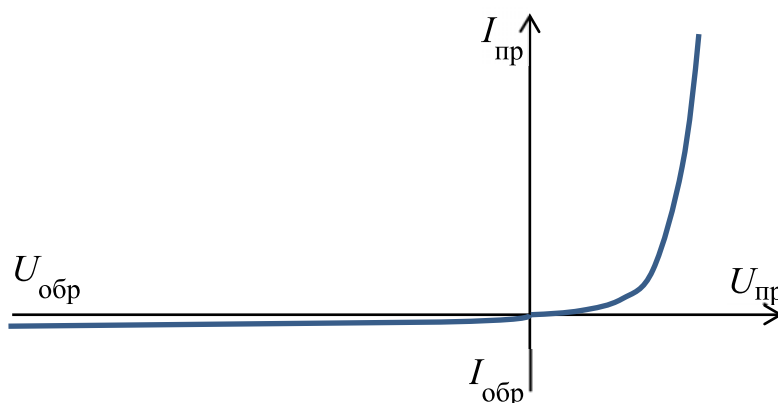


Рис. 1.10 – Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода.

Таким образом, из проведенного исследования можно сделать следующие выводы:

- если прямое напряжение на диоде $U_{пр}$ превышает примерно 0,5 В, то диод открывается и в нагрузку $R1$ поступает импульс тока, создающий на нём положительное импульсное напряжение;
- амплитуда выходного напряжения прямо пропорциональна току, протекающему через сопротивление нагрузки $R1$ (а значит и через диод $VD1$) и с ростом входного сигнала увеличивается;
- падение напряжения на открытом диоде зависит от величины протекающего через него тока – с увеличением тока увеличивается падение напряжения на диоде;
- угол отсечки тока через диод θ зависит от амплитуды входного сигнала – чем больше амплитуда сигнала, тем больше угол отсечки.

Теперь можно перейти непосредственно к исследованию принципа работы и характеристик последовательного амплитудного детектора, изображённого на рис. 1.1. Для этого добавим в схему однополупериодного выпрямителя напряжения (рис. 1.5) конденсатор $C1$, в результате чего получим схему (рис. 1.11) для исследования последовательного амплитудного детектора на полупроводниковом диоде с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

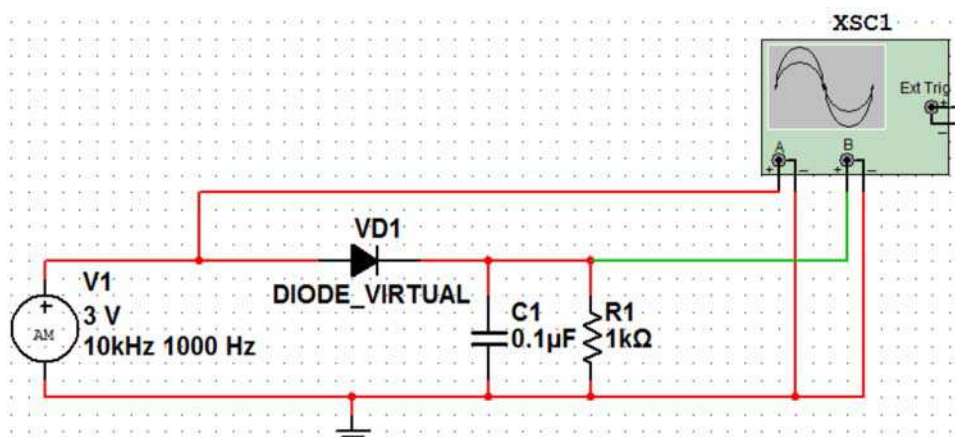


Рис. 1.11 – Схема для исследования последовательного амплитудного детектора на полупроводниковом диоде.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Настроив осциллограф, получим на экране две осциллограммы (рис. 1.12).

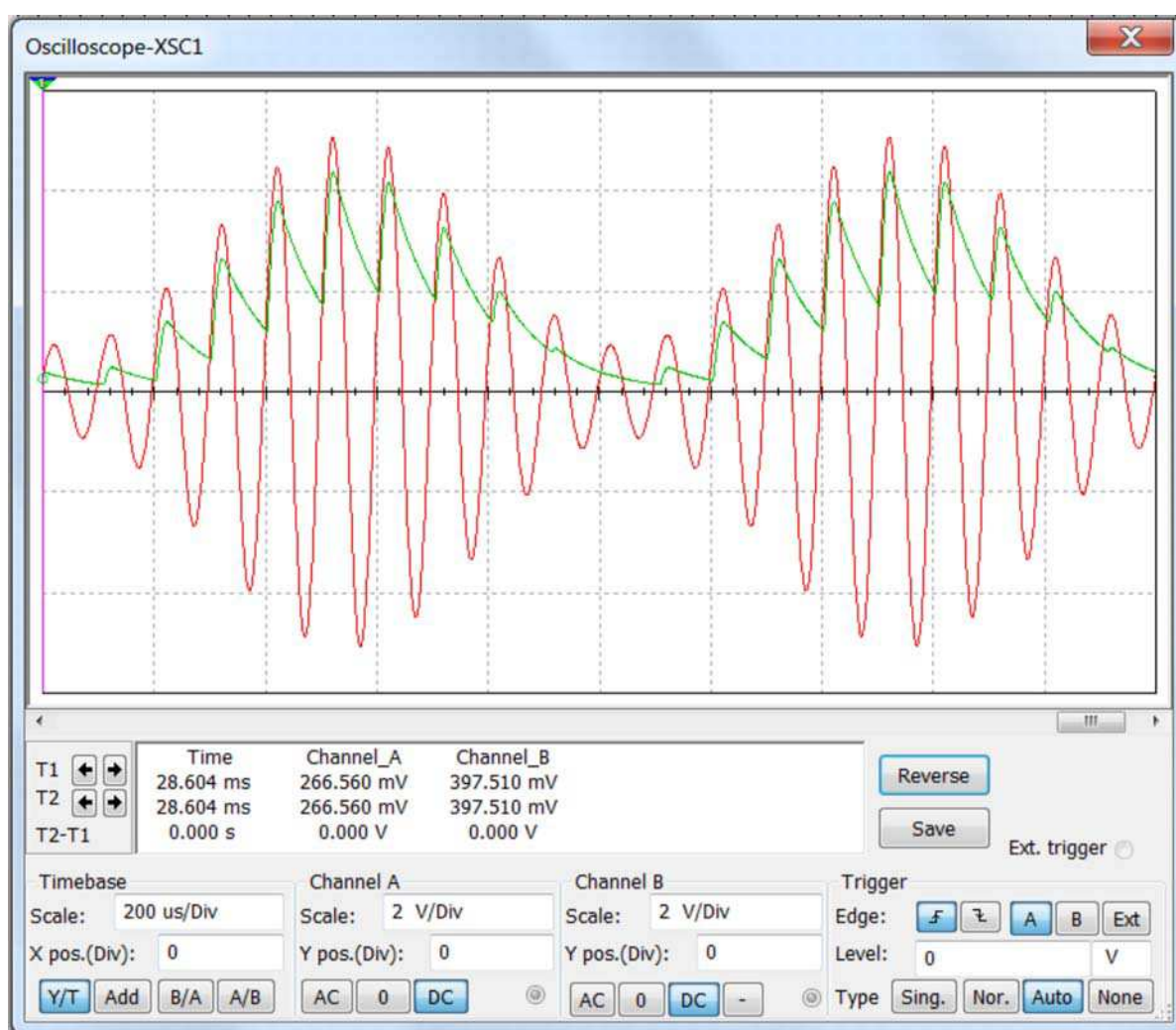


Рис. 1.12 – Осциллограммы входного и выходного сигналов детектора.

На рис. 1.12 видно, что выходной сигнал (окрашен в зелёный цвет) изменился по сравнению с выходным сигналом на рис. 1.8. Эти изменения связаны с появившимся в схеме конденсатором. Отметим, что поскольку конденсатор включен параллельно нагрузке $R1$, то напряжения на них будут одинаковыми. Следовательно, выходное напряжение детектора будет соответствовать напряжению на конденсаторе $C1$, и будет определяться этим конденсатором.

Если осциллограмму растянуть по горизонтальной шкале, то можно хорошо рассмотреть временные и амплитудные соотношения входного и выходного напряжений (рис. 1.13).

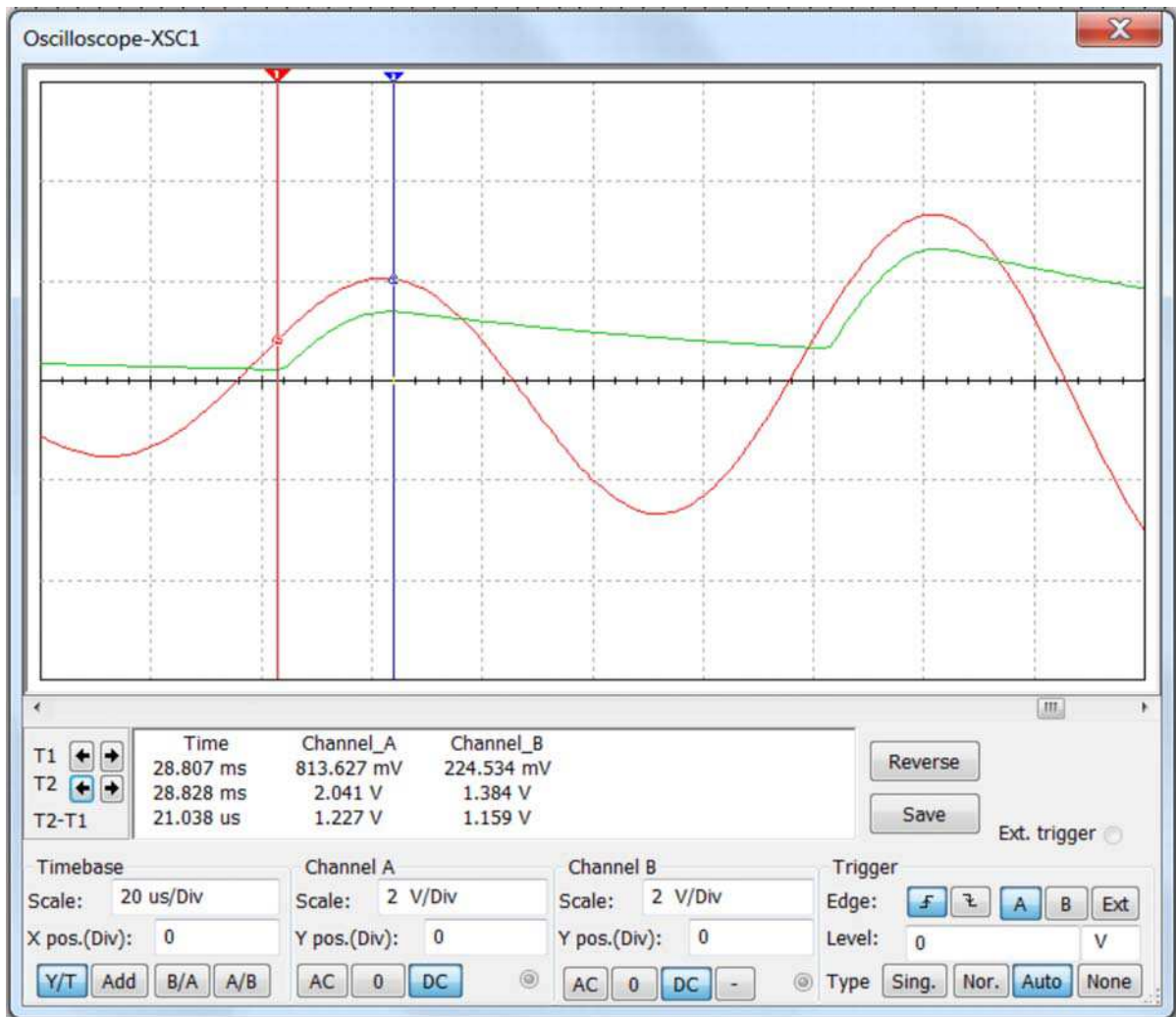


Рис. 1.13 – Осциллограммы входного и выходного сигналов амплитудного детектора при растяжке по горизонтали.

На рис. 1.13 курсор 1 установлен в точку, начиная с которой выходное напряжение (оно же – напряжение на конденсаторе $C1$) увеличивается (для определённости назовём этот момент времени t_1). Курсор 2 установлен в точку, начиная с которой выходное напряжение уменьшается (для

определённости назовём этот момент времени t_2).

Увеличение выходного напряжения связано с тем, что в момент времени t_1 диод VD1 открывается, поскольку прямое напряжение на диоде в этот момент становится больше 0,5 В (для курсора 1 на рис. 1.13 оно составляет $813 - 224 = 589$ мВ), и конденсатор C1 начинает заряжаться от источника входного сигнала V1 через этот диод. Скорость заряда конденсатора определяется постоянной времени заряда τ_3 конденсатора

$$\tau_3 = (R_{\text{и}} + R_{\text{д}})C1, \quad (1.14)$$

где $R_{\text{и}}$ – выходное сопротивление источника сигнала V1;

$R_{\text{д}}$ – сопротивление открытого диода VD1;

C1 – ёмкость конденсатора.

Поскольку выходное сопротивление источника сигнала V1 и сопротивление открытого диода VD1 малы, то скорость заряда конденсатора будет достаточно большой и поэтому напряжение на конденсаторе практически повторяет входное напряжение.

Однако в районе момента времени t_2 скорость роста выходного напряжения замедляется, а с момента t_2 выходное напряжение начинает уменьшаться. Это связано с тем, что входное напряжение в эти же моменты времени сначала достигает своего максимума (для данного периода сигнала), а затем начинает уменьшаться. Начиная с момента t_2 становится заметно, что прямое напряжение на диоде VD1 начинает заметно уменьшаться (для положения курсора 2 оно составляет $2,041 - 1,384 = 0,657$ В), и достигнув примерно 0,5 В (левее указанной позиции курсора 2 примерно на одно маленькое деление горизонтальной шкалы), приводит к запираанию диода. Далее, до следующего периода, диод находится в закрытом состоянии. Таким образом, с момента времени t_2 конденсатор C1 разряжается через резистор R1. Скорость разряда конденсатора определяется постоянной времени разряда $\tau_{\text{р}}$

$$\tau_{\text{р}} = R1C1. \quad (1.15)$$

Поскольку обычно $R1 \gg R_{\text{д}}$ и $R1 \gg R_{\text{и}}$, то постоянная разряда много больше постоянной заряда

$$\tau_{\text{р}} \gg \tau_3, \quad (1.16)$$

что приводит к тому, что конденсатор C1 разряжается значительно медленнее, чем заряжается. Эта особенность хорошо видна на рис. 1.12 на участке, где амплитуда огибающей входного напряжения уменьшается.

Отметим, что, если быть более точным, то конденсатор C1 разряжается не только через R1, но и через обратное сопротивление закрытого ди-

ода VD1. Но поскольку обратное сопротивление диода (его значение обычно превышает 500 кОм) значительно больше сопротивления $R1$, то им можно пренебречь и считать выражение (1.15) верным.

Как мы ранее указывали, частота несущей обычно значительно больше, чем мы задавали её до настоящего момента. Посмотрим, как изменится выходное напряжение амплитудного детектора, если мы увеличим несущую частоту, оставив неизменными остальные параметры.

Зададим значение несущей частоты 100 кГц (в поле **Carrier frequency** установим значение 100 кГц).

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. На экране осциллографа мы увидим две осциллограммы. Установим в полях органов управления осциллографом такие же значения, как на рис. 1.12. По сравнению с осциллограммами на рис. 1.12, произошли следующие изменения: входной сигнал (окрашен красным цветом) теперь имеет значительно большую частоту, выходной сигнал (окрашен зелёным цветом) стал более точно повторять огибающую входного сигнала, поскольку величина изменения напряжения на конденсаторе (пульсации напряжения), вызванная циклами заряда и разряда, стала значительно меньше, при этом частота пульсаций значительно увеличилась.

Изменяя масштаб по горизонтальной шкале (по времени) и полосу прокрутки, можно более подробно посмотреть, что собой представляет выходной сигнал детектора, и что собой представляют пульсации выходного напряжения.

Зададим значение несущей частоты 465 кГц (как мы указывали ранее, таково значение промежуточной частоты в бытовых радиоприёмниках) и посмотрим, какие изменения произошли теперь. При этом следует иметь в виду, что реальное время работы схемы следует увеличить, поскольку осуществление математических вычислений процессов, происходящих в схеме, для более высокой частоты требует большего времени. Напомним, что индикация времени работы схемы от начала включения индицируется в правом нижнем углу окна программы Multisim.

Установив в полях органов управления осциллографом такие же значения, как на рис. 1.14, мы увидим, что частота входного сигнала ещё больше увеличилась, из-за чего огибающая входного сигнала выглядит как сплошная линия. На самом деле это не так – огибающая входного сигнала не является сплошной линией, что легко заметить, если растянуть осциллограмму по горизонтали. Выходное напряжение теперь ещё точнее повторяет огибающую, поскольку его пульсации стали ещё меньше.

На величину пульсаций мы обращаем внимание по следующим причинам. Во-первых, высокочастотные пульсации выходного напряжения детектора ухудшают качество полученного при детектировании сигнала – ведь в модулирующем сигнале эти пульсации отсутствуют.

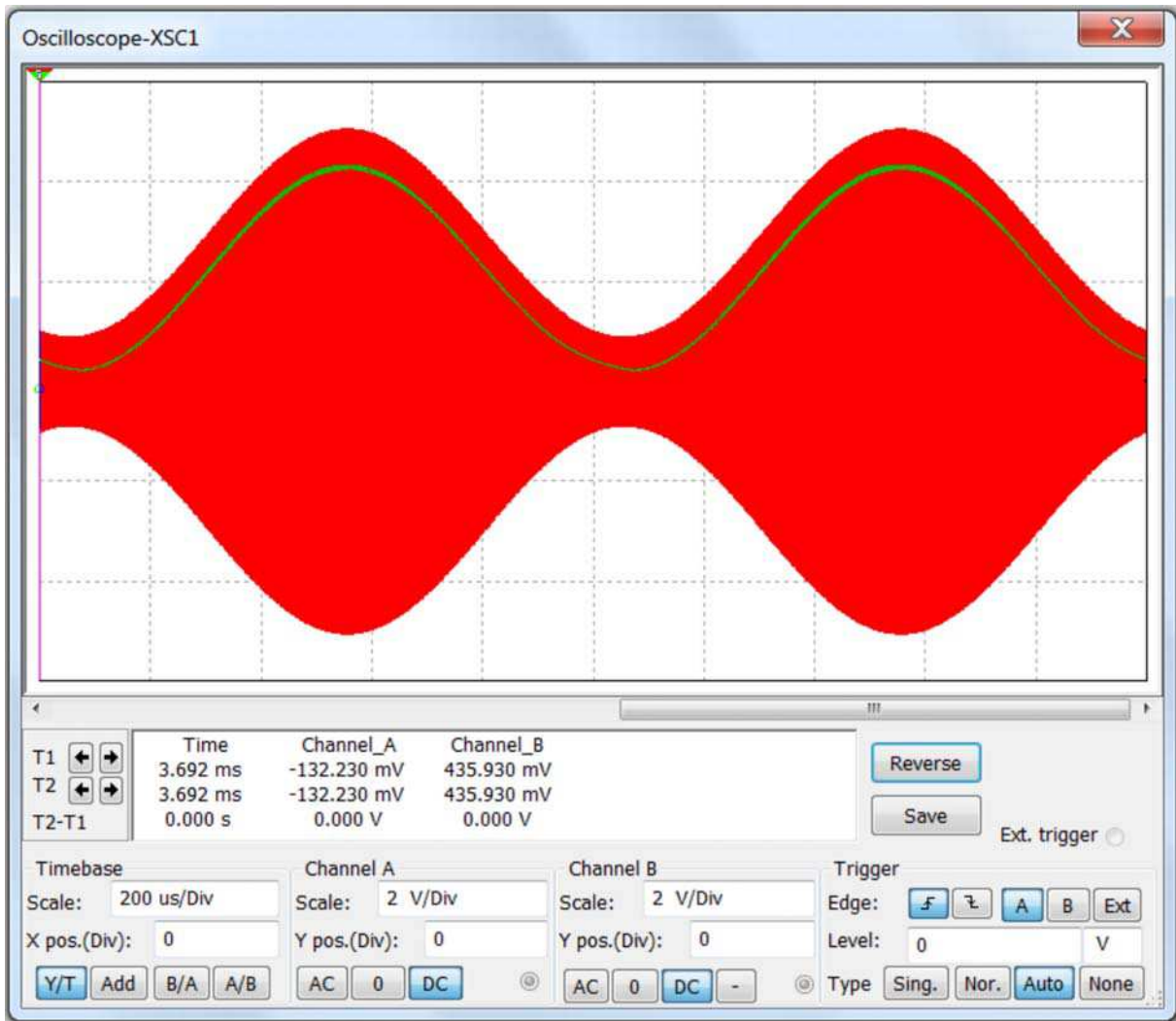


Рис. 1.14 – Осциллограммы входного и выходного сигналов амплитудного детектора при частоте несущей 465 кГц и частоте огибающей 1000 Гц.

Во-вторых, поскольку сигнал с выхода детектора поступает на УНЧ, то эти пульсации дополнительно нагружают УНЧ – они приводят к дополнительным тепловым потерям в каскадах УНЧ (элементы УНЧ больше нагреваются).

В-третьих, при наличии положительной обратной связи через общий источник питания может нарушиться устойчивая работа приёмника (произойдёт самовозбуждение).

Напомним, что способность амплитудного детектора уменьшать высокочастотную составляющую в выходном сигнале определяется коэффициентом фильтрации.

Итак, проведённое исследование показало, что с ростом частоты несущего колебания (частоты входного высокочастотного сигнала) при неизменных номиналах схемы амплитудного детектора величина высокочастотных пульсаций на выходе уменьшается.

Используя возможности программы Multisim, можно посмотреть временные диаграммы протекающих через элементы амплитудного детектора токов. Для этого можно использовать следующий подход. В ветви детектора необходимо включить резисторы с низким сопротивлением, чтобы эти сопротивления не вносили изменений в принцип работы схемы. Поскольку напряжение на сопротивлении всегда прямо пропорционально протекающему через него току и совпадает по фазе с протекающим через него током, то измеряя осциллографом напряжения на этих резисторах, мы получим временные диаграммы, отражающие протекающие в этих ветвях токи.

Для проведения указанных измерений используем схему, представленную на рис. 1.15. Эту схему можно получить, доработав предыдущую, а можно создать заново. Но, прежде необходимо сохранить предыдущую схему, поскольку с ней мы ещё будем работать. Для сохранения схемы следует последовательно левой кнопкой мыши щёлкнуть **File ► Save As...**, указать имя файла и выбрать папку для сохранения, а затем щёлкнуть кнопку **Save (Сохранить)** в правой нижней части диалогового окна.

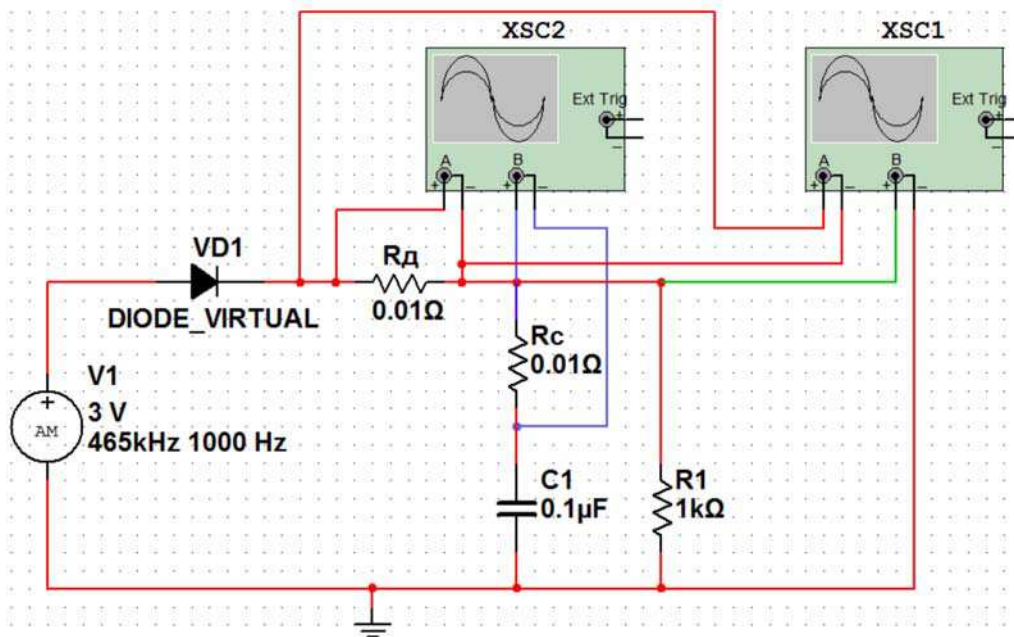


Рис. 1.15 – Схема для наблюдения временных диаграмм токов в ветвях амплитудного детектора.

