

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Промышленная электроника»

В. А. Карпов, О. М. Ростокينا

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ПРАКТИКУМ

по одноименному курсу для студентов
специальности 1-36 04 02 «Промышленная
электроника» дневной и заочной форм обучения

В двух частях

Часть 1

Гомель 2009

УДК 621.314.2(075.8)
ББК 32.859я73
К26

*Рекомендовано научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 2 от 10.12.2007 г.)*

Рецензент: доц. каф. «Автоматизированный электропривод» ГГТУ им. П. О. Сухого
канд. техн. наук *В. В. Логвин*

Карпов, В. А.

К26

Преобразовательная техника : практикум по одноим. курсу для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» днев. и заоч. форм обучения : в 2 ч. Ч. 1 / В. А. Карпов, О. М. Ростоккина. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2009. – 41 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <http://lib.gstu.local>. – Загл. с титул. экрана.

Приведены конкретные примеры реализации законченных функциональных узлов промышленной электроники: генераторов синусоидальных и прямоугольных колебаний, измерительных выпрямителей, фазочувствительных выпрямителей. Даны основные теоретические сведения и задания, необходимые для выполнения лабораторных работ по указанным вопросам.

Для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» дневной и заочной форм обучения.

УДК 621.314.2(075.8)
ББК 32.859я73

© Учреждение образования «Гомельский
государственный технический университет
имени П. О. Сухого», 2009

Введение

Настоящий лабораторный практикум предназначен для практического освоения дисциплины «Преобразовательная техника» и содержит четыре лабораторные работы с основными теоретическими сведениями по теме лабораторной работы, ходом ее выполнения и вопросами, позволяющими контролировать степень усвоения материала.

Практическое пособие соответствует рабочей программе «Преобразовательная техника», лекционному курсу и позволит лучше освоить данную дисциплину.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

РС-ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ИНТЕГРАЛЬНОМ УСИЛИТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Цель работы: ознакомиться с принципом действия, работой и расчетом генератора прямоугольных импульсов на интегральном усилителе постоянного тока (ИУПТ).

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Использование усилителя постоянного тока в интегральном исполнении [1, с.347] делает импульсный RC-генератор (рис.1а) проще и стабильнее подобных схем, выполненных на транзисторах. После подачи напряжений $+U_{пит}$ и $-U_{пит}$ на усилитель (конденсатор первоначально разряжен) на выходе усилителя (контрольная точка КТ1) можно наблюдать сигнал $U_{вых}(t)$ прямоугольной формы, а на инвертирующем входе – сигнал $U^-(t)$, форма которого близка к треугольной (см. рис.1б).

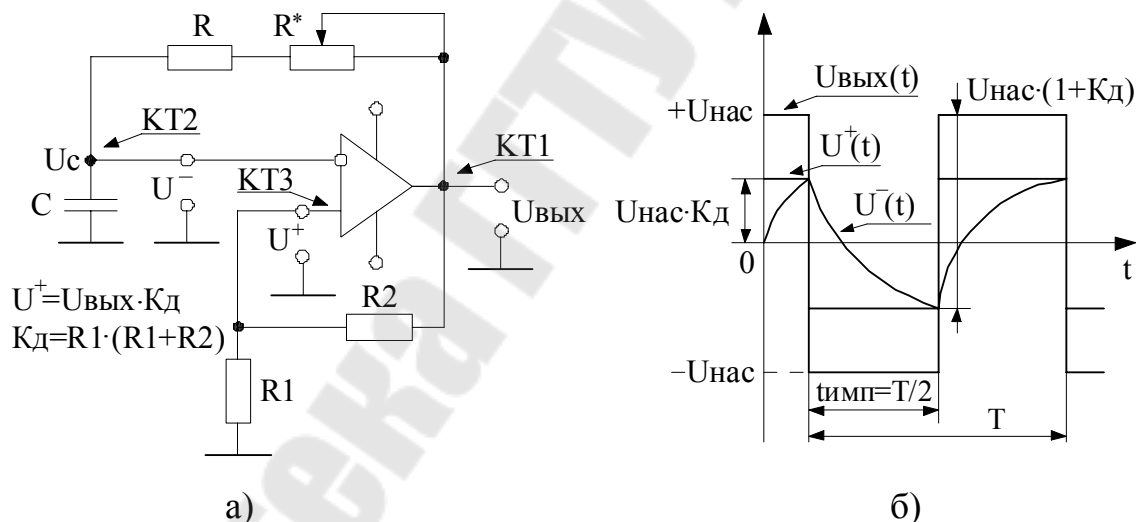


Рис.1 RC-генератор прямоугольных импульсов
на интегральном усилителе постоянного тока

Как видно из рис.1б, в установившемся режиме период T выходного сигнала $U_{вых}(t)$ генератора состоит из двух участков длительностью $T/2$, на каждом из которых скорость изменения напряжения равна нулю. Из этого следует, что в схеме рис.1а существует два временно устойчивых равновесных состояния, причем переход из каждого такого состояния происходит за очень короткий промежуток времени.

Цепь на резисторах R_1 и R_2 представляет собой делитель напряжения, который формирует из напряжения $U_{\text{вых}}$ (точка КТ1) сигнал U^+ , подаваемый на неинвертирующий вход усилителя (КТ3):

$$U^+ = U_{\text{вых}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{\text{вых}} \cdot K_{\text{д}}.$$

На конденсаторе C и резисторах R и R^* собрано инерционное звено, коэффициент передачи которого определяет зависимость напряжения U^- на инвертирующем входе усилителя (КТ2) от напряжения $U_{\text{вых}}$. Так как напряжение $U_{\text{вых}}$ имеет форму импульсов, то это позволяет записать формулу напряжения U^- как реакцию инерционного звена на скачек.

В операторной форме коэффициент передачи инерционной RC-цепи:

$$W(p) = \frac{1}{1 + p\tau},$$

где $\tau = R \cdot C$.

Реакция инерционного звена на единичный скачек напряжения в операторной форме:

$$U^-(p) = W(p) \cdot \frac{1}{p} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{1 + p\tau},$$

где $\frac{1}{p}$ – изображение единичного скачка.

Оригинал изображения $U^-(p)$:

$$U^-(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $\tau = R \cdot C$.

Т. е. напряжение на инвертирующем входе усилителя изменяется по экспоненциальному закону.

Усилитель включен в генераторе по разомкнутой схеме и поэтому выполняет функцию компаратора, сравнивая потенциалы в точках U^+ и U^- . При этом полярность и величина напряжения $U_{\text{вых}}$ зависят от знака дифференциального напряжения $\Delta U = U^+ - U^-$ и коэффициента усиления K_u микросхемы ДА:

$$U_{\text{вых}} = \Delta U \cdot K_u.$$

Коэффициент усиления разомкнутого усилителя K_u для различных типов микросхем колеблется от десятков до сотен тысяч (например, у микросхемы КР544УД2А справочное значение

$K_u = 20 \cdot 10^3$). И теоретически $U_{\text{вых}}$ окажется значительным при появлении даже небольшого ΔU . На практике максимальное значение $U_{\text{вых}}$ ограничено напряжением насыщения $U_{\text{нас}}$, которое меньше напряжения питания на величину насыщения транзистора выходного каскада ИУПТ. Например, если $U_{\text{пит.ус.}} = \pm 15 \text{ В}$, то напряжение $U_{\text{нас}}$ составит около $\pm 14 \text{ В}$.

Так как $U_{\text{вых}} = \Delta U \cdot K_u$, то наименьшее дифференциальное напряжение, при котором усилитель сформирует $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}$, можно определить по формуле:

$$\Delta U = \frac{U_{\text{нас}}}{K_u}.$$

При $U_{\text{вых.макс.}} \approx 14.5 \text{ В}$ и $K_u \approx 10^6$ значение ΔU составит десятки микровольт, т.е. можно считать, что переключение выходного сигнала усилителя происходит практически в момент равенства напряжений U^+ и U^- (см. временные диаграммы на рис.2). Значение ΔU , найденное по приведенной выше формуле, называется чувствительностью (наименьшее напряжение, необходимое для срабатывания компаратора).

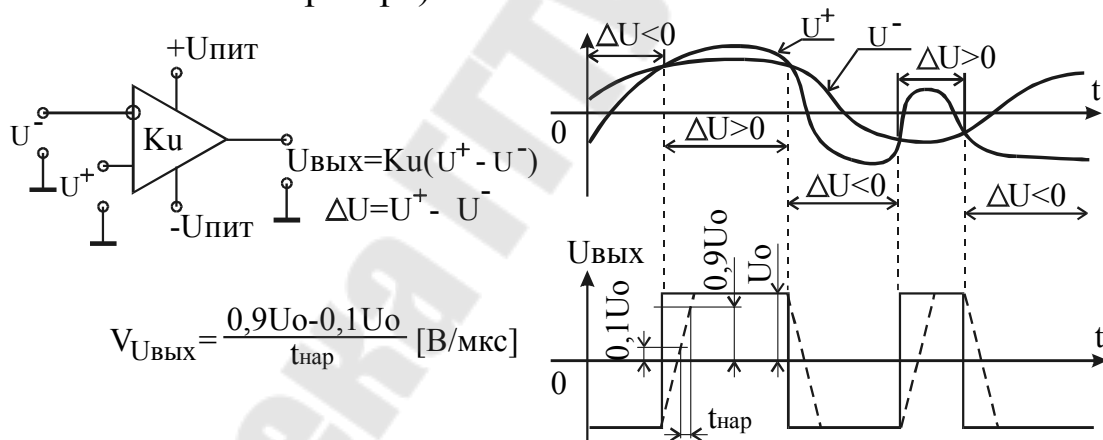


Рис.2 К пояснению работы ИУПТ в режиме компаратора

На практике форма сигнала $U_{\text{вых}}$ несколько отличается от прямоугольной из-за конечной скорости нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{вых}}}$ [В/мкс] (справочный параметр с величиной от долей до нескольких десятков В/мкс у различных ИМС). Пример диаграммы $U_{\text{вых}}$ усилителя с небольшой $V_{U_{\text{вых}}}$ показан на рис.2 пунктиром (U_0 – установившееся значение выходного напряжения усилителя).

Сразу после включения питания дифференциальное напряжение ΔU на входе ИУПТ

$$\Delta U = U^+ - U^- = U_{КТ3} - U_{КТ2}$$

оказывается не равным нулю (в основном из-за напряжения смещения усилителя). Появившееся на выходе усилителя напряжение

$$U_{\text{вых}} = K_u \cdot (U_{КТ3} - U_{КТ2}) = K_u \cdot \Delta U$$

передается через RC-цепь и делитель напряжения в точки КТ2 и КТ3. При этом происходит увеличение ΔU (см. рис.1б), что ведет к значительному возрастанию $U_{\text{вых}}$ (при этом $U_{\text{вых}}$ не может превысить напряжения насыщения $U_{\text{нас}}$).

