

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

В. Т. Крушев

**АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В двух частях

Часть 2

*Рекомендовано УМО по образованию
в области информатики и радиоэлектроники
в качестве пособия для специальности
1-36 04 02 «Промышленная электроника»*

Минск БГУИР 2017

УДК 621.38:621.375(076.5)

ББК 32.85я73+32.846я73

К84

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра телекоммуникационных систем учреждения образования
«Белорусская государственная академия связи»
(протокол №10 от 06.05.2015);

заведующий лабораторией микроэлектроники, механики и сенсорики
государственного научного учреждения «Институт физики имени
Б. И. Степанова Национальной академии наук Беларуси»,
доктор технических наук, профессор Н. И. Мухуров;

доцент кафедры защиты информации учреждения образования
«Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники», кандидат технических наук, доцент Н. И. Шатило

Крушев, В. Т.

К84 Аналоговая схемотехника. Лабораторный практикум. В 2 ч. Ч. 2 :
пособие / В. Т. Крушев. – Минск : БГУИР, 2017. – 72 с. : ил.
ISBN 978-985-543-222-8 (ч. 2).

Приведены описания лабораторных работ по схемотехнике аналоговых устройств, каждая из которых содержит краткие теоретические сведения по изучаемому разделу курса, задание на проведение предварительных расчетов и выполнение экспериментов, а также перечень контрольных вопросов.

Часть 1 издана в БГУИР в 2015 году.

УДК 621.38:621.375(076.5)
ББК 32.85я73+32.846я73

ISBN 978-985-543-222-8 (ч. 2)
ISBN 978-985-543-123-8

©Крушев В. Т., 2017
©УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2017

Введение

Операционным усилителем (ОУ) принято называть интегральный усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и двухтактным выходом, предназначенный для работы с цепями обратных связей. Название усилителя обусловлено первоначальной областью его применения – выполнением различных операций над аналоговыми сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). В настоящее время ОУ выполняют роль многофункциональных узлов при реализации разнообразных устройств электроники различного назначения. Они применяются для усиления, ограничения, перемножения, частотной фильтрации, генерации, стабилизации и других операций над сигналами в устройствах непрерывного и импульсного действия.

Современные монолитные ОУ по своим размерам и цене незначительно отличаются от отдельных дискретных элементов, например транзисторов. Поэтому выполнение различных устройств на ОУ часто осуществляется значительно проще, чем на дискретных элементах или усилительных интегральных микросхемах (ИМС) частного применения.

Целью настоящего лабораторного практикума является экспериментальное исследование основных видов аналоговых функциональных узлов промышленной электроники на основе ОУ.

Лабораторные работы выполняются в виртуальной среде симуляторов электронных схем Micro-Cap и Multisim.

Лабораторная работа №7

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель работы – изучить основные параметры и характеристики интегральных операционных усилителей и исследовать схемотехнику их типовых включений.

7.1. Краткие теоретические сведения

Операционные усилители представляют собой широкий класс аналоговых микросхем, которые позволяют производить усиление сигналов, придавать им различную форму, складывать и вычитать сигналы, производить операции дифференцирования и интегрирования, создавать источники стабильного напряжения и генераторы колебаний различной формы.

Операционный усилитель – это многокаскадный транзисторный усилитель, выполненный в виде микросхемы и имеющий огромный коэффициент усиления напряжения (десятки – сотни тысяч на низких частотах). Каждый современный ОУ содержит:

- входной балансный каскад (дифференциальный усилитель на биполярных или полевых транзисторах);
- каскад дополнительного усиления по схеме с общим эмиттером;
- выходной каскад усиления мощности по схеме двухтактного эмиттерного повторителя.

Упрощенная типовая схема ОУ приведена на рис. 7.1.

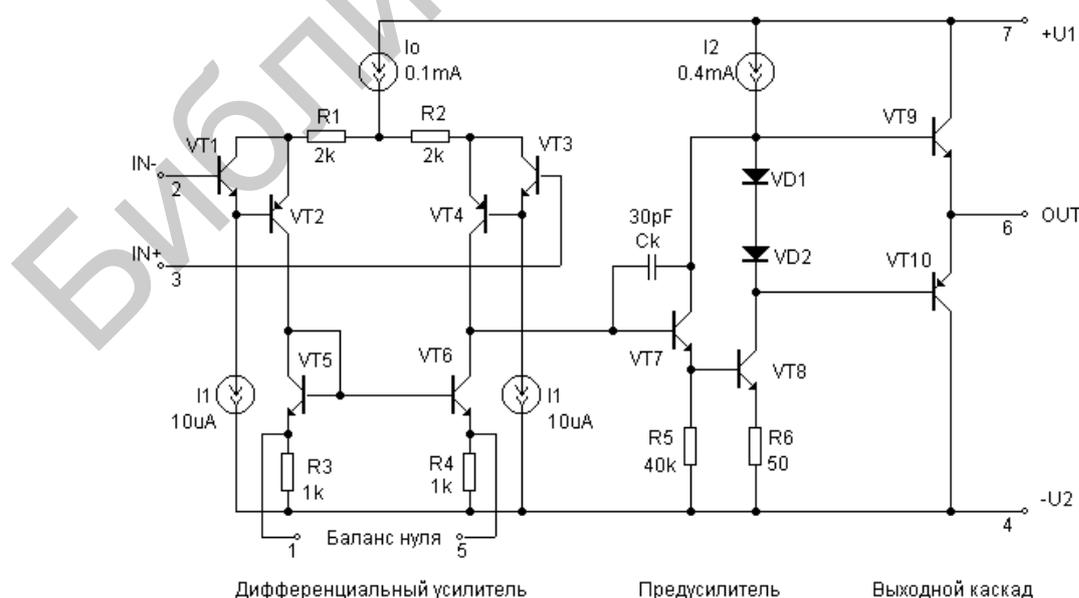


Рис. 7.1

Усилитель состоит из трех каскадов. *Первый каскад* является дифференциальным усилителем с двумя входами – инверсным ($IN-$) и неинверсным ($IN+$) – и несимметричным выходом, снимаемым с одного плеча схемы (коллектор $VT4$). Пары транзисторов $VT1, VT3$ и $VT2, VT4$ эквивалентны одному $p-n-p$ -транзистору с высоким коэффициентом усиления по току (5000... 10 000), равным произведению коэффициентов усиления по току транзисторов $n-p-n$ - и $p-n-p$ -типов, образующих эти пары. Для отвода эмиттерных токов $VT1, VT3$ и базовых токов $VT2, VT4$ в схеме предусмотрены генераторы стабильного тока (ГСТ) I_1 величиной около 10 мкА каждый. Общий ток дифференциального каскада задается током I_0 , примерно равным 100 мкА. Нагрузкой усилителя служит токовое зеркало на транзисторах $VT5$ и $VT6$, обеспечивающее высокое сопротивление нагрузки по переменному току. Коэффициент усиления для дифференциального сигнала примерно равен 150...300 в полосе частот, составляющей несколько сотен килогерц.

Выходы 1, 5 микросхемы предназначены для подключения потенциометра баланса (средняя точка потенциометра подключается к $-U_2$), регулировкой которого можно установить на выходе ОУ нулевой уровень выходного напряжения постоянного тока.

Второй каскад – предварительный усилитель (предусилитель) – обеспечивает дополнительное усиление сигнала примерно в 300...800 раз, но в более узкой полосе частот (единицы килогерц). Усилитель построен по схеме с общим эмиттером на двух транзисторах $VT7$ и $VT8$, включенных по схеме Дарлингтона. Нагрузкой этой составной схемы служит внутреннее сопротивление ГСТ I_2 и входное сопротивление выходного каскада. Выход усилителя связан с его входом через конденсатор $C_k \approx 30$ пФ, являющийся элементом внутренней коррекции частотной характеристики ОУ, ограничивающей полосу для обеспечения устойчивости (предотвращения самовозбуждения) ОУ.

Выходной каскад, называемый также усилителем мощности, построен по схеме двухтактного эмиттерного повторителя на комплементарных транзисторах $VT9$ и $VT10$, дающего возможность развивать на сравнительно низкоомной нагрузке переменное напряжение с амплитудой, близкой к величине питающего напряжения. Для уменьшения нелинейных искажений, связанных с нелинейностью входных характеристик транзисторов, используются диоды $VD1$ и $VD2$. За счет падения напряжения на открытых

диодах транзисторы $VT9$ и $VT10$ слегка приоткрыты, что переводит этот двухтактный каскад в режим класса AB с малыми нелинейными искажениями.

Все каскады ОУ связаны между собой гальванически, без применения разделительных конденсаторов. Сигнал, поданный на неинверсный вход, усиливается, и на выходе ОУ образуется усиленный сигнал, синфазный с входным сигналом, т. е. входной и выходной сигналы совпадают по фазе.

Если подать сигнал на инверсный вход, то он не только усиливается, но и изменяется по фазе (инвертируется) на 180° , т. е. входной и выходной сигналы находятся в противофазе. При отсутствии сигналов оба входа и выход ОУ находятся под нулевыми потенциалами.

На рис. 7.2 даны схемные графические обозначения операционного усилителя. Упрощенное обозначение 1 преимущественно используется в литературных источниках, а обозначения 2, 3 и 4 – в технической документации по нормам ЕСКД. На инверсный вход подается сигнал $U_{вх1}$, на неинверсный – $U_{вх2}$. В области низких частот выходное напряжение $U_{вых}$ находится в той же фазе, что и разность входных напряжений $U_{вх.д} = U_{вх2} - U_{вх1}$, где $U_{вх.д}$ – разностное входное напряжение, или напряжение дифференциального сигнала.

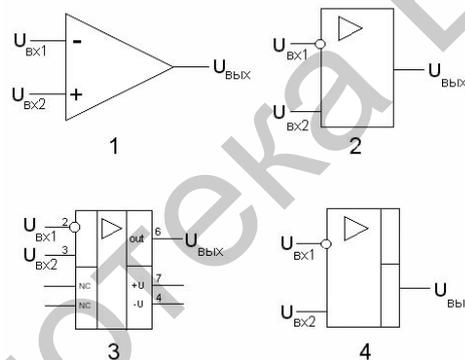


Рис. 7.2

Операционные усилители, выполняемые в виде монолитных ИМС (см. приложение), можно классифицировать следующим образом:

1) по типу транзисторов, используемых во входных каскадах:

– ОУ на биполярных транзисторах, имеющие малое напряжение смещения нуля, но значительные входные токи и сравнительно невысокое входное сопротивление ($\sim 10^6$ Ом);

– ОУ с полевыми транзисторами на входе, в которых достигаются высокое входное сопротивление ($\sim 10^9 \dots 10^{12}$ Ом) и малые входные токи, но возрастает напряжение смещения нуля на выходе;

2) по выходной мощности:

– стандартные ОУ, которые отдают в нагрузку с сопротивлением $R_n \geq 2$ кОм номинальную выходную мощность ($\sim 20 \dots 50$ мВт);

– мощные ОУ с выходной мощностью от единиц до нескольких десятков ватт;

– микромощные ОУ, в которых мощность, потребляемая в режиме покоя, очень мала ($\sim 10^{-6}$ Вт);

3) по области применения:

– ОУ общего применения, характеризующиеся низкой стоимостью, малыми размерами, широким диапазоном напряжения питания, защищенным входом и выходом, но не очень высокой граничной частотой;

– специальные ОУ, которые, в свою очередь, разделяются на прецизионные, измерительные, электрометрические ОУ и т. п.

Параметры ОУ можно разделить на следующие группы:

1. *Входные параметры, определяемые свойствами входного дифференциального каскада:*

– напряжение смещения нуля $U_{см}$, значение которого определяется неидентичностью напряжений $U_{бэ0}$ транзисторов входного дифференциального каскада, и его температурный дрейф $\Delta U_{см}/\Delta T$;

– средний $I_{см.ср}$ и разностный $I_{см.разн}$ ток смещения (ток баз транзисторов входного дифференциального каскада в режиме покоя) и температурный дрейф разностного входного тока $\Delta I_{см.разн}/\Delta T$;

– максимальное входное дифференциальное $U_{вх.д.мах}$ и синфазное $U_{вх.сф.мах}$ напряжения;

– входное дифференциальное сопротивление $R_{вх.д}$, т. е. сопротивление между входами ОУ для малого дифференциального входного сигнала, при котором сохраняется линейность выходного напряжения; входное синфазное сопротивление $R_{вх.сф}$, т. е. сопротивление, равное отношению напряжения, поданного на оба входа ОУ, к току входов.

2. *Передачные параметры:*

– коэффициент усиления по напряжению K_{UOY} , определяемый отношением изменения выходного напряжения к вызвавшему это изменение дифференциальному входному сигналу;

– коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$, определяемый отношением коэффициента усиления дифференциального сигнала по схеме на ОУ к коэффициенту усиления синфазного сигнала;

– частота единичного усиления f_T , т. е. частота, при которой $K_{UOY} = 1$.

3. *Выходные параметры, определяемые свойствами выходного каскада ОУ:*

– выходное сопротивление $R_{вых}$;

– максимальный выходной ток, измеряемый при максимальном выходном напряжении, или минимальное сопротивление нагрузки $R_{нmin}$;

– максимальное выходное напряжение в диапазоне линейного усиления.

Амплитуда выходного сигнала не может превышать напряжение питания ОУ и на практике меньше на 1–2 В.

4. Переходные параметры:

– скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{вых}}$ – максимальная скорость изменения во времени напряжения на выходе ОУ (в вольтах на микросекунду) при подаче на вход большого сигнала.

5. Параметры цепи питания:

– напряжение питания $\pm U_{П}$;

– потребляемый ток $I_{ПОТ}$.

Параметры некоторых типов ОУ могут изменяться за счет введения частотной коррекции и токового программирования. Частотная коррекция может быть введена в схему ОУ при его изготовлении, либо в микросхеме предусматриваются отдельные выводы для подключения внешних элементов коррекции. На рис. 7.3 показана типовая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОУ с внутренней коррекцией. Особенностью является наклон характеристики в области высоких частот, равный 20 дБ/дек, т. е. усиление обратно пропорционально частоте сигнала. Частота единичного усиления f_T данного ОУ составляет 10^6 Гц.