Собрав схему, установим в источнике входного сигнала V1 следующие параметры: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,7, частота модуляции – 1000 Гц.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. На экране осциллографа XSC1 мы увидим такие же две осциллограммы, как и на рис. 1.14 – осциллограмму входного сигнала (красного цвета, канал А) и

осциллограмму выходного сигнала (зелёного цвета, канал В). О них мы уже писали.

Щёлкнем дважды левой кнопкой мыши на изображении второго осциллографа XSC2 – откроется окно осциллографа. На его экране видны две осциллограммы (рис. 1.16), соответствующие току через диод VD1 (осциллограмма красного цвета, канал А) и току через конденсатор C1 (осциллограмма синего цвета, канал В).

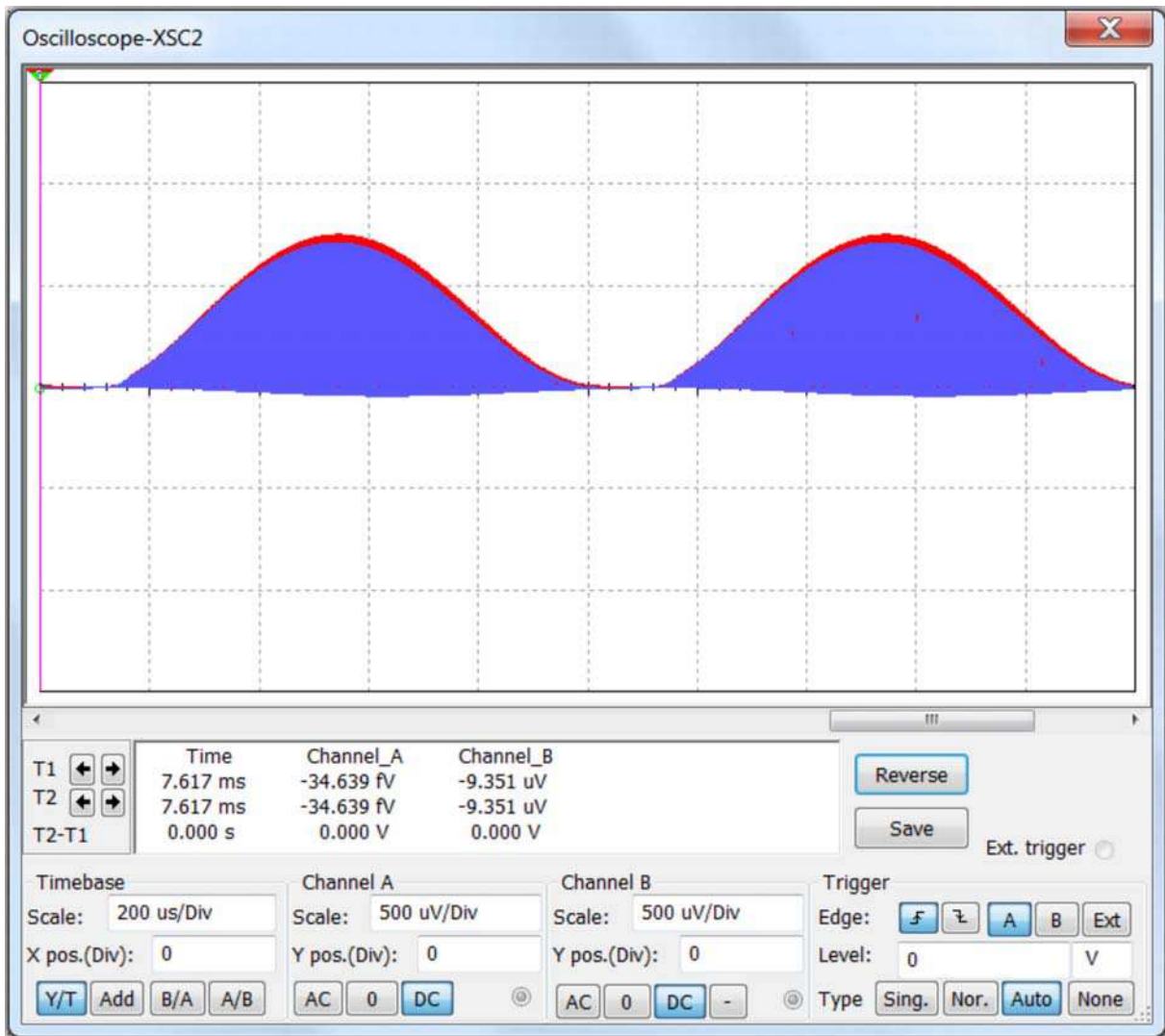


Рис. 1.16 – Осциллограммы токов в ветвях амплитудного детектора (для оценки огибающих токов в ветвях детектора).

Как видим, осциллограммы накладываются друг на друга, что затрудняет их индивидуальный просмотр. Чтобы увидеть каждую из них отдельно, воспользуемся тем же приёмом, которым пользовались ранее – поочерёдно на входы каналов А и В подадим напряжение 0 В (заземлим входы), нажимая кнопки 0 в областях органов управления соответствующих каналов.

Проделав указанную процедуру, увидим, что данные осциллограммы (а точнее, их огибающие) почти идентичны. Отличия в том, что амплитуда тока через диод (входного тока детектора) несколько больше амплитуды тока через конденсатор (поэтому, если на экран выведены сразу обе осциллограммы токов, мы видим красную полосу сверху), и что конденсатор, кроме положительных, имеет и отрицательные значения тока (поэтому нижняя часть синей осциллограммы выгнута вниз).

Чтобы рассмотреть токи, возникающие в каждый отдельный период входного высокочастотного колебания в указанных ветвях, надо растянуть осциллограммы по горизонтальной оси (изменить временной масштаб). Используя полосу прокрутки, расположенную под экраном осциллографа, и изменяя масштаб отображения по вертикали (поле **Scale**) можно передвигать осциллограммы по горизонтальной оси экрана и рассмотреть каждый отдельный импульс тока (рис. 1.17).

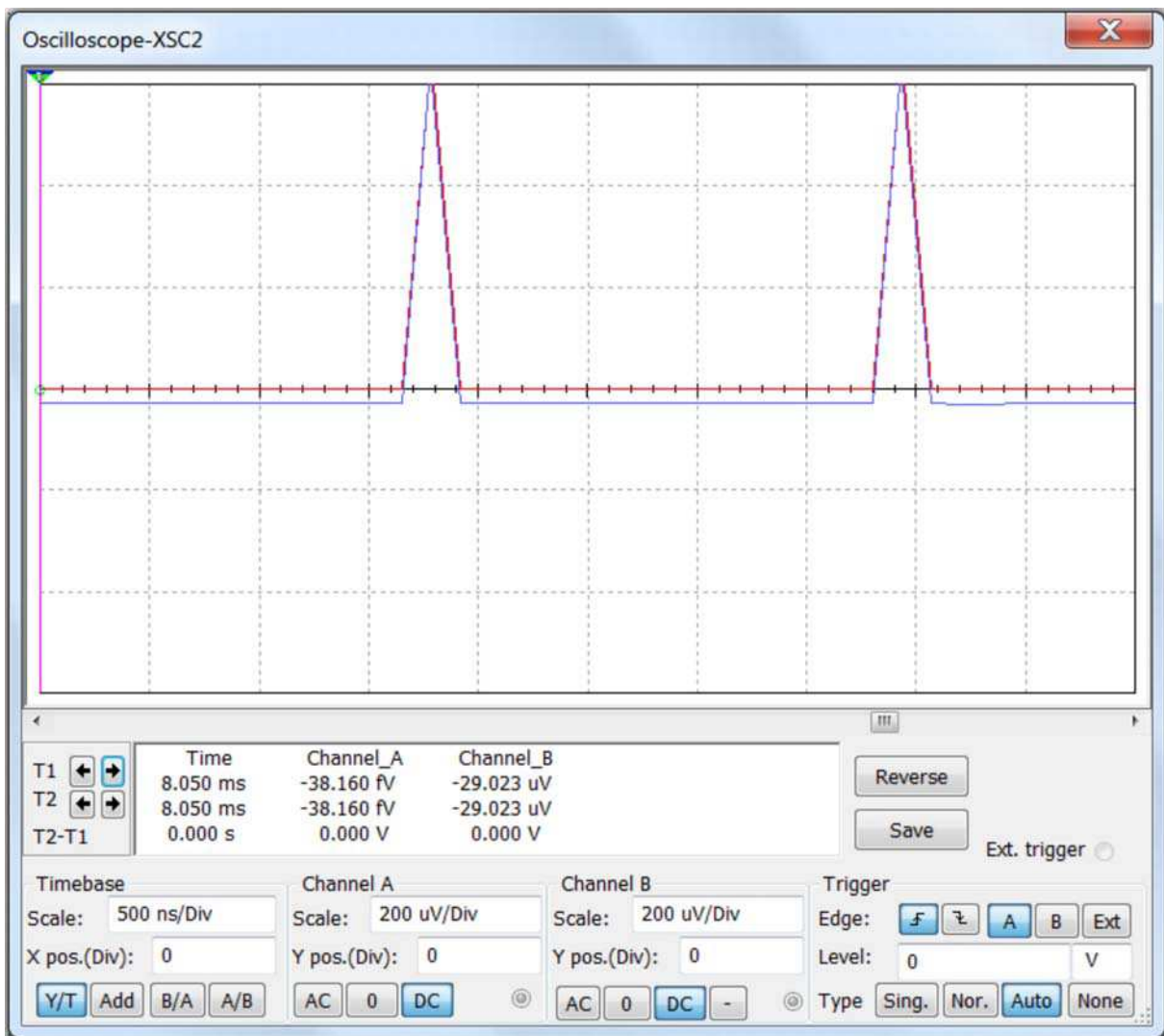


Рис. 1.17 – Осциллограммы токов в ветвях амплитудного детектора, возникающие в отдельные периоды входного высокочастотного колебания.

Рассматривая осциллограммы на рис. 1.17, можно сделать следующие заключения.

Во-первых, действительно, положительные токи в ветвях диода и конденсатора практически совпадают, но ток через диод немного больше тока через конденсатор – это говорит о том, что на этом промежутке времени часть тока диода протекает непосредственно через нагрузку $R1$.

Во-вторых, ток конденсатора имеет отрицательное значение в то время, когда ток через диод равен нулю – это говорит о том, что на этом промежутке времени конденсатор разряжается через резистор $R1$.

Следует иметь в виду, что хотя осциллограммы на рис. 1.17 и дают в целом представление о характере токов в указанных ветвях схемы, но они далеки от действительных токов этих ветвей. Дело в том, что в Multisim по умолчанию устанавливается достаточно большой интервал времени (шаг) между точками, для которых программа осуществляет расчёт протекающих в схеме процессов. По умолчанию этот шаг равен 10^{-5} секунды. Поэтому на рис. 1.17 мы видим треугольные импульсы токов. Если шаг уменьшить, то мы получим более точное воспроизведение указанных процессов.

Чтобы задать меньший шаг, надо, используя левую кнопку мыши, последовательно выбрать **Simulate ► Interactive Simulation Settings**. В открывшемся окне (рис. 1.18) поставить галочку **Set initial time step**, а затем в поле **Initial time step (TSTEP)** установить вместо степени минус 5 степень минус 9. При этом, если на этой же вкладке выбран пункт **Generate time steps automatically**, то в поле **Maximum time step (TMAX)** автоматически установится тот же шаг, что и в поле **Initial time step (TSTEP)**.

Однако одной этой установки недостаточно. В Multisim по умолчанию ещё задаётся максимальное количество точек, положения и амплитуды которых запоминаются программой (именно для этих точек программой выполняются соответствующие расчёты), начиная с момента запуска работы схемы, и выводятся на экран осциллографа как при работающей схеме, так и при остановленной. Если во время работы схемы число точек, для которых производился расчёт, превысит заданное количество, то вся информация о предыдущих значениях обнуляется, и расчёт процессов начинается сначала.

Поскольку шаг стал меньше, то это значит, что при том же максимальном количестве точек на экране осциллографа будет отражаться меньший временной интервал осциллограммы процессов в схеме. В таком случае, наблюдая за осциллограммой во время работы схемы, мы будем видеть, что начавшись от левого края экрана, осциллограмма постепенно заполняет экран, движется к правому краю, но, не достигая его, потому что прерывается и начинается опять с начала экрана. В связи с этим, в некоторых случаях не удаётся полностью вывести на экран даже один период наблюдаемого колебания.

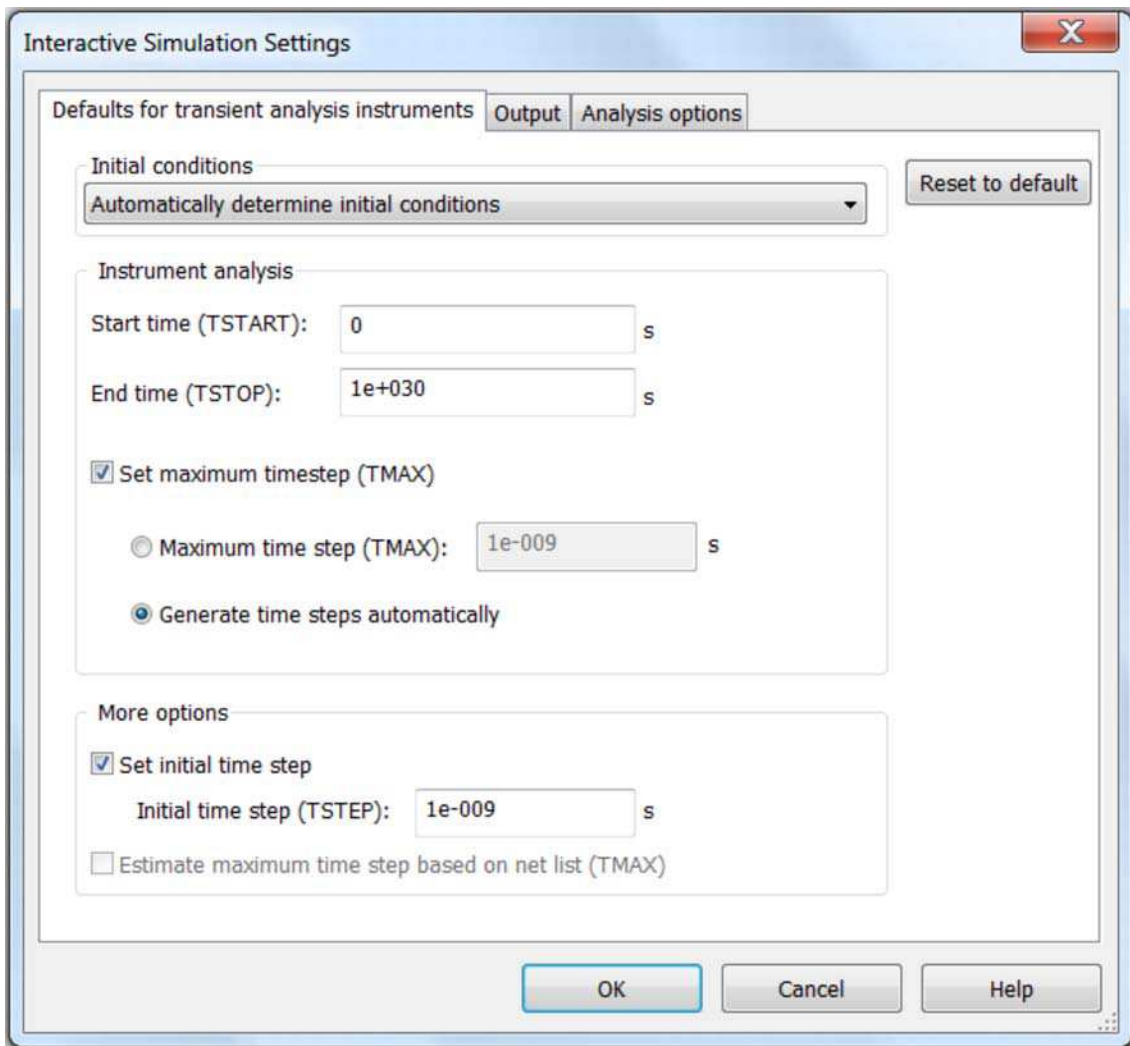


Рис. 1.18 – Окно для установки временного шага.

Преодолеть эту проблему можно, если увеличить максимальное количество точек на вкладке **Analysis options** в открытом ранее окне. По умолчанию в программе задано **128000** точек (в поле **Maximum number of points**). Для нашего случая достаточно установить **1280000** точек (рис. 1.19). Выполним установку указанного значения и щёлкнем кнопку **OK** в нижней части окна – окно закроется.

Запустим работу схемы. Откроем окна осциллографов XSC1 и XSC2. В связи со сделанными нами изменениями в настройках программы, осциллограммы на экраны осциллографов будут выводиться значительно медленнее. Для того чтобы на экране прорисовался даже всего только один период огибающей наблюдаемого сигнала, теперь надо ждать несколько минут. Подождём, пока схема проработает примерно 1 мс после включения (время контролируем по счётчику в правом нижнем углу окна), а затем остановим её. Время 1 мс выбрано потому, что соответствует как раз одному периоду огибающей входного сигнала, чего вполне достаточно, чтобы сделать выводы относительно интересующих нас токов.

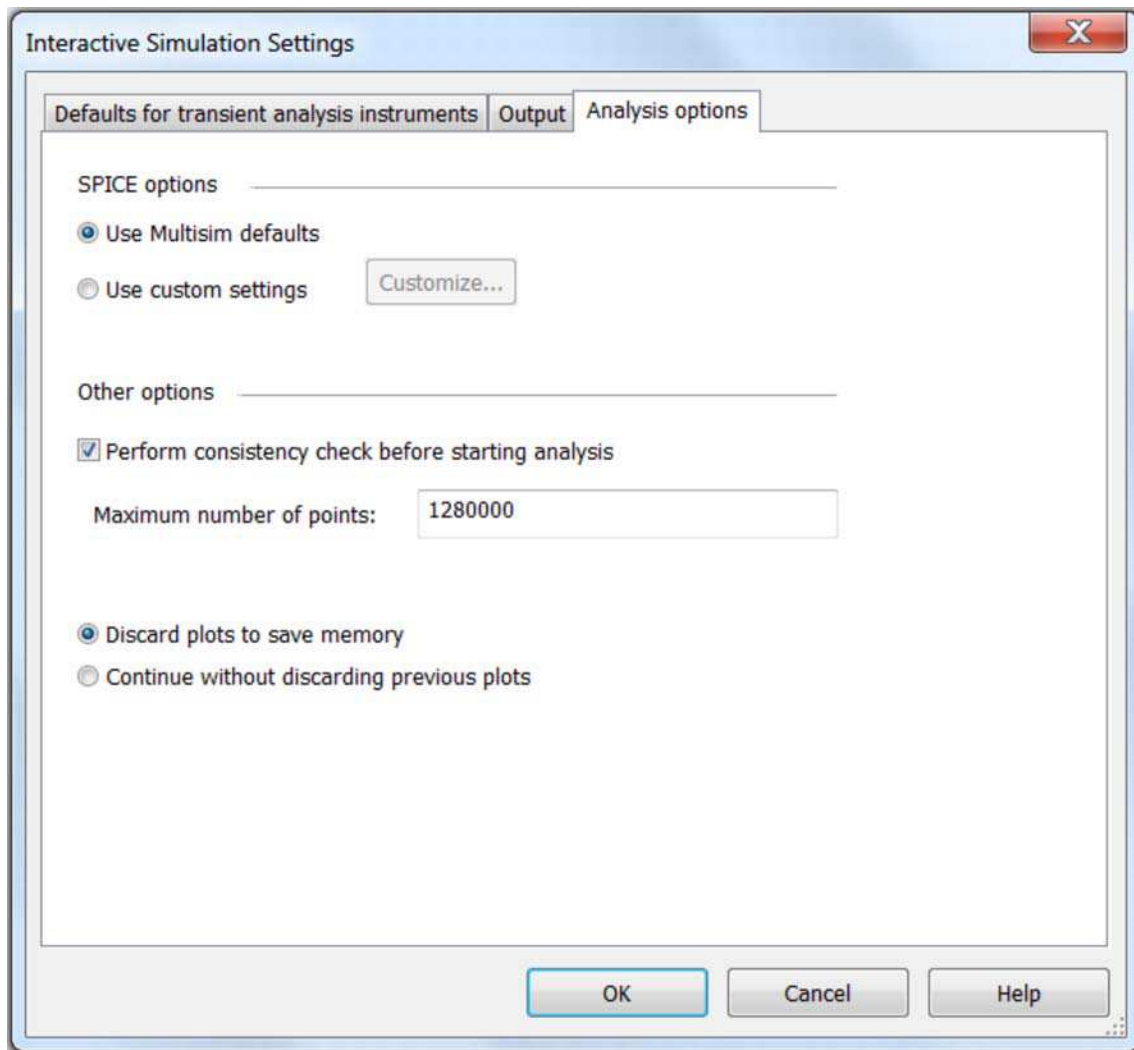


Рис. 1.19 – Окно для установки максимального количества точек.

Поскольку нас интересуют осциллограммы токов, то окно осциллографа XSC1 можно закрыть, отметив, что его осциллограммы похожи на осциллограммы, представленные на рис. 1.14.

Изменяя у осциллографа XSC2 масштаб отображения по вертикали (поле **Scale**) и используя полосу прокрутки, расположенную под экраном осциллографа, можно рассмотреть отдельные импульсы токов через диод VD1 и конденсатор C1, возникающие в каждый отдельный период входного высокочастотного колебания (рис. 1.20).

Например, установив значения в соответствующих полях органов управления осциллографом XSC2 такие же, как на рис. 1.20, получим на экране осциллограммы, отображающие интересующие нас токи. Как видно на рис. 1.20, форма тока, протекающего через конденсатор C1 (линия синего цвета), повторяет форму тока, протекающего через диод VD1 (линия красного цвета). Это подтверждает сделанный нами ранее вывод. Верен вывод и об отрицательных значениях тока конденсатора (ток разряда конденсатора), также сделанный нами ранее по рис. 1.17. Однако сейчас мы

видим, что форма токов не треугольная, а колоколообразная с некоторой асимметрией.

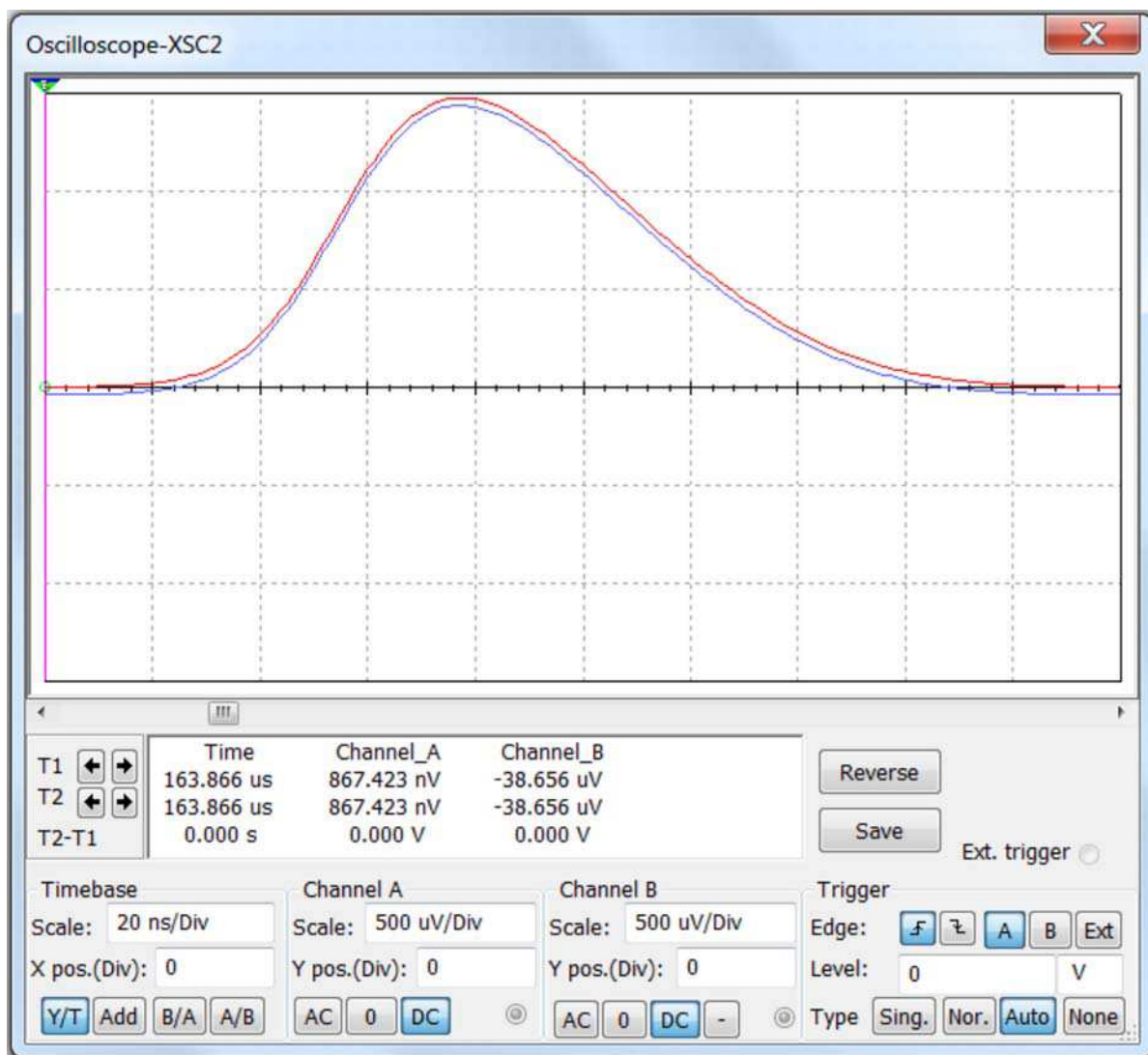


Рис. 1.20 – Осциллограммы токов через диод и конденсатор, возникающие в отдельные периоды высокочастотного колебания на входе детектора (для большой амплитуды токов).