Если ΔU оказывается больше нуля, то на выходе усилителя устанавливается напряжение положительной полярности с величиной $+U_{\text{нас}}$. Напряжение $+U_{\text{нас}}$ ведет к возникновению зарядного тока конденсатора C через $R1R^*$, направленного от КТ1 к КТ2. При идеальных элементах схемы напряжение на конденсаторе $U_c(t)$, изменяясь по экспоненциальному закону, будет стремиться к $+U_{\text{нас}}$ с постоянной времени $\tau = (R + R^*) \cdot C$, однако не достигнет его, так как, когда $U_c(t)$ окажется такой величины, что дифференциальное напряжение ($\Delta U = U^+ - U^-$) поменяет знак с «плюса» на «минус», усиление отрицательного напряжения ΔU в K_u раз приведет к формированию на выходе усилителя напряжения $U_{\text{нас}}$ отрицательной полярности. Так произойдет формирование фронта выходного импульсного сигнала генератора. Время, за которое напряжение $U_{\text{вых}}$ переходит от уровня $+U_{\text{нас}}$ до уровня $-U_{\text{нас}}$, будет зависеть от динамического параметра микросхемы ИУПТ – скорости нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{вых}}}$ [В/мкс].

Изменение величины и полярности $U_{\text{вых}}$ вызывает перезарядку конденсатора по экспоненциальному закону. При этом в установившемся режиме $U_c(t)$ изменяется с уровня $U_{\text{нас}} \cdot K_d$ и стремится к уровню напряжения $U_{\text{нас}}$ противоположного знака. Однако, когда $U_c(t)$ достигнет нового уровня $U_{\text{нас}} \cdot K_d$, вновь произойдет изменение полярности $U_{\text{вых}}$ и процесс перезарядки конденсатора возобновится в обратном направлении и т. д.

Для упрощенного определения формулы частоты можно воспользоваться идеализированной моделью схемы, считая, что ИУПТ имеет бесконечно большие значения входного сопротивления, коэффициента усиления K_u дифференциального сигнала ΔU и

скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{ВЫХ}}}$, бесконечно малые значения выходного сопротивления и входных токов [1, с.347-361] и $|+ U_{\text{нас}}| = |- U_{\text{нас}}|$.

Как видно из рис.1б, половина периода следования генерируемых импульсов определяется промежутком времени $t_{\text{имп}}$, за который напряжение на конденсаторе успевает достигать напряжения на неинвертирующем входе ИУПТ.

Поскольку в установившемся режиме напряжение на конденсаторе начинает изменяться с напряжения $U_{\text{нас}} \cdot K_{\text{д}}$ и стремится к напряжению $U_{\text{нас}}$ противоположной полярности, то установившееся значение напряжения на конденсаторе можно выразить формулой $U_{\text{с}}(\infty) = U_{\text{нас}} \cdot K_{\text{д}} + U_{\text{нас}}$. Тогда закон изменения напряжения на конденсаторе $U_{\text{с}}(t)$ при идеальных элементах схемы примет вид:

$$U_{\text{с}}(t) = U_{\text{нас}}(1 + K_{\text{д}})(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (1)$$

К моменту времени $t = t_{\text{имп}} = \frac{T}{2}$ напряжение $U_{\text{с}}(t)$ изменится на величину $2 \cdot U_{\text{нас}} \cdot K_{\text{д}}$:

$$U_{\text{с}}(t_{\text{имп}}) = 2 \cdot U_{\text{нас}} \cdot K_{\text{д}} = U_{\text{нас}}(1 + K_{\text{д}})(1 - e^{-\frac{t_{\text{имп}}}{\tau}}). \quad (2)$$

Выразив из (2) время $t_{\text{имп}} = \frac{T}{2}$, можно записать формулу для расчета частоты f :

$$f = \frac{1}{2 \cdot t_{\text{имп}}} = -\frac{1}{2 \cdot \tau \cdot \ln \frac{1 - K_{\text{д}}}{1 + K_{\text{д}}}}, \quad (3)$$

$$\text{где } \tau = R \cdot C, \quad K_{\text{д}} = \frac{R1}{(R1 + R2)}.$$

Так как формула (3) была получена для идеальных элементов схемы, то уменьшить расхождение между реальной и расчетной частотами генерации можно при использовании элементов, параметры которых близки к идеальным. Например, в качестве усилителя желательно взять быстродействующий ИУПТ с малыми входными токами.

При расчете схемы на заданную частоту f удобно вначале выбрать номиналы C , $R1$, $R2$, и, после подстановки их в (3), найти необходимое значение R . Для повышения температурной и временной стабильности частоты нужно использовать конденсаторы с

малыми ТКЕ и токами утечки (неэлектролитические конденсаторы с диэлектриком из слюды или фторопласта с номиналами от 0.001 до 0.1 мкФ), а в качестве R – резисторы с малым ТКС (например, С2-29). Выбирать номиналы резисторов надо с учетом того, что ток делителя R1R2, ток заряда конденсатора и ток нагрузки в сумме не должны превышать максимально допустимого выходного тока используемого ИУПТ (обычно I_{вых.макс.} = 5 мА). Коэффициент передачи делителя обычно выбирается равным $\frac{1}{2}$ (R1=R2=10кОм...100кОм).

Пример. Дано: частота генерации f=1[кГц], ток нагрузки I_н=1мА.

Выбираем K_д=1/2. При выборе R1=R2=10[кОм] максимальный ток делителя составит:

$$I_d = U_{нас} / (R1 + R2) = 14.5 \text{ В} / 20 \text{ кОм} = 0.7 \text{ мА}.$$

Выбираем C = 0.01 [мкФ].

$$R = -\frac{1}{2 \cdot C \cdot f \cdot (\ln 0.5/1.5)} = -\frac{1}{2 \cdot 0.01 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot (-1.0986)} = 45.5 \text{ [кОм]}.$$

Максимальный ток заряда конденсатора составит:

$$I_c = U_{нас} / R = 14.5 \text{ В} / 45.5 \text{ кОм} = 0.3 \text{ мА}.$$

В качестве компаратора выбираем быстродействующий усилитель, входной каскад которого выполнен на полевых транзисторах и поэтому имеет малые входные токи: КР544УД2А ($V_{U_{вых}} = 20 \text{ В} / \text{МКС}$, I_{вх} = 0.1 нА). Минимальное сопротивление нагрузки этого усилителя R_{н.мин.}=2кОм (справ.), т.е.

$$I_{вых.макс.} = U_{ввых.макс.} / R_{н.мин.} = 10 \text{ В} / 2 \text{ кОм} = 5 \text{ мА} > I_n + I_d + I_c = 2 \text{ мА}.$$

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ РАБОТЫ

Работа схемы исследуется на низкой и высокой частотах генерации с помощью двухканального осциллографа. Рекомендуются установить чувствительность по первому и второму каналам осциллографа 5В/дел. Установить синхронизацию по первому каналу,

который использовать для наблюдения выходного напряжения усилителя. Входным переключателем осциллографа отключить 1-й канал и, регулируя ручку перемещения луча по вертикали, установить луч на линии разметки "время/дел". Перевести входной переключатель в положение, соответствующее открытому входу усилителя вертикального отклонения луча. Аналогично произвести настройку 2-го канала (этот канал используется при наблюдении осциллограмм в контрольных точках КТ2 и КТ3). Диаграммы напряжений желательно выполнить синхронно, в одном масштабе и в одних координатных осях. Регулировкой синхронизации следует добиваться отображения на экране не более одного-двух периодов сигнала.

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИБОРЫ И ОБОРУДОВАНИЕ

1. Макет лабораторного стенда «РС-генераторы» по дисциплине «Преобразовательная техника» (ПТ).
2. Лабораторный источник напряжений $\pm 15\text{В}$.
3. Осциллограф С1-83 (С1-93) с двумя экранированными шнурами.
4. Вольтметр В7-37 со шнуром.
5. Соединительные провода (3шт.).

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. ПОДГОТОВКА К ИССЛЕДОВАНИЯМ

1.1. Включить лабораторный блок питания, осциллограф, вольтметр. Подать на лабораторный стенд питающие напряжения $\pm 15\text{В}$ и, наблюдая осциллограммы напряжений в контрольных точках (КТ1, КТ2, КТ3, см.рис.1), убедиться в исправности схемы РС-генератора прямоугольных импульсов (КТ1, КТ3 – импульсные, КТ2 – пилообразный сигналы).

2. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ СХЕМЫ РС-ГЕНЕРАТОРА

2.1. Зарисовать в отчет осциллограммы напряжений в контрольных точках при минимальной частоте генерации. (частоту подобрать регулировкой переменного резистора времязадающей РС-цепи).

2.2. Зарисовать в отчет осциллограммы напряжений в контрольных точках при максимальной частоте генерации. Определить и записать значения: скорости нарастания

выходного сигнала усилителя (В/мкс), напряжений насыщения (+ $U_{нас}$ и $-U_{нас}$).

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НА ЧАСТОТУ ГЕНЕРАЦИИ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ RC-ЦЕПИ

3.1. Включить вольтметр и перевести в режим измерения сопротивления. Изменяя значение сопротивления $R_{рег}$ времязадающей RC-цепи и проводя измерение периода выходного сигнала ИУПТ, заполнить первые три строки таблицы. Для достоверного измерения сопротивления необходимо отключать питание стенда перед каждым включением омметра в схему.

Таблица

Экспериментальная и расчетная зависимости частоты выходного сигнала генератора от параметра $R_{рег}$ времязадающей цепи

№п/п	1	2	3	7	8	9	10
$R_{рег}, кОм$								
$T_{эксперимент.}, мс$								
$f_{эксперимент.}, Гц$								
$f_{расчетн.}, Гц$								

3.2. Заполнить последнюю строку таблицы, найдя сначала параметр C из формулы частоты (см. раздел «Теоретические сведения») путём подстановки в неё значений K_d и $R_{рег}$, соответствующего минимальному значению частоты $f_{эксперимент.}$ (величину K_d можно определить по временным диаграммам в точках КТ1 и КТ2, см. п.2).

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Наименование и номер работы. Цель работы. Диаграммы работы схемы на низкой и высокой частотах генерации. Таблица 1 с результатами измерений и вычислений. Выводы о причинах отличия экспериментальной частоты генератора от расчетной.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите диаграммы напряжений U^+ , U^- и $U_{вых}$ (синхронно) интегрального усилителя в режиме компаратора, если на инвертирующем входе усилителя действует синусоидальный

сигнал с амплитудой около 1В, а неинвертирующий вход соединен с нулевым потенциалом. Что называют напряжением насыщения, чувствительностью?

2. Инерционная RC-цепь: схема, временная диаграмма реакции на скачек входного напряжения величиной E , формула переходной характеристики $h(t)$.
3. RC-генератор прямоугольных импульсов на ИУПТ: схема, временные диаграммы и описание работы.
4. Вывод формулы частоты выходного сигнала генератора при идеальных элементах схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов.–2-е изд., перераб. и доп.–М.: Высш. шк., 1991. – 622с., ил.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах, - Л.: Энергоиздат, 1988.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника, - М.: Высшая школа, 1982.
4. Карпов В.А., Мурашко С.А. Генераторы прямоугольных и треугольных колебаний. Методические указания к проведению лабораторных работ (№ 2568). – Гомель: ГГТУ имени П.О. Сухого, 2001.
5. Карпов В.А. Электронный конспект лекций по дисциплине «Преобразовательная техника», 2004.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2 ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ

Цель работы: ознакомиться с назначением, изучить принцип действия, работу и расчет схемы измерительного преобразователя среднего значения.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерительные преобразователи среднего значения (ИПСЗ) служат для линейного преобразования среднего значения переменного напряжения в постоянное. Под средним подразумевается постоянная составляющая измеряемого сигнала либо за полпериода $T/2$, либо полуволны этого сигнала за период T . Принцип действия преобразователя среднего значения заключается в выпрямлении входного переменного сигнала с последующим выделением из пульсирующего сигнала постоянной составляющей U_0 (рис.1) с помощью фильтра.