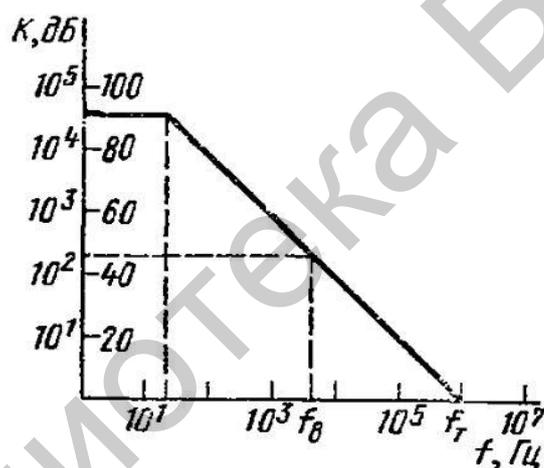


Рис. 7.3

Такая форма АЧХ обеспечивает устойчивость схем на ОУ при любом требуемом коэффициенте усиления, что достигается, однако, за счет существенного ухудшения частотных свойств ОУ. В случае широкого спектра усиливаемого сигнала частотные свойства ОУ накладывают ограничения на значение коэффициента усиления, который можно получить в схеме усилителя, используя данный ОУ. Например, если верхняя граничная частота сигнала $f_g = 5$ кГц, то максимально возможное усиление в схеме усилителя на ОУ, имеющем АЧХ, приведенную на рис. 7.3, составит 46 дБ.

Использование внешних корректирующих элементов позволяет, как правило, обеспечить устойчивую работу ОУ в требуемом диапазоне изменения коэффициента усиления при меньшем ухудшении частотных свойств, но приводит к усложнению схемы усилителя.

При анализе усилительных схем на ОУ обычно принимают следующие упрощения (полагая $R_{ex.\partial} = \infty$ и $K_{UOY} = \infty$):

1. Напряжение между входами ОУ равно нулю. Данное предположение следует из того, что выходное напряжение $U_{вых} = K_{UOY}(U_{ex2} - U_{ex1})$ всегда конечно (по значению меньше напряжения питания U_{II}), что при $K_{UOY} = \infty$ может иметь место только при бесконечно малом значении разности напряжений между входами $U_{ex.\partial} = U_{ex2} - U_{ex1}$.

2. Входы ОУ не потребляют ток, поскольку $I_{exOY} = \frac{U_{ex.\partial}}{R_{ex.\partial}}$.

Инвертирующий усилитель (рис. 7.4) представляет собой ОУ, охваченный цепью параллельной отрицательной обратной связи по напряжению на резисторах R_{oc} , R_1 .

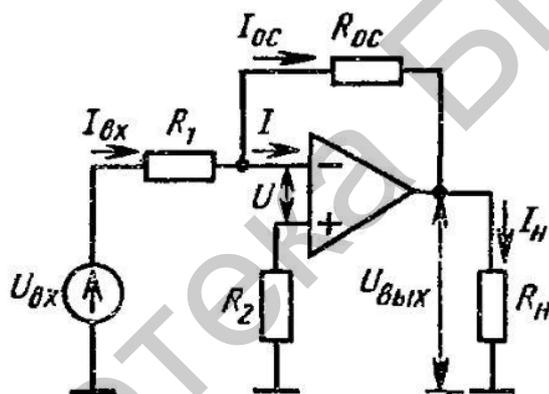


Рис. 7.4

Цепи частотной коррекции и установки нуля на рис. 7.4 не показаны. Входной сигнал подан на инверсный вход. Неинверсный вход заземлен через балансный резистор R_2 , служащий для снижения величины статической ошибки напряжения на выходе схемы из-за наличия входных токов транзисторов дифференциального каскада ОУ. Оптимальным является значение $R_2 \approx (R_{oc} \parallel R_1)$. Так как неинверсный вход ОУ заземлен, а разность напряжений между входами равна нулю, то инверсный вход тоже имеет нулевой потенциал относительно земли. Поэтому $I_{ex} = U_{ex}/R_1$. Так как входы ОУ не потребляют ток, то $I_{oc} = I_{ex} = U_{ex}/R_1$. Выходное напряжение, т. е. напряжение на выходном выводе относительно общей шины, можно найти как падение напряжения от тока I_{oc} на резисторе R_{oc} , т. е. $U_{вых} = -R_{oc} \cdot I_{oc} = -U_{ex}(R_{oc}/R_1)$. При этом, как следует из направлений токов, выходное напряжение схемы инвертировано по отношению к входному.

Отсюда модуль коэффициента усиления инвертирующего усилителя

$$K_{U_{инв}} = \frac{|U_{вых}|}{U_{вх}} = \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (7.1)$$

При заданной ЭДС источника сигнала E_{Γ} с внутренним сопротивлением $R_{\Gamma} \neq 0$ формула (7.1) примет вид для сквозного коэффициента передачи:

$$K_{E_{инв}} = \frac{U_{вых}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{oc}}{R_{\Gamma} + R_1}. \quad (7.2)$$

Ток выходной цепи ОУ, протекающий через резисторы R_H и R_{oc} :

$$I_{вых} = I_H + I_{oc} = \frac{U_{вых}}{R_H} + \frac{U_{вых}}{R_{oc}}. \quad (7.3)$$

Максимальное значение выходного тока ОУ определяется его техническими данными и для большинства типов не должно превышать нескольких миллиампер.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя при идеальном ОУ определяется сопротивлением резистора R_1 , т. е. $R_{вх.инв} = R_1$. Выходное сопротивление в этом случае $R_{вх.инв} = 0$. В случае неидеального ОУ ($R_{вх.д} \neq \infty$, $K_{U_{ОУ}} \neq \infty$) можно получить формулу

$$K_{U_{инв}} = \frac{\frac{R_{oc}}{R_1}}{1 + \frac{1}{K_{U_{ОУ}}} \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_{вх.д}} \right)}. \quad (7.4)$$

Это выражение позволяет оценить погрешность величины $K_{U_{инв}}$ при установке в схему любого ОУ данного типа с учетом разброса значений $K_{U_{ОУ}}$ и $R_{вх.д}$, так как величина $K_{U_{инв}}$ зависит от диапазона частот, в котором работает усилитель, и увеличивается в области высоких частот.

Входное сопротивление усилителя на неидеальном ОУ

$$R_{вх} = R_1 + \frac{R_{вх.д} R_{oc}}{R_{вх.д} (1 + K_{U_{ОУ}}) + R_{oc}}. \quad (7.5)$$

Выходное сопротивление в этом случае

$$R_{\text{вых.инв}} = \frac{R_{\text{вых ОУ}}}{F} = \frac{R_{\text{вых ОУ}}}{K_{U_{\text{инв}}}} K_{U_{\text{инв}}}, \quad (7.6)$$

где $F = K_{U_{\text{ОУ}}} / K_{U_{\text{инв}}}$ – глубина отрицательной обратной связи, охватывающей усилитель.

Напряжение статической ошибки инвертирующего усилителя на ОУ определяется выражением

$$U_{\text{вых.ош}} = U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} \right) + I_{\text{б01}} \left(1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} \right) R_2 - I_{\text{б02}} R_{\text{ос}}.$$

Если

$$R_2 \left(1 + R_{\text{ос}} / R_1 \right) = R_{\text{ос}}, \text{ т. е. } R_2 = R_{\text{ос}} \parallel R_1, \quad (7.7)$$

то

$$U_{\text{вых.ош}} = U_{\text{см}} \left(1 + |K_{U_{\text{инв}}}| \right) + I_{\text{б0 разн}} R_{\text{ос}}. \quad (7.8)$$

Напряжение ошибки, вызванное влиянием $U_{\text{см}}$ и входными токами ОУ, может быть скомпенсировано (сделано равным нулю) путем введения цепей компенсации ошибки (цепей установки нуля). Схемы установки нуля обычно приводятся изготовителями ОУ в справочных материалах.

Для уменьшения составляющей $U_{\text{вых.ош}}$, вызванной входными токами ОУ, следует использовать ОУ с полевыми транзисторами на входе и уменьшать номинал резистора $R_{\text{ос}}$, а следовательно, и R_1 . Обычно рекомендуют выбирать резистор R_1 из условия, чтобы падение напряжения на нем от среднего входного тока ОУ $I_{\text{б0 ср}} = (I_{\text{б01}} + I_{\text{б02}}) / 2$ было на порядок меньше входного сигнала, т. е. $I_{\text{б0 ср}} R_1 \leq 0,1 U_{\text{вх min}}$.

Изменение напряжения ошибки с температурой представляет собой дрейф усилителя на ОУ. Дрейф выходного напряжения, вызванный изменением температуры на 1°C , можно найти с учетом выражения (7.8):

$$\frac{\Delta U_{\text{вых.ош}}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T} \left(1 + |K_{U_{\text{инв}}}| \right) + \frac{I_{\text{б0 разн}}}{\Delta T} R_{\text{ос}}, \quad (7.9)$$

где $\Delta U_{\text{см}} / \Delta T$ – дрейф напряжения смещения;

$I_{\text{б0 разн}} / \Delta T$ – дрейф разностного входного тока.

Эти величины являются параметрами ОУ и приводятся в справочниках.

Дополнительная погрешность усилителя на ОУ создается за счет изменения напряжения питания схемы. Для оценки влияния изменения величины E_{Π} вводят коэффициент ослабления влияния напряжения питания $K_{ОВНП}$, являющийся параметром ОУ и приводимый в справочных данных.

Коэффициент $K_{ОВНП}$ представляет собой отношение изменения напряжения питания ΔE_{Π} к вызванному им изменению $U_{см}$, выраженное в децибелах, т. е.

$$K_{ОВНП} = 20 \lg \frac{\Delta E_{\Pi}}{\Delta U_{см}}. \quad (7.10)$$

Неинвертирующий усилитель (рис. 7.5) представляет собой ОУ, охваченный цепью последовательной отрицательной ОС по напряжению на резисторах $R_{ос}$, R_1 .

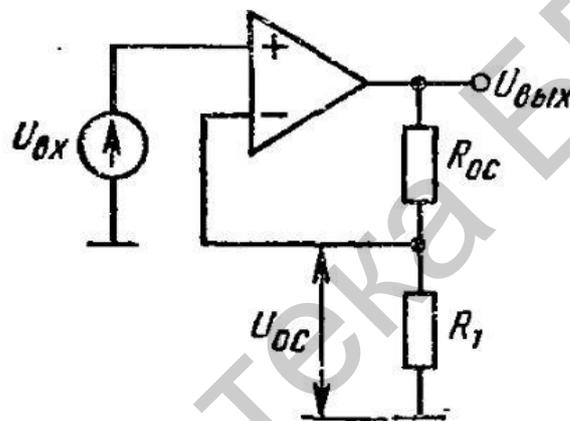


Рис. 7.5

Входной сигнал подан на неинверсный вход. Выражение для коэффициента усиления этой схемы можно получить, используя условие равенства напряжений на входах ОУ:

$$U_{вх} = U_{ос} = U_{вых} \frac{R_1}{R_{ос} + R_1}. \quad (7.11)$$

Отсюда

$$K_{U_{неинв}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_{ос} + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_{ос}}{R_1} = 1 + |K_{U_{инв}}|. \quad (7.12)$$

Поскольку входные токи ОУ равны нулю, то наличие резистора R_f (внутреннего сопротивления источника сигнала) не влияет на значение коэффициента усиления схемы.

Для реальных ОУ сопротивления во входных цепях стремятся сделать равными для уменьшения токовой составляющей погрешности (см. выражения (7.7), (7.8)). Балансный резистор при этом включается между инверсным входом ОУ и точкой соединения резисторов цепи обратной связи R_{oc} и R_1 .

Вследствие наличия в схеме неинвертирующего усилителя последовательной отрицательной ОС по напряжению его входное сопротивление возрастает в F раз.

При неидеальном ОУ

$$R_{ex.неинв} = R_{ex.д} F = R_{ex.д} \frac{K_{U ОУ}}{K_{U неинв}}. \quad (7.13)$$

Выходное сопротивление определяется по формуле (7.6).

Если в схеме рис. 7.5 принять $R_1 = \infty$ и $R_{oc} = 0$, то теоретически $K_{U неинв} = 1$ и $U_{вых} = U_{вх}$, т. е. имеем **повторитель напряжения** с коэффициентом передачи, практически равным единице. Такой усилитель используется в качестве буфера, согласующего высокоомный источник сигнала с низкоомной нагрузкой (рис. 7.6).

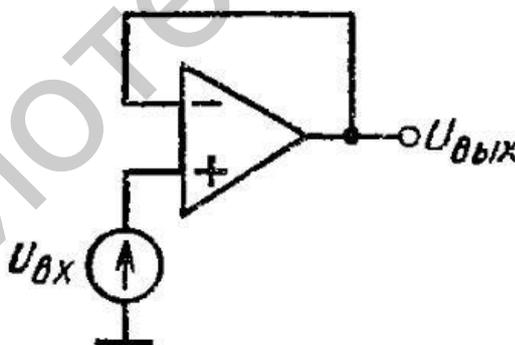


Рис. 7.6

Для неидеального ОУ имеем

$$K_{повт} = \frac{K_{U ОУ}}{1 + K_{U ОУ}}. \quad (7.14)$$

Глубина обратной связи в данной схеме $F = 1 + K_{U ОУ}$, и выражения для выходного и входного сопротивлений запишутся в виде

$$R_{ex.повт} = R_{ex.д} (1 + K_{UOY}), \quad (7.15)$$

$$R_{вых.повт} = \frac{R_{выхOY}}{1 + K_{UOY}}. \quad (7.16)$$

Входное сопротивление повторителя получается чрезвычайно высоким ($\sim 10^{12}$ Ом), однако практически столь высокие значения R_{ex} не достигаются из-за влияния шунтирующего действия утечек и синфазного входного сопротивления ОУ (сопротивления между входами ОУ и землей).

Напряжение статической ошибки в неинвертирующем усилителе, по сравнению со схемой рис. 7.4, увеличивается за счет синфазной составляющей $U_{вых.ош}^{сф}$, так как в этой схеме на обоих входах всегда присутствует синфазный сигнал, равный U_{ex} .

Величина $U_{вых.ош}^{сф}$ определяется выражением

$$U_{вых.ош}^{сф} = U_{ex} \cdot K_{U_{сф}} = U_{ex} \frac{K_{U_{неинв}}}{K_{oc.сф}}. \quad (7.17)$$

Разностный усилитель (рис. 7.7) усиливает разность двух сигналов, приложенных к входам ОУ.