Смещая осциллограмму и изменяя масштаб по вертикали, мы увидим, что уменьшение импульсов тока в указанных ветвях сопровождается улучшением симметрии формы токов (рис. 1.21).

Измерения времён длительностей протекания тока диода и тока заряда конденсатора в разные моменты времени показывает, что их длительности изменяются. Особенно сильно эти изменения заметны для тока заряда конденсатора. Сравнить указанные временные интервалы можно и визуально по рис. 1.20 и рис. 1.21.

Закроем окно схемы и перейдём к дальнейшим исследованиям.

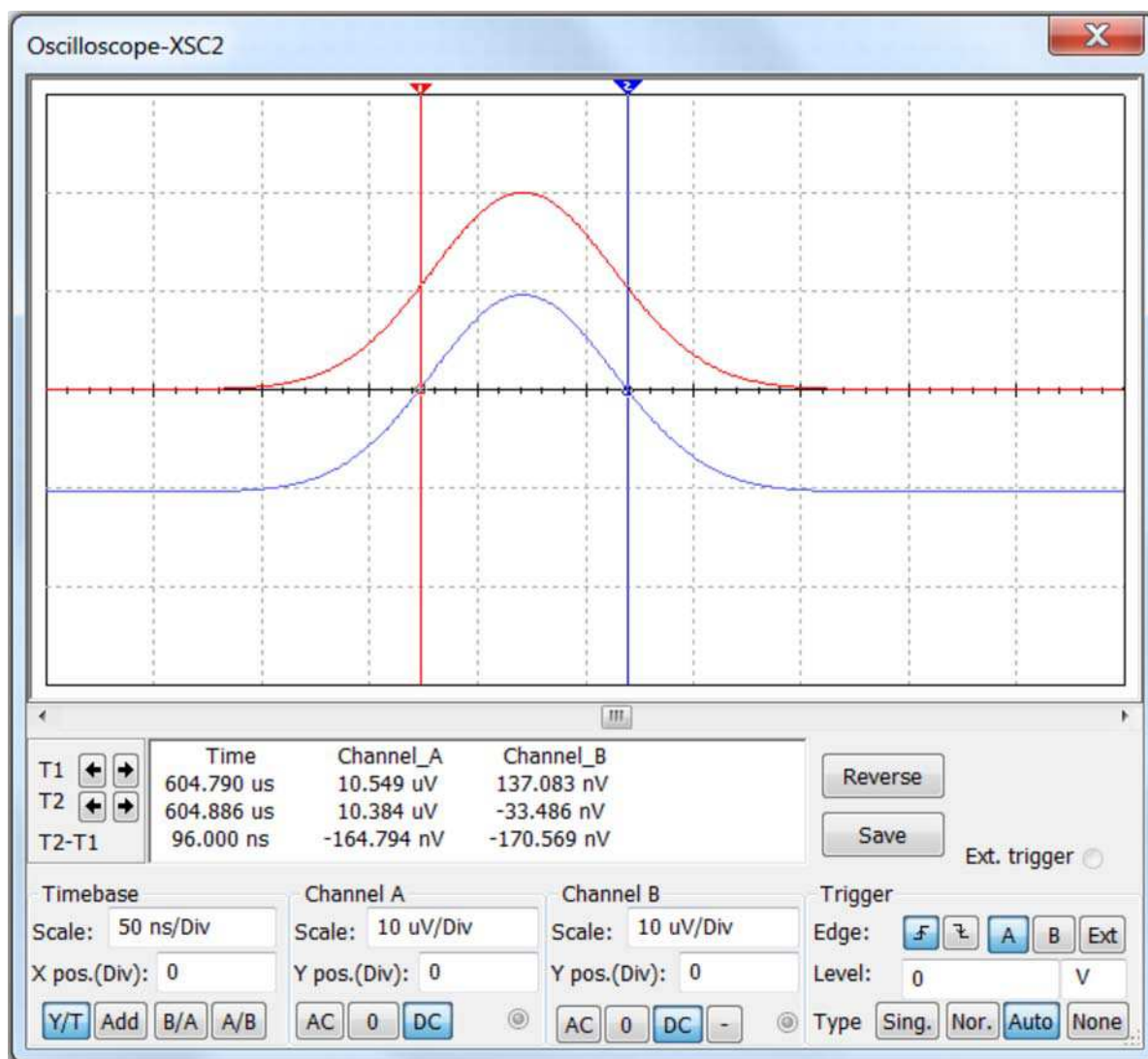


Рис. 1.21 – Осциллограммы токов через диод и конденсатор, возникающие в отдельные периоды высокочастотного колебания на входе детектора (для малой амплитуды токов).

Далее исследуем, зависит ли выходное напряжение амплитудного детектора от частоты модуляции входного сигнала.

Для проведения исследования воспользуемся схемой, представленной на рис. 1.11 (ранее мы её сохранили). Для этого следует либо найти файл со схемой на диске компьютера и дважды щёлкнуть на нём левой кнопкой мыши, в результате чего автоматически запустится программа Multisim и откроется наша схема, либо запустить сначала программу Multisim, а затем с её помощью открыть схему. Для этого следует в строке меню, используя левую кнопку мыши, последовательно выбрать **File** ► **Open**. В открывшемся окне указать папку и необходимого имя файла.

Откроем сохранённую схему. В источнике входного сигнала V1 установим параметры: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,7, частота модуляции – 1000 Гц.

Запустим работу схемы. Примерно через 5 мс после включения (индикация времени работы схемы от начала включения индицируется в правом нижнем углу окна программы Multisim) остановим работу схемы. На экране осциллографа мы увидим, что выходной сигнал детектора повторяет огибающую входного сигнала и является практически синусоидальным (осциллограммы соответствуют рис. 1.14).

Уменьшим частоту модуляции, установив её значение 300 Гц. Запустим, а затем остановим работу схемы. Установим масштаб развёртки осциллографа $500 \mu\text{s}/\text{Div}$. На экране осциллографа мы увидим, что, как и в предыдущем случае, выходной сигнал детектора повторяет огибающую входного сигнала и является практически синусоидальным.

Теперь увеличим частоту модуляции, установив её значение 3000 Гц. Запустим, а затем остановим работу схемы. Установим масштаб развёртки осциллографа $50 \mu\text{s}/\text{Div}$. На экране осциллографа мы увидим, что выходной сигнал детектора не полностью повторяет огибающую входного сигнала и не является синусоидальным (рис. 1.22). В таких случаях говорят, что выходной сигнал искажается. Искажения такого вида называют нелинейными.

Отметим, что искажение выходного сигнала наблюдается в конце спада и в самом начале подъёма огибающей. На этом промежутке времени форма выходного сигнала отличается от синусоидальной и напоминает экспоненциальную. Этот эффект объясняется тем, что на этом промежутке времени напряжение на конденсаторе больше, чем амплитуда входного напряжения, диод закрыт и конденсатор разряжается через резистор $R1$ с постоянной времени τ_p (1.15). Разряд продолжается до того момента, пока вновь начавшее расти по огибающей входное напряжение не превысит напряжение открывания диода $VD1$.

Увеличим частоту модуляции ещё, установив её значение 10000 Гц. Запустим, а затем остановим работу схемы. На экране осциллографа мы увидим, что искажение выходного сигнала ещё больше увеличилось. При этом наименьшее значение выходного напряжения увеличилось (нижняя граница выходного напряжения поднялась выше и теперь имеет большее значение напряжения, чем в предыдущем случае). В то же время уровень максимального выходного напряжения остался прежним.

На основании проведенных экспериментов можно сделать вывод, что с ростом частоты модуляции нелинейные искажения в выходном сигнале увеличиваются. В то же время для частот ниже некоторой определённой частоты этих искажений нет. То есть, наличие искажений зависит от соотношения частоты модуляции (или её периода) и постоянной времени разряда τ_p . Исходя из этого, для гарантии отсутствия нелинейных искажений в выходном сигнале выбор постоянной времени τ_p (а значит и величин конденсатора $C1$ и резистора $R1$) следует осуществлять с учётом максимальной частоты модуляции (или, соответственно, минимального периода

сигнала модуляции).

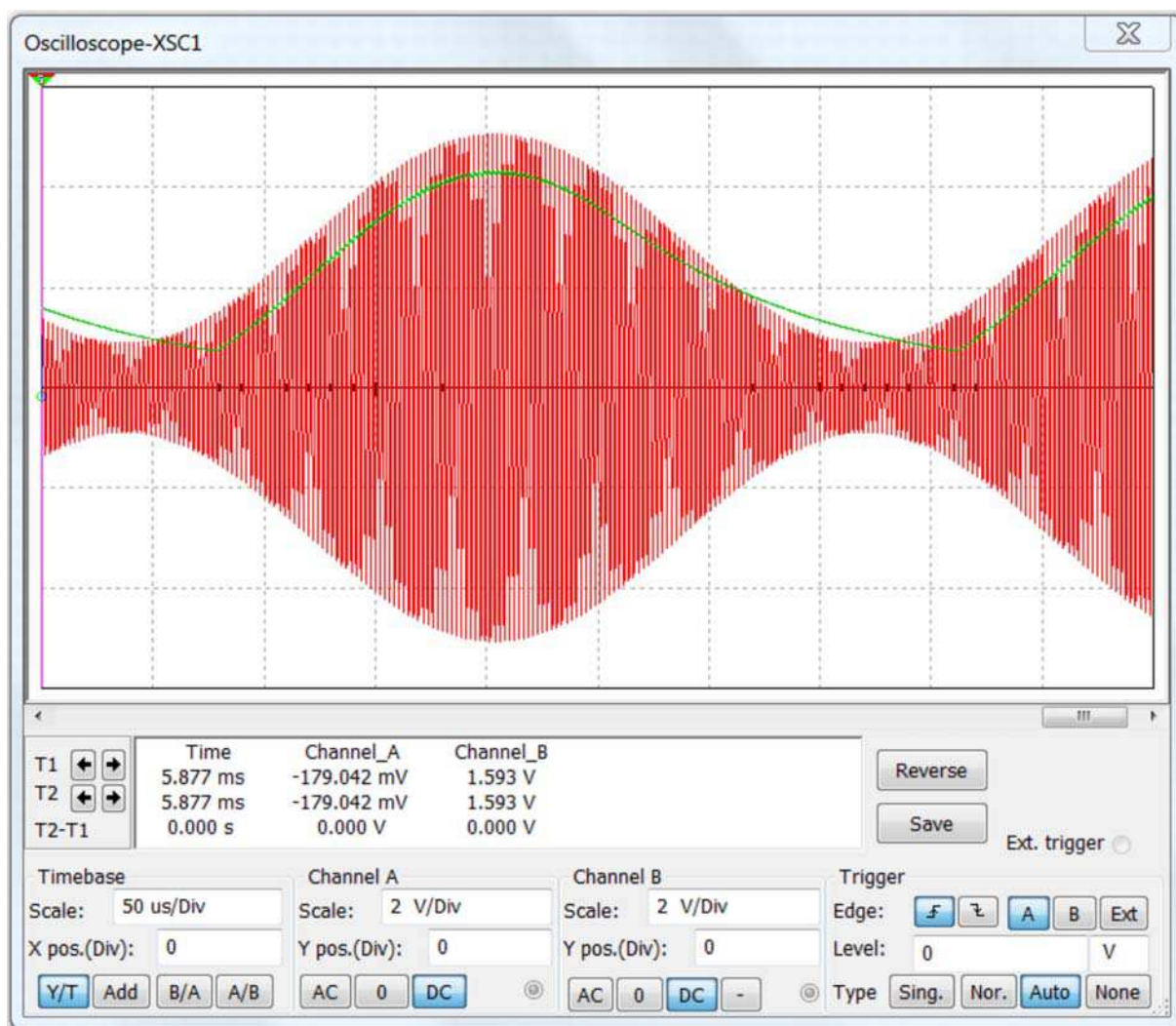


Рис. 1.22 – Осциллограммы входного и выходного сигналов амплитудного детектора при частоте несущей 465 кГц и частоте огибающей 3000 Гц.

Известно, что нелинейные искажения будут практически отсутствовать, если выполняется определённое условие, которое называется условием безынерционности детектора. Если же это условие нарушается, то будут иметь место нелинейные искажения, а такой детектор будет называться инерционным. Для АМ-детектора условие безынерционности описывается формулой

$$C1R1 \leq \frac{1}{2\pi F_B}, \quad (1.17)$$

где F_B – максимальная (верхняя) частота сигнала модуляции.

Отсюда для безынерционного АМ-детектора значение $C1$ можно

найти по формуле

$$C1 \leq \frac{1}{2\pi F_B R1}. \quad (1.18)$$

Исследуем, зависит ли выходной сигнал амплитудного детектора от глубины модуляции.

Для проведения исследования воспользуемся всё той же схемой. Но в источнике входного сигнала $V1$ установим частоту модуляции 3000 Гц. Остальные значения можно оставить прежними: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,7.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. На экране осциллографа будут такие же осциллограммы, как на рис. 1.22, поскольку мы задали такие же параметры, как и в том случае.

Уменьшим значение коэффициента модуляции, установим его равным 0,5. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. На экране осциллографа осциллограмма выходного сигнала детектора станет заметно менее искажённой.

Установим значение коэффициента модуляции равным 0,3. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Мы увидим, что осциллограмма выходного сигнала детектора теперь не искажается и полностью повторяет огибающую входного сигнала.

Из этого исследования можно заключить, что с ростом коэффициента модуляции (глубины модуляции) возрастают нелинейные искажения. Поэтому при расчёте элементов детектора следует учитывать и коэффициент модуляции. Тогда для АМ-детектора условие безынерционности будет описываться формулой [9]

$$C1R1 \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} \cdot \frac{1}{2\pi F_B}. \quad (1.19)$$

Отсюда для безынерционного АМ-детектора с учётом коэффициента модуляции значение $C1$ можно найти по формуле

$$C1 \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} \cdot \frac{1}{2\pi F_B R1}. \quad (1.20)$$

Анализируя формулу (1.20) можно сделать вывод, что величина конденсатора зависит от максимальной частоты модуляции F_B и должна выбираться с учётом именно максимальной частоты модуляции. Для того чтобы убедиться в этом выводе сделаем следующий эксперимент.

В схеме, с которой мы только что работали, установим следующие параметры источника сигнала: амплитуда несущей 3 В, несущая частота –

465 кГц, коэффициент модуляции – 0,7, частота модуляции – 1000 Гц.

Запустим работу схемы и убедимся, что выходной сигнал искажений не имеет. Остановим работу схемы и увеличим значение конденсатора – установим 0,2 μF (0,2 мкФ).

Вновь запустим работу схемы и на экране осциллографа увидим, что выходной сигнал стал искажённым – отличным от синусоиды.

Остановим работу схемы и ещё раз увеличим значение конденсатора – установим 0,3 мкФ. Вновь запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. По осциллограмме видно, что искажение выходного сигнала стало ещё больше. Но зато уменьшилась величина высокочастотных пульсаций в выходном сигнале – сигнал стал более «гладким».

Если же мы уменьшим ёмкость конденсатора относительно исходной и сделаем её, например, 0,03 мкФ, то запустив работу схемы, увидим, что искажения выходного сигнала нет, но высокочастотные пульсации стали больше.

Таким образом, вывод, сделанный нами при анализе формулы (1.20), подтвердился на практике.

Исследуем, зависит ли выходной сигнал амплитудного детектора от величины входного сигнала.

Для проведения исследования воспользуемся всё той же схемой, с емкостью конденсатора 0,1 мкФ. В источнике входного сигнала V1 установим следующие значения: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,3, частота модуляции – 3000 Гц.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Убедимся, что осциллограмма выходного сигнала детектора не искажена и полностью повторяет огибающую входного сигнала.

Теперь уменьшим амплитуду несущей – установим её значение 2 В. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Как и прежде, осциллограмма выходного сигнала детектора не искажена и полностью повторяет огибающую входного сигнала.

Ещё уменьшим амплитуду несущей – установим её значение 1 В. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. У осциллограммы выходного сигнала детектора появятся признаки нелинейных искажений.

Ещё уменьшим амплитуду несущей – установим её значение 0,8 В. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. У осциллограммы выходного сигнала детектора нелинейные искажения стали ещё больше.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что с уменьшением входного сигнала нелинейные искажения увеличиваются. Но следует иметь в виду, что в нашем эксперименте мы заметили нелинейные искажения только при снижении напряжения амплитуды несущей до 1 В.

Чтобы исключить влияние частоты модуляции на искажение выход-

ного сигнала, которое мы выявили ранее, уменьшим частоту модуляции – установим её значение 300 Гц, а напряжение амплитуды несущей снова установим 1 В.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Мы увидим, что выходной сигнал не искажается. Значит, искажения, отмеченные нами в предыдущем эксперименте, были вызваны, в том числе, и частотой модуляции.

Далее установим значение амплитуды несущей 0,8 В. Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Мы увидим, что в выходном сигнале опять появились нелинейные искажения, которые теперь мы можем связать именно с величиной входного сигнала. В качестве проверки этого утверждения можно установить ещё меньшую частоту модуляции, например, 100 Гц и проверить исчезнут ли нелинейные искажения. Они не исчезнут. Они не исчезнут и при частоте модуляции 10 Гц. Следовательно, мы сделали правильный вывод о том, что полученные искажения выходного сигнала в данном случае связаны с величиной входного сигнала.

Чтобы ещё раз подтвердить правильность нашего вывода, установим значение частоты модуляции 300 Гц, амплитуду несущей 0,6 В и запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Мы убедимся, что искажение выходного сигнала ещё больше увеличилось.

Следовательно, для получения на выходе амплитудного детектора неискажённого сигнала необходимо, чтобы амплитуда несущей составляла несколько вольт. Учитывая, что коэффициент модуляции в среднем составляет около 0,7, для неискаженного детектирования необходимо, чтобы амплитуда немодулированной несущей на входе амплитудного детектора составляла не менее 3 В. Такие сигналы называют «сильными сигналами».

Используя Multisim, можно определить коэффициент передачи амплитудного детектора. Согласно формуле (1.12), для расчёта коэффициента передачи детектора K_d необходимо знать амплитуду выходного сигнала детектора $U_{\Omega m}$, амплитуду несущей $U_m 0$ и коэффициент модуляции m . Амплитуду несущей и коэффициент модуляции мы устанавливаем, задавая параметры источника сигнала V1. Амплитуду выходного сигнала детектора требуется измерить с помощью осциллографа.

Для определённости, пусть в схеме детектора будут те же элементы, что и на рис. 1.11. В источнике входного сигнала V1 установим параметры: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,7, частота модуляции – 1000 Гц.

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Поскольку нам требуется измерить амплитуду сигнала в канале В, то, чтобы нам не мешал сигнал в канале А, его можно убрать с экрана. Это можно сделать либо так, как мы делали ранее (нажать в области органов управления каналом А кнопку 0), либо установить достаточно большое значение

(например, **100 V/Div**) в поле **Scale** канала **A** (первое предпочтительнее, поскольку тогда в столбце **Channel_A** будут нули, что не будет отвлекать внимание и не будет вносить путаницу при снятии показаний курсоров).

Наведём курсор 1 в точку с минимальным значением амплитуды выходного сигнала, а курсор 2 – в точку с максимальным значением амплитуды выходного сигнала. Отметим, что поскольку выходной сигнал имеет небольшие пульсации, то при установке курсоров показания младших разрядов будут изменяться. Но эти изменения слишком малы, чтобы внести ощутимую погрешность в результат расчёта, поэтому ими можно пренебречь, сделав округления в более старших разрядах полученных чисел.

В поле числовых значений, в столбце **Channel_B** будут отображаться результаты измерений: напряжение в точке с курсором 1 равно, примерно, 228 мВ, в точке с курсором 2 равно, примерно, 4,3 В, а разница между ними равна, примерно, 4,1 В. Эта разница равна размаху выходного напряжения. Амплитуда выходного напряжения будет равна половине размаха, т.е., $4,1 / 2 = 2,05$ В.

Подставив значения в формулу (1.12), получим

$$K_d = \frac{2,05}{0,7 \cdot 3} \approx 0,98.$$

Как видим, коэффициент передачи последовательного амплитудного детектора высокий.

Установив значение коэффициента модуляции $m = 0,3$, и сделав аналогичные измерения, получим, что коэффициент передачи детектора остался примерно тем же – 0,98.

Установив значение коэффициента модуляции $m = 0,7$, напряжение амплитуды несущей $U_{m0} = 5$ В, и сделав аналогичные измерения, снова получим, что коэффициент передачи амплитудного детектора остался примерно тем же – 0,98.

Таким образом, можно сделать вывод, что коэффициент передачи детектора при детектировании сильных сигналов не зависит ни от амплитуды несущей, ни от амплитуды огибающей входного сигнала (т.е., от глубины модуляции входного сигнала).

Однако для так называемых «слабых сигналов» это положение не подтверждается [9, с. 301]. Чтобы выяснить зависимость коэффициента передачи последовательного амплитудного детектора от амплитуды входного сигнала для слабых сигналов выполним измерения, аналогичные только что проведенным, но при коэффициенте модуляции, равном 0,1. Такое маленькое значение коэффициента модуляции выбрано, чтобы при малых входных напряжениях нелинейные искажения выходного сигнала были минимальными. Однако при таком малом значении коэффициента модуляции будут уже заметную роль играть пульсации в выходном сигнала-

ле, что несколько усложнит измерения, поскольку потребуется находить среднее значение напряжения, чтобы ослабить воздействие пульсаций на результат.

Итак, измерения коэффициента передачи детектора будем проводить по схеме, соответствующей рис. 1.11, а в источнике входного сигнала V1 установим параметры: несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,1, частота модуляции – 1000 Гц. Амплитуду несущей будем изменять от 0,1 В до 2 В с шагом 0,1 В. Данные измерений и полученные результаты расчётов сведём в таблицу 1.1.

Однако прежде сделаем одно замечание. Обычно, когда говорят о коэффициенте передачи какого-либо устройства, то под этим понимают отношение напряжений выходного и входного сигналов. Но, в формуле (1.12) амплитуда входного сигнала детектора (амплитуда частоты модуляции или амплитуда огибающей) представлена в неявном виде – как произведение коэффициента модуляции на амплитуду несущей mU_{m0} . Если ввести новые обозначения и принять $U_{\Omega \text{ Вых } m} = U_{\Omega m}$, а $U_{\Omega \text{ Вх } m} = mU_{m0}$, то тогда формула расчёта коэффициента передачи детектора примет обычный вид:

$$K_d = \frac{U_{\Omega \text{ Вых } m}}{U_{\Omega \text{ Вх } m}}. \quad (1.21)$$

Как представляется, эта формула будет более понятной, чем формула (1.12). Кроме этого, благодаря такому подходу, в сводную таблицу можно ввести строку $U_{\Omega \text{ Вх } m}$, в которой в явном виде будут указаны значения амплитуды входного сигнала детектора (амплитуда частоты модуляции или амплитуда огибающей). Принятые обозначения помогут также и при построении графика коэффициента передачи детектора $K_d = f(U_{\Omega \text{ Вх } m})$.

Итак, следуя изложенной методике, заполним таблицу 1.1.

Таблица 1.1 – Сводная таблица с результатами измерений и расчётов для коэффициента передачи последовательного амплитудного детектора.