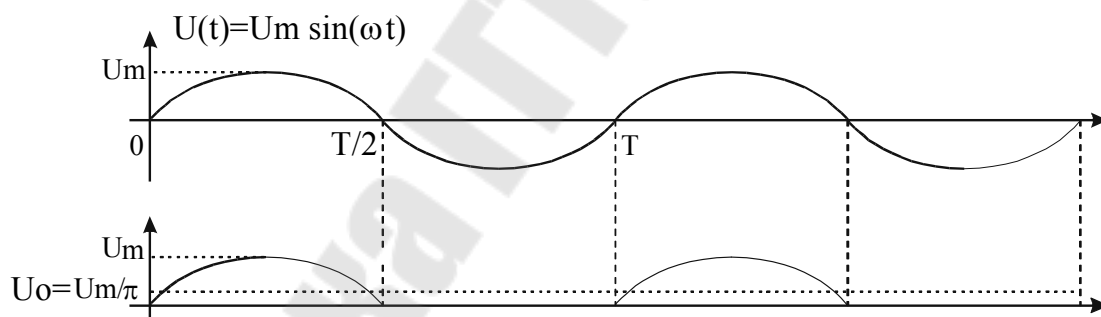


Рис.1 К пояснению принципа действия ИПСЗ

Поскольку задачей измерительных преобразователей является обеспечение достоверности получаемой информации (в отличие от силовых, где важно обеспечить высокий к.п.д.), пассивные диодные выпрямители нельзя использовать в качестве измерительных из-за наличия у диодов напряжения отпираания $U_{отп}$ – это напряжение приводит к уменьшению мгновенного значения выпрямленного напряжения нагрузки на величину $\approx 0.7V$, что является причиной тем большей погрешности выпрямления, чем меньше входной сигнал выпрямителя. Например, в пассивном выпрямителе, работающем на

активную нагрузку, относительная погрешность выпрямления синусоидального сигнала амплитудой 10В составит [2, с.4, 5]:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_{\text{Идеальн.}}} = \frac{U_{\text{реальн.}} - U_{\text{Идеальн.}}}{U_{\text{Идеальн.}}} = \frac{U_{\text{реальн.}}}{U_{\text{Идеальн.}}} - 1 \approx$$

$$\approx \frac{9.3\text{В}}{10\text{В}} - 1 = -0.07 = 7\%.$$

А современные измерительные преобразователи должны обеспечивать точность порядка десятых и сотых долей процента.

Значительно уменьшить погрешность от $U_{\text{отп}}$ позволяет активный измерительный выпрямитель, схема которого представлена на рис.2 (DA2, R1, R2, R3, VD1 и VD2). В данной схеме усилитель DA2 работает как разомкнутый до тех пор, пока диоды закрыты, выполняя усиление входного сигнала в K_u раз. Если считать элементы идеальными, то при закрытых диодах выходное напряжение DA2 можно определить по формуле:

$$U_{\text{вых}_{\text{DA2}}} = \Delta U \cdot K_u = (U^+ - U^-) \cdot K_u = -U_{\text{вх}} \cdot K_u.$$

Если в результате усиления $U_{\text{вх}}$ напряжение $U_{\text{вых}_{\text{DA2}}}$ возрастет настолько, что разность потенциалов между $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}_{\text{DA2}}}$ приведет к открыванию того из диодов, анодное напряжение которого будет больше катодного, то через открывшийся диод замкнется цепь отрицательной обратной связи усилителя.

При использовании в качестве DA2 интегрального усилителя с $K_u \approx 10^4 \dots 10^6$ напряжение $U_{\text{вых}_{\text{DA2}}}$ достигнет $U_{\text{отп}} \approx 0.7 \text{ В}$, когда $U_{\text{вх}}$ составит десятки и единицы милливольт (это напряжение называют напряжением отпираания диода, приведенным ко входу):

$$U_{\text{отп.вх.}} = U_{\text{отп}} / K_u = 0.7 / (10^4 \dots 10^6) \approx 70 \dots 1 \text{ мкВ}.$$

На рис.3 приведены формулы, показывающие, что напряжение на резисторе в обратной связи с открытым диодом будет пропорционально $U_{\text{вх}}$. Таким образом, влияние $U_{\text{отп}}$ диода на погрешность преобразования будет практически исключено при выборе ИУПТ с $K_u = 10^5 \dots 10^6$.

Рассмотрим работу ИВ при синусоидальном входном сигнале $u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$ и идеальных элементах.

При $u(t) > 0$ дифференциальное напряжение $\Delta U = U^+ - U^-$ на входе DA2 оказывается меньше нуля. В результате усиления ΔU на выходе DA2 формируется напряжение $U_{\text{вых.ус.}}$ отрицательной полярности. Под влиянием разности потенциалов между $u(t)$ и

Увых.ус диод VD1 смещается в прямом направлении, а VD2 – в обратном. Через R1, R2 и открытый VD1 протекает ток, направленный от входа ИВ к выходу усилителя DA2 (см. рис.2). При $K_{u_{DA2}} \rightarrow \infty$ усилитель DA2 сформирует напряжение Uвых.ус. такой величины, при которой $\Delta U \rightarrow 0$, т.е. на инвертирующем входе установится напряжение $U^- \approx U^+ = 0$ (U^- – напряжение «виртуального нуля»).

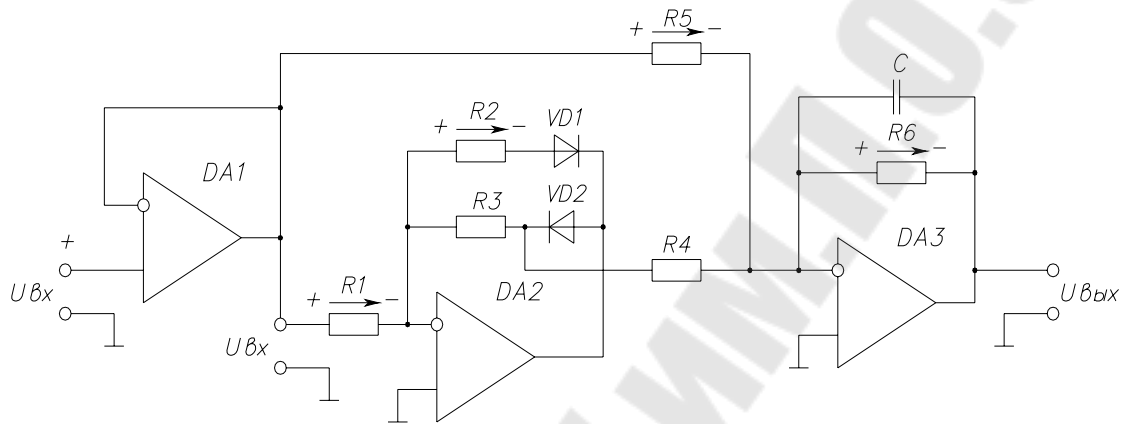


Рис.2 Измерительный преобразователь среднего значения

Поскольку диод VD2 закрыт (при идеальных элементах схемы $R_{закр_{VD2}} \rightarrow \infty$, рис.3), то напряжение Uив на выходе измерительного выпрямителя будет определяться напряжением U^- : $U_{ив} = U^- \approx 0$.

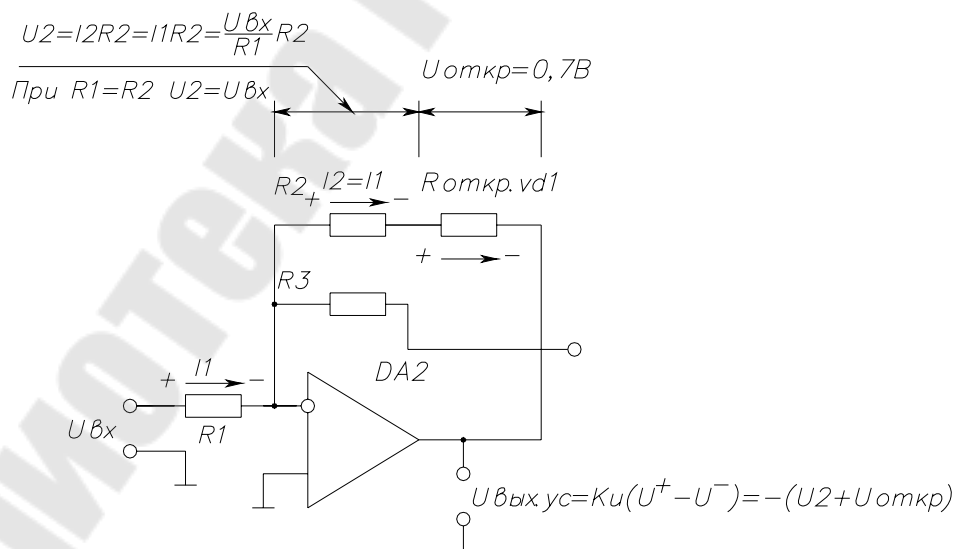


Рис.3 К пояснению работы измерительного выпрямителя при $U_{вх} > 0$

При $u(t) < 0$ откроется VD2 и закроется VD1. При этом напряжение $U_{ив}$ оказывается пропорциональным току через R3, не зависит от $R_{откт.vd2}$ и имеет знак, противоположный знаку входного сигнала ИВ:

$$U_{ив} = -U_{вх} \frac{R_3}{R_1}.$$

Таким образом, при поступлении на вход измерительного выпрямителя синусоидального сигнала в точке $U_{ив}$ можно будет наблюдать результат однополупериодного выпрямления инверсного сигнала $u(t)$.

Повторитель напряжения, собранный на усилителе DA1, обеспечивает большое входное сопротивление преобразователя. Малое выходное сопротивление повторителя позволяет уменьшить погрешность δ_i , вызванную потерей сигнала на внутреннем сопротивлении R_i источника $U_{вх}$:

$$\delta_i = \Delta U_i / U_{ив},$$

где $\Delta U_i = R_i \cdot I_{R1} = R_i \cdot U_{вх} / (R_i + R_1) \approx U_{вх} \cdot R_i / R_1$ – падение части входного напряжения на R_i под влиянием входного тока ИВ.

Уменьшить погрешность δ_i выбором $R_1 \gg R_i$ не всегда возможно, так как увеличение R_1 ведет к росту погрешности ИВ от входного тока $I_{вх}$ по инвертирующему входу DA2:

$$\begin{aligned} \delta_{вх} &= \frac{U_{ив.расч.} - U_{ив.ид}}{U_{ив.ид}} = \frac{(I_{R1} - I_{вх}) \cdot R_3 - I_{R1} \cdot R_3}{I_{R1} \cdot R_3} = \\ &= \frac{I_{R1} - I_{вх}}{I_{R1}} - 1 = -\frac{I_{вх}}{I_{R1}} = -I_{вх} \cdot \frac{R_1}{U_{вх}}. \end{aligned}$$

Например, при использовании в качестве DA1 микросхемы К140УД7 с $I_{вх} = 400$ нА максимальное значение R_1 для погрешности $\delta_{вх} = 0.1\%$:

$$R_1 \leq \frac{\delta_{вх} \cdot U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{10^{-3} \cdot 10 \text{ В}}{400 \cdot 10^{-9} \text{ А}} = 25 \text{ кОм}.$$

Если у источника сигнала $U_{вх}$ выходное сопротивление R_i невелико и он обладает достаточной нагрузочной способностью, то повторитель на DA1 можно не устанавливать.