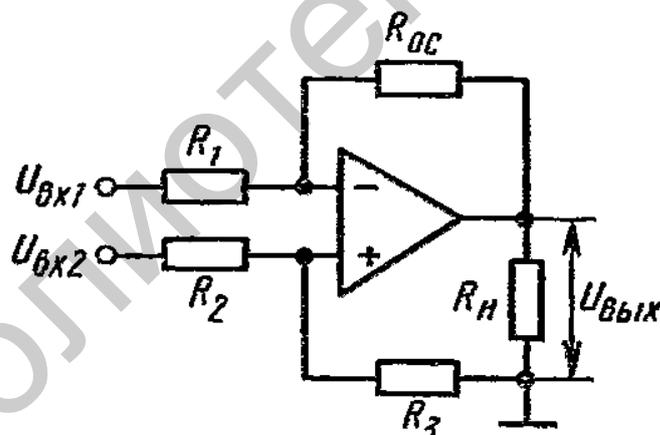


Рис. 7.7

Зная коэффициенты усиления по инверсному и неинверсному входам и используя метод суперпозиции, можно получить выражение для выходного напряжения разностного усилителя:

$$U_{вых} = K_{U_{неинв}} U_{вх2} \frac{R_3}{R_3 + R_2} - K_{U_{инв}} U_{вх1} = \frac{R_{oc} + R_1}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} U_{вх2} - \frac{R_{oc}}{R_1} U_{вх1}. \quad (7.18)$$

Если принять отношение резисторов $R_{oc} / R_1 = m_1$ и $R_3 / R_2 = m_2$, то

$$U_{вых} = \frac{(m_1 + 1)m_2}{m_2 + 1} U_{вх2} - m_1 U_{вх1}. \quad (7.19)$$

При условии $m_1 = m_2 = m$ получаем

$$U_{вых} = m(U_{вх2} - U_{вх1}). \quad (7.20)$$

На практике обычно также принимают $R_2 = R_1$ и $R_3 = R_{oc}$.

В разностном усилителе помехи, попадающие или возникающие на его входах, оказываются синфазными сигналами и не усиливаются, так как схема усиливает только разностный (дифференциальный) сигнал. Способность усиливать полезный (дифференциальный) сигнал на фоне сильных синфазных помех позволяет применять разностный усилитель в различных измерительных схемах. Для хорошего подавления синфазных сигналов в данной схеме требуется точный подбор резисторов R_1 , R_2 , R_3 и R_{oc} . Если коэффициенты усиления по инверсному и неинверсному входам различаются вследствие разброса номиналов резисторов, то напряжение на выходе схемы не будет точно пропорционально разности сигналов, а будет определяться выражением

$$U_{вых} = \frac{(K_{инв} + 1)K_{неинв}}{K_{неинв} + 1} U_{вх2} - K_{инв} U_{вх1}. \quad (7.21)$$

В этом случае коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется не свойствами самого ОУ, а неточностью установки коэффициента усиления.

Если принять, что коэффициент усиления по инверсному входу равен $K_{инв} = m - \frac{1}{2} \Delta m$, а по неинверсному – $K_{неинв} = m + \frac{1}{2} \Delta m$, то для подсчета $K_{ос.сф}$ можно получить выражение

$$K_{ос.сф} = (1 + m) \frac{m}{\Delta m}. \quad (7.22)$$

Инвертирующий сумматор позволяет суммировать несколько сигналов, причем каждый из сигналов может передаваться на выход со своим весовым коэффициентом. Для примера на рис. 7.8 приведена схема трехвходового сумматора.

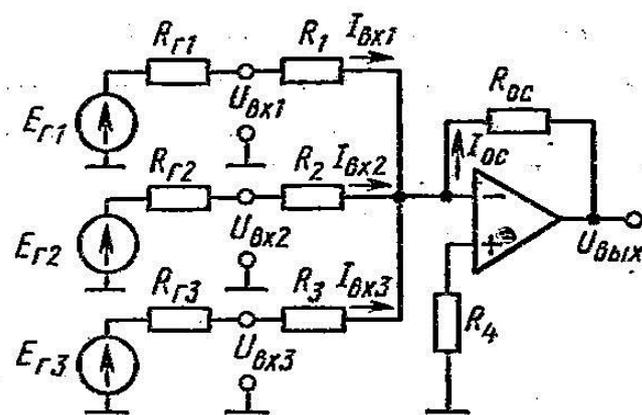


Рис. 7.8

Для входных токов, потребляемых от датчиков входных сигналов, с учетом того что точка суммирования имеет нулевой потенциал, справедливы отношения: $I_{вх1} = U_{вх1} / R_1$, $I_{вх2} = U_{вх2} / R_2$ и $I_3 = U_{вх3} / R_3$. Ток цепи обратной связи равен сумме входных токов, т. е. $I_{ос} = I_{вх1} + I_{вх2} + I_{вх3}$. Выходное напряжение сумматора

$$U_{вых} = -I_{ос} R_{ос} = -R_{ос} \left(\frac{U_{вх1}}{R_1} + \frac{U_{вх2}}{R_2} + \frac{U_{вх3}}{R_3} \right). \quad (7.23)$$

Из выражения (7.23) видно, что усиление по каждому входу можно регулировать, меняя сопротивление входной цепи.

На базе рассмотренных схем включения ОУ реализуются различные функциональные устройства аналоговой электроники, выполняющие линейное и нелинейное преобразование сигналов, а также их сравнение (компарирование) и частотную селекцию (фильтрацию). Отдельной областью применения является генерирование гармонических и импульсных сигналов, где ОУ охватывается положительной обратной связью.

7.2. Подготовка к работе

7.2.1. Изучить теоретическую часть работы, а также основные показатели ОУ по рекомендованной литературе.

7.2.2. Рассчитать инвертирующий усилитель на основе ОУ общего применения К140УД7 (аналог UA741, $K_{УОУ} = 50 \cdot 10^3$; $f_T = 0,8$ МГц; $R_{вх.д} = 0,4$ МОм; $R_{выхОУ} = 75$ Ом; $U_{П} = \pm 15$ В; $R_{н\min} \geq 3$ кОм). Исходные данные: коэффициент передачи $K_U = 10$, сопротивление нагрузки $R_H = 5$ кОм, источник сигнала с ЭДС $E_{Г} = 0,2$ В и внутренним сопротивлением $R_{Г} = 1$ кОм.

Обеспечить входное сопротивление не менее 10 кОм, выходное сопротивление не более 100 Ом.

7.2.3. Определить номинальный сквозной коэффициент усиления схемы K_E (дБ) и верхнюю граничную частоту усилителя.

7.2.4. Рассчитать неинвертирующий усилитель с $K_U = 10$ и входным сопротивлением не менее 100 кОм. Определить номинальный сквозной коэффициент усиления схемы K_E (дБ) и верхнюю граничную частоту усилителя при источнике сигнала с $R_{Г} = 10$ кОм.

7.2.5. Рассчитать разностный усилитель при условиях: $K = 10$, $U_{\text{ex1}} = +2,5 \text{ В} - \Delta U_1$, $U_{\text{ex2}} = +2,5 \text{ В} + \Delta U_2$, где ΔU – вариации сигнала на входах, формируемые датчиком. Определить амплитуду сигнала на выходе при $\Delta U = 1$ мВ.

7.2.6. Рассчитать трехходовый инвертирующий сумматор с параметрами: $K_{U1} = 1$, $K_{U2} = 10$, $K_{U3} = 20$. Входное сопротивление по любому из входов должно быть не менее 5 кОм. Определить значение напряжения на выходе сумматора при следующих условиях: $E_{Г1} = +2,5 \text{ В}$, $R_{Г1} = 5$ кОм; $E_{Г2} = -0,5 \text{ В}$, $R_{Г2} = 1$ кОм; $E_{Г3} = -0,1 \text{ В}$, $R_{Г3} = 75$ Ом.

7.3. Выполнение работы

7.3.1. Запустить на компьютере симулятор Micro-Cap, войти в режим создания новой схемы. Собрать инвертирующий усилитель (рис. 7.9) на ОУ типа LM741 с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям.

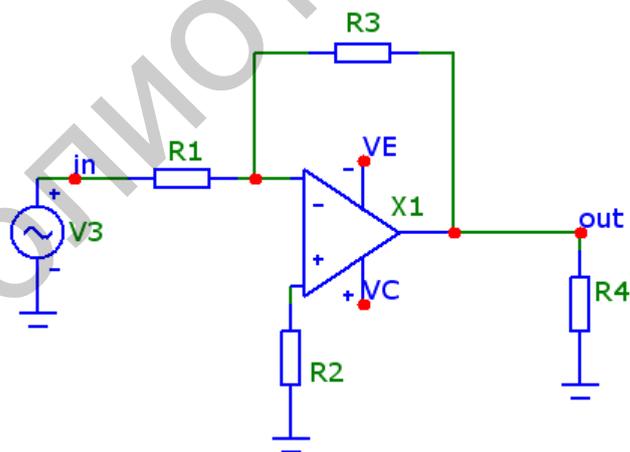


Рис. 7.9

Источник сигнала V3 (*Waveforme Source*) – синусоидальный (*Sine Source*), частота F – 1 кГц (1k или 1000), амплитуда A – 200 мВ, внутреннее сопротивление источника R_S – 1 кОм (1k или 1000).

7.3.2. Включить режим контроля схемы по постоянному току *Analysis – Dynamic DC*, зафиксировать постоянное напряжение и токи в узлах схемы.

7.3.3. Включить режим измерения переходной характеристики (цифровой осциллограф) опцией *Analysis – Transient* и зафиксировать форму сигнала в узлах схемы. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 10 мс (*mS*), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1 мкс (*1u*).

7.3.4. Включить опцию *Stepping* и, задав пошаговое изменение амплитуды источника сигнала, снять амплитудную характеристику усилителя. Зафиксировать максимальные значения напряжения сигнала на входе и выходе схемы, при которых начинаются видимые искажения формы синусоиды.

7.3.5. Включить опцию измерения частотной характеристики (*Analysis – AC*) и снять АЧХ в логарифмической форме (ЛАЧХ) усилителя в диапазоне 1 Гц...1 МГц. Зафиксировать верхнюю граничную частоту по уровню –3 дБ.

7.3.6. Модифицировать схему в неинвертирующий усилитель (рис. 7.10) с параметрами компонентов в соответствии с расчетными и повторить измерения по пп. 7.3.2...7.3.5.

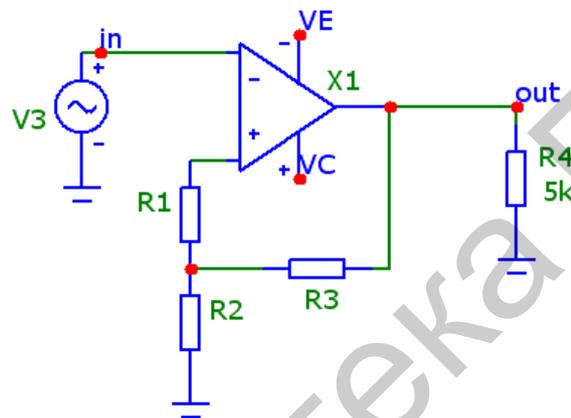


Рис. 7.10

7.3.7. Модифицировать схему в разностный усилитель (рис. 7.11) с расчетными параметрами компонентов.

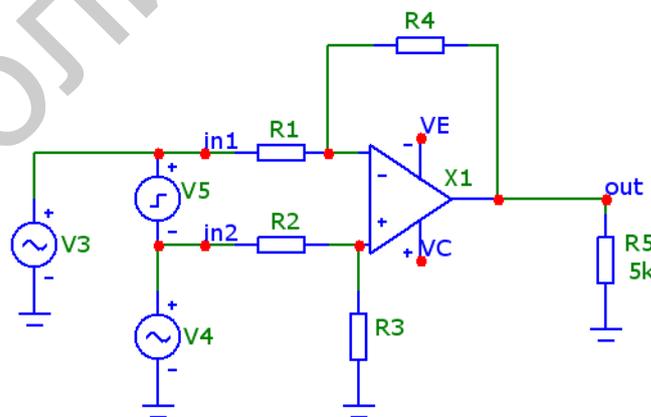


Рис. 7.11

В качестве обоих источников синфазного сигнала (помехи) $V3$ и $V4$ использовать синусоидальные источники (*Sine Source*) с одинаковой частотой (10 кГц) и амплитудой (2 В), имеющие постоянную составляющую $DC +2,5$ В. Источник информационного (полезного) сигнала $V5$ – импульсный (*Pulse Source*) с параметрами: $P1 = 1$ мс, $P2 = 1$ мс, $P3 = 2$ мс, $P4 = 2$ мс, $P5 = 2$ мс, $VONE = 1$ мВ, $VZERO = -1$ мВ. Это симметричный «меандр» с амплитудой 1 мВ и периодом повторения 2 мс.

7.3.8. Включить режим измерения переходной характеристики (цифровой осциллограф) опцией *Analysis – Transient* и зафиксировать форму сигнала в узлах схемы *in1*, *in2* и *out*. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 10 мс (*mS*), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1 мкс (1 *u*).

7.3.9. Используя измеритель по вертикали (*Vertical Tag Mode*) на панели симулятора, измерить размах (двойную амплитуду) синфазного сигнала на обоих входах и выходе схемы. По результатам измерений рассчитать коэффициент усиления информационного сигнала и коэффициент ослабления синфазного сигнала (помехи).

7.3.10. Собрать схему инвертирующего сумматора (рис. 7.12) с расчетными значениями компонентов схемы и источников сигнала.

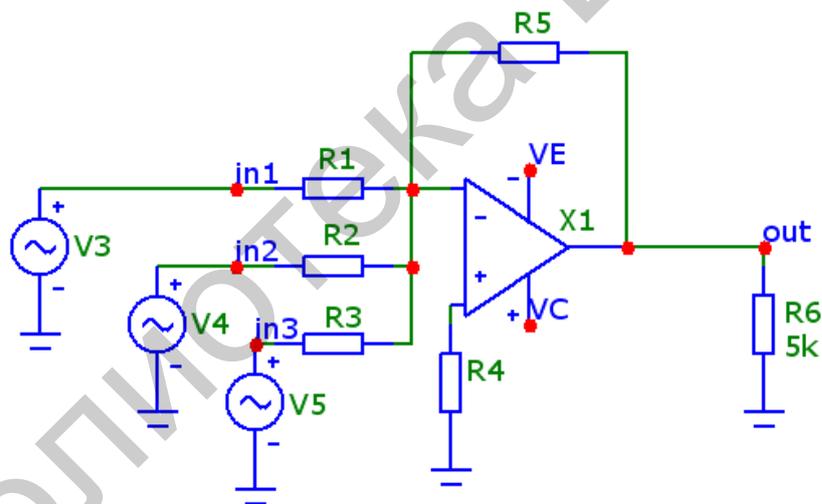


Рис. 7.12

7.3.11. Используя режимы анализа по постоянному току (*Dynamic DC*) и цифрового осциллографа (*Transient*), определить напряжение и форму сигналов на входах и выходе сумматора. Сравнить полученные данные с расчетными.

7.4. Контрольные вопросы

1. Поясните структуру операционного усилителя.
2. Перечислите основные параметры ОУ.
3. Поясните назначение коррекции АЧХ операционного усилителя.
4. Поясните смысл допущений, применяемых при анализе схем на ОУ.