U_{m0} , В	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$U_{\Omega \text{ Вх } m}$, В	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
$U_{\Omega \text{ Вых } m}$, В	-	-	-	9,00E-06	0,00051	0,0135	0,0435	0,0650	0,0780	0,0920
K_d , раз	-	-	-	2,25E-04	0,010	0,225	0,621	0,813	0,867	0,920

U_{m0} , В	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
$U_{\Omega \text{ Вх } m}$, В	0,12	0,12	0,13	0,14	0,15	0,16	0,17	0,18	0,19	0,2
$U_{\Omega \text{ Вых } m}$, В	0,103	0,115	0,125	0,136	0,146	0,156	0,167	0,177	0,187	0,197
K_d , раз	0,936	0,958	0,962	0,971	0,973	0,975	0,982	0,983	0,984	0,985

Сделаем некоторые пояснения к таблице 1.1. Жёлтым цветом в таблице окрашены столбцы, для которых амплитуда выходного сигнала имеет очень большие нелинейные искажения. Для столбцов с амплитудой $U_{\Omega \text{ ВХ } m}$ от 0,01 В до 0,03 В (и, соответственно, с амплитудой $U_{m 0}$ от 0,1 В до 0,3 В) значения выходного сигнала настолько малы, что было решено их в таблицу не вносить. При $U_{\Omega \text{ ВХ } m} = 0,04$ В (и, соответственно, $U_{m 0} = 0,4$ В) амплитуда выходного сигнала составляет всего 9 мкВ, т.к. диод ещё закрыт. Лишь с напряжения $U_{\Omega \text{ ВХ } m} = 0,05$ В (и, соответственно, $U_{m 0} = 0,5$ В) диод начинает открываться. И только с амплитуды $U_{\Omega \text{ ВХ } m} = 0,07$ В (и, соответственно, несущей $U_{m 0} = 0,7$ В) искажение выходного сигнала детектора прекращается.

Как следует из данных, представленных в таблице 1.1, коэффициент передачи при напряжении $U_{\Omega \text{ ВХ } m} < 0,05$ В (соответственно, $U_{m 0} < 0,5$ В) очень мал. При $U_{\Omega \text{ ВХ } m} = 0,05$ В (и, соответственно, $U_{m 0} = 0,5$ В) коэффициент передачи составляет всего 0,01 или 1 %. Затем он начинает быстро расти, при напряжении $U_{\Omega \text{ ВХ } m} = (0,08 \dots 0,1)$ В ($U_{m 0} = (0,8 \dots 1)$ В) замедляет свой рост, а при напряжении $U_{\Omega \text{ ВХ } m} > 0,17$ В ($U_{m 0} > 1,7$ В) изменяется весьма мало. График зависимости коэффициента передачи последовательного амплитудного детектора от амплитуды огибающей входного АМ-сигнала, построенный с помощью программы Microsoft Excel, представлен на рис. 1.23.

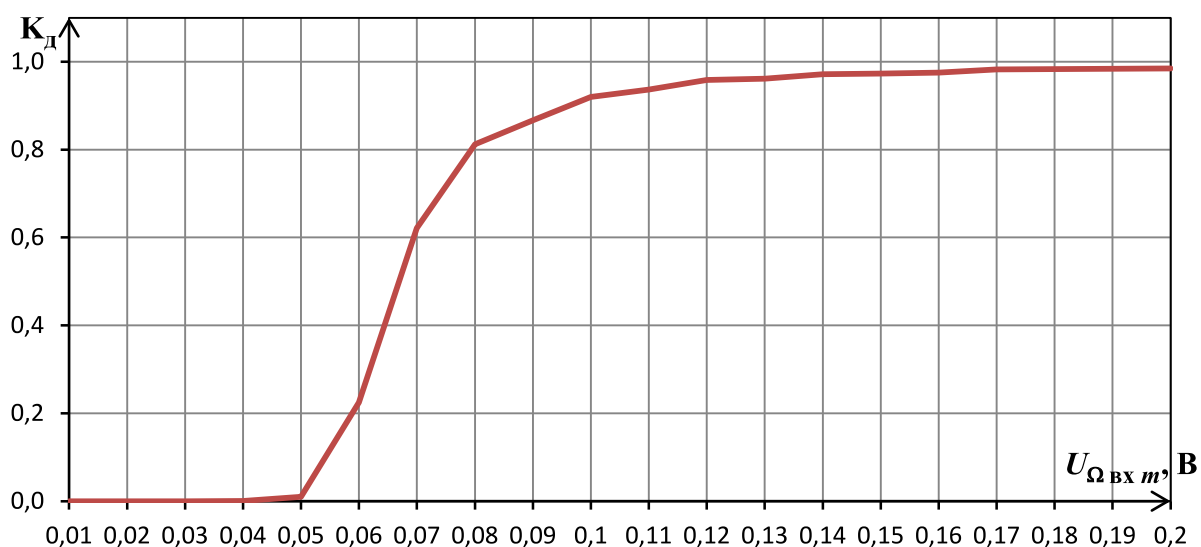


Рис. 1.23 – График зависимости коэффициента передачи последовательного амплитудного детектора от амплитуды огибающей входного АМ-сигнала.

Подводя итог сделанным исследованиям, следует отметить, что сиг-

нал на выходе амплитудного детектора зависит от разных факторов – и от амплитуды входного сигнала, и от частоты модуляции, и от глубины модуляции. При этом очень важную роль играет величина ёмкости C_1 .

Однако к величине ёмкости C_1 предъявляются противоречивые требования. Так, исходя из условия безынерционности (1.20), для устранения нелинейных искажений при работе с АМ-сигналами, имеющими большие коэффициенты модуляции, значение C_1 следует уменьшать. Но уменьшение C_1 приведёт к большим пульсациям в выходном сигнале, что скажется на качестве детектированного сигнала и окажет негативное влияние на работу УНЧ. И наоборот, увеличивая значение ёмкости C_1 можно уменьшить пульсации на выходе, но при этом могут появиться нелинейные искажения в выходном сигнале.

Исследуя амплитудный детектор, мы выяснили, что в его выходном сигнале, кроме переменной составляющей присутствует и постоянная составляющая. Полезным сигналом является переменная составляющая, именно её должен далее усилить УНЧ. Постоянную составляющую подавать на УНЧ нельзя, т.к. это приведёт к изменению режима работы каскадов усилителя по постоянному току, что недопустимо. В связи с этим сигнал с выхода амплитудного детектора подают на УНЧ через конденсатор, который пропускает только переменную составляющую, осуществляя при этом гальваническую развязку (т.е., не пропускает постоянный ток).

В свою очередь УНЧ оказывает некоторое действие на детектор, поскольку обладает входным сопротивлением. Величина входного сопротивления УНЧ зависит от разных факторов, например, от используемых в усилителе активных элементов, схемы включения этих элементов, особенно в первом каскаде, и т.п.

Учитывая сказанное, можно нарисовать схему, демонстрирующую соединение амплитудного детектора и УНЧ (рис. 1.24).

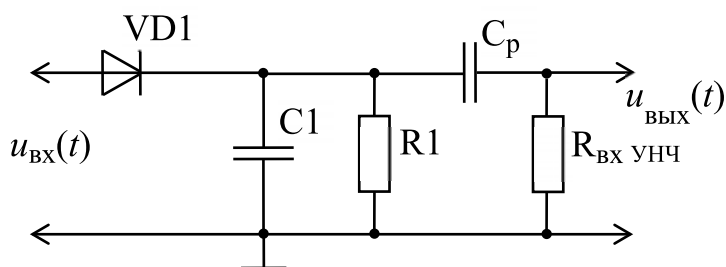


Рис. 1.24 – Схема последовательного амплитудного детектора, нагруженного входным сопротивлением УНЧ.

В этой схеме элементами, относящимися к собственно детектору, являются диод VD_1 , конденсатор C_1 и резистор R_1 . Резистор $R_{вх\ УНЧ}$ представляет собой эквивалент входного сопротивления УНЧ, а конденсатор C_p

является разделительным конденсатором (обеспечивает гальваническую развязку между детектором и входом УНЧ, т.е. сопротивлением $R_{\text{вх УНЧ}}$).

Для исследования процессов в данной схеме соберём её в интерактивном эмуляторе радиосхем Multisim (рис. 1.25).

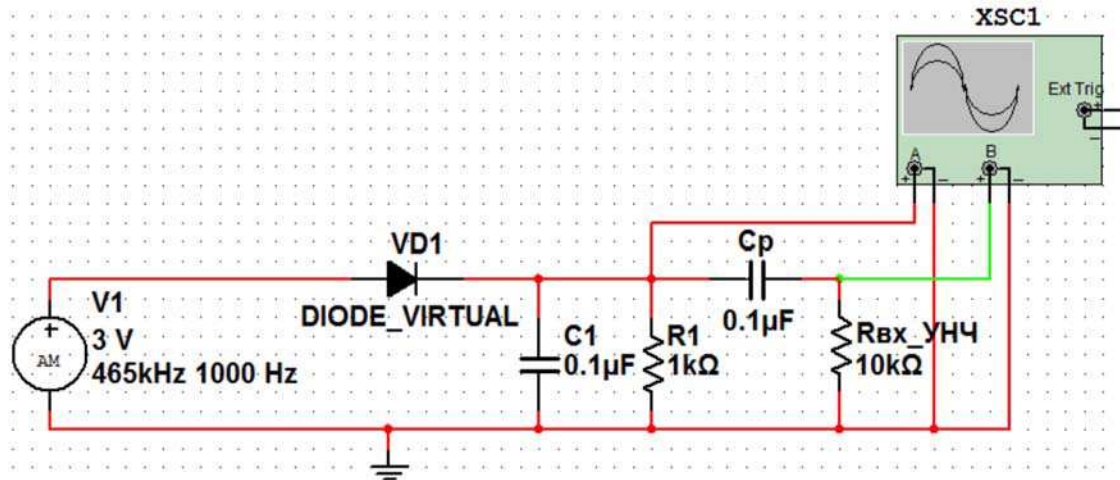


Рис. 1.25 – Схема исследования последовательного амплитудного детектора, нагруженного входным сопротивлением УНЧ.

На рис. 1.25 видно, что вход канала **A** осциллографа подключен к выходу детектора (к резистору R_1), а вход канала **B** – к резистору $R_{\text{вх УНЧ}}$, представляющему эквивалент входного сопротивления УНЧ (эту точку схемы можно считать входом УНЧ). Это сделано с целью сравнения напряжений в данных точках схемы.

Установим в источнике входного сигнала V_1 следующие параметры: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,5, частота модуляции – 1000 Гц. Установим в поле **Maximum number of points** значение **1280000** точек (рис. 1.19).

Запустим работу схемы, а через несколько секунд остановим её. Откроем окно осциллографа. Выполнив соответствующие настройки осциллографа, получим на экране две осциллограммы (рис. 1.26). Обе осциллограммы представляют собой синусоидальные сигналы, одинаковые по амплитуде, но один из них (красный) имеет постоянную положительную «подставку» (постоянную составляющую), а другой (зелёный – сигнал на входе УНЧ) после 5-го периода колебаний симметричен относительно нулевой линии осциллографа. На экране видно, что с момента включения работы схемы и до 5-го периода в точке входа УНЧ (на резисторе $R_{\text{вх УНЧ}}$) происходит переходный процесс, который связан с зарядом разделительного конденсатора C_p . На этом временном интервале сигнал как бы сползает с пьедестала постоянной составляющей вниз. По показанию времени курсора 2 можно оценить, что этот промежуток занимает не более 5 мс.

После этого на входе УНЧ будет установившийся режим. Таким образом, разделительный конденсатор C_p действительно убирает постоянную составляющую из сигнала детектора, т.к. он заряжается именно до уровня постоянной составляющей, но имеет противоположное по знаку напряжение. Разность этих постоянных уровней даёт на резисторе $R_{вх}$ УНЧ нулевое постоянное напряжение. И поэтому на входе усилителя в установившемся режиме присутствует только переменная составляющая детектированного сигнала.

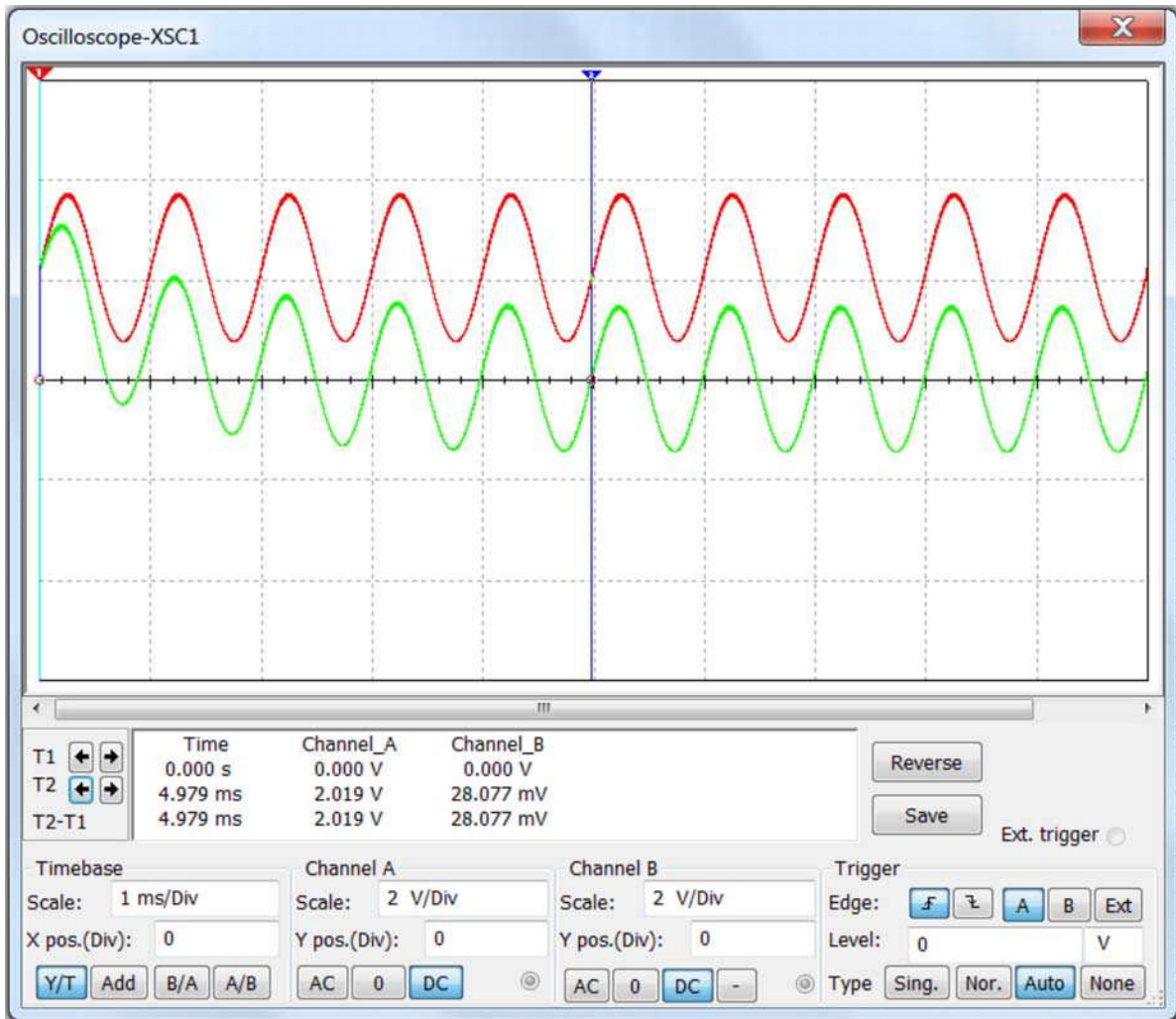


Рис. 1.26 – Осциллограммы на выходе амплитудного детектора и на входе УНЧ при частоте сигнала 1000 Гц.

Поочерёдно убирая с экрана осциллографа сигналы канала **A** и **B** (включая кнопку **0** в областях органов управления соответствующих каналов), проведём измерения размаха этих сигналов в установившемся режиме работы схемы. Измерения показывают, что размах сигнала на входе канала **A** равен, примерно, 2,9 В (рис. 1.27), размах сигнала на входе канала **B** тоже равен, примерно, 2,9 В (рис. 1.28). Более точные измерения затруд-

нены, поскольку оба сигнала имеют небольшие высокочастотные пульсации с частотой несущей. Но в данном случае в большей точности нет необходимости.

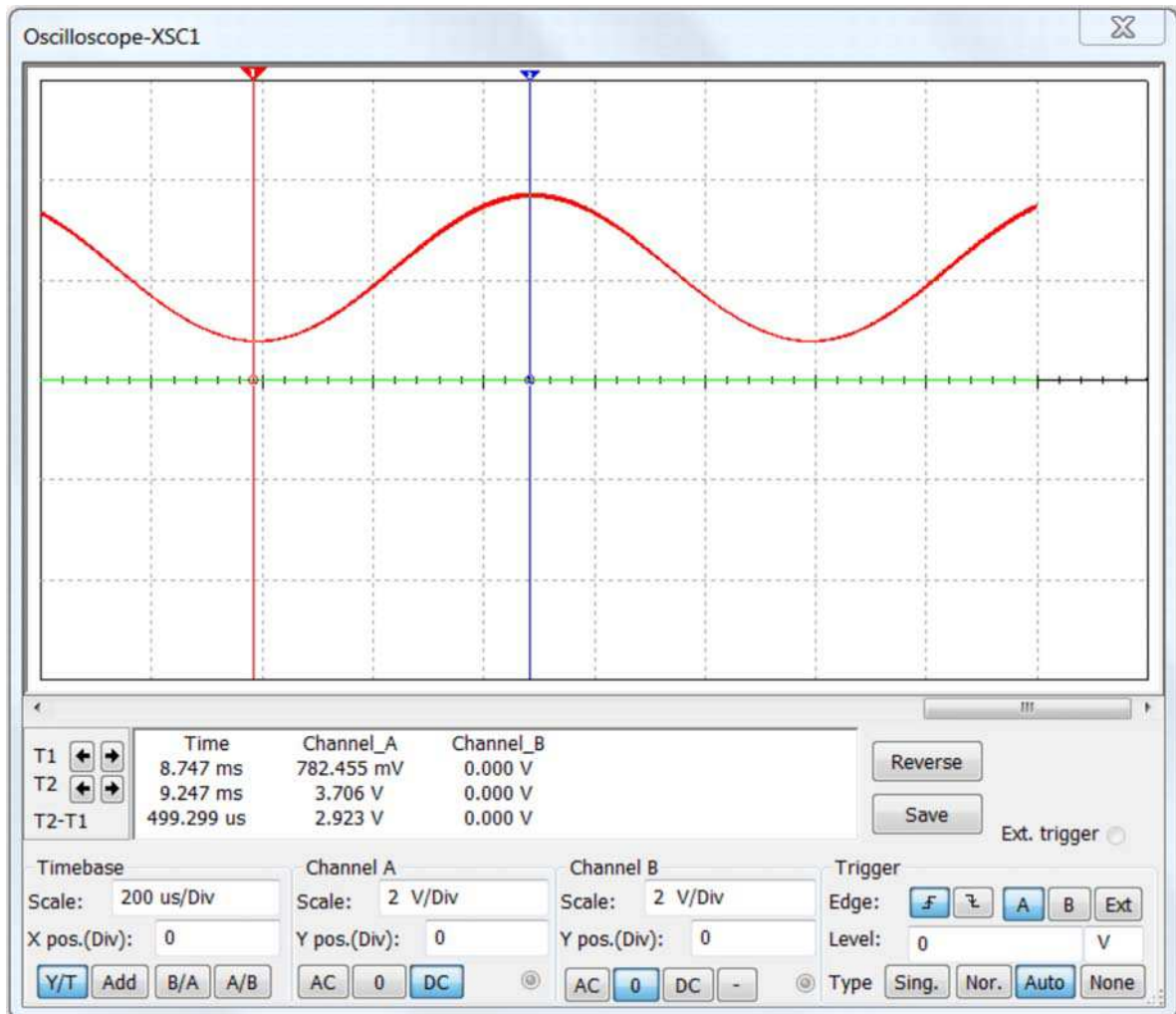


Рис. 1.27 – Измерение размаха сигнала на входе канала А.

Сравнивая временные положения курсоров на рис. 1.27 и рис. 1.28, можно заметить, что их положения (а установлены они в обоих случаях в точки минимумов и максимумов сигналов) лишь немного различаются, примерно, на 30 мкс. Т.е. сигналы сдвинуты относительно друг друга, примерно, на 30 мкс. Это говорит о том, что сигналы почти синфазны.

Установим в источнике частоту модуляции 300 Гц и выполним измерения, подобные только что сделанным. В результате мы получим, что размах сигнала на входе канала А остался равен, примерно, 2,9 В. А вот размах сигнала на входе канала В несколько уменьшился и стал равен, примерно, 2,6 В. Что касается временного сдвига сигналов относительно друг друга, то он увеличился и теперь составляет, примерно, 300 мкс.

Теперь установим в источнике частоту модуляции 100 Гц и опять

выполним измерения, подобные только что сделанным. В результате мы получим, что размах сигнала на входе канала **A** остался тем же – равен, примерно, 2,9 В. Размах сигнала на входе канала **B** ещё больше уменьшился и стал равен, примерно, 1,6 В. Временной сдвиг сигналов относительно друг друга ещё больше увеличился и теперь составляет, примерно, 1,6 мс.

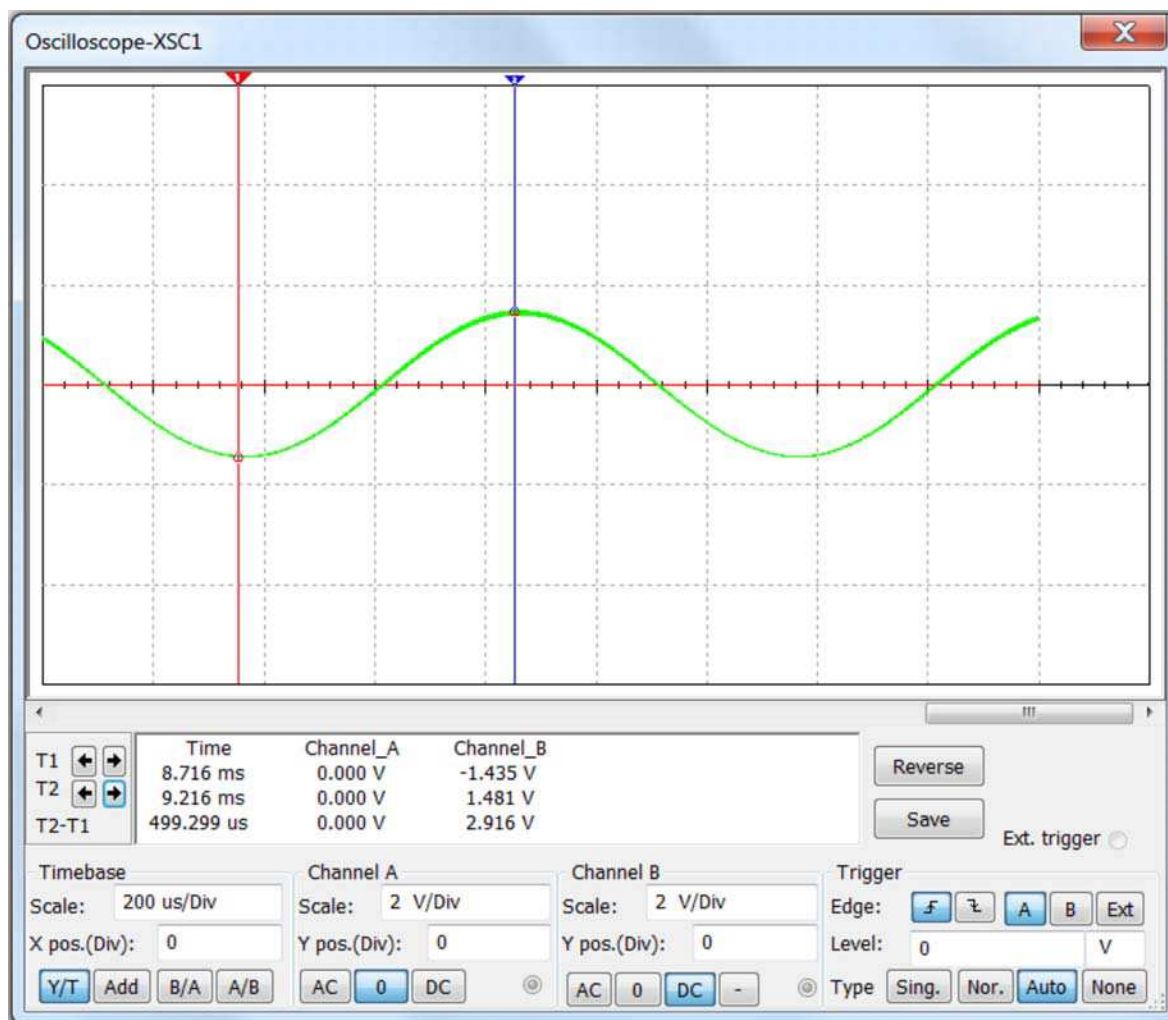


Рис. 1.28 – Измерение размаха сигнала на входе канала **B**.

Полученные результаты говорят о том, что при уменьшении частоты модуляции сигнал на входе УНЧ уменьшается, т.е. в данной схеме имеют место амплитудно-частотные и фазочастотные искажения. При использовании такой схемы в радиоприёмнике будут несколько ослабляться низкочастотные составляющие сигнала, поступающего на вход УНЧ и, соответственно, после усилителя – на громкоговоритель (если УНЧ имеет линейную амплитудно-частотную характеристику – АЧХ). Тогда, для компенсации амплитудно-частотных искажений, в самом УНЧ следует предусмотреть соответствующий подъём АЧХ в области нижних частот. Фазовые искажения сигнала в данном случае значения не имеют, поскольку на слух

человеком не воспринимаются [10, с.23].