Для расчета схемы найдем связь коэффициента передачи ИПСЗ с номиналами:

$$K_{ипсз} = \frac{U_{ср.вых}}{U_m}, \quad (1)$$

где $U_{\text{ср.вых.}}$ – среднее значение выходного напряжения преобразователя;

U_m – амплитуда входного синусоидального сигнала
 $U_{\text{вх}}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$.

Среднее значение $U_{\text{ср.вых.}}$ – постоянная составляющая выходного сигнала $U_{\text{вых}}(t)$ преобразователя, представленного на рис.1:

$$U_{\text{ср.вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вых}}(t) dt, \quad (2)$$

где $U_{\text{вых}}(t)$ – результат выпрямления синусоидального сигнала.

При двухполупериодном выпрямлении (схема ИПСЗ с R5):

$$U_{\text{ср.вых}}_{2\Pi/\Pi} = \frac{2}{\pi} U_{m.v}, \quad (3)$$

при однополупериодном выпрямлении (схема ИПСЗ без R5):

$$U_{\text{ср.вых}}_{1\Pi/\Pi} = \frac{1}{\pi} U_{m.v}. \quad (3^*)$$

В (3) и (3*) величину $U_{m.v}$ можно выразить через входное напряжение и номиналы схемы:

$$U_{m.v} = i_{\Sigma} \cdot R_6, \quad (4)$$

где суммарный ток i_{Σ} равен алгебраической сумме токов через R4 и R5:

$$\begin{aligned} i_{\Sigma} &= i_{R4} + i_{R5} = U_{\text{ив}} \frac{1}{R4} + U_m \frac{1}{R5} = U_m \cdot \left(-\frac{R3}{R1} \right) \cdot \frac{1}{R4} + U_m \cdot \frac{1}{R5} = \\ &= U_m \cdot \left(\frac{1}{R5} - \frac{R3}{R1 \cdot R4} \right). \quad (5) \end{aligned}$$

После подстановки (5) в (4), а полученного выражения в (3), формула среднего значения выходного напряжения преобразователя с резистором R5 примет вид:

$$U_{\text{ср.вых}}_{2\Pi/\Pi} = \frac{2}{\pi} U_m \cdot \left(\frac{1}{R5} - \frac{R3}{R1 \cdot R4} \right) \cdot R6. \quad (6)$$

С учетом (6) и (1) коэффициент передачи ИПСЗ с R5 через номиналы:

$$K_{\text{ИПСЗ}}_{2\Pi/\Pi} = \frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{R5} - \frac{R3}{R1 \cdot R4} \right) \cdot R6. \quad (7)$$

Обычно R1–R5 выбирают так, чтобы выполнялись условия:

$$R1 = R3 = R \text{ и } R5 = 2 \cdot R4 = R'. \quad (*)$$

Тогда при $R_6 = R'$ коэффициент $K_{\text{ИПСЗ}} = -\frac{1}{\pi}$.

Для однополупериодного ИПСЗ:

$$K_{\text{ИПСЗ}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{\infty} - \frac{R_3}{R_1 \cdot R_4} \right) \cdot R_6 = -\frac{R_3 \cdot R_6}{\pi \cdot R_3 \cdot R_4}.$$

При выполнении условий (*) и $R_6 = R'$ коэффициент $K_{\text{ИПСЗ}}$ также равен $-1/\pi$.

Хотя сигнал с катода VD1 не используется, VD1 необходим для поддержания ООС в ИВ при положительной полярности сигнала $U_{\text{вх}}$, когда диод VD2 закрыт. Наличие такой связи обеспечивает существование на инвертирующем входе DA2 напряжения «виртуального нуля» когда $U_{\text{вх}} > 0$ – в таком случае ток i_{R4} через R4 отсутствует (при идеальных элементах), и на фильтр поступает сигнал только по входу $R_5 = 2R$: $i_{R5} = U_{\text{вх}} / 2 \cdot R$. Когда $U_{\text{вх}} < 0$, закрыт VD1, открыт VD2, и на фильтр поступают сигналы по обоим входам. При этом суммарный ток: $i_{\Sigma} = i_{R4} + i_{R5} = U_{\text{ив}} / R - U_{\text{вх}} / 2 \cdot R = U_{\text{вх}} / R - U_{\text{вх}} / 2 \cdot R = -U_{\text{вх}} / 2 \cdot R$ (знак «минус» в этой формуле показывает, что направление тока i_{Σ} остается прежним после изменения знака входного напряжения с «плюса» на «минус», т.е. ток i_{Σ} пульсирует).

Чтобы среднее значение выходного сигнала ИПСЗ не зависело, в частности, от емкости фильтра (как в силовом выпрямителе), в схеме используется активный фильтр низкой частоты (АФНЧ), в котором постоянные времени заряда и разряда равны: $\tau_{\text{зар}} = \tau_{\text{разр}}$.

Найдем формулу для расчета постоянной времени фильтра, обеспечивающей необходимый коэффициент пульсаций $K_{\text{п.вых}}$ выходного сигнала фильтра.

$K_{\text{п.вых}}$ определяется отношением амплитуды переменной составляющей выходного напряжения фильтра ($U_{\text{м.п.вых}}$) к его постоянной составляющей (среднему значению – $U_{\text{ср.вых}}$):

$$K_{\text{п.вых}} = U_{\text{м.п.вых}} / U_{\text{ср.вых}} \quad (8)$$

Найдем $U_{\text{м.п.вых}}$ и $U_{\text{ср.вых}}$.

В рассматриваемом преобразователе на входе фильтра действует сигнал, представляющий собой результат одно- или двухполупериодного выпрямления (схема ИПСЗ с R5 и без него) сигнала $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{м}} \cdot \sin(\omega t)$. Пульсации от n-й гармоники будут определяться модулем коэффициента передачи $|W(j\omega_n)|$ фильтра на

частоте n -й гармоники и амплитудой пульсации $U_{м.п.вх_n}$ n -й гармоники на входе АФНЧ:

$$U_{м.п.вых_n} = W(\omega_n) \cdot U_{м_n} = \frac{K_{ус}}{\sqrt{1 + (\omega_n \tau)^2}} U_{м.п.вх_n}, \quad (9)$$

где $K_{ус} = R_6/R_4$ – коэффициент передачи АФНЧ на нулевой частоте при выполнении условий (*).

Поскольку $(\omega_n \cdot \tau)^2 \gg 1$, формулу (9) можно представить в виде

$$U_{м.п.вых_n} = \frac{K_{ус}}{\omega_n \cdot \tau} \cdot U_{м.п.вх_n}. \quad (10)$$

Из (10) следует, что к наибольшим пульсациям будет приводить та из гармоник, у которой отношение амплитуды к частоте будет максимальным.

Разложение в ряд Фурье результата однополупериодного выпрямления синусоидального сигнала с амплитудой U_m

$$U_{ИП/П} = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \sin(\omega t) - \frac{2U_m}{\pi} \cdot \left(\frac{\cos(2\omega t)}{1 \cdot 3} + \frac{\cos(4\omega t)}{3 \cdot 5} + \dots \right),$$

показывает, что наибольшее отношение амплитуда/частота в таком сигнале имеет первая гармоника с амплитудой $U_m/2$ и поэтому постоянную времени фильтра в однополупериодном ИПСЗ необходимо рассчитывать на подавление первой гармоники.

Среднее значение напряжения (постоянная составляющая) на выходе АФНЧ:

$$U_{ср.вых} = U_{ср.вх} \cdot K_{ус} = U_m \cdot K_{ус} / \pi, \quad (11)$$

После подстановки (11) и (10) в (8) имеем:

$$K_{п.вых} = \frac{K_{ус}}{\omega \cdot \tau} \cdot U_{м.п.вх} / (U_{ср.вх} \cdot K_{ус}), \quad (12)$$

$$K_{п.вых} = \frac{K_{п.вх}}{\omega \cdot \tau}. \quad (13)$$

Из (13) можно выразить постоянную времени фильтра:

$$\tau = \frac{K_{п.вх} / K_{п.вых}}{\omega} \quad (14)$$

Так как в однополупериодном ИПСЗ пульсация на выходе фильтра будет наибольшей от первой гармоники входного сигнала с амплитудой $U_{м.п.вх} = U_m/2$, то:

$$\tau = \frac{K_{п.вх.}/K_{п.вых.}}{\omega} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{U_{м.п.вх.}}{U_{ср.вх.}} \cdot \frac{U_{ср.вых.}}{U_{м.п.вых.}} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{U_m}{2} \cdot \frac{U_{ср.вых.}/U_{ср.вх.}}{U_{м.п.вых.}}$$

Из последней формулы необходимая постоянная времени фильтра для однополупериодного ИПСЗ:

$$\tau_{необх.1п/п} = \frac{1}{2\omega} \cdot \frac{U_m/U_{ср.вх.}}{U_{м.п.вых.}/U_{ср.вых.}} = \frac{K_{ипсз_{1п/п}}}{2\omega \cdot K_{п.вых.необх.}}$$

В двухполупериодном ИПСЗ (с R5) сигнал на входе фильтра представлен гармониками:

$$U_{2п/п} = \frac{2U_m}{\pi} - \frac{4U_m}{\pi} \cdot \left(\frac{\cos(2\omega t)}{1 \cdot 3} + \frac{\cos(4\omega t)}{3 \cdot 5} + \dots \right).$$

И формула для расчета необходимой постоянной времени фильтра в двухполупериодном ИПСЗ примет вид:

$$\tau_{необх.2п/п} = \frac{1}{2\omega} \cdot \frac{4U_m}{3\pi} \cdot \frac{1}{U_{м.п.вых.}} = \frac{2 \cdot K_{ипсз_{2п/п}}}{\omega \cdot 3\pi \cdot K_{п.вых.необх.}}$$

Сравнение формул $\tau_{необх.2п/п}$ и $\tau_{необх.1п/п}$ показывает, что двухполупериодный ИПСЗ имеет выигрыш по постоянной времени фильтра. Т.е. двухполупериодный ИПСЗ дает возможность повысить быстродействие преобразователя за счет уменьшения необходимой постоянной времени фильтра при том же качестве сглаживания пульсаций.

Пример. Дано: $U_{вх.ипсз}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$, $U_m = 10$ В, частота входного сигнала ИПСЗ $f = 1$ [кГц], дополнительные погрешности от $U_{см}$ и $I_{вх}$ ИУПТ не должны превышать $\delta = 0.5\%$, коэффициент пульсаций $K_{п} = 0.2\%$, коэффициент передачи ИПСЗ $K_{ипсз} = 1$ (т.е. при амплитуде входного сигнала 10В среднее значение выходного сигнала ИПСЗ должно быть 10В).

Выбираем ИУПТ КР140УД6: $U_{см} = 10$ мВ, $I_{вх} = 30$ нА, $\Delta I_{вх} = 10$ нА.