5. Приведите схему и параметры инвертирующего усилителя на ОУ.
6. Приведите схему и параметры неинвертирующего усилителя на ОУ.
7. Поясните свойства повторителя напряжения на ОУ.
8. Приведите схему и параметры разностного усилителя на ОУ.
9. Поясните, с чем связаны проблемы по подавлению синфазных помех при обработке дифференциального сигнала.
10. Приведите схему и параметры сумматора сигналов на ОУ.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №8

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель работы – изучить и исследовать экспериментально схемотехнику измерительных усилителей на ОУ.

8.1. Краткие теоретические сведения

Одной из областей схемотехники аналоговых устройств является обработка дифференциальных (разностных) сигналов, используемая в измерительных приборах, медицинской и связной технике, аудио- и видеоаппаратуре и т. д. Первоначально для этой цели применялись операционные усилители, включенные по схеме вычитания сигналов, но подобная схема обладала рядом существенных недостатков, устранение которых потребовало дополнительных схемотехнических решений и привело к появлению инструментального усилителя на основе ОУ – устройства, предназначенного для усиления дифференциальных сигналов при воздействии высокоуровневых напряжений синфазных помех. Источниками таких синфазных помех, оказывающих дестабилизирующее воздействие на входные цепи усилителя, могут служить различные внешние устройства и сети, в том числе бытовое и промышленное электрооборудование, высокочастотные генераторы, первичная сеть электропитания промышленной частоты и т. д. Характерная особенность синфазных помех заключается в том, что они наводятся одновременно на оба входа дифференциальной схемы и на каждом из входов имеют одинаковую величину напряжения относительно общей шины источников питания.

Идеальный усилитель, выполняющий функцию вычитания, практически полностью устраняет влияние синфазной помехи, в то время как реальный не обладает таким свойством. Для оценки способности схемы усиления противостоять воздействию синфазных напряжений применяется параметр, называемый коэффициентом ослабления синфазных сигналов (КОСС), который у идеального усилителя с функцией вычитания имеет бесконечно большую величину, а у реальных – конечное значение.

Для того чтобы разобраться в характере воздействия синфазной помехи и способах ее устранения, обратимся к известной схеме простейшего разностного усилителя (рис. 8.1), выполняющего функцию вычитания.

Схема может быть применена, к примеру, и в цифровом термометре, где необходимо усилить сигнал с термодатчика, включенного по мостовой схеме, и для микрофонных предусилителей, используемых в бытовой и профессиональной аудиоаппаратуре и т. п.

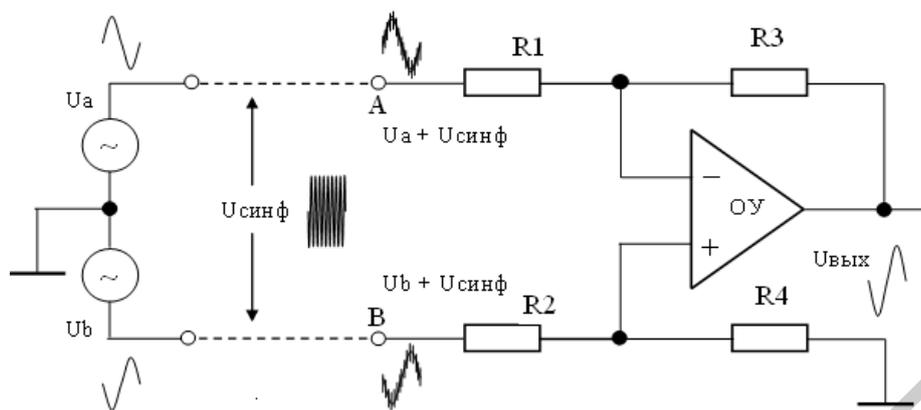


Рис. 8.1

Принцип работы такого усилителя основан на усилении разностного сигнала от источников с напряжениями U_a и U_b и ослаблении напряжения синфазной помехи $U_{\text{синф}}$, наводимой на линию связи. На входах A и B схемы присутствуют, соответственно, напряжения $U_a + U_{\text{синф}}$ и $U_b + U_{\text{синф}}$. Выходное напряжение пропорционально разности потенциалов в точках A и B , т. е. $U_{\text{вых}} = K(U_b - U_a)$, где K – дифференциальный коэффициент усиления, равный отношению сопротивлений резисторов схемы $R_3/R_1 = R_4/R_2$. Этот усилитель обладает теоретически бесконечно большой величиной коэффициента ослабления синфазных сигналов, поэтому на выходе операционного усилителя отсутствует напряжение $U_{\text{синф}}$.

На практике неравенство величин сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , R_3 и R_4 , а также различия в параметрах идеальных и реальных ОУ влияют на величину КОСС схемы, что приводит к существенному снижению этого важного показателя. Например, для данной схемы, обладающей чувствительностью к идентичности номиналов резисторов, при единичном коэффициенте усиления (величины сопротивлений всех резисторов одинаковы) отклонение номинала любого из резисторов на 0,1 % от выбранного значения может снизить значение КОСС до 66 дБ.

Таким образом, предъявляемые высокие требования к точности и повторяемости характеристик используемой элементной базы приводят к удорожанию изделия за счет необходимости в подстройке номиналов элементов в процессе производства, а иногда и при эксплуатации. Усилители, выполненные в интегральном исполнении, где точность величин сопротивлений резисторов обеспечивается лазерной подстройкой при изготовлении, являются более предпочтительными по сравнению со своими аналогами на дискретных элементах.

Недостатком усилителя на основе схемы вычитания напряжений (см. рис. 8.1) является относительно малое входное сопротивление, в основном определяемое величинами сопротивлений используемых резисторов. Подключение высокоомных источников напряжения приведет к потерям его мощности ввиду

шунтирования сигнала. Входное сопротивление усилителя можно повысить за счет увеличения сопротивлений резисторов, но это будет способствовать увеличению уровня шумов из-за возрастания теплового шума и ограничению полосы пропускания. К тому же схема может иметь несбалансированные входные импедансы, так как импеданс по входу A определяется величиной сопротивления резистора R_1 , а на входе B – суммой $R_2 + R_4$, что также снижает величину КОСС.

Это ограничивает возможные области применения, однако подобные устройства используются в аппаратуре связи и видеообработки, а также для нормирования сигналов с низкоомных источников, величина синфазных напряжений которых намного превышает напряжение питания усилителя.

Примечание. Некоторые источники генерируют наряду с дифференциальными и синфазные напряжения, которые, как и в случае с синфазными помехами, наводимыми на линию связи, необходимо устранять. Примером может служить схема измерения тока высоковольтного источника питания.

Схема с двумя операционными усилителями (рис. 8.2) является дальнейшим развитием устройства, реализующего функцию вычитания входных напряжений. За свое преимущественное применение в области измерительной техники такой усилитель называют инструментальным (в переводе с англ. instrumentation amplifier – измерительный усилитель).

Его характерной особенностью является высокий входной импеданс, обеспечиваемый неинвертирующей схемой включения двух ОУ (входной импеданс операционного усилителя можно повысить, включив его по неинвертирующей схеме, причем чем меньше коэффициент усиления, тем выше его входное сопротивление, достигающее максимального значения у повторителя напряжения, т. е. при $K = 1$). Это свойство позволяет работать с источниками, обладающими высоким выходным импедансом, так как снижается влияние эффекта шунтирования источника сигнала сопротивлением входного каскада.

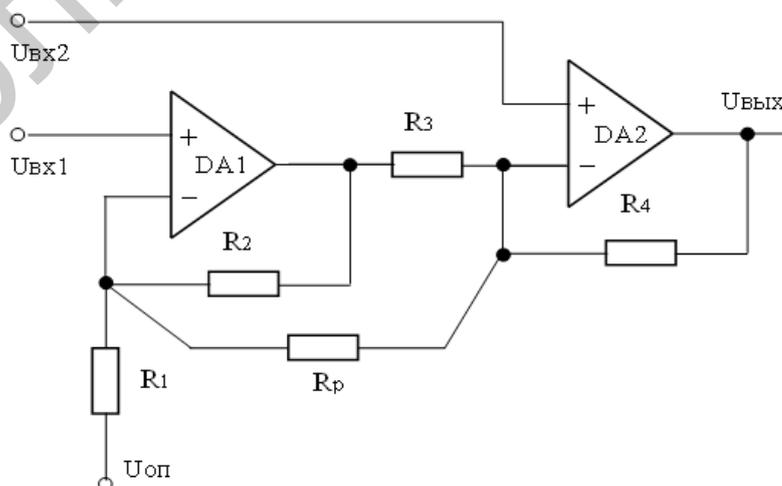


Рис. 8.2

Выходное напряжение данной схемы определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{ex2}} - U_{\text{ex1}}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{2R_2}{R_p} \right) + U_{\text{он}}, \quad (8.1)$$

где $U_{\text{он}}$ – опорное напряжение, позволяющее компенсировать начальное напряжение ошибки на выходе.

Как видно из (8.1), усиление схемы может регулироваться резистором R_p .

Сигналы на выходе усилителей, выполненных по разным схемам включения, приведены на рис. 8.3. В первом случае (рис. 8.3, а) используется ОУ, включенный по схеме вычитания, а во втором (рис. 8.3, б), инструментальный усилитель AD627, выполненный на двух операционных усилителях. Усилитель AD627 обеспечивает величину КОСС порядка 85 дБ на частоте 60 Гц при коэффициенте усиления, равном 5. Он работает в широком диапазоне питающих напряжений (от 2,2 до ± 18 В), имеет высокий входной импеданс и отличается сверхнизким током потребления – 85 мкА, что важно при работе с автономными источниками питания.

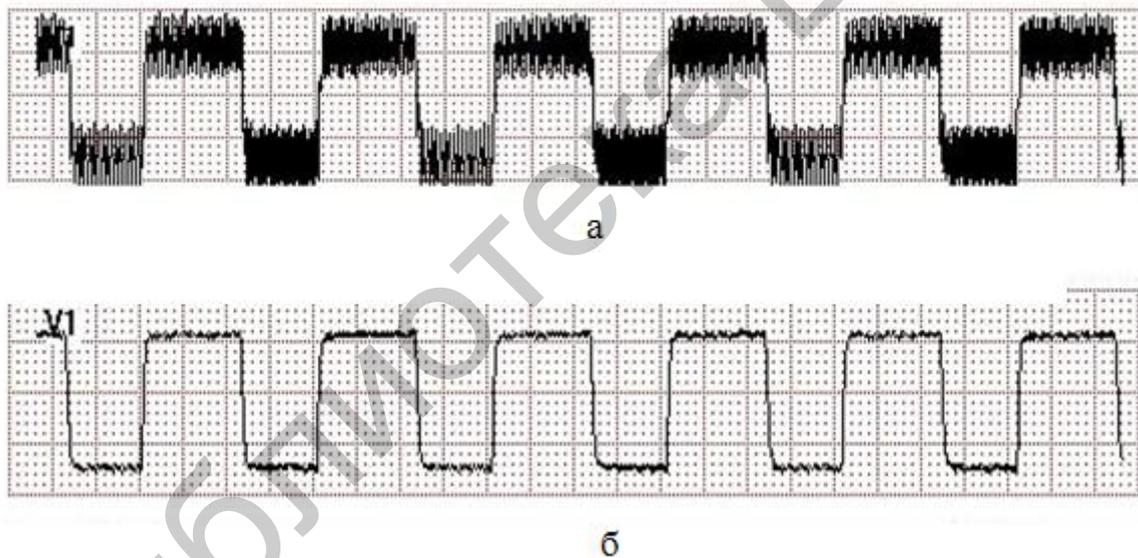


Рис. 8.3

Значение коэффициента ослабления синфазных сигналов инструментального усилителя на двух ОУ обычно резко уменьшается с увеличением частоты входного сигнала. Это обусловлено различными путями распространения сигнала к инверсному и неинверсному входам операционного усилителя DA2, приводящими к дополнительному фазовому сдвигу. Указанный недостаток устранен в схеме инструментального усилителя, выполненного на основе трех ОУ (рис. 8.4).

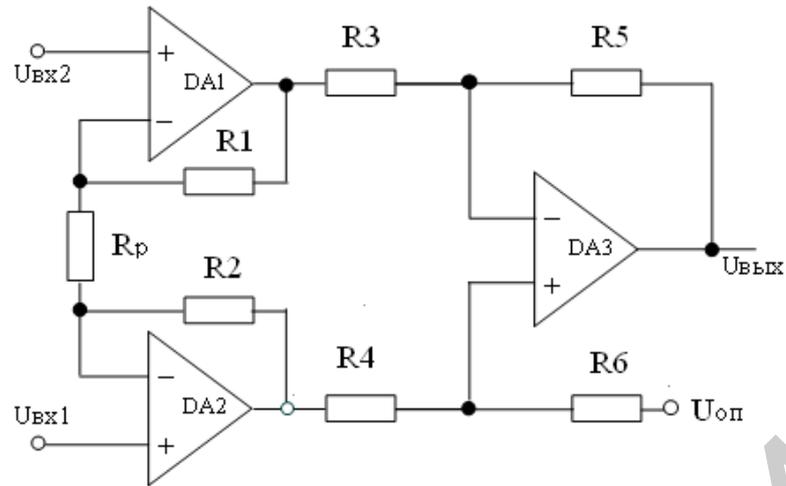


Рис. 8.4

Усилитель содержит два каскада – входной на $DA1$, $DA2$ и выходной на $DA3$, который реализует функцию вычитания. В результате такого решения обеспечивается повышение коэффициента ослабления синфазных сигналов и входного сопротивления при меньшей зависимости КОСС от частоты.

Первый каскад на $DA1$ и $DA2$ усиливает дифференциальный сигнал в $(R_1 + R_2 + R_p)/R_p$ раз, а коэффициент передачи синфазного сигнала равен 1. Второй каскад на $DA3$ по схеме разностного усилителя имеет усиление дифференциального сигнала в R_5/R_3 раз и обеспечивает подавление синфазного сигнала. Такая схема имеет более высокий входной импеданс и обеспечивает большее усиление и лучший КОСС по сравнению со схемами на одном ОУ. Кроме того, величина КОСС менее чувствительна к точности подбора резисторов.

Наилучшие показатели схемы достигаются при максимальной симметрии, т. е. при $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$ и идентичности параметров ОУ, что и реализуется при интегральной технологии изготовления.

Подобная схема в интегральном исполнении, как правило, предусматривает два отдельных вывода для подключения резистора R_p , величина сопротивления которого и определяет коэффициент усиления, определяемый выражением

$$K = \left(1 + \frac{2R_1}{R_p}\right) \frac{R_5}{R_3}. \quad (8.2)$$

На рис. 8.5 приведена зависимость величины КОСС (CMRR) от частоты для интегрального инструментального усилителя AD8221. Усилитель выполнен на трех ОУ и отличается высоким значением КОСС в достаточно широком диапазоне частот.