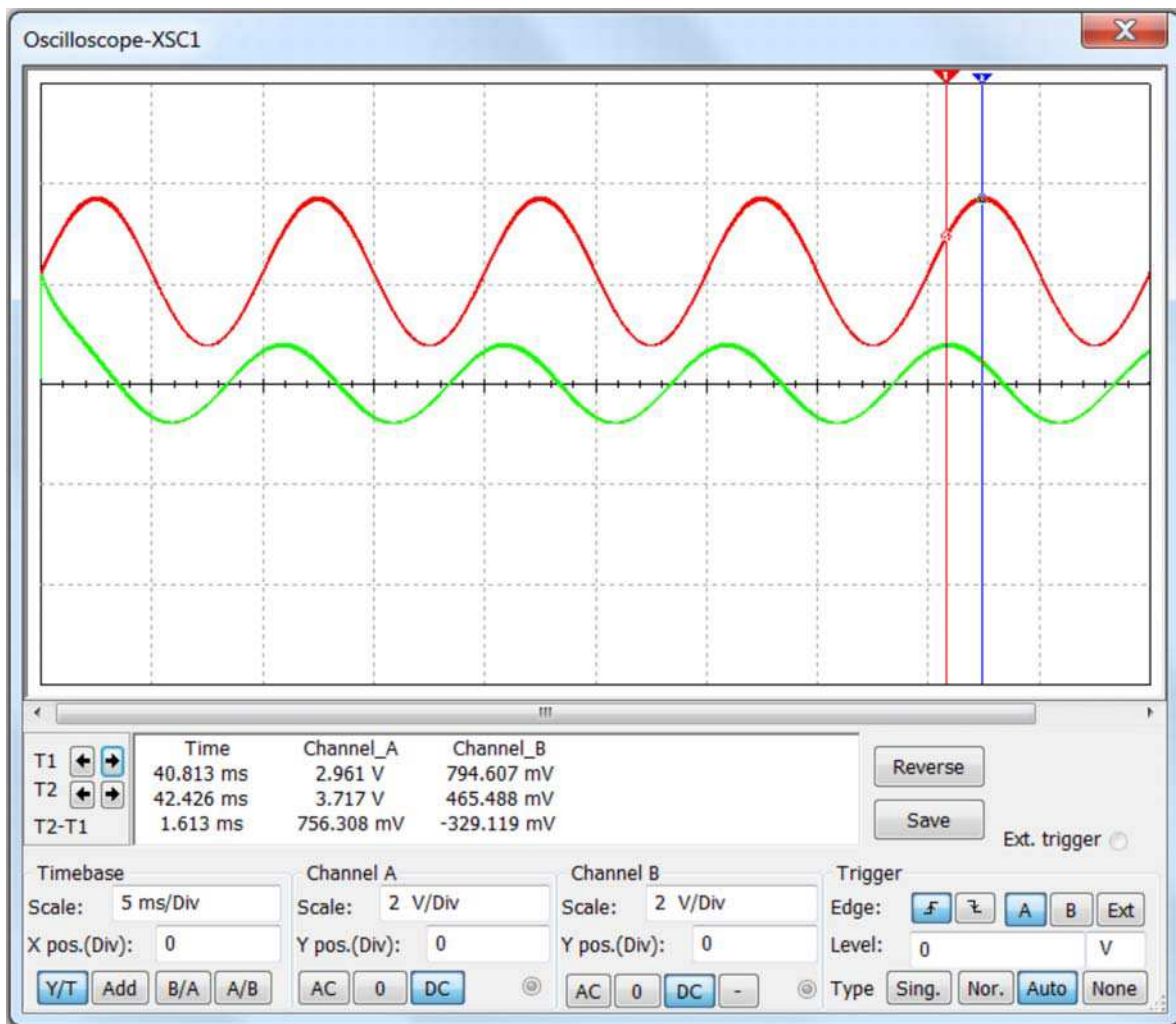


Рис. 1.29 – Осциллограммы на выходе амплитудного детектора и на входе УНЧ при частоте сигнала 100 Гц.

При необходимости можно провести ряд измерений амплитуды напряжения на входе УНЧ, задавая значения частот модуляции в более широком диапазоне и при меньшем шаге между частотами, чем это сделали мы, и построить АЧХ для данной схемы.

Интересно, что переходный процесс в последнем случае (при частоте сигнала 100 Гц) завершается в течение первого периода колебания (рис. 1.29). Хотя по осциллограмме сложно определить, в какой момент времени закончился переходный процесс, но по осциллограмме мы можем сделать вывод, что и в этом случае его продолжительность составляет менее 5 мс. Теоретически длительность переходного процесса для подобной схемы можно рассчитать по формуле

$$T_{\text{пп}} = (3 - 3,5)\tau_3 = (3 - 3,5) R_{\text{вх УНЧ}} C_p, \quad (1.22)$$

где $\tau_3 = R_{\text{вх УНЧ}} C_p$ – постоянная времени заряда конденсатора C_p .

Подставив в (1.22) значения элементов, указанные в схеме, получим, что $T_{\text{III}} = (3 - 3,5)$ мс.

Итак, мы провели ряд экспериментов и исследований, которые помогли нам понять принцип работы последовательного амплитудного детектора на полупроводниковом диоде. При этом для визуализации временных процессов в детекторе мы использовали осциллограф.

Далее, используя возможности интерактивного эмулятора радиосхем Multisim, исследуем спектральные характеристики последовательного амплитудного детектора на полупроводниковом диоде.

1.3 Исследование спектральных характеристик амплитудного детектора с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim

Исследование спектральных характеристик устройств с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim можно проводить, используя заложенную в программу функцию осуществления анализа Фурье. Применяя эту функциональную возможность программы для исследования амплитудного детектора, мы можем проанализировать спектр входного и выходного сигналов детектора.

Для исследования используем схему последовательного амплитудного детектора, нагруженного входным сопротивлением УНЧ, представленную на рис. 1.25. В источнике входного сигнала V1 установим следующие параметры: амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,5, частота модуляции – 1000 Гц.

Запустим работу схемы, убедимся, используя осциллограф, что она работает, а затем остановим её работу.

В первую очередь попытаемся получить спектрограмму входного амплитудно-модулированного сигнала. Для этого сначала необходимо определить номер цепи (Net name), спектрограмму сигнала которой мы желаем получить. Наведём курсор мыши на линию электрической связи, соединяющую верхний по схеме вывод источника сигнала V1 и диод VD1, щёлкнем правой кнопкой мыши. В открывшемся меню выберем, используя левую кнопку мыши, пункт **Properties** – откроется окно **Net Settings**, имеющее несколько вкладок. На вкладке **Net name** в области **Currently used net name** напротив надписи **Net name:** находится число, которое является номером (именем) выбранной цепи (рис. 1.30). Этот номер (в нашем случае – это 1) следует запомнить, поскольку он нам понадобится при дальнейших действиях. После этого окно можно закрыть, щёлкнув кнопку **OK** или **Cancel** в нижней части окна.

Затем, используя мышь, в **Строке меню** последовательно выберем **Simulate ► Analyses ► Fourier Analysis** – в результате откроется окно **Fourier Analysis**, имеющее несколько вкладок.

На вкладке **Analysis parameters** установим значения параметров, как на рис. 1.31.

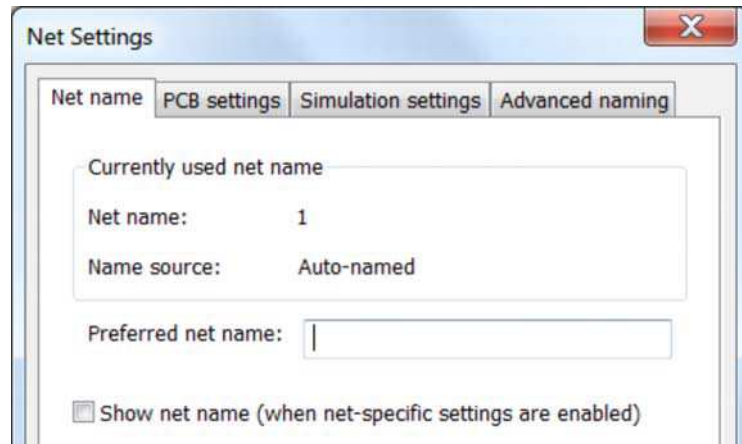


Рис. 1.30 – Фрагмент окна **Net Settings**.

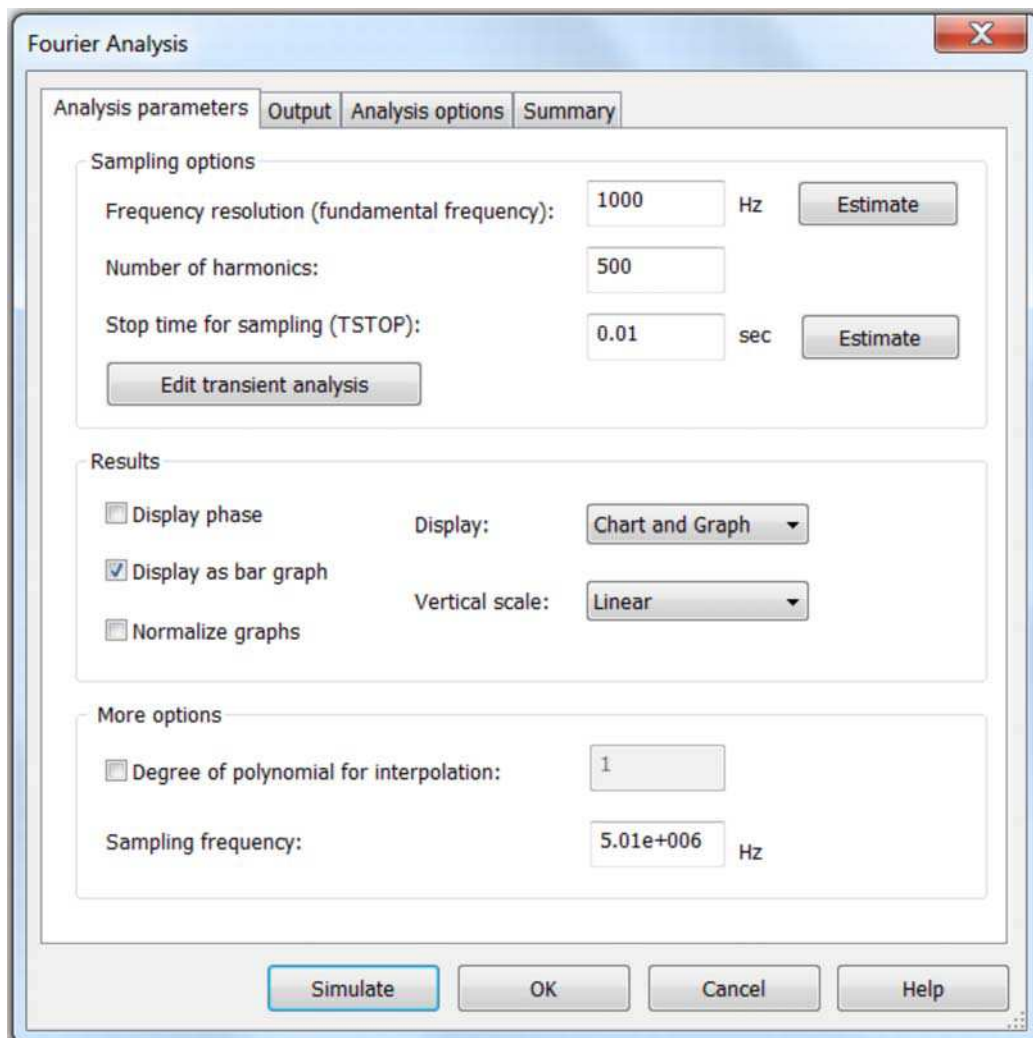


Рис. 1.31 – Параметры вкладки **Analysis parameters**.

Перейдём на вкладку **Output**. В левой части окна в поле области **Variables in circuit** найдём обозначение нашей цепи, припомним, что она

имела номер **1**. В данном поле эта цепь обозначена как **V(1)**. Щёлкнем над обозначением **V(1)** левой кнопкой мыши – обозначение цепи выделится (окрасится в синий, или другой цвет). В средней части окна щёлкнем левой кнопкой мыши кнопку **Add** – в результате выбранное нами обозначение цепи переместится в правую часть окна, в поле **Selected variables for analysis** (рис. 1.32). Это означает, что Фурье-анализ будет произведен именно для этой цепи.

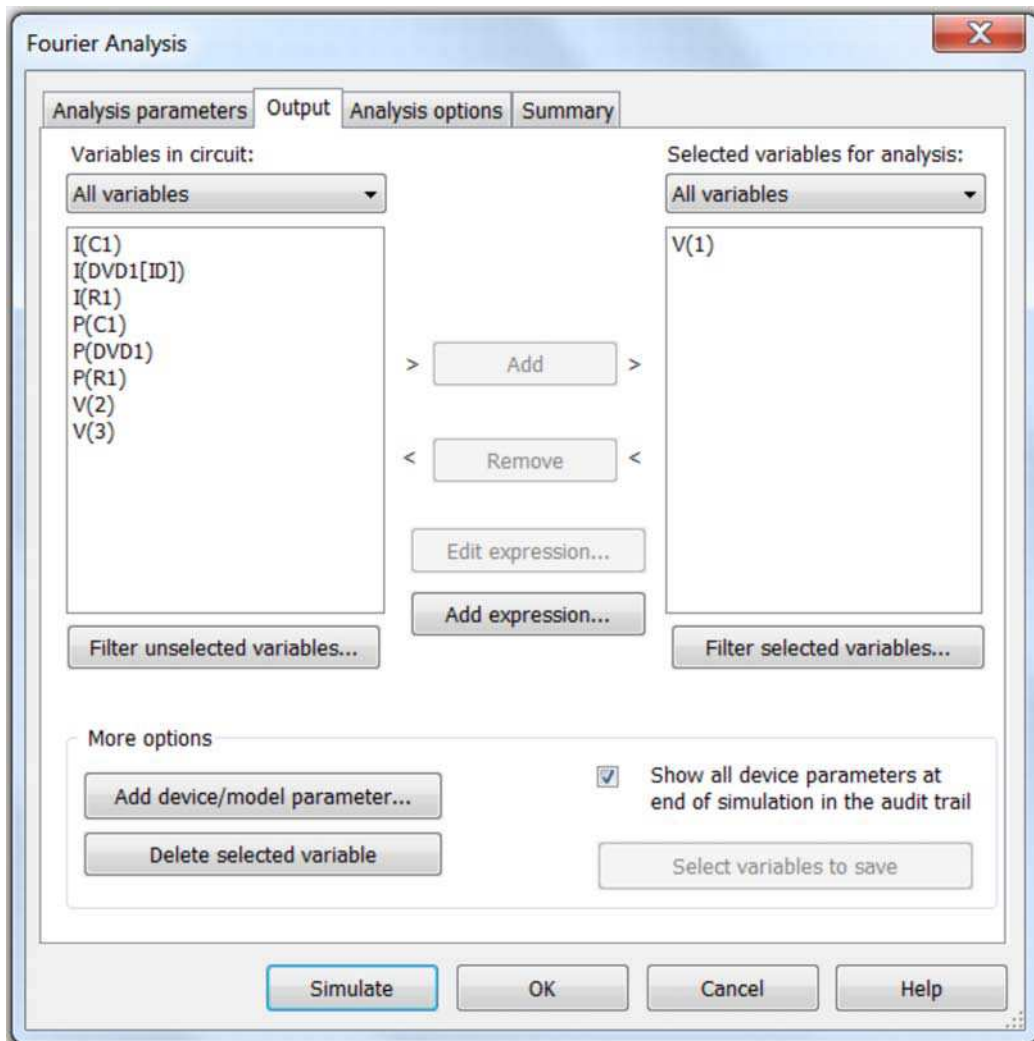


Рис. 1.32 – К пояснению выбора цепи V(1) для Фурье-анализа.

Если в поле **Selected variables for analysis** по ошибке попала другая цепь, то её можно убрать. Для этого необходимо её выделить, а потом щёлкнуть левой кнопкой мыши кнопку **Remove** в средней части окна – в результате выбранное обозначение цепи переместится в левую часть окна, в поле области **Variables in circuit**.

Теперь всё готово к проведению Фурье-анализа.

Для начала Фурье-анализа необходимо нажать кнопку **Simulate** в нижней части окна **Fourier Analysis**. Окно сразу закроется. Обратите вни-

мание, что результат анализа придётся подождать некоторое время (от нескольких секунд до нескольких десятков секунд – это зависит от быстродействия компьютера). Во время ожидания лучше не предпринимать никаких дополнительных действий на компьютере. После завершения анализа на экран монитора будет выведено окно **Grapher View**, в верхней части которого представлена таблица со значениями, полученными в процессе Фурье-анализа, а в нижней – спектрограмма для выбранной нами цепи (рис. 1.33).

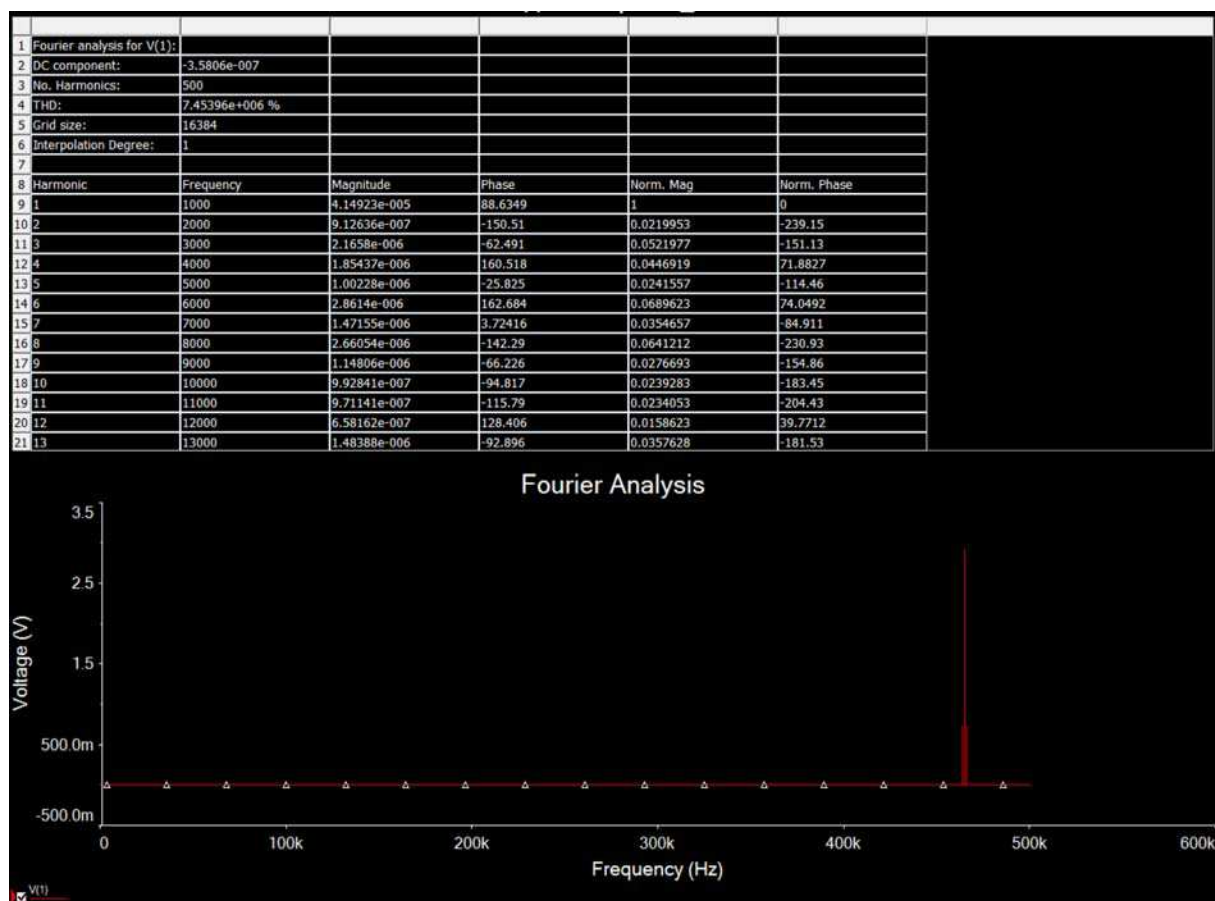


Рис. 1.33 – Результат Фурье-анализа для цепи V(1).

В таблице указаны: **Harmonic** – номера точек (выборок), для которых производились расчёты; **Frequency** – частоты, соответствующие указанным выборкам; **Magnitude** – значение амплитуды спектральной составляющей каждой выборки; **Phase** – значение фазы каждой выборки. В данном случае в таблице содержится 500 выборок. На экран выведено 13 выборок. Для того, чтобы увидеть другие выборки, следует воспользоваться полосой прокрутки справа от таблицы.

Спектрограмма анализируемого сигнала представлена линиями красного цвета. Нулевая линия спектрограммы несколько поднята вверх над горизонтальной осью координатной плоскости спектрограммы, на ко-

торой указана частота. На вертикальной оси указано напряжение.

На спектрограмме почти в самом её конце, в районе 500 кГц (обозначено – 500 к), имеются спектральные составляющие, но они практически сливаются друг с другом из-за большого масштаба по оси частот.

Для того чтобы лучше рассмотреть спектрограмму, необходимо сделать следующие действия.

Наведём курсор мыши на горизонтальную ось и щёлкнем правой кнопкой мыши – появится надпись **Axis Properties**. Щёлкнем на ней левой кнопкой мыши – откроется окно **Graph Properties**. В этом окне выберем вкладку **Bottom axis** и установим в ней значения, как на рис. 1.34.

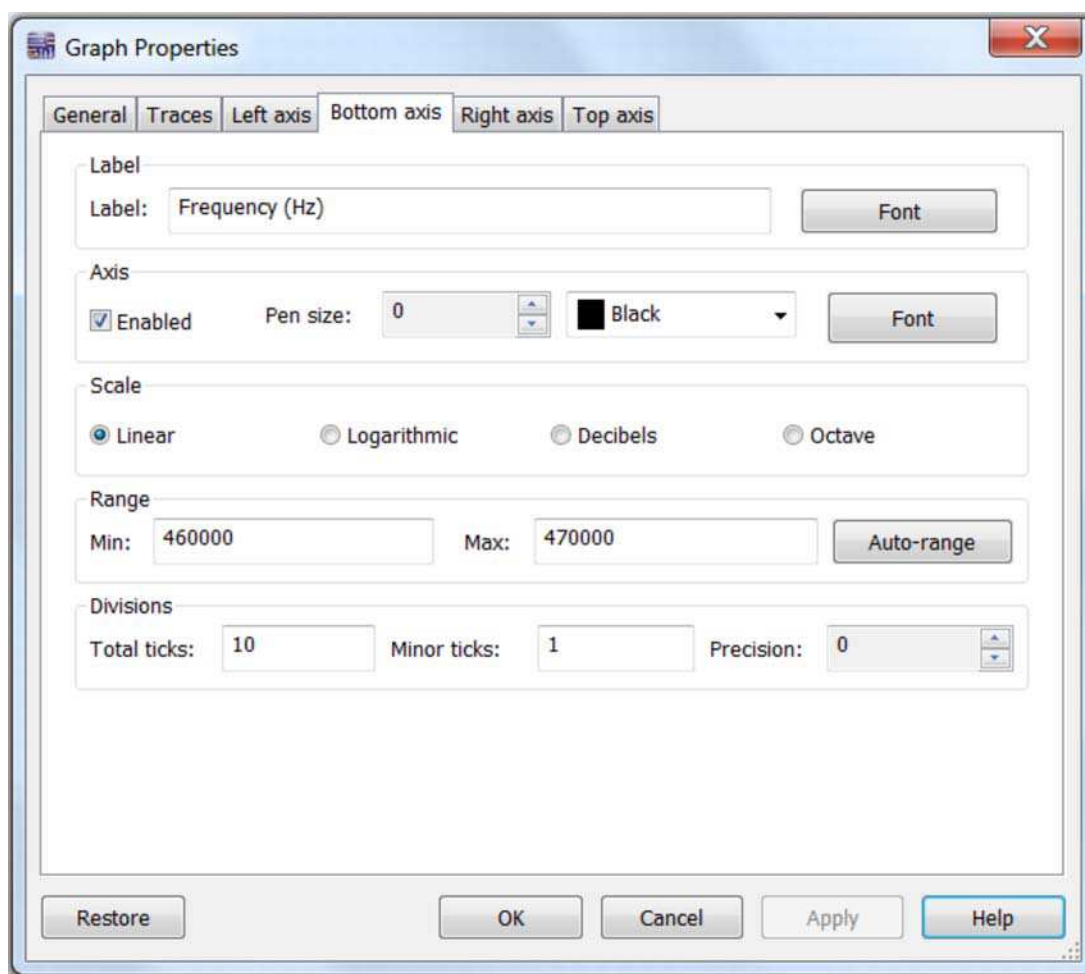


Рис. 1.34 – Параметры вкладки **Bottom axis**.