Выбираем единичный коэффициент усиления измерительного выпрямителя (рис.2): $R_1 = R_2 = R_3$.

Максимальное значение R_1 без симметрирования схемы:

$$R_1 \leq \frac{\delta \cdot U_{ср.вых.ив.}}{I_{вх}} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 10/\pi}{30 \cdot 10^{-9}} \approx 530 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_1 = R_2 = R_3 = 47$ кОм.

Погрешность от $U_{см}$:

$$\delta_{U_{см}} = \frac{U_{см}}{U_{ср.вых.ив.}} \cdot 100 = \frac{10 \text{ мВ}}{10 \text{ В} / \pi} \cdot 100 \approx 0.3\% \quad - \text{ не превышает}$$

заданной, поэтому нет необходимости в подстройке нуля.

Погрешность, вносимая обратным сопротивлением диода (КД522):

$$\begin{aligned} \delta_{R_{обр}} &= \frac{R1}{R_{д.обр.}} \cdot 100 = \frac{R1}{U_{обр.макс.}(справ.) / I_{обр.макс.}(справ.)} \cdot 100 = \\ &= \frac{10^4}{10 \text{ В} / 1 \text{ мкА}} \cdot 100 = 0.47\%. \end{aligned}$$

Чтобы $U_{вых.ипсз} = 10 \text{ В}$ при $U_m = 10 \text{ В}$ выбираем $R6 = \pi \cdot R4$, т.е. $K_{ипсз} = 1$.

Тогда необходимая постоянная времени фильтра:

$$\begin{aligned} \tau = C \cdot R6 &= \frac{2 \cdot K_{ипсз}}{\omega \cdot 3\pi \cdot K_{п.вых.необх}} = \frac{1}{f \cdot 3\pi^2 \cdot K_{п.вых.необх}} = \\ &= \frac{1}{1 \text{ кГц} \cdot 29.6 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 16.9 \text{ мс}. \end{aligned}$$

Выбираем $C = 0,1 \text{ мкФ}$, тогда $R6 = 169 \text{ кОм}$, $R4 = 53.8 \text{ кОм}$, сопротивление $R5$ выбираем равным $2 \cdot R4$: $R5 = 107.6 \text{ кОм}$.

Время установления выходного сигнала ИПСЗ с таким фильтром при заданной погрешности установления $\delta = 0.5\%$ составит:

$$t_{уст} = 5.3 \cdot \tau = 5.3 \cdot 16.9 \cdot 10^{-3} \approx 90 \text{ мс}.$$

Коэффициент 5.3 в последней формуле – относительное время установления однозвенного фильтра при погрешности установления 0.5% (см. табл.2 в [4]).

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для исследования работы схемы на ее вход с генератора подается сигнал синусоидальной формы. При наблюдении диаграммы выходного напряжения измерительного выпрямителя рекомендуется

установить синхронизацию осциллографа по первому каналу, который использовать для наблюдения входного напряжения выпрямителя. Диаграммы напряжений желательно выполнить синхронно, в одном масштабе и в одних координатных осях.

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИБОРЫ И ОБОРУДОВАНИЕ

1. Лабораторный источник напряжений $\pm 15\text{В}$.
2. Макет лабораторного стенда «Модуляторы с управляемыми и неуправляемыми ключами» по ПТ.
3. Осциллограф С1-83 (С1-93) с двумя шнурами.
4. Генератор ГЗ-118 со шнуром.
5. Вольтметр В7-37 со шнуром.
6. Соединительные провода (6 шт.).

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. ПОДГОТОВКА К ИССЛЕДОВАНИЮ

Зарисовать схему ИПСЗ в отчет. Рассчитать коэффициент передачи преобразователя через измеренные номиналы схемы. Для этого необходимо измерить суммарные значения сопротивлений ($R_{12} = R_1 + R_2$, $R_{23} = R_2 + R_3$, $R_{13} = R_1 + R_3$ и $R_{56} = R_5 + R_6$, $R_{46} = R_4 + R_6$, $R_{45} = R_4 + R_5$) и выполнить расчет номиналов из полученной системы уравнений. Номиналы элементов преобразователя указать на рисунке схемы. Коэффициент передачи K преобразователя необходим для расчета среднего значения его выходного напряжения по заданной амплитуде U_m входного сигнала.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В схеме АФНЧ отключить конденсатор. От внешнего генератора подать на вход измерительного выпрямителя синусоидальный сигнал амплитудой около 1В частотой 400 Гц. Зарисовать в отчет диаграммы напряжений схемы в контрольных точках (на выходе усилителя, катоде и аноде диодов VD1, VD2) синхронно с входным напряжением. Обратить внимание на скачкообразное изменение выходного напряжения усилителя при переходе его входного сигнала через ноль.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для оценки погрешности от нелинейности ИПСЗ [3, с.31-35] надо снять экспериментальную зависимость выходного напряжения от входного напряжения преобразователя в рабочем диапазоне. За рабочий диапазон в лабораторной работе принять изменение амплитуды входного синусоидального сигнала от 10В (100%) до 1В (10%). Для проведения измерений подключить в обратную связь усилителя ДАЗ (рис.2) конденсатор и подать на вход преобразователя синусоидальный сигнал частотой 400Гц с выхода генератора (контролировать вольтметром в режиме измерения действующего значения). Заполнить первые три строки таблицы.

Таблица

**Погрешность преобразователя среднего значения в диапазоне
входного сигнала**

№ п/п	1	2	3	...	9	10
$\sim U_{вх}, В$	записать показания вольтметра при 10% от $U_{вх.макс.}$					записать показания вольтметра при 100% от $U_{вх.макс.}$
$U_{вых.изм}, В$						
$U_{макс.пульс}$						
$\gamma, \%$						
$U_{вых.расч}, В$						
$\Delta U_{вых}, мВ$						
$\delta, \%$						

Входное напряжения преобразователя $\sim U_{вх}$ контролировать вольтметром по действующему значению. Среднее значение выходного преобразователя $U_{вых.изм}$ – вольтметром в режиме измерения постоянного напряжения. $U_{макс.пульс}$ можно измерять при помощи осциллографа (увеличить чувствительность и определять по амплитуде переменной составляющей выходного сигнала ИПСЗ).

После расчета коэффициента передачи ИПСЗ по данным измерений, полученных в конечной (10-й) точке шкалы ($K_{ипсз} = U_{вых.изм.10} / \sim U_{вх.10}$), вычислить $U_{вых.расч.}$ и заполнить четыре последних строки таблицы.

$\sim U_{вх}$, $U_{вых.изм}$ – измеренные вольтметром значения входного (действующее) и выходного (среднее) напряжений преобразователя.

$U_{вых.расч}$ – расчетное среднее значение выходного сигнала ИПСЗ, найденное для измеренного входного сигнала по рассчитанному коэффициенту передачи Кипсз преобразователя $U_{вых.расч} = \sim U_{вх} \cdot \sqrt{2} \cdot Кипсз$.

$\Delta U_{вых}$, δ – абсолютная и относительная погрешности преобразователя:

$$\Delta U_{вых} = U_{вых.изм} - U_{вых.расч}, \quad \delta = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых.расч}}$$

$U_{макс.пульс}$ – измеренная амплитуда пульсаций на выходе фильтра.

$\gamma = \frac{U_{макс.пульс}}{U_{вых.изм}}$ - коэффициент пульсаций.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Наименование и номер работы. Цель работы. Принципиальная схема измерительного выпрямителя с измеренными и рассчитанными номиналами. Диаграммы работы схемы. Таблица 1 с результатами расчетов и измерений.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что называют средним значением измеряемого сигнала?
2. Почему измерительный преобразователь среднего значения нельзя строить на пассивном диодном выпрямителе?
3. Измерительный выпрямитель – схема, работа, приведённое ко входу напряжение отпираания диода, назначение цепи с VD1 (рис.2).
4. Измерительный выпрямитель – схема, выбор резистора R1 (рис.2) с учетом заданной погрешности от входного тока усилителя без симметрирования схемы.
5. Измерительный выпрямитель – схема, погрешность от обратного сопротивления диода VD1 (рис.2).
6. Коэффициент передачи измерительного преобразователя среднего значения, назначение резистора R5.

7. Активный фильтр низкой частоты – схема, назначение, расчёт необходимой постоянной времени по заданному коэффициенту пульсаций в схеме одно- и двухполупериодного ИПСЗ.
8. Как экспериментально определить погрешность от нелинейности ИПСЗ?

ЛИТЕРАТУРА

1. Е.Г. Абаринов Методические указания к лабораторным занятиям по теме “Демодуляторы с управляемыми и неуправляемыми ключами” курса “Преобразовательная техника” для студентов специальности 20.05. (№1396). – Гомель, ротاپринт ГПИ, 1990г. – 43с.
2. Аналоговые электроизмерительные приборы: Учеб. пособие для вузов по спец. «Информ.-измер. техника» / Е.Г. Бишард, Е.А. Киселева, Г.П. Лебедев и др., – 2-е изд., перераб. и доп.–М.: Высш. шк., 1991–415 с.: ил.
3. Абаринов Е.Г., Муринов И.В. // Выбор и расчет многозвенных сглаживающих фильтров информационных преобразователей. – «Измерительная техника», №12, 1999. – М.: ИПК Изд-во стандартов.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Цель работы: изучить принцип действия и исследовать работу одно- и двухполупериодного фазочувствительных выпрямителей на интегральных усилителях постоянного тока с управляемыми ключами на полевых транзисторах.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Замена в измерительном выпрямителе диодов (см. рис.1 в л.р.№2) на управляемые электронные ключи К1 и К2 позволяет получить схему однополупериодного ФЧВ (рис.1а).

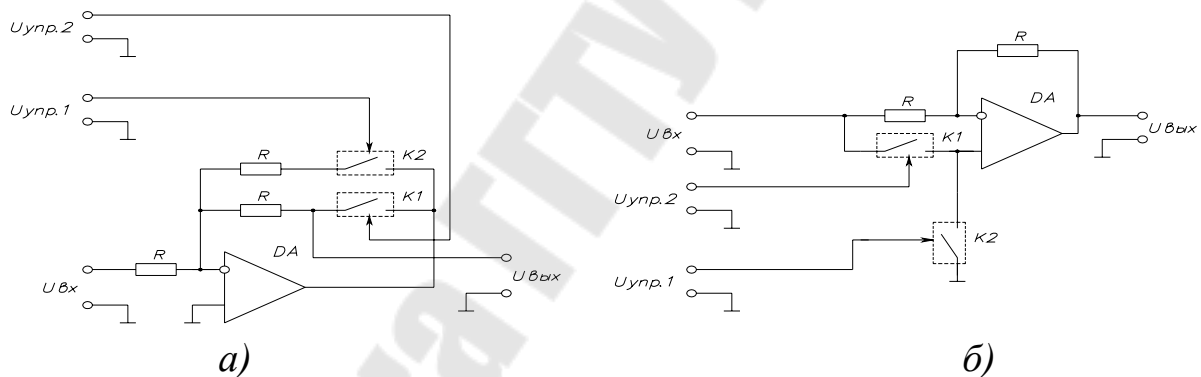


Рис.1 Однополупериодный (а) и двухполупериодный (б)
фазочувствительные выпрямители

В схеме рис.1а при идеальных элементах, замкнутом К1 и разомкнутом К2 напряжение $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}$, а при разомкнутом К1 и замкнутом К2 $U_{\text{вых}} = 0$.