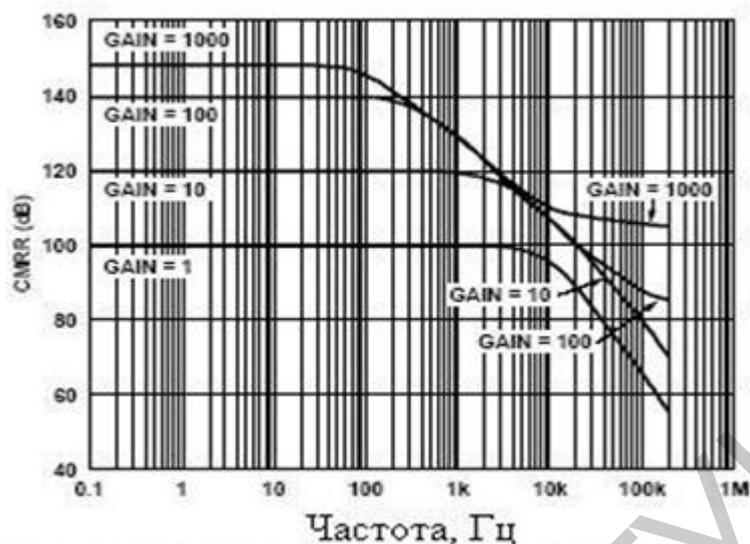


Рис. 8.5

Из характеристики видно, что значение КОСС при $K = 100$ постоянно в диапазоне частот от 0 до 100 Гц и составляет 140 дБ, затем постепенно снижается, тем не менее находясь выше порога в 100 дБ вплоть до частоты 20 кГц.

С увеличением усиления возрастает и величина КОСС, так как при этом не происходит усиления синфазного сигнала, который приложен к неинвертирующим входам усилителей $DA1$ и $DA2$ и не создает падения напряжения на резисторе R_p .

Помимо AD8221 можно выделить ряд интегральных усилителей, содержащих три ОУ – AD620, AD621, AD623, AD8225 – и обладающих высокими качественными показателями.

Примером практической реализации может служить вариант включения инструментального усилителя для нормирования сигналов с мостовой схемы (рис. 8.6).

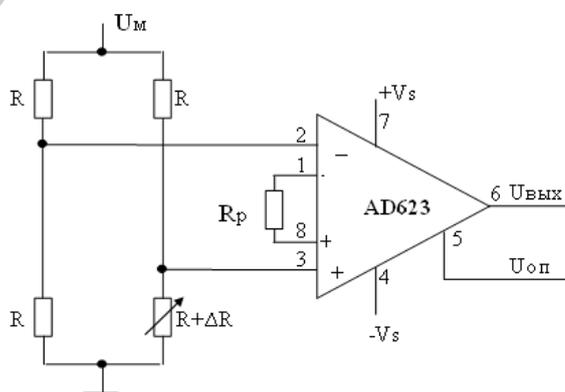


Рис. 8.6

Измерительный мост питается от источника с напряжением U_m .

Напряжение $U_{вых}$ на выходе инструментального усилителя определяется из соотношения

$$U_{вых} = \frac{U_m}{4} \left(\frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \right) K_u, \quad (8.3)$$

где K_u – коэффициент усиления инструментального усилителя, задаваемый резистором R_p ;

ΔR – отклонение от своего номинального значения величины сопротивления датчика при внешнем воздействии.

Возможно использование как однополярного, так и двухполярного источника питания. При применении однополярного источника необходимо подсоединить вывод $-Vs$ к общей шине ($-Vs = 0$). В качестве инструментального усилителя выбран AD623, однако можно использовать и многие другие, выполненные по топологии с тремя ОУ с учетом их технических характеристик (диапазон входных и выходных напряжений, допустимые значения коэффициента усиления и питающего напряжения и др.).

Схема обладает высоким значением КОСС, работоспособна в широком диапазоне сопротивлений резисторов R за счет высокого входного импеданса, что позволяет применять ее при разработке устройств измерения температуры, давления и многих других, которые допускают мостовое включение датчиков.

Использование инструментальных усилителей способствует повышению технико-экономических показателей проектируемых устройств. Но применение инструментальных усилителей не может гарантировать высокое качество конечного изделия, которое зависит и от соблюдения основных правил, принятых при компоновке и трассировке печатных плат, реализации экранировки и заземления, а также фильтрации помех с источников питания и на входах устройства.

Значительный вклад в общую ошибку измерений вносят высокочастотные помехи на входах инструментального усилителя, действующие в диапазоне частот, превышающем верхнюю границу полосы пропускания. Инструментальные усилители характерны тем, что величина их КОСС резко уменьшается за пределами полосы пропускания. Это способствует попаданию во внутренние цепи помех радиочастотных диапазонов и их выпрямлению на внутрисхемных нелинейных элементах, приводящему к дрейфу выходного напряжения. Подобный дрейф представляет собой напряжение помехи, действующее в диапазоне частот полезного сигнала, что затрудняет его устранение.

Снизить влияние высокочастотных помех можно путем введения в схему двух фильтров (рис. 8.7). Первый (R_1-C_1 , R_2-C_3) предназначен для ослабления высокочастотных синфазных сигналов. Его эффективная работа обеспечивается в случае, если $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. Величина отклонения емкостей конденсаторов C_1 и C_2 от номинального значения не должна превышать $\pm 5\%$, а сопротивлений резисторов R_1 и $R_2 - \pm 1\%$.

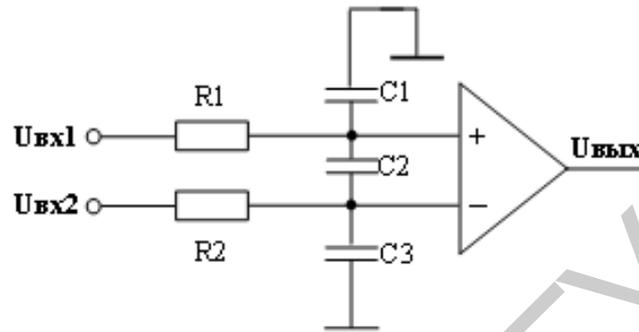


Рис. 8.7

Второй фильтр ($R_1-C_2-R_2$) предназначен для ослабления дифференциального напряжения, возникшего из синфазного в результате возможного рассогласования элементов R_1-R_2 и C_1-C_2 . Для этого емкость конденсатора C_3 должна значительно превышать величины емкостей конденсаторов C_1 и C_2 .

Одна из серьезных проблем при проведении измерений в промышленном оборудовании связана с тем, что датчики, как правило, достаточно удалены от электронных блоков обработки информации и это существенно увеличивает уровень электромагнитных помех, наводимых на цепях связи датчика с входными цепями измерительной схемы. Поэтому цепи связи выполняются экранированными. Однако при этом появляются высокочастотные утечки через емкости кабеля, а несимметричность экранированной линии может привести к появлению разностной составляющей по синфазным сигналам и тем самым к снижению КОСС. Значение КОСС можно повысить, если на экран будет подан синфазный сигнал с выходов первого каскада (рис. 8.8). Сигнал подается через буферный усилитель (повторитель напряжения) со средней точки делителя $R_{g1} = R_{g2}$, подключенного к выходам каскада.

Еще одно техническое решение, обеспечивающее улучшение качества обработки измерительных сигналов в промышленной электронике, показано на рис. 8.9. Схема содержит элементы компенсации паразитной входной емкости дифференциального каскада и повышение входного импеданса усилителя. Для этого на входы подается часть сигнала с выхода через дополнительные неинвертирующие усилители A_6 и A_2 и конденсаторы C . Тем самым организуется положительная обратная связь по высоким частотам.

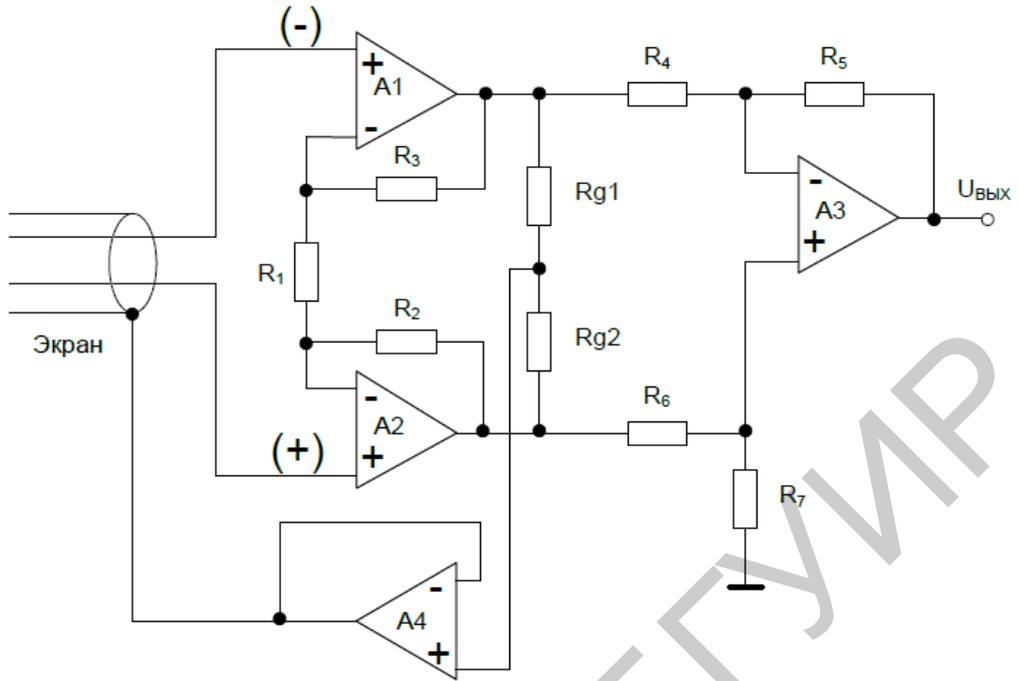


Рис. 8.8

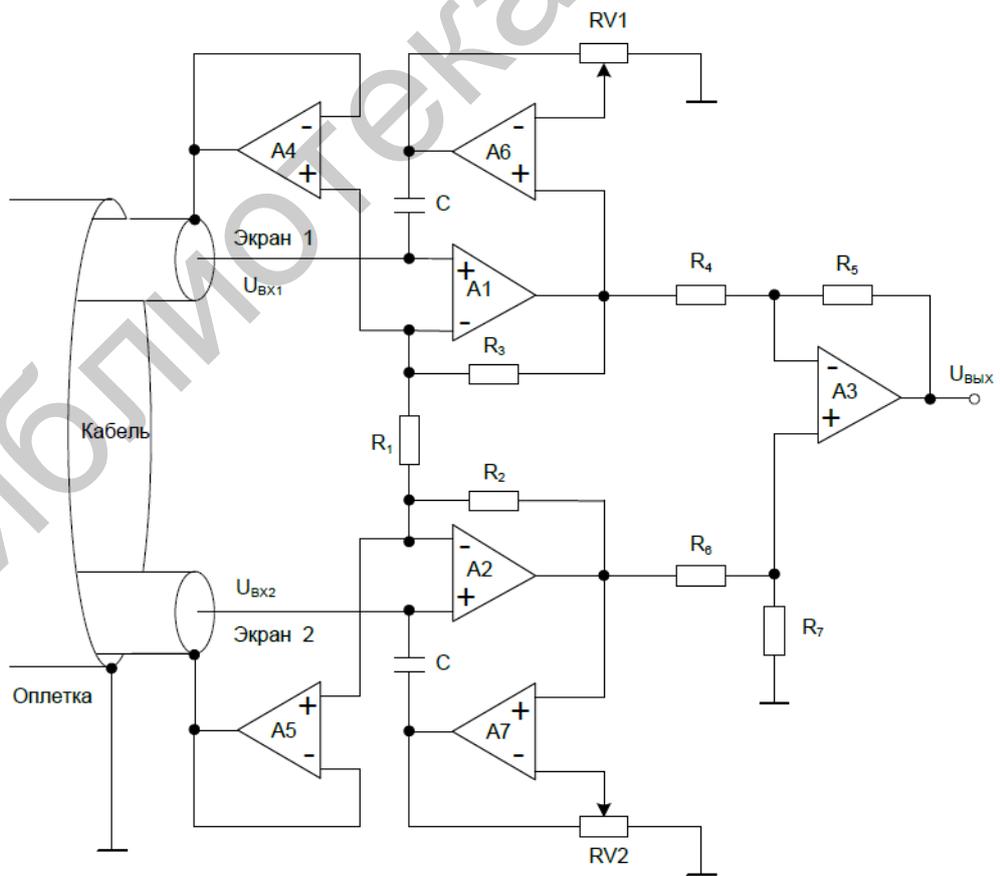


Рис. 8.9

Схема обеспечивает очень малые входные емкости, что важно при усилении сигналов источников с большими выходными сопротивлениями, так как сопротивление источника и входная емкость усилителя образуют фильтр нижних частот. Например, при выходном сопротивлении источника 100 МОм и входной емкости усилителя 10 пФ граничная частота составляет всего 80 Гц. Отметим, что необходима индивидуальная защита каждого входа, что и показано на схеме (буферы A_4 и A_5).

В качестве усилителей A_1 и A_2 следует применять ОУ с входами на полевых транзисторах. Емкость конденсатора C должна быть небольшой, порядка 10 пФ. Балансировка схемы производится обычными способами, отметим лишь, что больший диапазон регулировки обеспечивается при балансировке усилителей A_1 и A_2 , чем одного усилителя A_3 . Подстройкой $RV1$ и $RV2$ компенсируются входные емкости кабелей (в случае перекомпенсации схема возбуждается).

8.2. Подготовка к работе

8.2.1. Изучить теоретическую часть работы, а также схемотехнику инструментальных усилителей по рекомендованной литературе.

8.2.2. На основе прецизионного ОУ К140УД17 (аналог ОР27, $K_{U_{OY}} = 200 \cdot 10^3$; $f_T = 6$ МГц; $R_{ex.д} = 30$ МОм; $R_{вых_{OY}} = 75$ Ом; $U_{II} = \pm 3 \dots 18$ В; $R_{n_{min}} \geq 3$ кОм) рассчитать номиналы компонентов и основные параметры простого измерительного усилителя с коэффициентом передачи $K_U = 5$, работающего на нагрузку с сопротивлением $R_n = 5$ кОм. Определить граничную частоту усилителя и значение коэффициента ослабления синфазного сигнала в децибелах при относительном разбросе номиналов резисторов 5 и 1 %.

8.2.3. Используя выбранную элементную базу, рассчитать схему измерительного усилителя на двух ОУ с возможностью регулировки коэффициента усиления в диапазоне от 1 до 5.