Нажмём кнопку ОК – окно закроется, а спектрограмма «растянется» вдоль горизонтальной оси и в центре экрана будут чётко видны три спектральные составляющие. Центральная составляющая соответствует несущей частоте, установленной в источнике сигнала V1 (465 кГц), её амплитуда составляет около 3 В. Если найти в таблице данные по выборке, соответствующей частоте 465 кГц, то увидим более точные показания –

2,91594 В. Две другие выборки – это боковые спектральные составляющие. Они находятся на удалении ± 1 кГц от несущей частоты и имеют равные амплитуды (в таблице нижняя боковая спектральная составляющая имеет частоту 464 кГц и амплитуду 0,728827 В, а верхняя спектральная составляющая имеет частоту 466 кГц и амплитуду 0,729141 В). Небольшие отклонения в значениях амплитуд боковых и между табличным значением амплитуды несущей и её амплитудой, установленной в источнике сигнала V1, объясняется, по-видимому, ограниченной точностью расчётов в программе. Но эти отклонения незначительны.

С самой спектрограммой можно выполнить ряд действий по настройке её вида, например, следующие.

По умолчанию программа Multisim на спектрограмме сигнала рисует маркеры выборок в виде маленьких треугольников. Если визуальная информация об этих выборках не требуется, то маркеры можно убрать со спектрограммы, поскольку они «засоряют» её. Это можно сделать, например, так. Наведём курсор на спектрограмму и щёлкнем правой кнопкой мыши. В открывшемся контекстном меню около надписи **Show Select Marks on Trace** имеется галочка, извещающая, что маркеры включены. Наведём на эту надпись курсор и щёлкнем левой кнопкой мыши – галочка исчезнет и контекстное меню автоматически закроется, а маркеры отключатся.

В некоторых случаях требуется увеличить толщину линий спектрограмм. Это можно выполнить, например, таким способом. Наведём курсор на спектрограмму и щёлкнем правой кнопкой мыши. В открывшемся контекстном меню выберем **Trace Width** и далее укажем требуемую толщину линии, которая указана в числах от **1** до **16**. Линия толщиной **1** – самая тонкая, толщиной **16** – самая толстая. По умолчанию в программе установлена толщина линии спектрограммы, равная **1**.

Эти же самые настройки и некоторые другие можно сделать, если открыть окно свойств спектрограммы. Это окно мы уже открывали, но проводили там настройки только на вкладке **Bottom axis** (рис. 1.34).

Наведём курсор мыши на горизонтальную ось, щёлкнем правой кнопкой мыши – появится надпись **Axis Properties**. Щёлкнем на ней левой кнопкой мыши – откроется окно **Graph Properties**. В этом окне выберем вкладку **Traces**. Отметим, что на этой вкладке можно изменять толщину линии спектрограммы, указывая её значение в поле **Width** области **Show trace lines** (если она отмечена галочкой). При этом в правой верхней части вкладки в поле **Sample** показано, как будет выглядеть линия после изменения. Установим в поле **Width** толщину линии **3**.

Для того, чтобы выбранные изменения вступили в силу, необходимо щёлкнуть кнопку **Apply** в нижней части вкладки. При этом окно не закроется и можно производить другие настройки. А вот если щёлкнуть вместо кнопки **Apply** кнопку **OK**, то изменения тоже вступят в силу, но окно

Graph Properties закрывается.

Кстати, на этой же вкладке можно изменить и цвет спектрограммы, выбрав его в поле **Color**.

Остальных настроек на этой вкладке касаться не будем – с ними можно разобраться самостоятельно.

Перейдём на вкладку **Left axis**. Здесь можно осуществить настройки, связанные с вертикальной осью, расположенной в левой стороне координатной плоскости спектрограммы: задать надпись названия оси, выбрать цвет оси и шрифт, которым будут выполнены надписи около оси, и др. Все эти настройки понятны и могут быть проведены самостоятельно. Мы же сделаем здесь несколько других настроек.

Во-первых, сдвинем спектрограмму на горизонтальную ось, поскольку привычнее, когда напряжение 0 В соответствует именно горизонтальной оси графиков, диаграмм и т.п. Для этого в поле **Min** установим **0** (сейчас там число – **0,5**, поэтому горизонтальная ось и находится именно на этом уровне, а спектрограмма получается сдвинутой вверх, хотя, именно её горизонтальная линия и соответствует **0 В**). Щёлкнем кнопку **Apply** в нижней части вкладки – спектрограмма сдвинется на горизонтальную ось.


Правее находится поле **Max**, в котором задаётся максимальное число, которое будет отображаться на вертикальной оси. Сейчас в этом поле указано число **3,5**. Зная, что максимальную амплитуду имеет спектральная составляющая несущей, и уже зная, что в таблице она равна **2,91594 В**, можно в поле **Max** ввести число **3**, указывающее на то, что максимальное значение по вертикальной оси должно быть равно 3 В. Щёлкнем кнопку **Apply** в нижней части вкладки – изменения вступят в силу.

Далее настроим количество отображаемых делений на вертикальной оси. Пусть, например, необходимо, чтобы на вертикальной оси были нанесены деления через 0,5 В. Учитывая, что мы задали максимальное значение 3В, можно подсчитать, что на оси будет 6 делений. Поэтому в поле **Total ticks** области **Divisions** внесём число 6 и щёлкнем кнопку **Apply** в нижней части вкладки – изменения вступят в силу.

В поле **Minor ticks** вводят число, показывающее, через сколько делений на вертикальной оси будут нанесены надписи (одновременно эти деления будут считаться основными, а деления между ними, без надписей, будут считаться дополнительными). Укажем в поле **Minor ticks** сначала число **1**. число **2**. Щёлкнем кнопку **Apply** в нижней части вкладки и посмотрим что изменилось на вертикальной оси. Затем в поле **Minor ticks** введём число **2**. Щёлкнем кнопку **Apply** – изменения вступят в силу.

И ещё одна настройка, которую мы рассмотрим – это настройка количества знаков после запятой у чисел на вертикальной оси (или точность). Эта настройка осуществляется в поле **Precision** введением числа, соответствующего необходимому количеству знаков после запятой. Введём число **1** и щёлкнем кнопку **OK** в нижней части вкладки. Окно закрывается.

Настройку на других вкладках окна рассматривать не будем. При желании с ними можно разобраться самостоятельно, поскольку они похожи на уже рассмотренные.

В заключение работы с окном **Fourier Analysis** изменим цвет фона окна. По умолчанию оно чёрного цвета (рис. 1.33). Изменим его на белый. Для этого необходимо в **Строке меню** левой кнопкой мыши щёлкнуть кнопку  (**Black Background**), и фон примет белый цвет.

В результате всех указанных выше действий в окне **Fourier Analysis** мы получим спектрограмму АМ-сигнала на входе амплитудного детектора такую, как на рис. 1.35.

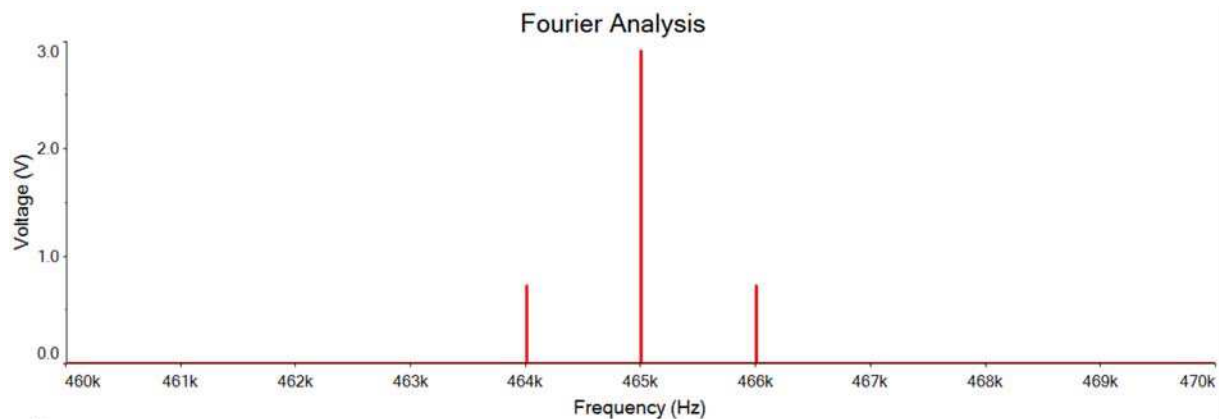



Рис. 1.35 – Спектрограмма АМ-сигнала на входе детектора (амплитуда несущей 3 В, несущая частота – 465 кГц, коэффициент модуляции – 0,5, частота модуляции 1000 Гц).

Для того чтобы закрыть окно со спектрограммой (окно **Grapher View**), следует щёлкнуть левой кнопкой мыши на значке  **Заккрыть**, расположенном в правом верхнем углу окна. Окно закроется, и мы окажемся в окне со схемой.

Если потребуется повторно открыть окно **Grapher View**, то для этого необходимо в **Строке меню** щёлкнуть левой кнопкой мыши пункт **View**, а в открывшемся контекстном меню – **Grapher**.

Далее, используя описанную выше методику, получим спектрограмму сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{вх УНЧ}}$). Для успешного выполнения этой задачи следует дать некоторые рекомендации и указать некоторые промежуточные данные, которые будут получены в процессе выполнения работы.

Итак, в процессе выполнения работы мы установим, что цепь с резистором $R_{\text{вх УНЧ}}$ имеет номер **3**. На вкладке **Analysis parameters** следует установить значения параметров, как на рис. 1.36.

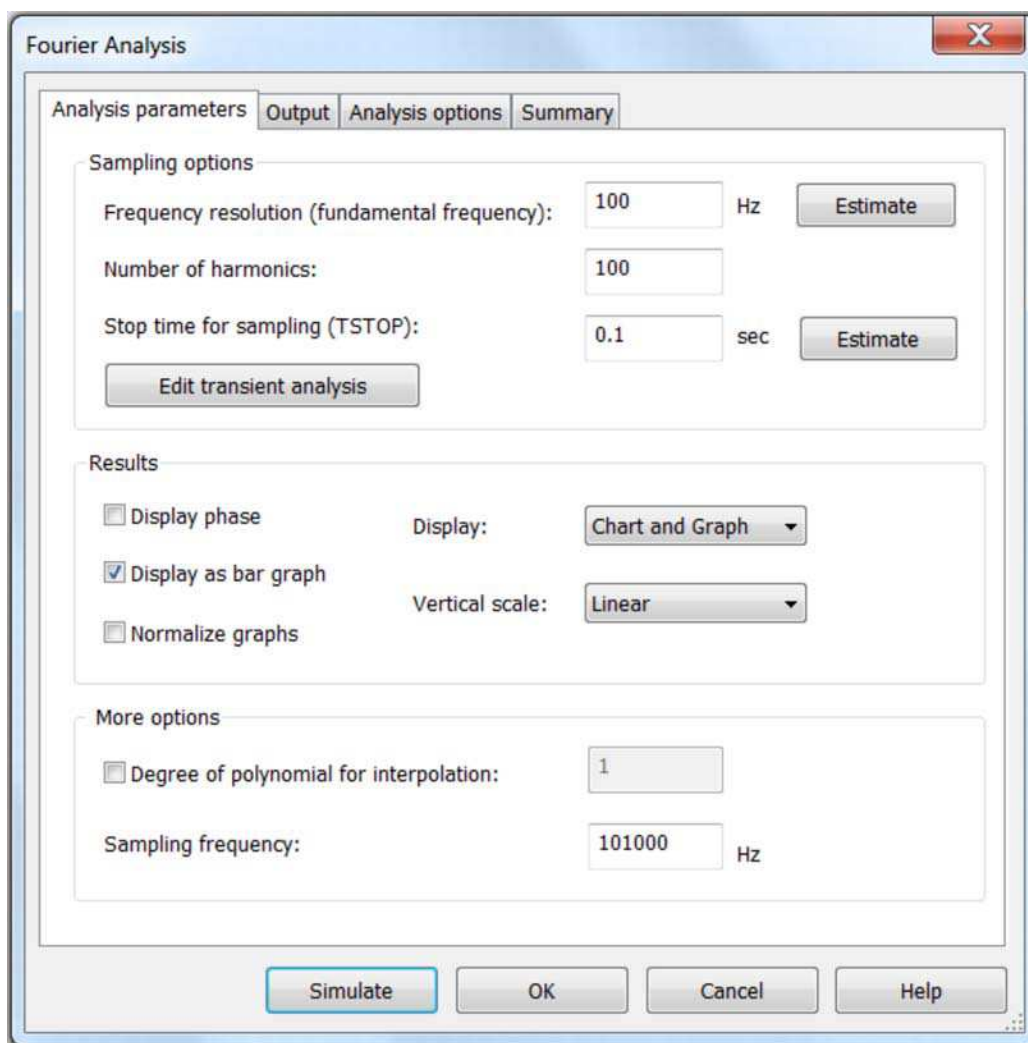


Рис. 1.36 – Параметры вкладки **Analysis parameters** для анализа сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{вх УНЧ}}$).

На вкладке **Bottom axis** следует установить значения параметров, как на рис. 1.37.

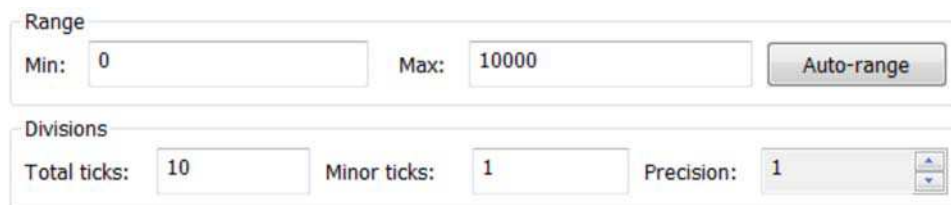


Рис. 1.37 – Параметры вкладки **Bottom axis** для анализа сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{вх УНЧ}}$).

На вкладке **Bottom axis** следует установить значения параметров, как на рис. 1.38.

Range		
Min:	<input type="text" value="0"/>	Max: <input type="text" value="1.5"/>
<input type="button" value="Auto-range"/>		
Divisions		
Total ticks:	<input type="text" value="5"/>	Minor ticks: <input type="text" value="1"/>
Precision:		<input type="text" value="1"/> <input type="button" value="↑"/>
		<input type="button" value="↓"/>

Рис. 1.38 – Параметры вкладки **Left axis** для анализа сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{ВХ УНЧ}}$).

В результате всех указанных выше действий в окне **Fourier Analysis** мы получим спектрограмму сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{ВХ УНЧ}}$) такую, как на рис. 1.39.

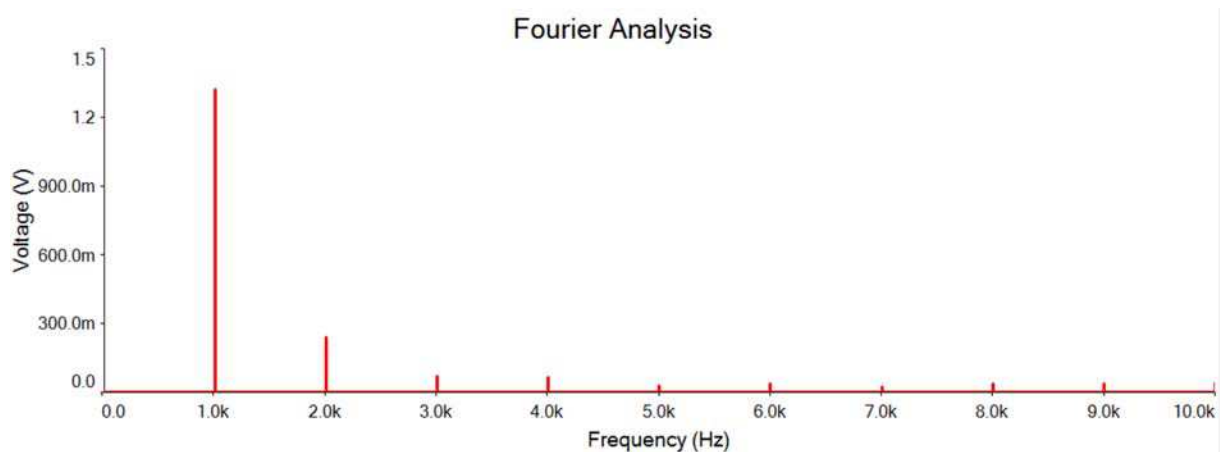


Рис. 1.39 – Спектрограмма сигнала на входе УНЧ (на резисторе $R_{\text{ВХ УНЧ}}$).

По спектрограмме можно сделать вывод, что на вход УНЧ поступает сигнал частотой 1 кГц амплитудой, примерно, 1,3 В. Сигнал имеет небольшие нелинейные искажения, поскольку в его спектре присутствуют незначительные по величине гармоники (вторая, третья и четвёртая).

2 ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ УСТРОЙСТВ ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

2.1 Общие сведения о системах регулировки усиления устройств приёма и обработки сигналов

Во всех устройствах приёма и обработки сигналов (за исключением детекторных приёмников) применяются системы регулировки усиления. Чем же вызвана необходимость применения этих систем? В общем виде можно выделить две причины. Во-первых, непостоянством уровня сигнала на входе радиоприёмного устройства (РПрУ). Во-вторых, необходимостью обеспечения требуемого уровня сигнала на выходе РПрУ. Рассмотрим эти причины подробнее.

Непостоянство уровня сигнала на входе зависит от множества внешних (по отношению к РПрУ) факторов. Внешние факторы оказывают то или иное влияние или воздействие на радиосигнал на пути его распространения от передатчика к приёмнику и их действие не зависит от работы радиоприёмника. Вследствие этого уровни сигналов, действующих на вход приёмника, меняются в чрезвычайно больших пределах – от нескольких раз до сотен тысяч и миллионов раз. Это, прежде всего, обусловлено различным расстоянием между приёмником и разными передатчиками (радиостанциями), разной выходной мощностью передатчиков, использованием подключенных к передатчикам антенн с разными коэффициентами усиления и т.д.

Кроме этого величина радиосигнала также значительно меняется в зависимости от условий распространения радиоволн: состояния атмосферы и ионосферы, пути распространения, поляризации волны, наличия или отсутствия различных естественных (природных) или искусственных препятствий и т.д.

Необходимость обеспечения требуемого уровня сигнала на выходе РПрУ объясняется тем, что для нормальной работы разных оконечных устройств, включаемых на выходе РПрУ, требуются свои, определённые уровни сигнала. Более того, даже при использовании одного и того же оконечного устройства часто приходится подавать на него разные уровни сигнала. Например, для озвучивания небольшого помещения, на громкоговоритель потребуется подать один уровень сигнала, а для озвучивания этим же громкоговорителем открытой площадки, потребуется подать на него другой уровень сигнала, заведомо больший, чем в предыдущем случае.

Кроме этого, поскольку сигнал на входе РПрУ может изменяться в больших пределах (до в $10^5 - 10^6$ раз), то система регулировки усиления должна иметь возможность компенсации этих изменений, чтобы поддер-

живать уровень выходного сигнала РПрУ неизменным, или изменяющимся в небольших пределах (2 – 3 раза) по сравнению с изменением входного.

И последнее по счёту, но не по значимости, что требует наличия системы регулировки усиления, чтобы поддерживать требуемый уровень сигнала на выходе РПрУ – это особенности схемного построения и конструктивные особенности РПрУ.

Системы регулировки усиления могут быть ручные, автоматические и автоматизированные. Ручные регулировки усиления осуществляются вручную. Автоматические – в большинстве случаев с применением обратных связей в РПрУ. Автоматизированные – с применением микропроцессорной (компьютерной) техники, когда регулировка осуществляется под действием управляющей программы.

Если же приёмник не имеет системы регулировки усиления, то он не всегда сможет обеспечить необходимое качество приёма. Например, если цепи РПрУ рассчитаны на приём слабых сигналов, то при увеличении входного напряжения даже всего в сотни раз окажутся перегруженными и каскады УВЧ, и УПЧ, и детектор, и УНЧ. В таком случае в приёмнике возникнут значительные нелинейные искажения, затрудняющие приём полезных сигналов. Если же цепи РПрУ рассчитаны на приём сильных (мощных) сигналов, то тогда приём слабых сигналов будет невозможен из-за низкой чувствительности такого приёмника.

Характеристикой РПрУ, описывающей возможность приёма слабых и сильных сигналов, при которых, с одной стороны, сигнал на выходе имеет заданный уровень, а с другой стороны, нелинейные искажения сигнала на выходе РПрУ отсутствуют, является *динамический диапазон (D)* радиоприёмника.

В ГОСТ 24375-80 даётся такое определение: «*Динамический диапазон* – это *отношение уровня максимальной мощности входного сигнала в полосе пропускания радиоприёмника к пороговой чувствительности радиоприёмника или отношение уровня мешающего сигнала в побочном канале при заданных виде и величине нелинейных переходов из побочного канала в основной к чувствительности радиоприёмника по основному каналу*» [1]. Как видим, в этом определении отражён и тот факт, что искажения сигнала могут быть вызваны помехами в побочном канале.

В технической литературе обычно акцент делают на первой части приведенного определения и говорят не о мощности, а о напряжении. Тогда динамическому диапазону РПрУ можно дать такое определение: *динамический диапазон (D)* – это *отношение максимально допустимого напряжения входного сигнала приёмника ($U_{\text{вх max}}$) к пороговой чувствительности радиоприёмника ($U_{\text{вх min}}$):*

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}. \quad (2.1)$$

У современных радиоприёмников динамический диапазон D может достигать 100 – 120 дБ.

Как мы уже сказали, система регулировки усиления должна компенсировать изменение величины входного сигнала так, чтобы уровень сигнала на выходе РПрУ изменялся не более чем в 2 – 3 раза. Это достигается регулированием коэффициента усиления (коэффициента передачи) каскадов РПрУ. В связи с этим введено понятие «коэффициент регулирования» и тождественные ему «глубина регулирования» и «диапазон регулирования» D_p .

Коэффициент (диапазон или глубина) регулирования D_p рассчитывается в размах (в относительных единицах) по формуле:

$$D_p = \frac{K_{\max}}{K_{\min}}, \quad (2.2)$$

где K – коэффициент усиления.

В практической радиотехнике и при расчётах широко используются логарифмические единицы измерения – децибелы (дБ). В этом случае коэффициент (диапазон или глубина) регулирования D_p рассчитывается по формуле:

$$D_p = 20 \lg \left(\frac{K_{\max}}{K_{\min}} \right). \quad (2.3)$$

Требуемый коэффициент регулирования оценивается отношением изменения напряжения на входе радиоприёмника к изменению напряжения на входе демодулятора. Этот параметр должен быть не меньше диапазона изменения параметра сигнала, с которым обеспечивается согласование приёмника.

Поскольку диапазон изменения уровней принимаемых сигналов может достигать 100 – 120 дБ, а для нормальной работы оконечного устройства уровень сигнала на выходе приёмника, как правило, не должен изменяться более чем в 2 – 3 раза (6 – 10 дБ), то диапазон регулирования системы усиления должен составлять в этом случае $D_p = 90 – 110$ дБ.

Известны следующие способы регулирования коэффициента усиления радиоприёмных устройств:

- режимная регулировка;
- за счёт изменения величины связи между соседними усилительными каскадами;
- за счёт изменения глубины отрицательной обратной связи;
- изменением величины эквивалентной проводимости.

Режимная регулировка коэффициента усиления осуществляется за счёт изменения режима работы электронного прибора по постоянному току. Такую регулировку можно осуществить в достаточно больших пределах изменением напряжения или тока в цепи любого электрода. Недостаток этой регулировки – возможное изменение режима работы электронного прибора, что может привести к ухудшению шумовых свойств, появлению нелинейных искажений и т.п.

Регулировка коэффициента усиления за счёт изменения величины связи между двумя соседними усилительными каскадами осуществляется с помощью высокочастотного делителя с изменяемым коэффициентом деления, вследствие чего появляется возможность менять уровень сигнала на входе каскада, следующего за регулируемым. В таких схемах регулировка происходит без изменения режима работы электронного прибора, оптимального с точки зрения нелинейных явлений и шумовых свойств. Наибольшее распространение такие регулировки получили в транзисторных приёмниках.

Регулировка коэффициента усиления за счёт изменения глубины отрицательной обратной связи наиболее часто используются в первых каскадах УВЧ и УПЧ. Достоинством такой регулировки является улучшение линейности усиления каскада с ростом глубины отрицательной обратной связи, несмотря на то, что пределы регулировки при этом уменьшаются. Такие регулировки применяют там, где требуется обеспечение высокой линейности.