Двухполупериодный ФЧВ (рис.1б) построен на основе схемы двухвходового усилителя, из анализа которой следует [2, с.37-40], что при идеальных элементах, замкнутом К2 и разомкнутом К1 $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}$, а при разомкнутом К2 и замкнутом К1 $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$.

В качестве ключей применяются полевые и биполярные транзисторы, двухтриодные биполярные транзисторы [2, с.31-35], а также ключи напряжения на полевых транзисторах в интегральном

исполнении (ИМС серии КН590 – многоканальные коммутаторы со схемой управления, выполненные по КМОП-технологии).

Ключи на микросхемах серии 590 используют встроенную схему преобразования уровня управляющего сигнала, что позволяет выполнять двунаправленную коммутацию сигналов, максимальный уровень которых соизмерим с напряжением питания микросхемы (до $\pm 15\text{В}$), используя при этом для управления ТТЛ-уровни.

Для управления электронными ключами, замыкаемыми (размыкаемыми) одинаковыми уровнями сигналов, в схемах рис.1 необходимы парафазные импульсные напряжения $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$. При этом для обеспечения ключевого режима работы транзисторов при двунаправленной коммутации сигналы $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ должны быть двуполярными [2].

В некоторых измерительных схемах такие напряжения требуется формировать из опорного сигнала синусоидальной формы

$$U_{оп}(t) = \sin(\omega t + \varphi),$$

где φ – начальный фазовый сдвиг опорного сигнала относительно входного сигнала ФЧВ.

Простейшим решением задачи получения сигнала управления ключом из синусоидального является использование компаратора или разомкнутого усилителя (рис.2).

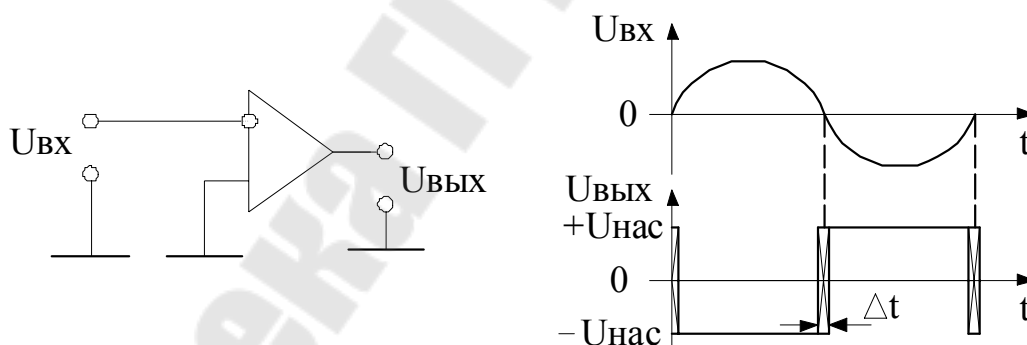


Рис.2 Формирователь прямоугольных импульсов

Интервал Δt на рис.2 – неопределенность момента изменения полярности $U_{вых}$ усилителя, который в идеале должен совпадать с моментом перехода $U_{вх}$ через ноль. Эта неопределенность вызвана температурным и временным дрейфом параметров усилителя, конечным значением скорости нарастания. На промежутке Δt в схеме рис.2 также иногда наблюдается явление «дребезга» – многократный переход $U_{вых}$ от $+U_{нас}$ до $-U_{нас}$. Для уменьшения Δt в качестве

компаратора используют усилители, охваченные положительной обратной связью, а перед компаратором ставится схема активного или пассивного диодного ограничителя (рис.3), формирующего сигнал с большой крутизной при переходе $U_{вх}$ через ноль, который позволяет уменьшить.

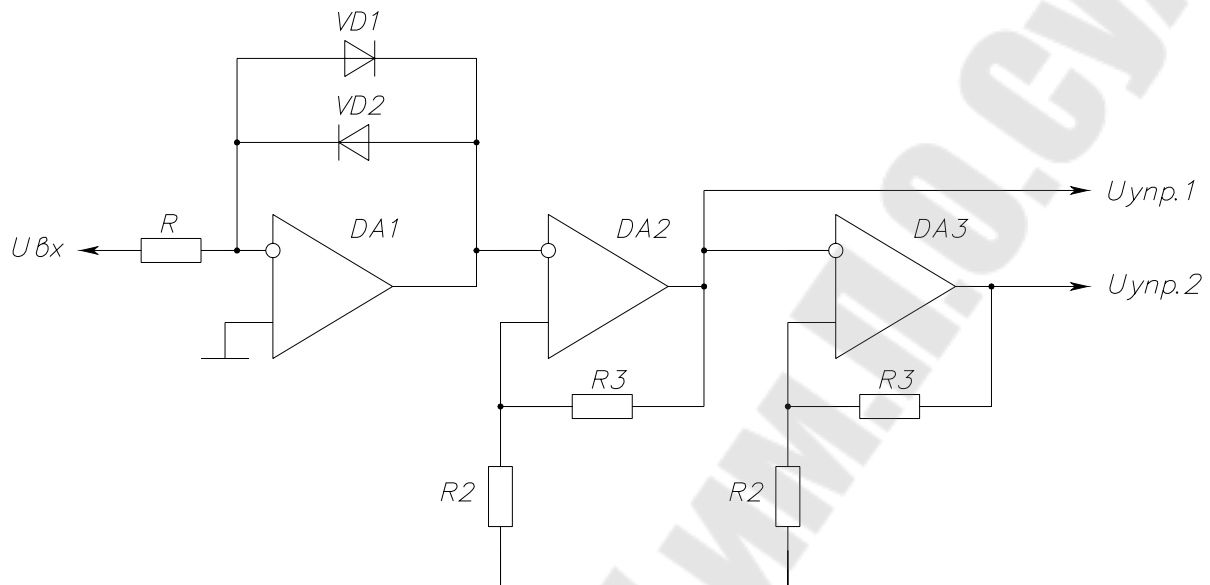


Рис.3 Формирователь управляющего напряжения

Высокое качество такого формирователя обеспечивается при использовании DA1 с малым температурным дрейфом $U_{см}$ и DA2 с большой скоростью нарастания.

Зависимость среднего значения $U_{ср}$ выходного напряжения двухполупериодного ФЧВ $U_{вых.фчв}(t)$ при синусоидальном входном сигнале $U_{вх}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$ имеет вид:

$$U_{ср} = \frac{1}{T/2} \int_{t_{и}}^{t_{и} + T/2} U_m \cdot \sin(\omega t) dt,$$

$$\text{где } t_{и} = T \cdot \frac{\varphi}{360}$$

Для однополупериодного ФЧВ формула расчетного среднего значения выходного напряжения отличается тем, что осреднение подынтегрального выражения выполняется не за $T/2$, а за весь период T .

Более подробное описание работы схем ФЧВ, особенности ключей на полевых и биполярных транзисторах, выбор напряжений управления ключами см. в [2, с.26-41].

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Представленная на рис.4 блок-схема фазочувствительного преобразователя собирается с помощью перемычек из соответствующих блоков лабораторного стенда (см. рис.5).

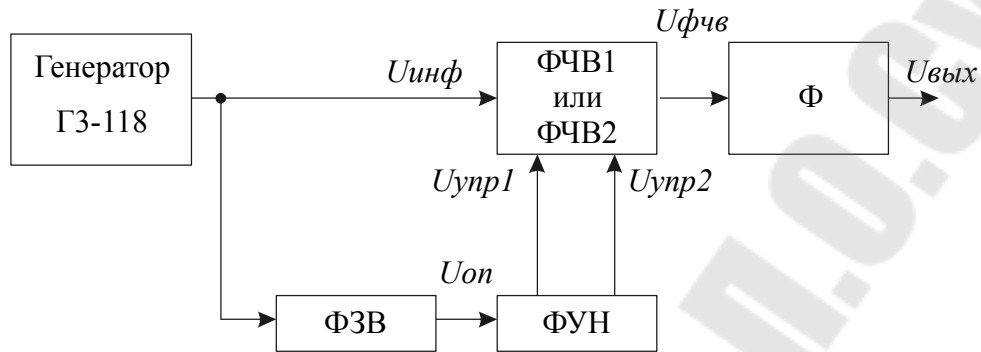


Рис.4 Фазочувствительный преобразователь

Фазовращатель ФЗВ служит для моделирования изменения начальной фазы φ опорного сигнала $U_{оп}$ по отношению к информационному $U_{инф}$. Ф – фильтр, ФУН – формирователь управляющих напряжений для транзисторных ключей, в состав которого входит усилитель-ограничитель и два компаратора. Усилитель-ограничитель позволяет сформировать из опорного напряжения $U_{оп}$ сигнал с более крутым фронтом и срезом в моменты переходов $U_{оп}$ через ноль. Это позволяет уменьшить фазовые искажения, вносимые ФУН и обусловленные температурным дрейфом напряжений смещения компараторов, а также цепями ПОС компараторов (ПОС в компараторах ускоряет возрастание их входного напряжения в момент переключения, чем обеспечивает лучшую крутизну фронтов выходных импульсов).

В качестве источника входного информационного напряжения $U_{инф}$ используется внешний генератор (ГЗ-118 или аналогичный) сигнала синусоидальной формы.

Для определения φ необходимо подключить вольтметр в режиме измерения постоянного напряжения к выходному гнезду фазометра, встроенного в лабораторный стенд (на стенде гнездо выхода фазометра расположено непосредственно над гнездом выхода фазосдвигающего устройства). При этом масштаб показаний вольтметра: 10мВ/°.