8.2.4. Рассчитать измерительный усилитель на трех ОУ с возможностью регулировки коэффициента усиления в диапазоне от 1 до 10.

8.2.5. Используя формулу (8.3), определить диапазон изменения выходного напряжения для мостовой схемы подключения резистивного датчика при относительном изменении сопротивления датчика $(\Delta R / R) = 0,1$ для крайних значений коэффициента усиления (1 или 10).

8.3. Выполнение работы

8.3.1. Запустить на компьютере симулятор Micro-Cap, войти в режим создания новой схемы. Собрать измерительный усилитель (рис. 8.10) на одном ОУ типа ОР27 с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 8.2.2.

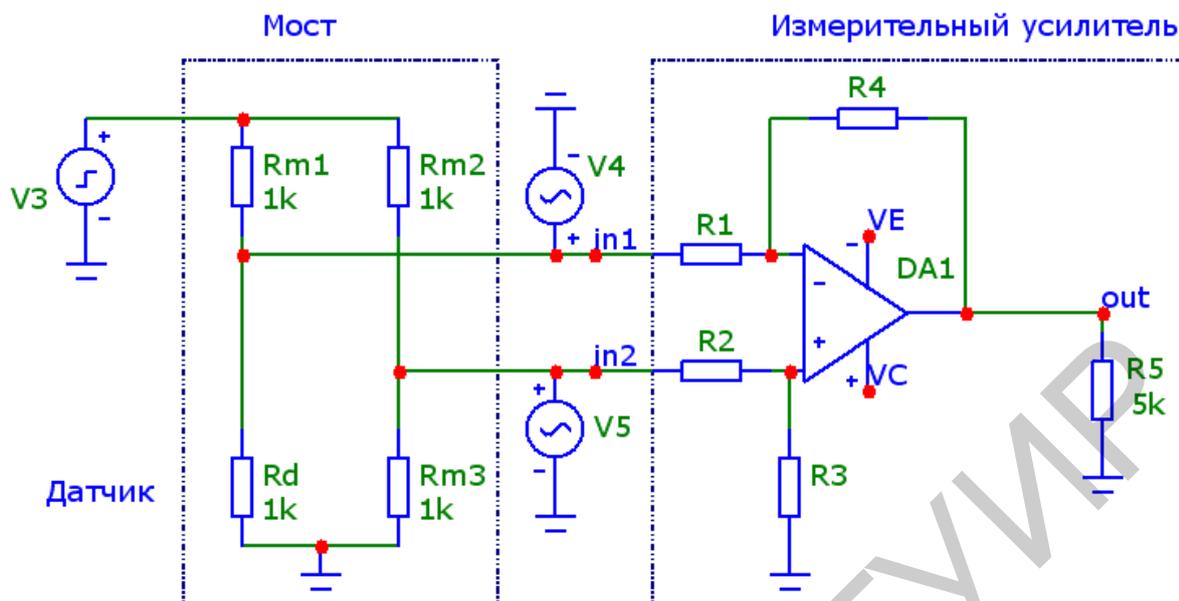


Рис. 8.10

Источник питания моста $V3$ (*Waveforme Source*) – импульсный (*Pulse Source*), вырабатывает «меандр» с периодом повторения 1 мс (частота 1кГц) и амплитудой 5 В. Параметры программирования: $P1 = 500$ мкс, $P2 = 500$ мкс, $P3 = 1$ мс, $P4 = 1$ мс, $P5 = 1$ мс, $VONE = 5$ В, $VZERO = 0$. Источники синфазной помехи $V4$ и $V5$ – синусоидальные (*Sine Source*), амплитуда $A = 1$, частота $F = 30$ к, внутреннее сопротивление источника $RS = 10$ кОм.

8.3.2. Включить режим измерения переходной характеристики *Analysis – Transient*. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 10 мс (*mS*), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1 мкс (*1 u*). Точки контроля – узлы $in1$, $in2$ и out . Опцией *Stepping* задать вариацию сопротивления датчика Rd . Запустить анализ и зафиксировать форму сигнала в узлах схемы.

8.3.3. Используя опцию *Vertical Tag Mode* на панели симулятора, измерить размах (двойную амплитуду) синфазного сигнала на обоих входах и выходе схемы. По результатам измерений рассчитать коэффициент усиления информационного сигнала и коэффициент ослабления синфазного сигнала (помехи).

8.3.4. Модифицировать измерительный усилитель до схемы на трех ОУ, как показано на рис. 8.11, и повторить измерения по пп. 8.3.2 и 8.3.3.

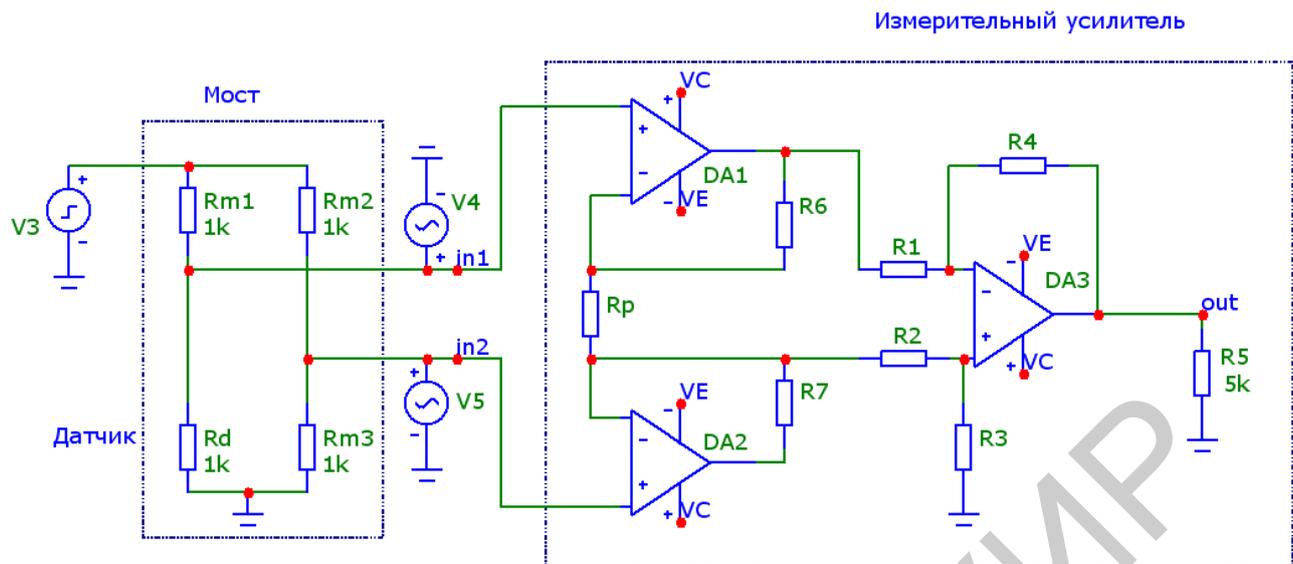


Рис. 8.11

8.3.5. Изменить сопротивление датчика до значения 0,9 от номинального, а опцией *Stepping* задать вариацию сопротивления регулировочного резистора R_p в измерительном усилителе. Запустить анализ и зафиксировать изменение амплитуды сигнала на выходе схемы. Сравнить полученные данные с расчетными.

8.4. Контрольные вопросы

1. Какие проблемы возникают при проведении измерений в промышленном оборудовании?
2. Объясните причины возникновения погрешностей измерений при использовании разностного усилителя на одном ОУ.
3. Приведите схему и объясните принцип измерительного усилителя на двух ОУ.
4. Приведите схему и объясните принцип измерительного усилителя на трех ОУ.
5. Приведите схему измерения с мостовой схемой включения резистивного датчика.
6. Какие преимущества имеют однокристалльные инструментальные усилители?

Лабораторная работа №9

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Цель работы – исследовать принципы построения аналоговых фильтров на основе операционного усилителя.

9.1. Краткие теоретические сведения

Активным фильтром в настоящее время обычно называют схему, состоящую из резисторов, конденсаторов и активных элементов, рассчитанную на пропускание сигналов в определенной полосе частот и подавление сигналов за пределами этой полосы. Характерной особенностью активных фильтров является отсутствие индуктивностей и использование в качестве активных элементов операционных усилителей. Различают фильтры нижних частот (рис. 9.1), верхних частот (рис. 9.2) и полосовые фильтры (рис. 9.3). На рис. 9.1...9.3 сплошными линиями изображены идеальные характеристики фильтров. Пунктирные линии показывают отклонение реальных характеристик от идеальных.

Основными параметрами фильтров нижних и верхних частот являются частота среза f_0 , коэффициент передачи в полосе пропускания K_0 , наклон АЧХ в полосе ограничения n и неравномерность АЧХ в полосе пропускания.

Для полосовых фильтров по аналогии с избирательными усилителями вводят понятие добротности Q и усиления K_0 на частоте f_0 .

Остановимся на наиболее часто используемых схемах активных фильтров второго порядка ($n = 40$ дБ/дек) на основе ОУ с многопетлевой обратной связью и фильтров на усилителях с конечным усилением (структура Саллена – Кея).

На рис. 9.4 приведена обобщенная структурная схема фильтра с многопетлевой обратной связью. Каждый пассивный двухполюсный элемент в этой схеме может быть либо резистором, либо конденсатором.

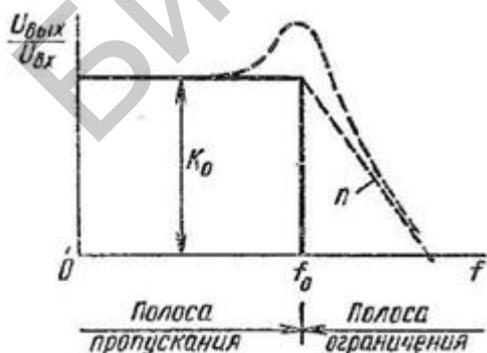


Рис. 9.1

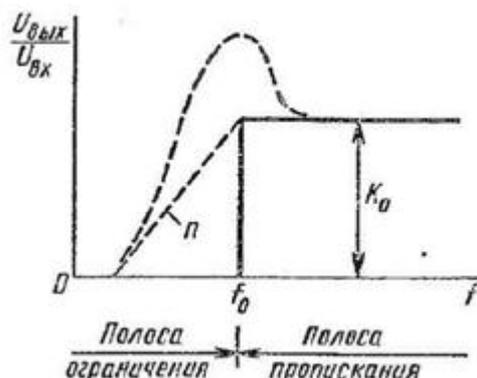


Рис. 9.2

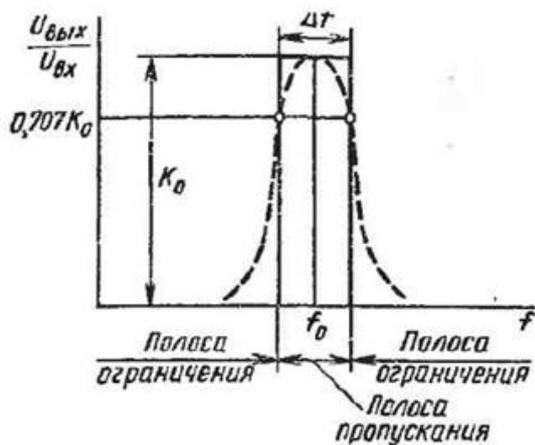


Рис. 9.3

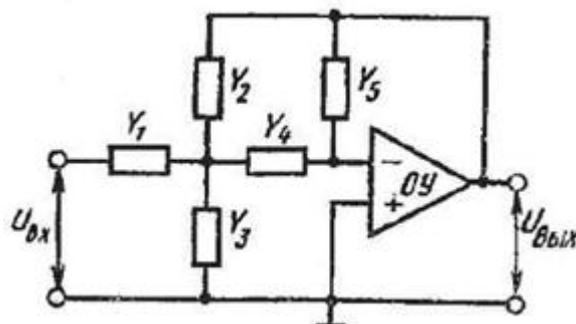


Рис. 9.4

Передаточная функция для данной схемы (см. рис. 9.4) имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-Y_1 Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2 Y_4}. \quad (9.1)$$

Для того чтобы схема осуществляла фильтрацию нижних частот, передаточную функцию (9.1) необходимо привести к передаточной функции, соответствующей низкочастотному звену второго порядка:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-H\omega_0^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (9.2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$;

$$H = K_0.$$

Сравнивая выражения (9.1) и (9.2), нетрудно заметить, что, для того чтобы числитель не был функцией p , в качестве Y_1 и Y_4 должны использоваться резистивные проводимости; для того чтобы получать член p^2 в знаменателе, в качестве Y_3 и Y_5 должны использоваться емкостные проводимости; для того чтобы получить в знаменателе член, независимый от p , в качестве Y_2 должна использоваться резистивная проводимость. Итак, однозначно определяются пассивные элементы схемы на рис. 9.4: $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = pC_1$, $Y_4 = 1/R_3$, $Y_5 = pC_2$.

Схема полученного фильтра нижних частот приведена на рис. 9.5.

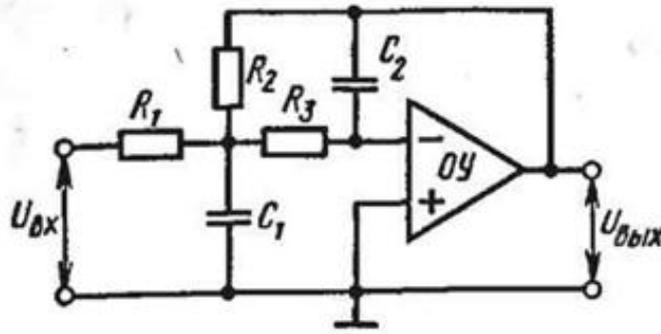


Рис. 9.5

Передаточная функция имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-1/(R_1 R_3)}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) + 1/(R_2 R_3)}. \quad (9.3)$$

Сравнивая выражение (9.3) с (9.2), получаем соотношения, необходимые для расчета фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad K_0 = H = -R_2 / R_1, \quad n = -40 \text{ дБ/дек}, \quad (9.4)$$

$$\alpha = \frac{R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_1} \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 R_3}}.$$

В том случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_2 = R_3 = R$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = -\frac{R}{R_1}, \quad \alpha = \frac{2R_1 + R}{R_1}. \quad (9.5)$$

В случае максимально плоской характеристики $\alpha = \sqrt{2}$. Однако для рассматриваемой схемы при $R_2 = R_3 = R$ можно получить $\alpha \geq 2$, а при $R_1 = R$ имеем $\alpha = 3$. При таких значениях α АЧХ фильтра не имеет подъемы на частотах, близких к f_0 .