Регулировка коэффициента усиления путём изменения эквивалентной проводимости достигается путём шунтирования контуров переменным сопротивлением. Но, достижимые коэффициенты регулирования невелики, при этом изменяется эквивалентное затухание контура, и, следовательно, его полоса пропускания, что нежелательно. Поэтому в современных схемах эта регулировка практически не используется.

Многие типы регулируемых усилительных каскадов имеют значительный диапазон регулировки усиления (50 – 60 дБ), однако, несмотря на это, в реальных условиях такую глубину регулировки в одном каскаде иметь нецелесообразно. Это связано либо с опасностью повышения нелинейных искажений при больших уровнях сигналов, либо с возможностью снижения отношения сигнал/шум. С учётом этого, расчётную глубину регулировки одного каскада ограничивают до 10 – 35 дБ, в зависимости от места каскада в схеме радиоприёмника.

Далее мы будем с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim проводить исследование схем регулировки усиления за счёт изменения величины связи между двумя соседними каскадами. Поэтому предварительно следует ознакомиться чуть ближе с этим способом регулировки.

При регулировке усиления таким способом между соседними каска-

дами усилителей (условно обозначим их как усилитель 1 и усилитель 2) включается управляемый делитель напряжения (рис. 2.1).

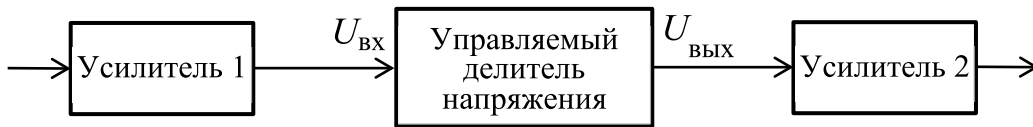


Рис. 2.1 – Регулировка усиления с помощью межкаскадного управляемого делителя напряжения.

Изменяя коэффициент деления K входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$, поступающего на управляемый делитель, получают изменение выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$, а значит и общего усиления. Однако коэффициент передачи управляемого делителя не может быть больше единицы, что можно рассматривать как недостаток. Поэтому в состав приёмника необходимо вводить дополнительные усилительные каскады, компенсирующие уменьшение сигнала в делителе.

Следует отметить, что правильно рассчитанный делитель напряжения, включенный между усилительными каскадами, практически не оказывает влияния на их режимы работы. Поэтому режимы работы усилительных каскадов в этом случае могут быть выбраны оптимальными (с наименьшими нелинейными искажениями и наименьшими шумами), что является несомненным преимуществом такого способа регулировки усиления.

Эквивалентные схемы управляемых межкаскадных делителей приведены на рис. 2.2.

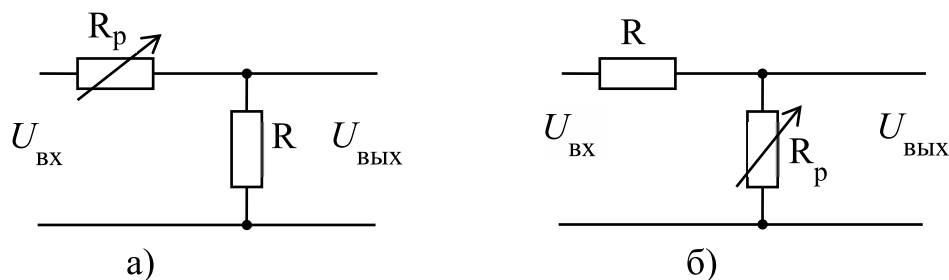


Рис. 2.2 – Эквивалентные схемы управляемых делителей.

Схемы управляемых делителей (иногда их называют аттенюаторами) различают по способу включения регулирующего элемента. На рис. 2.2, а) приведена эквивалентная схема с последовательным (продольным) включением регулирующего элемента, на рис. 2.2, б) – схема с параллельным (поперечным) включением регулирующего элемента.

Принцип действия управляемых делителей заключается в перераспределении напряжения входного сигнала $U_{вх}$ между сопротивлением регулирующего элемента R_p и активным сопротивлением R .

В качестве регулирующих элементов управляемых делителей могут быть использованы переменные резисторы, биполярные и полевые транзисторы, высокочастотные диоды и диодные сборки. Наибольшее распространение получили диодно-резистивные делители, которые и будут нами рассмотрены далее.

В основе работы диодно-резистивных делителей лежит зависимость дифференциального сопротивления диода R_d от величины протекающего через него тока, который в свою очередь зависит от регулирующего напряжения $U_{рег}$ (рис. 2.3). На рис. 2.3 видно, что с увеличением регулирующего напряжения значение дифференциального сопротивления диода R_d уменьшается.

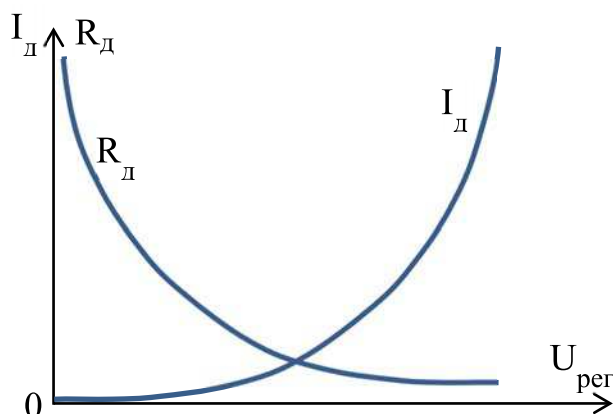


Рис. 2.3 – Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода и зависимость его дифференциального сопротивления от управляющего напряжения.

Для того чтобы оценить как сильно изменяется дифференциальное сопротивление диода при изменении параметра, называемый коэффициентом перекрытия $K_{пер}$, который равен отношению максимальной величины дифференциального сопротивления $R_{d\max}$ к минимальной $R_{d\min}$:

$$K_{пер} = \frac{R_{d\max}}{R_{d\min}}. \quad (2.4)$$

Для кремниевых диодов значение $K_{пер}$ составляет 40 – 100, для германиевых – 30 – 50, однако вследствие влияния паразитных емкостей глубина регулировки обычно не превышает 20 – 30 дБ на каскаде [5, с.282].

На основании изложенного материала можно составить схему, реализующую регулировку коэффициента усиления (коэффициента передачи) за счёт изменения величины связи между двумя соседними усилительными каскадами, построенную на управляемом диодно-резистивном делителе напряжения с последовательным включением диода (рис. 2.4).

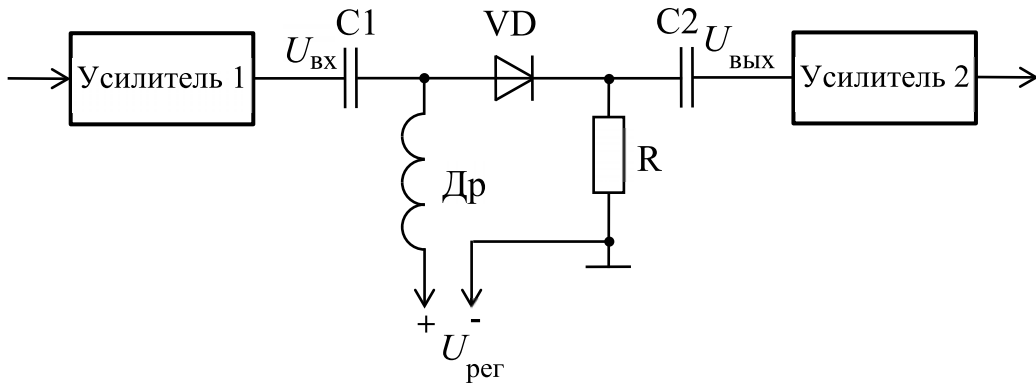


Рис. 2.4 – Регулировка усиления с помощью управляемого последовательного диодно-резистивного делителя напряжения.

Входным сигналом для последовательного диодно-резистивного делителя напряжения является сигнал $U_{\text{ВХ}}$, поступающий на него с выхода Усилителя 1. Выходным сигналом является сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$, поступающий на вход Усилителя 2. Непосредственно сам делитель состоит из диода VD и резистора R .

Дроссель Др служит для подачи на диод управляющего напряжения $U_{\text{рег}}$, под действием которого диод изменяет своё дифференциальное сопротивление $R_{\text{д}}$ (на схеме сопротивление $R_{\text{д}}$ не показано, т.к. оно является всего лишь одним из параметров диода VD). Постоянный ток протекает по замкнутой цепи от плюса источника $U_{\text{рег}}$ через дроссель Др, диод VD, резистор R и минус источника $U_{\text{рег}}$. Сопротивление дросселя постоянному току можно считать равным нулю (если не учитывать очень небольшого омического сопротивления провода, которым намотан дроссель). Одновременно дроссель выполняет функцию «развязки» по переменному току – он ликвидирует возможность шунтирования (замыкания на общий провод или корпус) входного сигнала источником $U_{\text{рег}}$, который имеет очень низкое сопротивление по переменному току.

Конденсаторы C1 и C2 также выполняют функцию «развязки», но по постоянному току – они разрывают возможные пути протекания постоянных токов между усилителями и диодно-резистивным делителем (выполняют, так называемую, гальваническую развязку). А переменные входной и выходной сигналы через эти конденсаторы проходят беспрепятственно, т.к. сопротивление конденсаторов переменному току очень мало.

Напомним, что сопротивление индуктивности (к которой относится дроссель) и ёмкости зависит по частоты подаваемого на них напряжения (или протекающего через них тока). Сопротивление индуктивности X_L можно рассчитать по формуле

$$X_L = \omega L = 2\pi fL, \quad (2.5)$$

сопротивление ёмкости – по формуле

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (2.6)$$

При увеличении значения напряжения $U_{\text{рег}}$, дифференциальное сопротивление диода R_d уменьшается, следовательно, уменьшается и падение напряжения сигнала на нём, что в свою очередь ведёт к увеличению напряжения сигнала на резисторе R (т.е. на выходе делителя), что свидетельствует об увеличении коэффициента передачи схемы. Для уменьшения коэффициента передачи (что требуется при больших входных сигналах) необходимо увеличить сопротивление R_d , для чего приходится запирать диод, уменьшая напряжение $U_{\text{рег}}$.

На основании изложенного материала можно также составить схему, реализующую регулировку коэффициента усиления (коэффициента передачи) за счёт изменения величины связи между двумя соседними усилительными каскадами, построенную на управляемом диодно-резистивном делителе напряжения с параллельным включением диода (рис. 2.5).

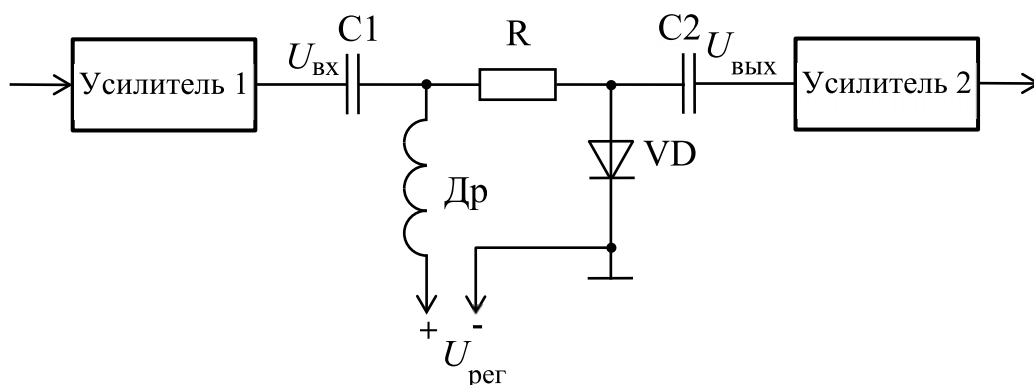


Рис. 2.5 – Регулировка усиления с помощью управляемого параллельного диодно-резистивного делителя напряжения.

В этой схеме назначение элементов остаётся таким же, как и в схеме на рис. 2.4. Общий принцип действия тоже остался прежним – изменение коэффициента усиления (коэффициента передачи) при изменении величины управляющего напряжения $U_{\text{рег}}$, под действием которого диод изменяет своё дифференциальное сопротивление R_d . Но, в связи с тем, что в этой схеме диод и резистор поменялись местами, зависимость коэффициента передачи от величины $U_{\text{рег}}$ стала обратной: при увеличении $U_{\text{рег}}$ коэффициент передачи уменьшается, т.к. диод открывается и падение напряжения на нём уменьшается, а при уменьшении $U_{\text{рег}}$ коэффициент передачи уве-

личивается, т.к. диод закрывается, его дифференциальное сопротивление R_d увеличивается и падение напряжения на нём увеличивается.

Проведём исследование принципа работы и характеристик последовательного и параллельного диодно-резистивных делителей с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

2.2 Исследование принципа работы и характеристик последовательного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

Для исследования принципа работы и характеристик последовательного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim соберём схему, представленную на рис. 2.6.

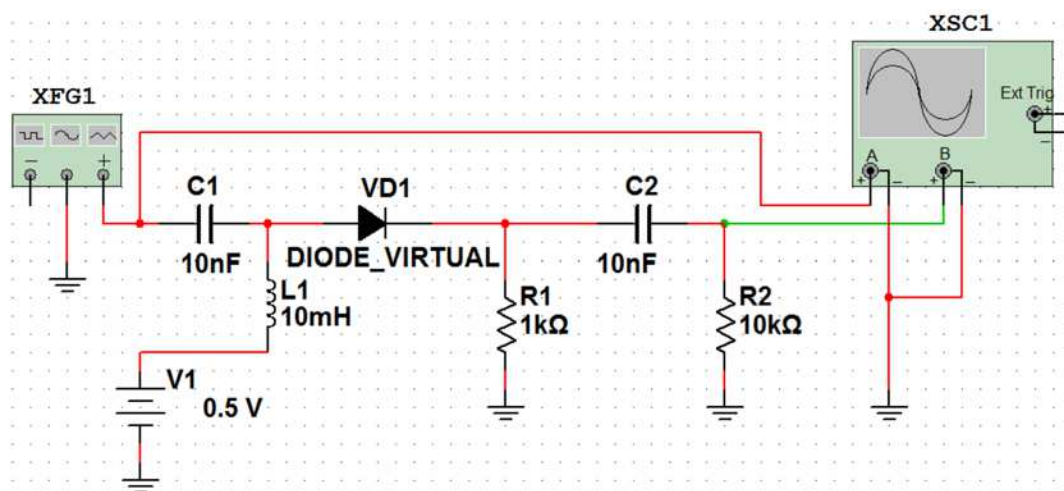


Рис. 2.6 – Схема для исследования принципа работы и характеристик последовательного диодно-резистивного делителя напряжения.

В данной схеме вместо Усилителя 1, усиливающего подаваемый на него сигнал и формирующего входной сигнал $U_{вх}$, поступающий на последовательный диодно-резистивный делитель напряжения (рис. 2.4), применяется функциональный генератор XFG1, который сам формирует необходимый сигнал. Непосредственно на сам последовательный диодно-резистивный делитель напряжения (VD1 и R1) этот сигнал поступает через конденсатор C1.

Вместо Усилителя 2 в схеме установлен резистор R2, равный по величине входному сопротивлению Усилителя 2 и эмитирующий воздействие Усилителя 2 на последовательный диодно-резистивный делитель напряжения. Сигнал на резистор R2 подаётся через конденсатор C2, служащий для гальванической развязки (как и конденсатор C1).

В качестве источника, вырабатывающего регулируемое напряжение $U_{\text{рег}}$, выбран источник постоянного тока V1.

Отметим, что произведённые замены не влияют на работу последовательного диодно-резистивного делителя напряжения (собственно делитель составляют VD1 и R1) и позволяют исследовать его свойства.

Исследуем, как зависит коэффициент передачи диодно-резистивного делителя напряжения от напряжения источника питания V1. Для этого снимем зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на резисторе R2 от напряжения $U_{\text{ИП}}$ источника питания V1, а потом рассчитаем коэффициент передачи.

В функциональном генераторе XFG1 в поле Waveforms выберем синусоидальную форму сигнала и установим следующие параметры сигнала: Frequency – 465 kHz (частота – 465 кГц), Amplitude 10 mVp (амплитуда 10 мВ), Offset – 0 V (смещение или сдвиг 0 В).

Напряжение $U_{\text{ИП}}$ источника питания V1 установим 0,1 В.

Запустим работу схемы. Подождём, пока закончатся переходные процессы после включения (для этого требуется время не менее 1,5 мс, его можно контролировать по счётчику в правом нижнем углу окна) и остановим работу схемы.

Осуществим настройку осциллографа и с помощью курсора измерим амплитуду выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на резисторе R2. На рис. 2.7 показаны осциллограммы, которые будут получены, если настройки осциллографа соответствуют настройкам на рис. 2.7.

По показанию осциллографа видно, что амплитуда сигнала на резисторе R2 весьма мала – составляет всего 192 pV (192 пВ). Это говорит о том, что входной сигнал, амплитуда которого равна 10 мВ, практически не проходит на выход схемы. Значит сопротивление диода VD1 очень велико, т.е. диод VD1 закрыт.

Коэффициент передачи можно рассчитать по известным формулам:

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (2.7)$$

и

$$K = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}. \quad (2.8)$$

Полученные результаты занесём в таблицу 2.1.

Обратим внимание на форму выходного сигнала. По осциллограмме на рис. 2.7 видно, что выходной сигнал имеет несимметричную форму относительно нулевой линии экрана осциллографа (горизонтальной оси). Это говорит о наличии нелинейных искажений в выходном сигнале. Эти иска-

жения связаны с нелинейностью вольт-амперной характеристики диода и, соответственно, с нелинейностью его дифференциального сопротивления R_d .

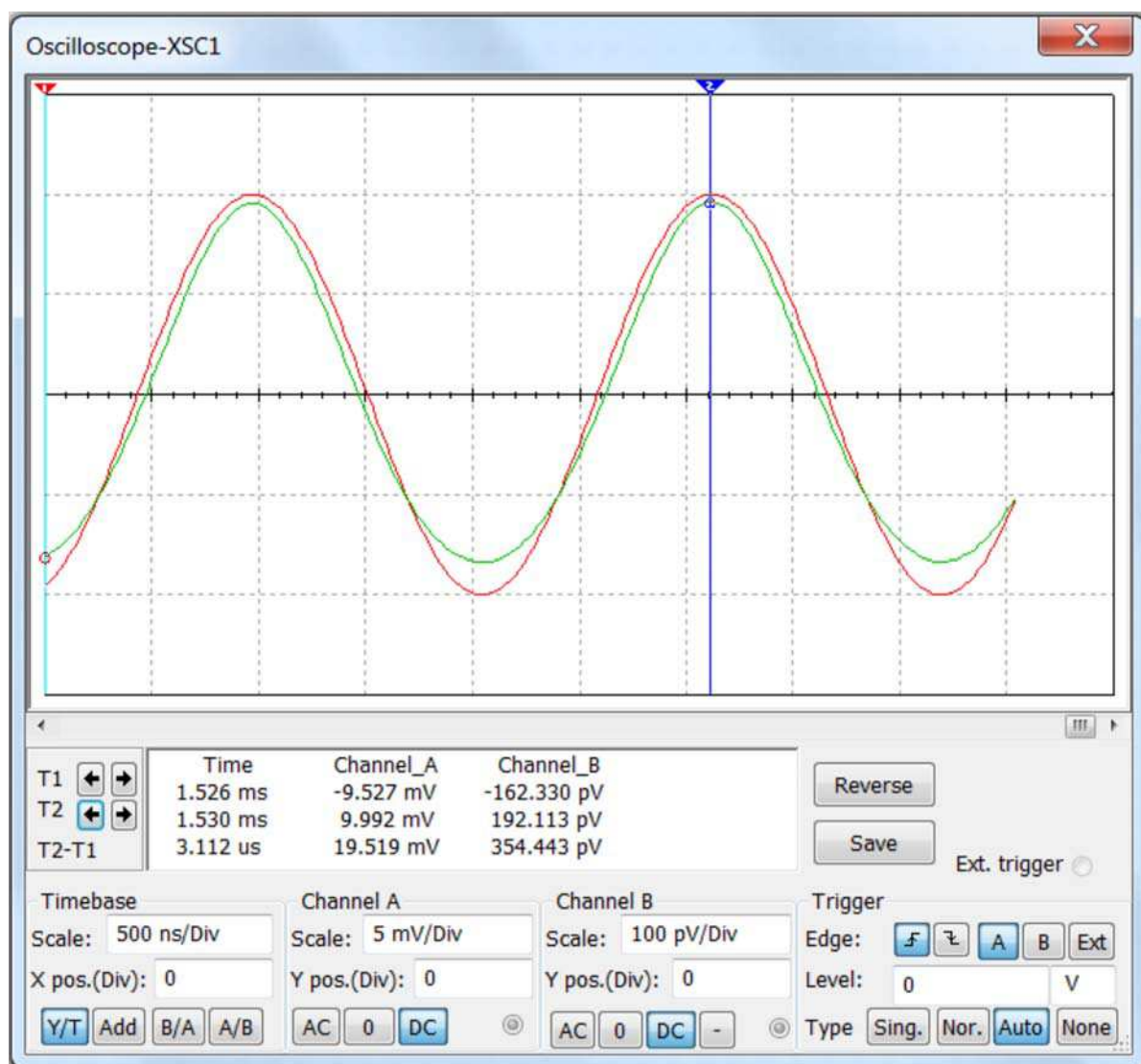


Рис. 2.7 – Осциллограммы входного и выходного напряжения последовательного диодно-резистивного делителя напряжения при $U_{\text{ип}} = 0,1$ В.

Проводя дальнейшее исследование последовательного диодно-резистивного делителя напряжения, будем изменять значение управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 с шагом 0,1 В и выполнять аналогичные проведенным измерения и расчёты, а их результаты заносить в таблицу 2.1. Будем также обращать внимание на форму выходного сигнала, чтобы сделать необходимые выводы о зависимости нелинейных искажений выходного сигнала от управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1.

Таблица 2.1 – Результаты измерений и расчётов для последовательного диодно-резистивного делителя напряжения.

$U_{\text{инп}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	1,97E-10	9,40E-09	4,28E-07	2,10E-05	8,15E-04	5,48E-03	7,88E-03	8,70E-03	9,08E-03	9,29E-03
$K, \text{раз}$	1,97E-08	9,40E-07	4,28E-05	0,0021	0,0815	0,55	0,788	0,87	0,908	0,929
$K, \text{дБ}$	-154,11	-120,54	-87,371	-53,556	-21,777	-5,224	-2,069	-1,210	-0,838	-0,640

$U_{\text{инп}}, \text{В}$	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	9,43E-03	9,52E-03	9,59E-03	9,64E-03	9,68E-03	9,71E-03	9,74E-03	9,76E-03	9,78E-03	9,79E-03
$K, \text{раз}$	0,943	0,952	0,959	0,964	0,968	0,971	0,974	0,976	0,978	0,979
$K, \text{дБ}$	-0,510	-0,427	-0,364	-0,318	-0,282	-0,256	-0,229	-0,211	-0,193	-0,184

По табличным значениям с помощью программы Microsoft Excel построим графики (рис. 2.8 и рис. 2.9).

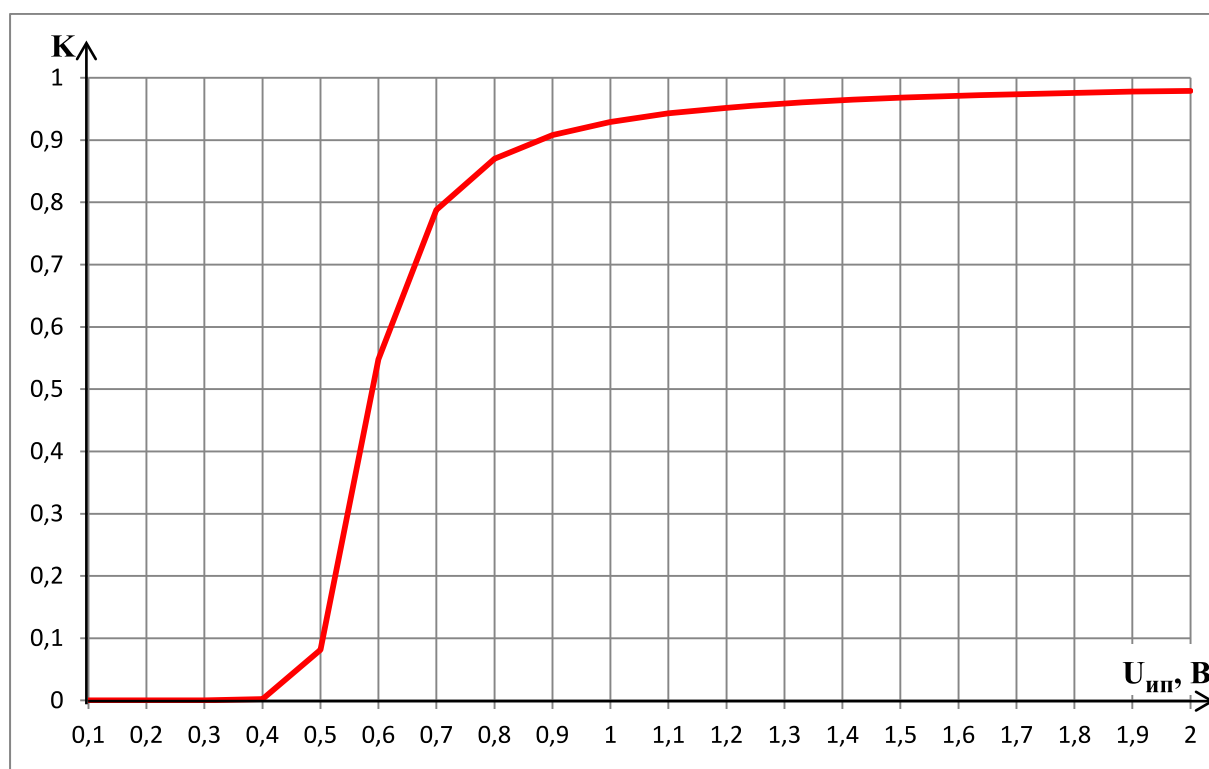


Рис. 2.8 – График зависимости коэффициента передачи K (в размах или относительных единицах) последовательного диодно-резистивного делителя напряжения от управляющего напряжения $U_{\text{инп}}$ источника питания V1.