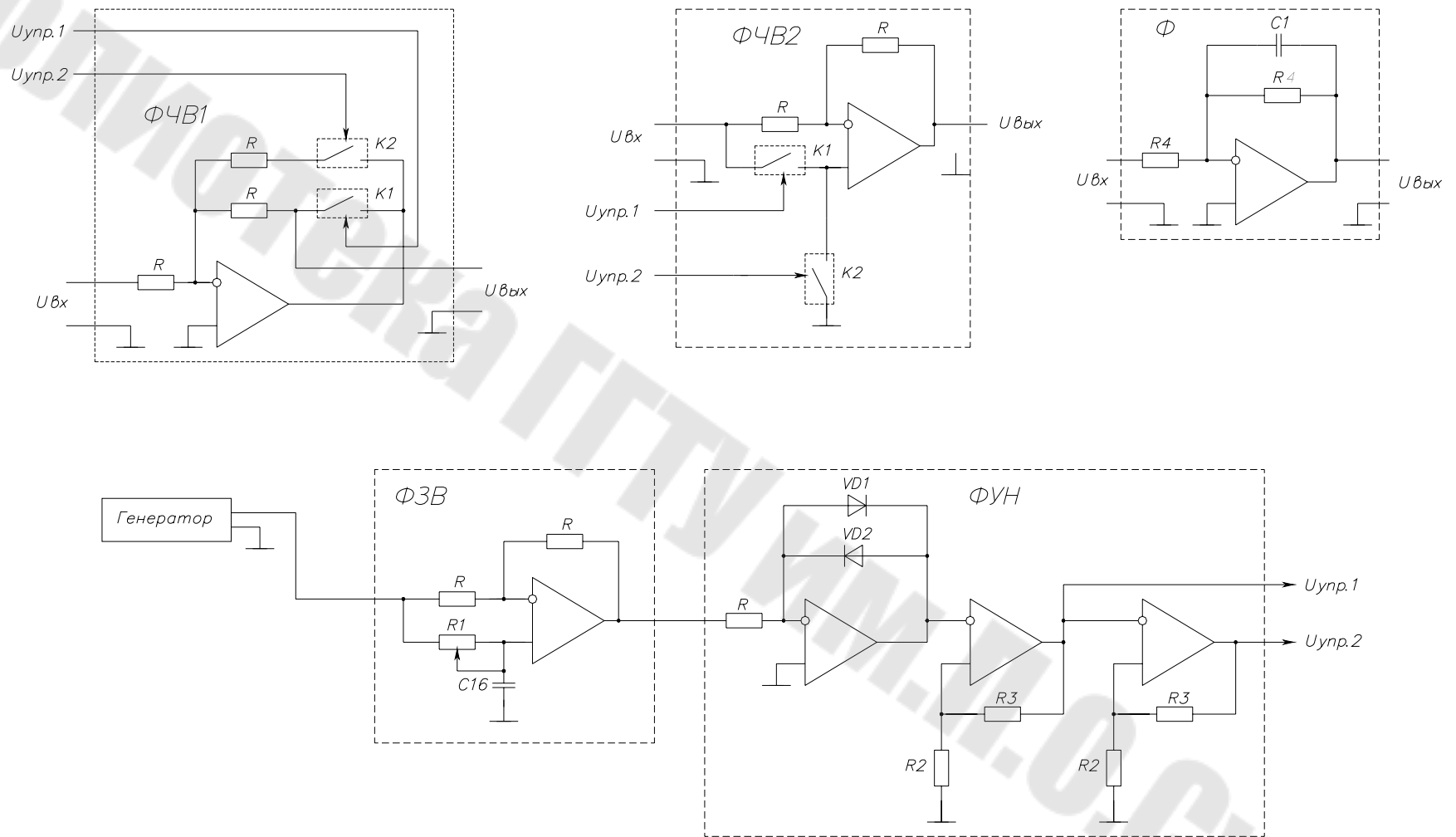


Рис. 5 Принципиальные схемы блоков ФЧВ

При настройке осциллографа рекомендуется воспользоваться внешней синхронизацией. Входным переключателем осциллографа отключить 1-й канал и, регулируя ручку перемещения луча по вертикали, установить луч на линии разметки «время/дел». Перевести входной переключатель в положение, соответствующее открытому входу усилителя вертикального отклонения луча. Аналогично произвести настройку 2-го канала. Необходимо, чтобы получаемые для различных контрольных точек осциллограммы были зарисованы синхронно с сигналом, поступающим на макет с генератора.

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИБОРЫ И ОБОРУДОВАНИЕ

1. Лабораторный источник напряжений $\pm 15\text{В}$.
2. Макет лабораторного стенда «Модуляторы с управляемыми и неуправляемыми ключами» по ПТ.
3. Осциллограф С1-83 (С1-93) с двумя шнурами.
4. Генератор ГЗ-118 со шнуром.
5. Вольтметр В7-37 со шнуром.
6. Соединительные провода (8 шт.).

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. ПОДГОТОВКА К ИССЛЕДОВАНИЯМ

Зарисовать в отчет принципиальные схемы ФЧВ1, ФЧВ2, ФУН, ФЗВ, Ф. Измерить и указать на рисунке номиналы элементов.

Собрать схему фазочувствительного преобразователя на однополупериодном ФЧВ (ФЧВ1, см. рис.5). Включить лабораторный блок питания, осциллограф, вольтметр, генератор. Подать на лабораторный стенд питающие напряжения $\pm 15\text{В}$ и, наблюдая осциллограммы напряжений в контрольных точках, убедиться в исправности схемы преобразователя. Аналогично проверить исправность двухполупериодного ФЧВ (ФЧВ2), включив его в схему вместо однополупериодного ФЧВ.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ФОРМИРОВАТЕЛЯ УПРАВЛЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ

2.1 Включить генератор ГЗ-118. Подать с его выхода на вход формирователя гармонический сигнал частотой 400 Гц и

амплитудой 1В (Контролировать вольтметром в режиме измерения действующего значения $u=0.707V$).

- 2.2 Наблюдая входной сигнал схемы первым каналом осциллографа, регулировками "Развертка" и "Синхронизация" получить изображения одного-двух периодов сигнала. Зарисовать в отчёт осциллограммы работы схемы формирователя – напряжение на входе (чувствительность около 5В/дел) и выходе усилителя-ограничителя (чувствительность 0,1...0,5В/дел), на выходах первого и второго компараторов (для наблюдения этих напряжений уменьшить чувствительность до 10В/дел), – синхронно и с указанием размерностей по осям времени и напряжения. Отметить значение амплитуды выходного напряжения усилителя-ограничителя. По осциллограммам определить и записать в отчёт скорости нарастания выходных напряжений усилителей. Отметить значения напряжений насыщения компараторов.
 - 2.3 Наблюдать ухудшение качества формируемых ФУН напряжений при увеличении частоты входного сигнала и увеличении его амплитуды. В чем, на ваш взгляд, основные причины такого ухудшения?
- 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТ ФАЗОВОГО СДВИГА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ОДНОПОЛУПЕРИОДНОМ ФЧВ (рис. 1а).
- 3.1 Для любой начальной фазы φ зарисовать осциллограммы работы ФУН, ФЗВ и ФЧВ синхронно с входным напряжением $U_{инф}$. Наблюдать искажение формы выходного сигнала ФЧВ при возрастании амплитуды входного сигнала.
 - 3.2 На частоте 400Гц снять зависимость от φ среднего измеренного значения выходного сигнала преобразователя $U_{ср.изм.}$ и занести в таблицу показания вольтметра. Если при изменении φ будет изменяться действующее значение входного напряжения ФЧВ $U_{инф.изм.}$, то необходимо подстраивать выходное напряжения генератора так, чтобы $U_{инф.изм.}$ оставалось прежним (0.707В).

Зависимость выходного сигнала ФЧВ от φ

№п/п	1	2	3	4	...	15	16	17	18
<i>U</i> фазы, мВ									
<i>U</i> ср.изм, В									
<i>U</i> инф.изм, В	0.707								
φ , °									
<i>U</i> ср.расч., В									
δ , %									

*U*фазы – постоянное напряжение с выхода измерителя разности фаз (масштаб 10мВ/°);

$\varphi = U_{\text{фазы}}/10$ – фазовый сдвиг между входным напряжением ФЧВ и опорным напряжением, градусы;

*U*ср.изм – постоянное напряжение с выхода фильтра (среднее значение выходного напряжения ФЧВ);

*U*инф.изм – действующее значение входного (информационного) переменного напряжения ФЧВ;

*U*ср.расч. – расчетное среднее значение выходного напряжения ФЧВ (для расчета можно воспользоваться формулой, приведенной в теоретических сведениях);

$\delta = \frac{U_{\text{ср.изм}} - U_{\text{ср.расч}}}{U_{\text{ср.расч.макс}}} \cdot 100\%$ – относительная погрешность

преобразования.

3.3 Измерить и записать в отчет значение коэффициента пульсаций для выходного сигнала фильтра.

3.4 Построить в одних координатных осях графики экспериментальной и расчётной зависимостей среднего значения выходного сигнала ФЧВ (т.е. постоянной составляющей *U*ср.изм. выходного сигнала фильтра Φ) от φ .

4 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТ ФАЗОВОГО СДВИГА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ДВУХПОЛУПЕРИОДНОМ ФЧВ (рис.1б).

Включить в схему преобразователя вместо однополупериодного двухполупериодный ФЧВ и повторить предыдущее исследование.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Наименование и номер работы. Цель работы. Таблица 1 с результатами расчетов и измерений. Принципиальная схема фазочувствительного преобразователя. Графики экспериментальной и расчётной зависимостей среднего значения выходного сигнала ФЧВ1 и ФЧВ2 от φ .

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Формирователь управляющих напряжений: схема, диаграммы работы.
2. Фазовращатель: схема, модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи, расчёт на заданный фазовый сдвиг [2].
3. Однополупериодный ФЧВ с ключами на полевых транзисторах: схема, работа, расчёт, выбор величины управляющего напряжения [1, с.28].
4. Двухполупериодный ФЧВ с ключами на полевых транзисторах: схема, работа, расчёт, выбор величины управляющего напряжения [1, с.28].
5. Зависимость среднего значения выходного сигнала однополупериодного ФЧВ от амплитуды входного сигнала и начальной фазы опорного сигнала при синусоидальной форме входного сигнала.
6. Зависимость среднего значения выходного сигнала двухполупериодного ФЧВ от амплитуды входного сигнала и начальной фазы опорного сигнала при синусоидальной форме входного сигнала.
7. Формула выходного напряжения двухвходового усилителя [1, с.37-42].

ЛИТЕРАТУРА

1. Е.Г. Абаринов Методические указания к лабораторным занятиям по теме “Демодуляторы с управляемыми и неуправляемыми ключами” курса “Преобразовательная техника” для студентов специальности 20.05. (№1396). – Гомель, ротاپринт ГПИ, 1990г. – 43с.
2. Карпов В.А. Электронный конспект лекций по дисциплине «Преобразовательная техника», 2004.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4 РС-ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Цель работы: изучить принцип действия и исследовать работу РС-генераторов гармонических колебаний на основе фазосдвигающей цепи и моста Вина.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Генераторы, представленные на рис.1, служат для формирования гармонического (т.е. близкого по форме к синусоидальному) сигнала.

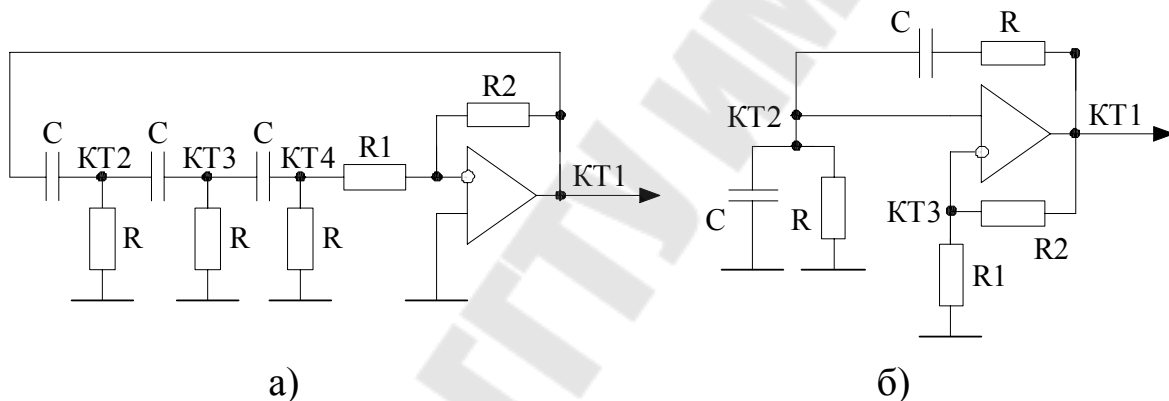


Рис.1 RC-генераторы гармонических сигналов на ИУПТ

Идеальным генератором синусоидальных колебаний является консервативное звено, т.е. звено, характеристическое уравнение которого $H(p) = K(p) + D(p) = 0$ имеет мнимые корни, где $K(p)$ и $D(p)$ – числитель и знаменатель формулы коэффициента передачи разомкнутой системы в операторной форме:

$$W_p(p) = \frac{K(p)}{D(p)}. \quad (1)$$

Если формулу (1) представить в виде:

$$\frac{H(p)}{D(p)} = \frac{D(p) + K(p)}{D(p)} = 1 + W_p(p) = 0$$

или

$$1 + W_p(\omega_0) \cdot e^{j\varphi(\omega_0)} = 0,$$

где ω_0 – круговая частота генерируемых колебаний,

то из последнего уравнения следует, что для существования в замкнутой системе синусоидальных колебаний необходимо выполнение двух условий – баланса амплитуд и баланса фаз:

$$\begin{cases} W_p(\omega_0) = 1 \\ \varphi(\omega_0) = 2 \cdot \pi \cdot n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

Автогенераторы реализуются в виде замкнутых систем с положительной обратной связью (ПОС). ПОС обеспечивает надежный запуск автогенератора после включения питания, а также служит для компенсации потерь энергии за счет источника питания.