Значение $\alpha = \sqrt{2}$ можно получить лишь при $R_1 \neq R_2 \neq R_3$; чтобы каждый раз не решать довольно сложную систему алгебраических уравнений, можно привести ее решение в общем виде. Для этого, задавшись значением емкости C_2 , находят вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_2$ и через него, а также через величины f_0 , α и H выражают величины остальных элементов схемы фильтра:

$$C_1 = \frac{4}{\alpha}(H+1)\frac{K_0}{2\pi f_0}, \quad R_1 = \frac{\alpha}{2HK}, \quad R_2 = \frac{\alpha}{2K}, \quad R_3 = \frac{\alpha}{2(H+1)K}. \quad (9.6)$$

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рис. 9.5, то получим фильтр верхних частот, схема которого приведена на рис. 9.6.

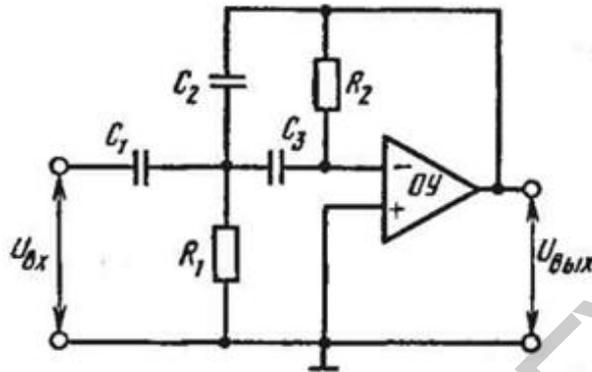


Рис. 9.6

Передаточная функция для этой схемы:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-p^2 C_1 C_3}{p^2 C_2 C_3 + p(C_1/R_2 + C_2/R_2 + C_3/R_3) + 1/(R_1 R_2)}. \quad (9.7)$$

Сравнивая выражение (9.7) с выражением для высокочастотного звена второго порядка:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-Hp^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (9.8)$$

получим выражения для расчета параметров фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 C_3 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = -C_1 / C_2, \quad n = 40 \text{ дБ/дек}, \quad (9.9)$$

$$\alpha = (C_1 + C_2 + C_3)\sqrt{R_1 / (R_2 C_2 C_3)}.$$

В том случае, если $C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R$, получим

$$f_0 = 1/(2\pi RC), \quad K_0 = -C_1 / C, \quad \alpha = 2 + C_1 C_2. \quad (9.10)$$

Для реализации максимально плоской характеристики ($\alpha = \sqrt{2}$) следует задаться значениями $C_1 = C_3 = C$, вычислить $K = 2\pi f_0 C$ и найти остальные элементы фильтра по следующим формулам:

$$C_2 = \frac{C}{H}, \quad R_1 = \frac{2}{K(2+1/H)}, \quad R_2 = \frac{H(2+1/H)}{\alpha K}. \quad (9.11)$$

Схема полосового фильтра, построенного на основе рассматриваемой структуры, приведена на рис. 9.7.

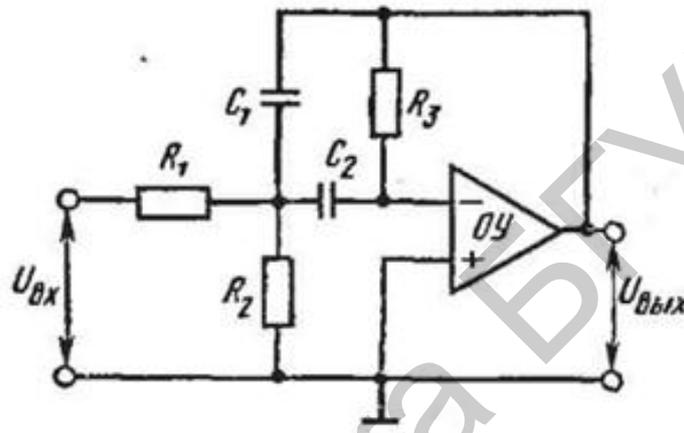


Рис. 9.7

Для этой схемы передаточная функция

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-pC_2 / R_1}{p^2 C_1 C_2 + p(C_1 R_3 + C_2 / R_3) + (R_1 + R_2) / (R_1 R_2 R_3)}. \quad (9.12)$$

Сравнивая (9.12) с выражением для полосового звена второго порядка:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-Hp\omega_0}{p^2 + \alpha p\omega_0 + \omega_0^2}, \quad (9.13)$$

получим выражения для расчета параметров фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = \frac{-R_3 C_2}{(C_1 + C_2) R_1}, \quad (9.14)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}.$$

В том случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_3 = R_1 \parallel R_2 = R$, имеем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = -\frac{R}{2R_1}, \quad Q = \frac{1}{2}. \quad (9.15)$$

Отсюда ясно, что для получения больших значений добротности значения R_1, R_2, R_3 должны быть по возможности разнесены. Порядок расчета фильтра с заданной добротностью таков. Выбираем величину $C_1 = C_2 = C$, определяем коэффициент $K = 2\pi f_0 C$ и находим остальные элементы схемы по формулам:

$$R_1 = 1/(HK), \quad R_2 = \frac{1}{(2Q - H)K}, \quad R_3 = 2Q/K. \quad (9.16)$$

На рис. 9.8 приведена обобщенная структурная схема фильтра на основе усилителя с конечным усилением.

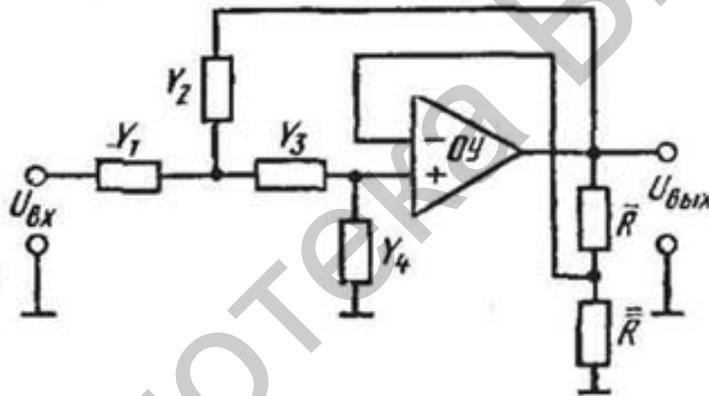


Рис. 9.8

В качестве усилителя с конечным усилением используют неинвертирующую схему включения ОУ с цепью отрицательной обратной связи на резисторах \bar{R} и $\bar{\bar{R}}$.

Аналогично первой схеме (см. рис. 9.4), каждый пассивный двухполюсный элемент здесь может быть либо резистором, либо конденсатором.

Передаточная функция в общем виде такова:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\bar{K}Y_1Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3Y_4 - \bar{K}Y_2Y_3}, \quad (9.17)$$

где $\bar{K} = 1 + \bar{\bar{R}}/\bar{R}$ – коэффициент усиления усилителя с конечным усилением.

На основании аналогичных рассуждений можно показать, что фильтр нижних частот получается из структурной схемы на рис. 9.8, если в качестве Y_1 и

Y_3 использовать резистивные проводимости, а в качестве Y_2 и Y_4 — емкостные проводимости, т. е. $Y_1=1/R_1$, $Y_2=pC_1$, $Y_3=1/R_2$ и $Y_4=pC_2$. Схема полученного фильтра нижних частот приведена на рис. 9.9.

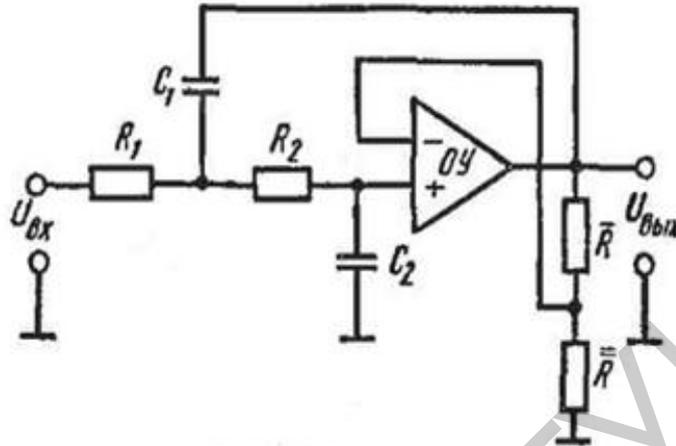


Рис. 9.9

Передаточная функция данного ФНЧ имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\bar{K} / R_1 R_2}{p^2 C_1 C_2 + p[(C_2 / R_1) + (C_2 / R_2) + (C_1 / R_2)(1 - \bar{K})] + 1 / (R_1 R_2)}. \quad (9.18)$$

Сравнивая выражение (9.18) с (9.2), получаем соотношения, необходимые для расчета фильтра второго порядка:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{\bar{R}}{R}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек}, \quad (9.19)$$

$$\alpha = [(C_2 / R_1) + (C_2 / R_2) + (C_1 / R_2)(1 - \bar{K})] \sqrt{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2}}.$$

Если $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}, \quad \alpha = 3 - \bar{K}. \quad (9.20)$$

Видно, что в фильтре нижних частот по схеме рис. 9.9 при $R_1 = R_2 = R$ можно получить значение $\alpha = \sqrt{2}$, т. е. добиться максимально плоской характеристики. При $\bar{K} \rightarrow 3$ значение $\alpha \rightarrow 0$, т. е. усиление на частоте f_0 стремится к бесконечности и фильтр возбуждается. Последнее свойство является недостатком рассматриваемой схемы.

Рекомендуется следующий порядок расчета с заданной величиной α . Выбираем значение C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $\bar{K} = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем коэффициент $m = \alpha^2 / 4 + (\bar{K} - 1)$ и находим остальные элементы схемы фильтра:

$$C_2 = mK / (2\pi f_0), R_1 = 2 / (\alpha K), R_2 = \alpha / (2mK). \quad (9.21)$$

Сопротивления резисторов \bar{R} и $\bar{\bar{R}}$ выбирают из условий $\bar{R} \parallel \bar{\bar{R}} = R_1 + R_2$ и $1 + \bar{R} / \bar{\bar{R}} = \bar{K}$.

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рис. 9.9, то получим фильтр верхних частот, схема которого приведена на рис. 9.10.

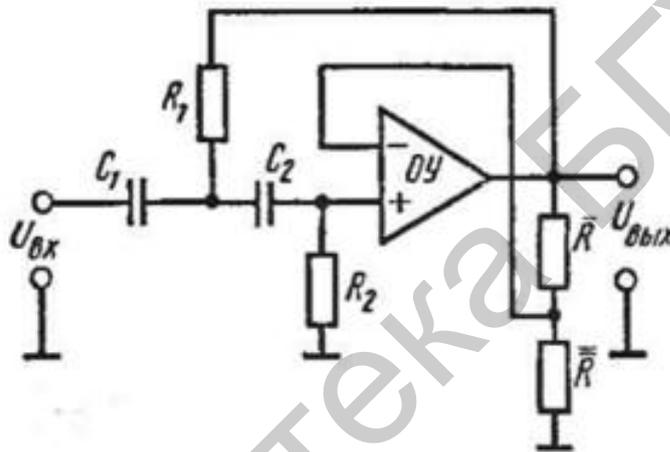


Рис. 9.10

Передаточная функция этого фильтра имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\bar{K} p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p[(C_2 / R_2) + (C_1 / R_2) + (C_2 / R_1)(1 - \bar{K})] + 1 / (R_1 R_2)}. \quad (9.22)$$

Сравнивая выражение (9.22) с (9.2), получаем необходимые соотношения для расчета фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{\bar{R}}{R}, \quad n = 40 \text{ дБ/дек}, \quad (9.23)$$

$$\alpha = [(C_2 / R_2) + (C_1 / R_2) + (C_2 / R_1)(1 - \bar{K})] \sqrt{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2}}.$$

При $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ получаем $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \alpha = 3 - \bar{K}$, т. е. такие же выражения, как и для фильтра нижних частот. Чтобы реализовать максимально плоскую характеристику ($\alpha = \sqrt{2}$), выбираем $C_1 = C_2 = C$, определяем величину $K = 2\pi f_0 C$ и находим параметры:

$$R_1 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(\bar{K} - 1)}}{4K}, \quad R_2 = \frac{4}{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(\bar{K} - 1)}} \frac{1}{K}. \quad (9.24)$$

Полосовой фильтр, построенный по рассматриваемой структурной схеме, приведен на рис. 9.11.

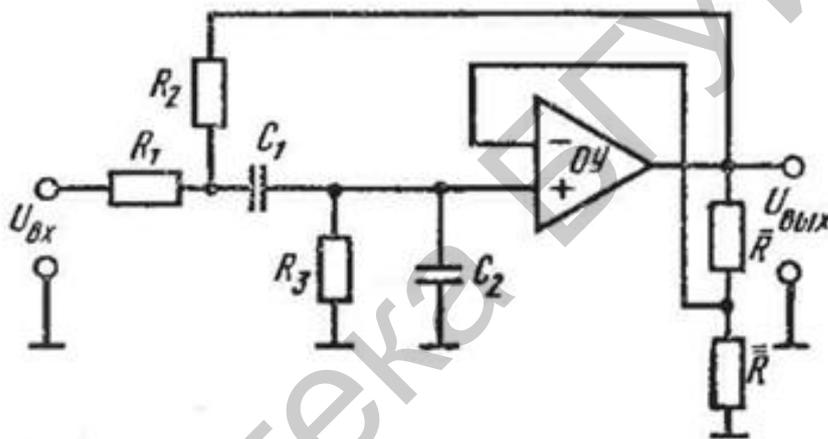


Рис. 9.11

Для полосового фильтра

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\bar{K} p C_1 / R_1}{p^2 C_1 C_2 + p \left[\left(\frac{C_1}{R_3} \right) + \frac{(C_1 + C_2)}{R_1 + \left(\frac{C_2}{R_2} \right)} + \left(\frac{C_1}{R_2} \right) (1 - \bar{K}) \right] + \left(\frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \right)}. \quad (9.25)$$

Сравнивая выражение (9.25) с (9.2), получаем необходимые для расчета соотношения:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = \frac{\bar{K} C_1}{R_1 a}, \quad (9.26)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{(R_1 + R_2) C_1 C_2}{R_1 R_2 R_3}} \frac{1}{a},$$

где $a = (C_1 / R_3) + (C_1 + C_2) / R_1 + (C_2 / R_2) + (C_1 / R_2)(1 - \bar{K})$.

Из последней формулы следует, что при $\alpha \rightarrow 0$ добротность полосового фильтра стремится к бесконечности, т. е. очень сильно зависит от изменений коэффициента \bar{K} . Поэтому такая схема используется лишь для фильтров с небольшими значениями добротности $Q \approx 10 \dots 15$.

Рекомендуется следующий порядок расчета фильтра при заданной добротности. Выбираем величину C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем значения $C_2 = 0,5 C_1$, $R_1 = 2 / K$, $R_2 = 2 / (3K)$, $R_3 = 4 / K$ и $\bar{K} = (6,5 - 1 / Q) / 3$.