По графику на рис. 2.8 видно, что коэффициент передачи имеет нелинейную зависимость от величины управляющего напряжения $U_{\text{инп}}$ ис-

точника питания V1. По графику также видно, что при напряжении $U_{\text{ип}}$ источника V1 больше 0,8 В рост коэффициента передачи сначала заметно замедляется, а потом практически прекращается, асимптотически приближаясь к 1.

Оценить ход зависимости коэффициента передачи K диодно-резистивного делителя напряжения при величине управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 меньше 0,5 В по графику на рис. 2.8 невозможно. Для этого лучше подойдёт график, где коэффициент передачи выражается в логарифмических единицах – децибелах (рис. 2.9).

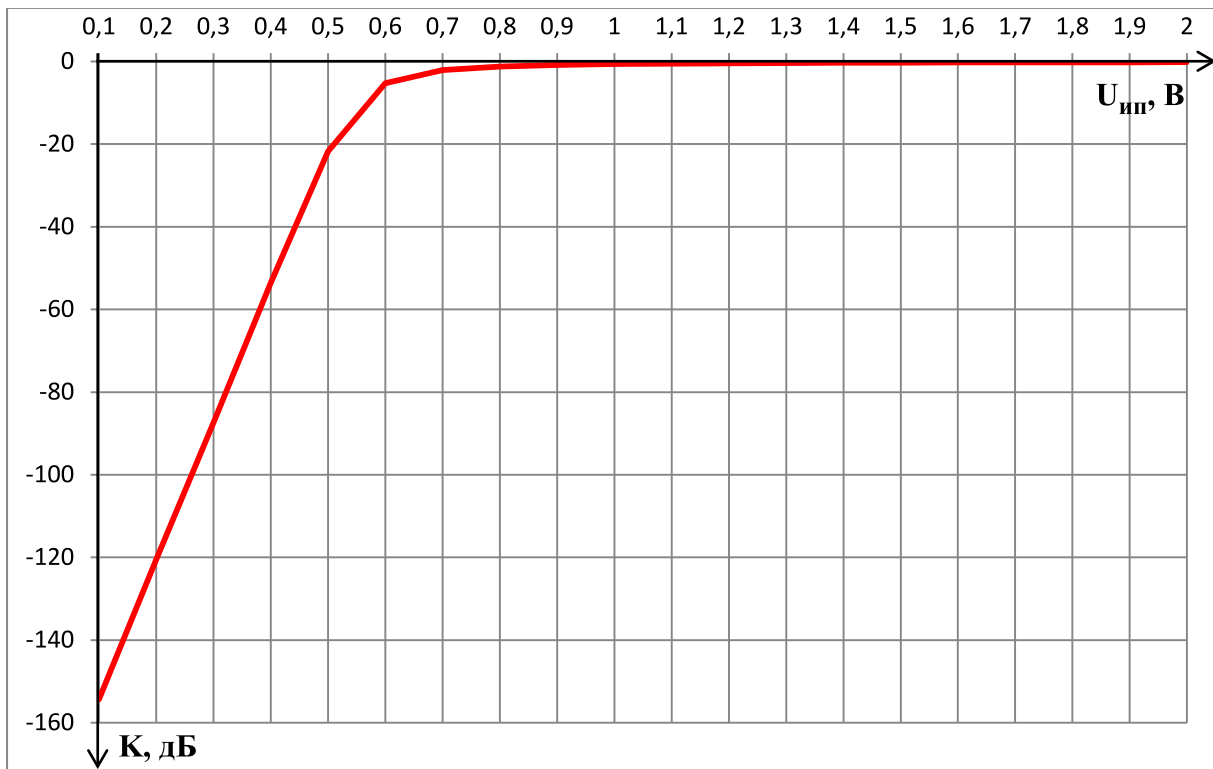


Рис. 2.9 – График зависимости коэффициента передачи K (в дБ) последовательного диодно-резистивного делителя напряжения от управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1.

На рис. 2.9 видно, что для напряжений $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 меньше 0,5 В график представляет собой прямую линию. Учитывая, что это график для коэффициента передачи, выраженного в дБ, можно сделать вывод, что на участке от 0,1 В до 0,5 В зависимость коэффициента передачи от управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 является логарифмической.

Наблюдение за формой выходного сигнала при проведении исследования показало, что выходной сигнал имеет искажение (амплитуда положительных полупериодов сигнала больше амплитуды отрицательных по-

лупериодов) при напряжении $U_{\text{инп}}$ источника питания V1 от 0,1 В до 0,5 В. Начиная с 0,6 В и выше искажения выходного сигнала нет.

Однако если амплитуду входного сигнала увеличить, то искажение выходного сигнала прекращается при более высоком напряжении $U_{\text{инп}}$. Например, если при $U_{\text{инп}} = 0,6$ В установить амплитуду входного сигнала 20 мВ, то искажения выходного сигнала станут опять заметны. Если же установить $U_{\text{инп}} = 0,7$ В, то искажения выходного сигнала снова прекратятся.

Если же амплитуду входного сигнала уменьшить, например, установить 1 мВ, то выходной сигнал не будет искажаться даже при $U_{\text{инп}} = 0,1$ В.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что при использовании последовательного диодно-резистивного делителя напряжения для регулировки коэффициента передачи следует учитывать максимально допустимую амплитуду входного сигнала, превышение уровня которой приведёт к нелинейным искажениям выходного сигнала при заданном минимальном коэффициенте передачи. Другими словами можно сказать, что чем в больших пределах мы собираемся регулировать коэффициент передачи, тем меньшей амплитуды должен быть входной сигнал, иначе возможны нелинейные искажения выходного сигнала.

В заключение данного раздела следует также ещё раз отметить, что проведённое исследование показало, что коэффициент передачи последовательного диодно-резистивного делителя напряжения увеличивается при увеличении управляющего напряжения $U_{\text{инп}}$. При этом нелинейные искажения выходного сигнала уменьшаются.

2.3 Исследование принципа работы и характеристик параллельного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim.

Для исследования принципа работы и характеристик параллельного диодно-резистивного делителя напряжения с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim соберём схему, показанную на рис. 2.10.

Номиналы элементов схемы остались такими же, как и в схеме последовательного диодно-резистивного делителя напряжения (рис. 2.6). Назначение элементов также осталось прежним. Отличие схем только в том, что диод VD1 и резистор R1 поменялись местами.

Исследуем, как зависит коэффициент передачи параллельного диодно-резистивного делителя напряжения от напряжения источника питания V1. Для этого по аналогии с действиями, выполненными в предыдущем исследовании, снимем зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на резисторе R2 от напряжения $U_{\text{инп}}$ источника питания V1, а потом

рассчитаем коэффициент передачи.

Поскольку методика проведения исследования такая же, как только что представленная в предыдущем разделе, то здесь, при исследовании параллельного диодно-резистивного делителя напряжения, ограничимся лишь описанием общего хода исследования схемы.

В функциональном генераторе XFG1 в поле Waveforms выберем синусоидальную форму сигнала и установим следующие параметры сигнала: Frequency – 465 kHz (частота – 465 кГц), Amplitude 10 mVp (амплитуда 10 мВ), Offset – 0 V (смещение или сдвиг 0 В).

Напряжение $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 установим 0,1 В.

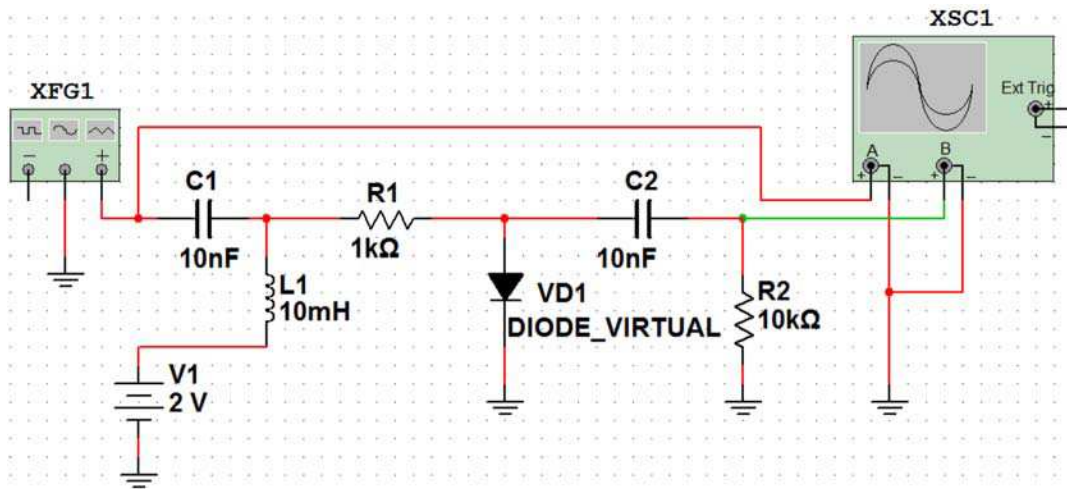


Рис. 2.10 – Схема для исследования принципа работы и характеристик параллельного диодно-резистивного делителя напряжения.

Запустим работу схемы. Подождём, пока закончатся переходные процессы после включения и остановим работу схемы.

Осуществим настройку осциллографа и с помощью курсора измерим амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на резисторе R2 и занесём его в таблицу 2.2. Затем по формулам (2.7) и (2.8) рассчитаем коэффициенты передачи и результаты расчёта также занесём в таблицу 2.2.

Проводя дальнейшее исследование параллельного диодно-резистивного делителя напряжения, будем изменять значение управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 с шагом 0,1 В и выполнять аналогичные указанным измерения и расчёты, а их результаты заносить в таблицу 2.2.

Будем также обращать внимание на форму выходного сигнала, чтобы сделать необходимые выводы о зависимости нелинейных искажений выходного сигнала от управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1.

Таблица 2.2 – Результаты измерений и расчётов для параллельного диодно-резистивного делителя напряжения.

$U_{\text{инп}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	9,10E-03	9,10E-03	9,10E-03	9,08E-03	8,36E-03	4,12E-03	1,93E-03	1,18E-03	8,38E-04	6,45E-04
$K, \text{раз}$	0,9097	9,10E-01	0,9097	0,9078	0,8363	0,41	0,1933	0,1183	0,0838	0,065
$K, \text{дБ}$	-0,82	-0,82	-0,822	-0,840	-1,553	-7,702	-14,275	-18,540	-21,535	-23,809

$U_{\text{инп}}, \text{В}$	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	5,22E-04	4,38E-04	3,77E-04	3,30E-04	2,94E-04	2,65E-04	2,41E-04	2,21E-04	2,04E-04	1,89E-04
$K, \text{раз}$	0,052	0,044	0,038	0,033	0,029	0,027	0,024	0,022	0,020	0,019
$K, \text{дБ}$	-25,647	-27,171	-28,473	-29,630	-30,633	-31,535	-32,360	-33,112	-33,807	-34,471

По табличным данным с помощью программы Microsoft Excel построим графики (рис. 2.11 и рис. 2.12).

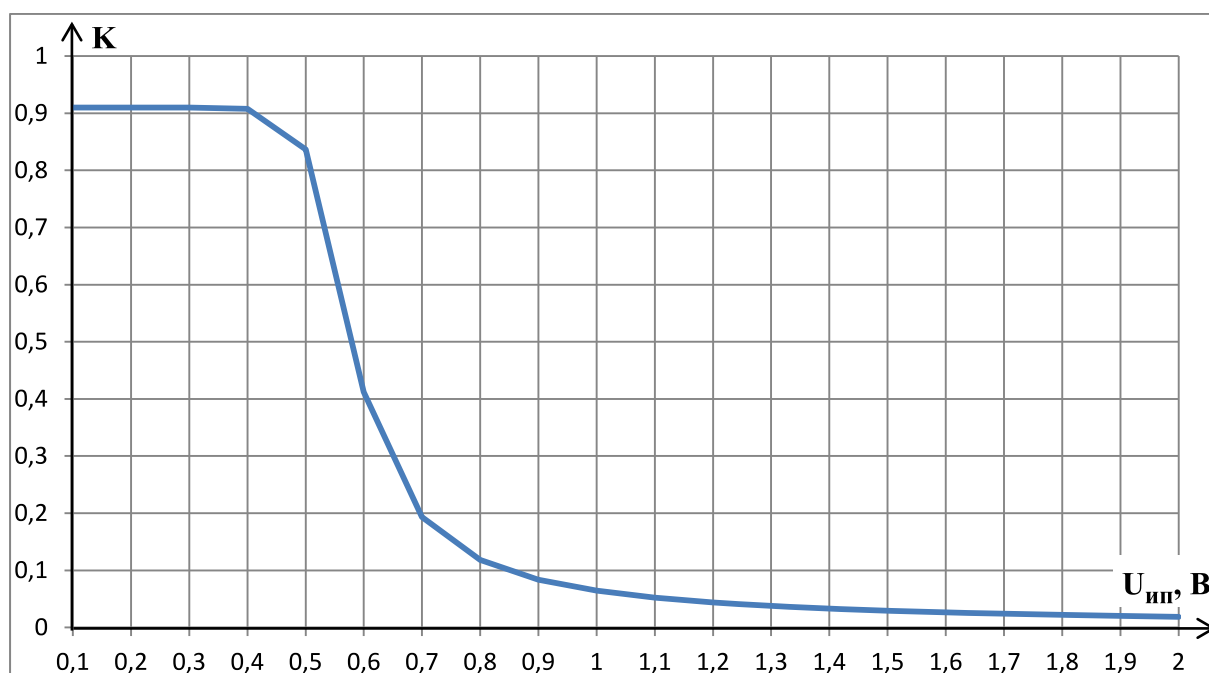


Рис. 2.11 – График зависимости коэффициента передачи K (в размах или относительных единицах) параллельного диодно-резистивного делителя напряжения от управляющего напряжения $U_{\text{инп}}$ источника питания $V1$.

По графику на рис. 2.11 видно, что коэффициент передачи параллельного диодно-резистивного делителя напряжения имеет нелинейную зависимость от величины управляющего напряжения $U_{\text{инп}}$ источника питания $V1$. Но, по сравнению с зависимостью коэффициента передачи последовательного диодно-резистивного делителя напряжения, эта зависимость

имеет обратный характер: при малых значениях напряжении $U_{\text{ип}}$ источника V1 (от 0,1 В до 0,4 В или даже до 0,5 В) коэффициент максимальный и практически не изменяется, а при напряжении $U_{\text{ип}}$ больше 0,5 В он уменьшается сначала достаточно быстро, а затем замедляясь.

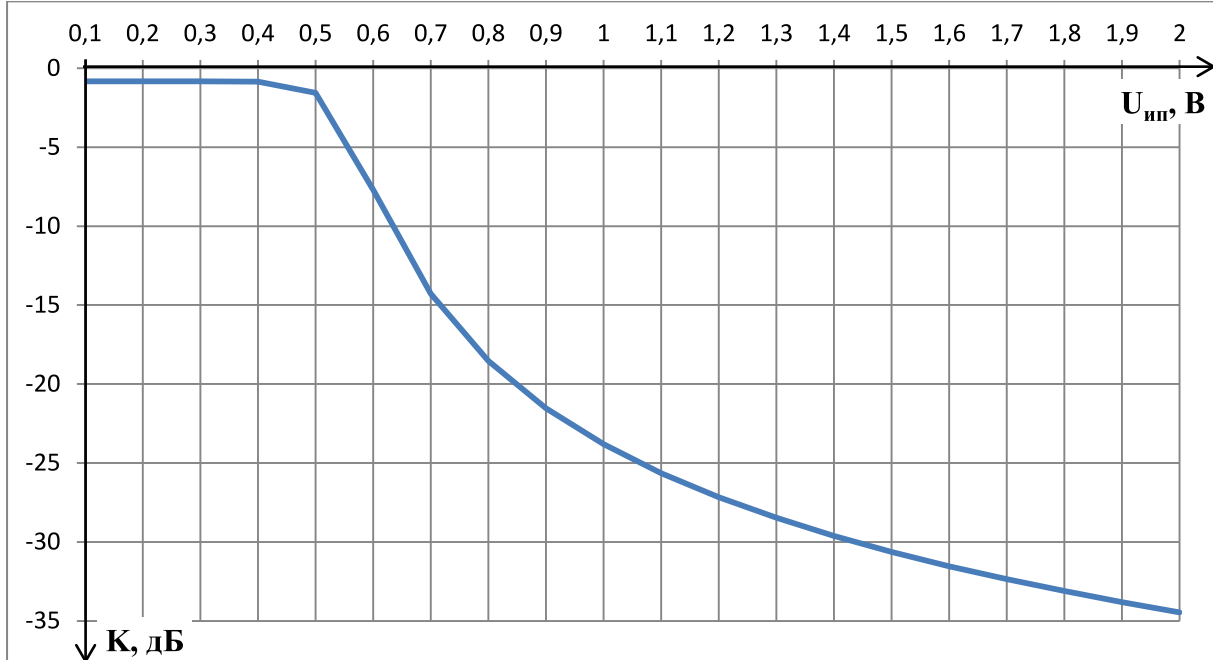


Рис. 2.12 – График зависимости коэффициента передачи K (в дБ) параллельного диодно-резистивного делителя напряжения от управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1.

По данным таблицы 2.2 и графику на рис. 2.12 видно, что коэффициент передачи параллельного диодно-резистивного делителя напряжения изменяется в меньших пределах по сравнению с коэффициентом передачи последовательного диодно-резистивного делителя напряжения при изменении управляющего напряжения $U_{\text{ип}}$ источника питания V1 в одинаковых пределах. Так, если при изменении напряжения $U_{\text{ип}}$ от 0,1 В до 2 В коэффициент передачи последовательного диодно-резистивного делителя напряжения изменяется приблизительно на 154 дБ, то коэффициент передачи параллельного диодно-резистивного делителя напряжения изменяется только приблизительно на 34 дБ.

Однако параллельный диодно-резистивный делитель напряжения обладает и преимуществом по сравнению с последовательным диодно-резистивным делителем напряжения – нелинейных искажений выходного сигнала в процессе исследования мы не наблюдали. Однако, это не значит, что их в данной схеме вообще нет. Но для напряжения источника входного сигнала амплитудой 10 мВ (такую же амплитуды входного сигнала мы устанавливали и при исследовании последовательного диодно-

резистивного делителя напряжения) искажений выходного сигнала заметно не было. Следовательно, схему параллельного диодно-резистивного делителя напряжения можно использовать для работы с сигналами большей амплитуды, чем это позволяет схема последовательного диодно-резистивного делителя напряжения.

Если же амплитуду входного сигнала увеличить и установить её, например, 50 мВ, то при управляющем напряжении $U_{\text{уп}} = 0,6$ В в выходном сигнале будет наблюдаться явная асимметрия относительно горизонтальной оси. Эта асимметрия уменьшается, если увеличивать или уменьшать $U_{\text{уп}}$ относительно 0,6 В. Так, при $U_{\text{уп}} = 0,5$ В асимметрия выходного сигнала видна, но она меньше, чем при $U_{\text{уп}} = 0,6$ В, а при $U_{\text{уп}} = 0,4$ В и меньше она исчезает, т.е. выходной сигнал не искажается. Также и при увеличении $U_{\text{уп}}$ от 0,6 В до 0,8 В асимметрия сигнала уменьшается по сравнению с асимметрией при 0,6 В, а при $U_{\text{уп}} = 0,9$ В и больше искажения выходного сигнала отсутствуют.

Если же амплитуду входного сигнала установить 500 мВ, то асимметрия в выходном сигнале будет наблюдаться при всех значениях $U_{\text{уп}}$ от 0,2 В до 2,7 В. А при амплитуде входного сигнала 650 мВ искажения выходного сигнала наблюдаются при значениях $U_{\text{уп}}$ от 0 В до 4 В, хотя при напряжении выше 2,7 В они уже малозаметны.

Таким образом, можно сделать вывод, что параллельный диодно-резистивный делитель напряжения может, не внося искажений в выходной сигнал, работать с сигналами менее 20 мВ (для 20 мВ искажения практически не видны).

И в заключение данного раздела следует ещё раз отметить, что проведённое исследование показало, что коэффициент передачи параллельного диодно-резистивного делителя напряжения уменьшается при увеличении управляющего напряжения $U_{\text{уп}}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, в данном учебном пособии с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 11.0 мы провели исследования принципов работы и характеристик амплитудных детекторов радиосигналов и устройств регулировки усиления (регулировки коэффициента усиления или коэффициента передачи), входящих в состав устройств приёма и обработки сигналов.

При проведении исследования амплитудных детекторов радиосигналов наряду с использованием осциллографа, позволяющим визуализировать временные процессы в любых точках или ветвях схемы, мы использовали Фурье-анализ, являющийся одной из программных функций Multisim. Благодаря этому мы смогли увидеть и проанализировать спектры входного и выходного сигналов детектора.

Исследуя диодно-резистивные делители напряжения, которые применяются в устройствах регулировки усиления, мы не только выяснили принципы работы этих устройств, но и выявили, что при определённых значениях входных напряжений и управляющих напряжений в этих устройствах могут наблюдаться значительные нелинейные искажения выходного сигнала. Проведённые исследования позволили также определить уровни входных напряжений, при которых искажения выходного сигнала не будет.

Следует отметить, что кроме рассмотренных устройств существуют и другие устройства, выполняющие аналогичные функции, но использующие другие принципы работы и другие схемные реализации. Но их исследование в рамках данного учебного пособия, в виду ограниченного объёма пособия и ввиду направленности излагаемого в пособии материала, не предполагалось. В пособии были рассмотрены только те устройства и те схемные решения, которые исследуются на лабораторных занятиях по дисциплине «Устройства приёма и обработки сигналов», чтобы помочь обучаемым получить более глубокие знания.

Однако, опираясь на изложенный в пособии материал, можно по аналогии провести самостоятельное исследование и других устройств, выполняющих аналогичные функции, но использующих другие принципы работы.

В следующем учебном пособии, являющимся продолжением данного учебного пособия, будут рассмотрены вопросы применения интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 11.0 для проведения исследований остальных структурных элементов супергетеродинных радиоприёмников.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения.
2. Баркан В.Ф., Жданов В.К. Радиоприёмные устройства. Учебник для техникумов – 5-е изд. перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1979. – 464 с.
3. Бобров Н.В. Расчёт радиоприёмников. – М.: Радио и связь, 1981. – 240 с.
4. Горшелев Д.В. Основы проектирования радиоприёмников. Л., «Энергия», 1977. – 384 с.
5. Колосовский Е.А. Устройства приёма и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 456 с.
6. Медведев И.И. Исследование устройств приёма и обработки сигналов с помощью интерактивного эмулятора радиосхем Multisim. Часть 1. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2012. – 64 с.
7. Медведев И.И., Жайворонок Д.А. Устройства приёма и обработки сигналов. Практические занятия: учебно-методическое пособие – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2013. – 50 с.
8. Палшков В. В. Радиоприёмные устройства. Учебное пособие. – М.: Радио и связь, 1984 – 392 с.
9. Радиоприёмные устройства. Под редакцией В. И. Сифорова. Учеб. для вузов. – М.: Сов. радио, 1974. – 500 с.
10. Радиоприёмные устройства: Учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 2003. – 520 с.
11. Устройства приёма и обработки сигналов: учебное пособие / О.И. Бокова, Д.А. Жайворонок, Н.С. Хохлов, И.И. Медведев. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2013. – 228 с.
12. Сайт National Instruments Corporation. Электронный ресурс: Режим доступа: <http://russia.ni.com/>.

Игорь Иванович Медведев

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
С ПОМОЩЬЮ ИНТЕРАКТИВНОГО ЭМУЛЯТОРА РАДИОСХЕМ
MULTISIM

Учебно-методическое пособие

Часть 2

Воронежский институт МВД России
394065 Воронеж, просп. Патриотов, 53