Рассмотрим реализацию условий баланса фаз и амплитуд в представленных на рис.1 схемах при идеальных элементах.

Схема RC-генератора на рис.1а содержит усилитель в инвертирующем включении и фазосдвигающую цепь, составленную из трёх «неразвязанных» реально-дифференцирующих RC-цепей.

Усилитель. Коэффициент усиления замкнутого усилителя $K_u = -R_2/R_1$ (минус показывает, что выходной сигнал сдвинут по отношению к входному на угол $\varphi=180^\circ$).

Фазосдвигающая цепь (вход в точке КТ1 выход в точке КТ4, рис.1а). В схеме генератора входным сигналом для фазосдвигающей цепи служит выходное напряжение усилителя. На некоторой частоте ω_0 коэффициент передачи цепи $K_{\text{ФСЦ}} = 1/29$, а вносимый цепью фазовый сдвиг $\varphi=180^\circ$ (Для анализа частотных свойств цепи нужно записать формулу комплексного коэффициента передачи цепи $W(j\omega)$ и выделить в ней мнимую и действительную части. После чего можно найти частоту ω_0 , на которой $\varphi=180^\circ$, приравняв $\text{Im}[W(j\omega)]$ к нулю и решив это уравнение относительно ω . Полученная для ω формула позволяет вести расчёт номиналов генератора на заданную частоту колебаний ω_0 . Подставив найденное выражение ω в формулу $\text{Re}[W(j\omega)]$ можно найти коэффициент передачи цепи $K_{\text{ФСЦ}}$ на частоте ω_0).

Реализация условий баланса фаз и амплитуд. Для выполнения условия баланса амплитуд на частоте ω_0 коэффициент K_u должен быть равен 29. В реальной схеме K_u делают несколько больше для надёжного запуска генератора. И на частоте генерации коэффициент передачи в замкнутом контуре: $K_3 = K_u \cdot K_{\text{ФСЦ}} > 1$. При этом амплитуда генерируемого сигнала будет ограничена напряжением насыщения усилителя. В установившемся (стационарном) режиме на

выходе генератора будет существовать гармонический сигнал с частотой ω_0 , на которой коэффициент передачи фазосдвигающей цепи $K_{\text{ФСЦ}}$ составляет $1/29$, а вносимый ею фазовый сдвиг 180° . При этом в схеме будет выполняться условие баланса фаз: фазовый сдвиг в контуре «фазосдвигающая цепь-усилитель» составит $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$.

Схема РС-генератора на рис.1б содержит усилитель в неинвертирующем включении и частотно-избирательную цепь на мосте Вина.

Усилитель. Коэффициент усиления замкнутого усилителя в неинвертирующем включении (выходное напряжение усилителя (КТ1) находится в фазе с входным (КТ2), т.е. $\varphi=0^\circ$) можно рассчитать по формуле $K_u = 1 + R_2 / R_1$.

Мост Вина (вход в точке КТ1 и выход в точке КТ2, рис.1б) на частоте настройки ω_0 имеет коэффициент передачи $1/3$ и фазовый сдвиг $\varphi = 0^\circ$.

Реализация условий баланса фаз и амплитуд. Для выполнения условия баланса амплитуд необходим $K_u = 3$, но для надёжного запуска генератора коэффициент усиления K_u должен быть не меньше трёх. Условие баланса фаз: в стационарном режиме генерации фазовый сдвиг в контуре «усилитель-мост Вина» равен нулю.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

При исследовании диаграмм работы схемы рекомендуется установить чувствительность осциллографа по первому и второму каналам 0.5 В/дел. Установить синхронизацию по первому каналу. Входным переключателем осциллографа отключить 1-й канал и, регулируя ручку перемещения луча по вертикали, установить луч на линии разметки «время/дел». Перевести входной переключатель в положение, соответствующее открытому входу усилителя вертикального отклонения луча. Аналогично произвести настройку 2-го канала.

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИБОРЫ И ОБОРУДОВАНИЕ

1. Лабораторный источник напряжений ± 15 В.
2. Макет лабораторного стенда «РС-генераторы гармонических сигналов» по ПТ.

3. Осциллограф С1-83 (С1-93) с двумя шнурами.
4. Генератор ГЗ-118 со шнуром.
5. Вольтметр В7-37 со шнуром.
6. Соединительные провода (6 шт.).

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. ПОДГОТОВКА К ИССЛЕДОВАНИЯМ

Зарисовать в отчет схемы генераторов. Измерить и указать на рисунках номиналы элементов.

1. ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ ФАЗОСДВИГАЮЩЕЙ ЦЕПИ (РИС.1А). С помощью трёх соединительных проводов подключить выводы ИМС ИУПТ, находящегося в центре панели лабораторного стенда, к соответствующим гнездам исследуемой схемы (т.к. в схемах генераторов ИМС ИУПТ не установлены).

1.2. Первый канал осциллографа подключить к точке КТ1 схемы генератора. Регулировкой сопротивления, стоящего в обратной связи схемы ИУПТ, добиться появления на экране осциллографа синусоидального сигнала с минимальными искажениями. Регулировкой ручек "Развертка" и "Синхронизация" осциллографа добиться устойчивого изображения одного-двух периодов выходного сигнала РС-генератора.

1.3. Подключая 2-й канал осциллографа к контрольным точкам КТ2, КТ3 и КТ4, зарисовать в отчет в одних координатных осях и синхронно с напряжением в точке КТ1 осциллограммы работы схемы (если при подключении осциллографа в точку КТ4 произойдёт срыв генерации, нужно увеличить коэффициент усиления усилителя). На осциллограммах указать размерность по осям времени и напряжения. Из осциллограмм определить и записать в отчёт значения фазовых сдвигов (в градусах) φ_2 , φ_3 и φ_4 для точек КТ2, КТ3 и КТ4 соответственно относительно точки КТ1. Определить по осциллограммам и записать в отчёт значения коэффициентов передачи усилителя и фазосдвигающей цепи, частоту генерации f_0 .

1.4. Отсоединить от схемы генератора ИУПТ. Включить вольтметр, внешний генератор и подать на вход

фазосдвигающей цепи синусоидальный сигнал амплитудой около 10В. Контролируя входной и выходной сигналы цепи осциллографом, снять и построить ЛАЧХ и ЛФЧХ фазосдвигающей цепи, заполнить таблицу. В первой строке таблицы («f, Гц») следует указывать численные значения частот.

Таблица

АЧХ и ФЧХ фазосдвигающей цепи

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
f, Гц	$f_0/100$		$f_0/10$		f_0		$f_0 \cdot 10$		$f_0 \cdot 100$
U _{ВЫХ} /U _{ВХ}									
φ , °									

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА НА МОСТЕ ВИНА (РИС.1Б)

2.1. С помощью трёх соединительных проводов необходимо подключить выводы ИМС ИУПТ, находящегося в центре панели лабораторного стенда, к соответствующим гнездам исследуемой схемы. Соединить перемычкой два нижних гнезда схемы (общий).

2.2. Первый канал осциллографа подключить к точке КТ1 схемы генератора. Регулировкой сопротивления, стоящего в обратной связи схемы ИУПТ, добиться появления на экране осциллографа синусоидального сигнала с минимальными искажениями. Регулировкой ручек "Развертка" и "Синхронизация" осциллографа добиться устойчивого изображения одного-двух периодов выходного сигнала РС-генератора.

2.3. Подключая 2-й канал осциллографа к контрольным точкам КТ2 и КТ3, зарисовать в отчёт в одних координатных осях и синхронно с напряжением в точке КТ1 осциллограммы работы схемы (если при подключении осциллографа в точку КТ2 произойдёт срыв генерации, то регулировочным резистором нужно увеличить коэффициент усиления). На осциллограммах указать размерность по осям времени и напряжения. Из осциллограмм определить и записать в отчёт значения фазовых сдвигов (в градусах) φ_2 и φ_3 для точек КТ2 и КТ3 соответственно относительно точки КТ1. Определить по осциллограммам и записать в отчёт значения

коэффициентов передачи усилителя и моста Вина, частоту генерации f_0 .

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Наименование и номер работы. Цель работы. Схемы генераторов, таблицы АЧХ, ФЧХ, графики ЛАЧХ и ЛФЧХ фазосдвигающей цепи и моста Вина, диаграммы работы генераторов.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Идеальный источник синусоидальных колебаний, условия баланса фаз и баланса амплитуд.
2. RC-генератор на фазосдвигающей цепи: схема, выполнение условий баланса амплитуд и баланса фаз.
3. RC-генератор на мосте Вина: схема, выполнение условий баланса амплитуд и баланса фаз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Абаринов Е.Г. Анализ и расчёт частотно-избирательных цепей и активных фильтров с помощью относительной расстройки (М/ук №1626).
2. Волощенко Ю.И. и др. Основы радиоэлектроники - М.: Изд-во МАИ, 1993, С. 235.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника, - М.: Высшая школа, 1982.
4. Карпов В.А., Мурашко С.А. Генераторы синусоидальных колебаний. М/у № 2885 к проведению лабораторных работ. – Гомель: ГГТУ имени П.О. Сухого, 2001.
5. Карпов В.А. Электронный конспект лекций по дисциплине «Преобразовательная техника», 2004.
6. Щербаков В.И., Грёздов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях, - Справочник, Киев: Техника, 1983.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Лабораторная работа № 1	4
Лабораторная работа № 2	13
Лабораторная работа № 3	26
Лабораторная работа № 4	35

**Карпов Владимир Александрович
Ростокина Ольга Михайловна**

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**Практикум
по одноименному курсу для студентов
специальности 1-36 04 02 «Промышленная
электроника» дневной и заочной форм обучения
В двух частях
Часть 1**

Подписано в печать 01.06.09.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 2,56. Уч.-изд. л. 2,08.

Изд. № 3.

E-mail: ic@gstu.gomel.by

<http://www.gstu.gomel.by>

Отпечатано на цифровом дуплекаторе
с макета оригинала авторского для внутреннего использования.

Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого».

246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.