Мерой качества фильтра, т. е. способности сохранять неизменными АЧХ и ФЧХ при различных внешних факторах, является чувствительность его параметров к изменению номиналов пассивных и активных элементов.

Обозначим какую-либо функцию фильтра через w , а через x – какой-либо из его параметров, тогда чувствительность определяется следующей формулой:

$$S_x^w = \frac{dw/w}{dx/x}, \quad (9.27)$$

т. е. показывает, во сколько раз относительное изменение функции будет больше относительного изменения параметра. При разработке фильтров стремятся значение чувствительности сделать меньше единицы. Для фильтра нижних частот (см. рис. 9.9) можно выделить функции f_0 , K_0 и α , а также параметры R_1 , R_2 , R_3 и C_1 , C_2 .

Пользуясь формулой чувствительности, нетрудно найти следующие выражения:

$$S_{R_2}^{f_0} = S_{R_3}^{f_0} = S_{C_1}^{f_0} = S_{C_2}^{f_0} = -\frac{1}{2}; \quad S_{R_2}^{K_0} = -S_{R_1}^{K_0} = 1;$$

$$S_{C_2}^{\alpha} = -S_{C_1}^{\alpha} = \frac{1}{2}; \quad S_{R_1}^{\alpha} = \frac{1}{2\pi\alpha R_1 C_1}; \quad (9.28)$$

$$S_{R_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi f_0 \alpha R_2 C_1}; \quad S_{R_3}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi f_0 \alpha R_3 C_1}.$$

Аналогично получаются выражения чувствительностей для всех остальных рассматриваемых схем фильтров.

Внимание! При расчете схем фильтров следует учитывать конечные значения R_{exOU} , $R_{выхOU}$ и полосы пропускания ОУ:

1) номиналы резисторов в схемах фильтров должны удовлетворять очевидным неравенствам: $R_{min} \geq 10R_{выхOU}$, $R_{max} \leq R_{exOU} / 10$;

2) номиналы емкостей, с одной стороны, должны быть значительно больше паразитных емкостей в схеме и монтаже фильтра $C_{min} \geq 10C_{нар. max}$. Значения паразитных емкостей в реальной конструкции обычно не превышают нескольких десятков пикофард. С другой стороны, емкости конденсаторов не должны быть слишком большими, так как при этом увеличиваются габариты устройства и потери в конденсаторах;

3) частота единичного усиления ОУ для фильтров нижних частот должна удовлетворять неравенству $f_{T.OU} \geq 10f_0K_0$, а для фильтров верхних частот и полосовых фильтров $f_{T.OU} \geq 100f_0K_0$.

9.2. Подготовка к работе

9.2.1. Изучить теоретическую часть работы, а также схемотехнику активных фильтров усилителей по рекомендованной литературе.

9.2.2. Рассчитать ФНЧ второго порядка по схеме с многопетлевой обратной связью. Исходные данные для расчета: ОУ общего применения типа К140УД7 (аналог UA741, $K_{UOU} = 50 \cdot 10^3$; $f_T = 0,8$ МГц; $R_{ex.d} = 0,4$ МОм; $R_{выхOU} = 75$ Ом; $U_{II} = \pm 15$ В; $R_{Hmin} \geq 3$ кОм); коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания $K_0 = 5$, частота среза $f_0 = 400$ Гц. Параметры резисторов и конденсаторов выбрать по ряду E24.

9.2.3. Рассчитать ФВЧ того же типа по исходным данным: коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания $K_0 = 5$, частота среза $f_0 = 5$ кГц.

9.2.4. Рассчитать полосовой фильтр того же типа. Исходные данные: $f_0 = 1$ кГц, добротность $Q = 12$.

9.2.5. Рассчитать ФНЧ второго порядка по схеме Саллена – Кея по исходным данным п. 9.2.2.

9.2.6. Рассчитать ФВЧ второго порядка по схеме Саллена – Кея по исходным данным п. 9.2.3.

9.2.7. Рассчитать полосовой фильтр второго порядка по схеме Саллена – Кея по исходным данным п. 9.2.4.

9.3. Порядок выполнения работы

9.3.1. Запустить на компьютере симулятор Micro-Cap, войти в режим создания новой схемы. Собрать ФНЧ с многопетлевыми обратными связями

(рис. 9.12) на ОУ типа LM741 с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.2.

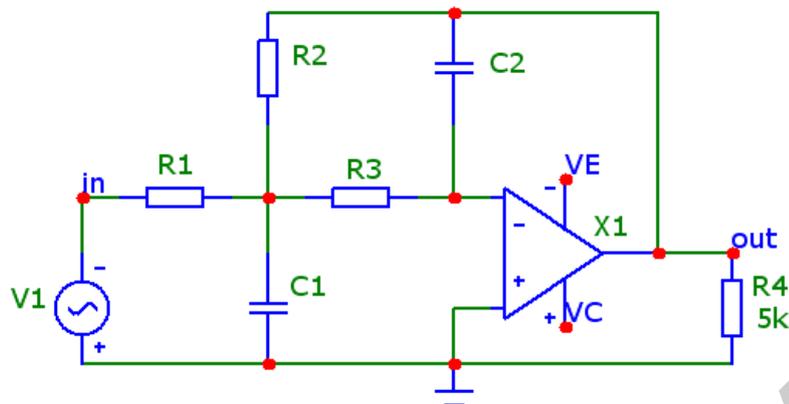


Рис. 9.12

9.3.2. Включить опцию измерения частотной характеристики (*Analysis – AC*) и снять ЛАЧХ фильтра в диапазоне 1 Гц...100 кГц, масштаб по вертикали (30, -30,3) дБ. Зафиксировать частоту среза (по уровню -3 дБ), определить наклон АЧХ за пределами полосы пропускания.

9.3.3. Включить опцию *Stepping* и оценить влияние каждого элемента схемы на АЧХ фильтра, изменяя значение компонента на $\pm 10\%$ (от 0,9 до 1,1 от номинала).

9.3.4. Модифицировать схему до ФВЧ (рис. 9.13) с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.3 и повторить измерения по пп. 9.3.2 и 9.3.3.

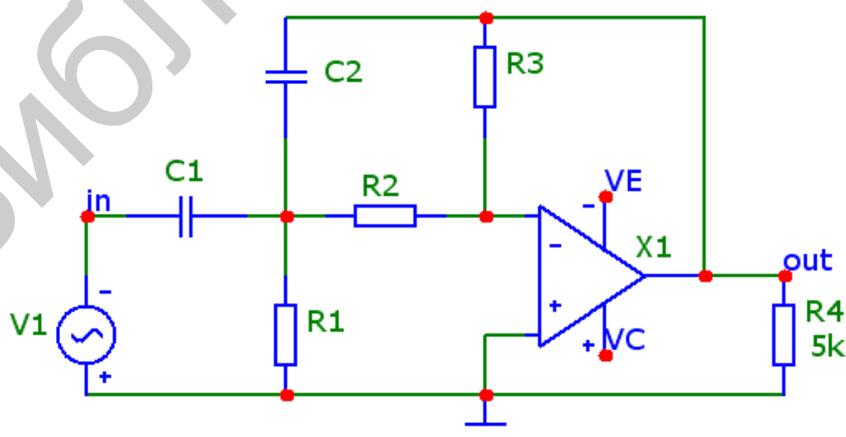


Рис. 9.13

9.3.5. Модифицировать схему до ПФ (рис. 9.14) с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.4, и повторить измерения по пп. 9.3.2 и 9.3.3.

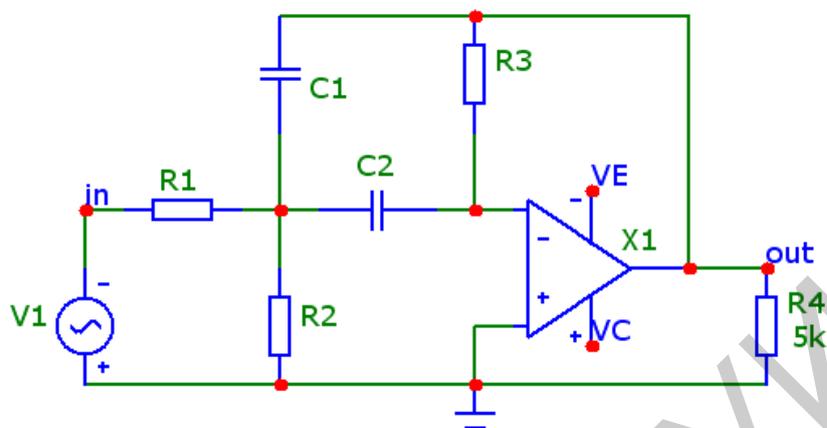


Рис. 9.14

9.3.6. Собрать схему ФНЧ структуры Саллена – Кея (рис. 9.15) с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.5, и повторить измерения по пп. 9.3.2 и 9.3.3.

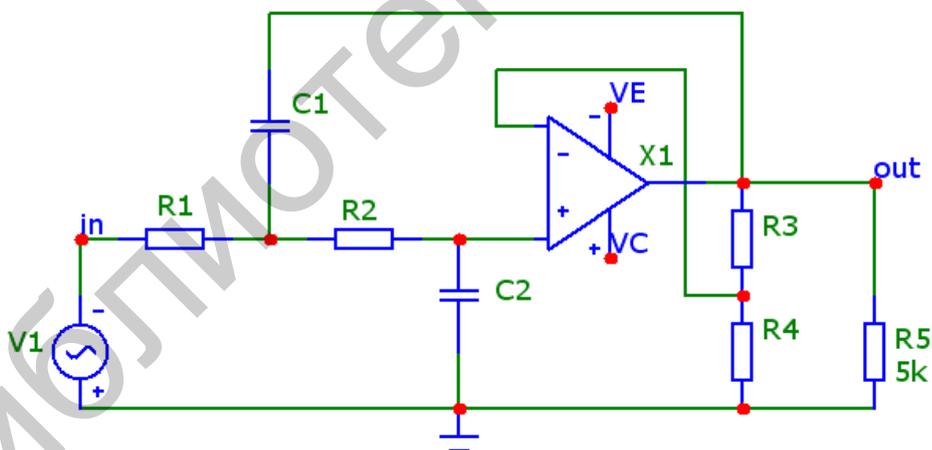


Рис. 9.15

9.3.7. Модифицировать схему до ФВЧ структуры Саллена – Кея (рис. 9.16) с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.6, и повторить измерения по пп. 9.3.2 и 9.3.3.

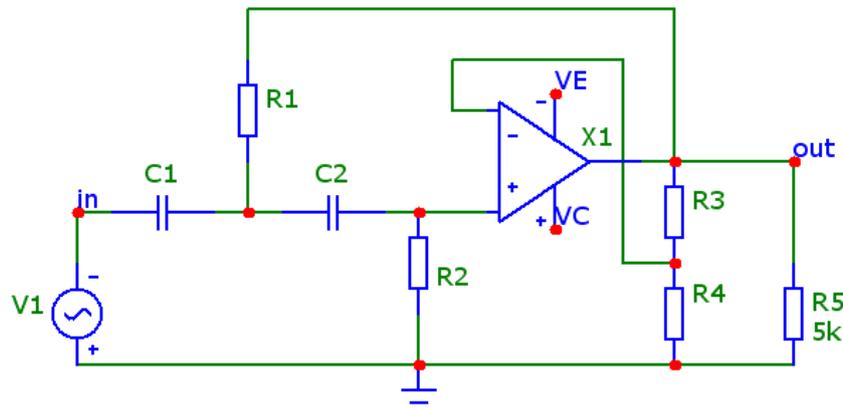


Рис. 9.16

9.3.8. Модифицировать схему до ПФ структуры Саллена – Кея (рис. 9.17) с номиналами компонентов, соответствующими расчетным значениям п. 9.2.5, и повторить измерения по пп. 9.3.2 и 9.3.3.

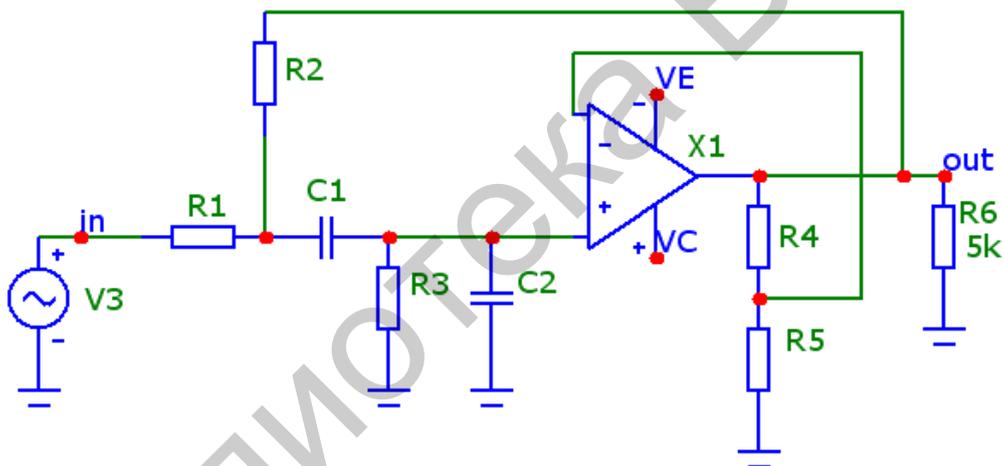


Рис. 9.17

9.4. Контрольные вопросы

1. Дайте определения и поясните параметры основных типов активных фильтров.
2. Поясните алгоритм синтеза активных фильтров.
3. Приведите схему ФНЧ с многопетлевыми обратными связями.
4. Приведите схему ФВЧ с многопетлевыми обратными связями.
5. Приведите схему ПФ с многопетлевыми обратными связями.
6. Приведите схему ФНЧ структуры Саллена – Кея.
7. Приведите схему ФВЧ структуры Саллена – Кея.
8. Приведите схему полосового фильтра структуры Саллена – Кея.

Лабораторная работа №10

ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Цель работы – изучить основные свойства и схемотехнику RC-генераторов гармонических и импульсных сигналов на ОУ.

10.1. Краткие теоретические сведения

Генераторы незатухающих электрических колебаний представляют собой устройства, преобразующие энергию постоянного тока источника питания в энергию электрических колебаний.

В любой реальной электрической цепи всегда существуют потери электромагнитной энергии, и в силу этого невозможны незатухающие электрические колебания. Поэтому любой генератор обязательно содержит *активный элемент*, который компенсирует потери энергии колебаний за счет энергии внешнего источника. В качестве активных элементов используют самые разнообразные электронные, газоразрядные и твердотельные приборы и среды. Примерами таких активных элементов могут служить электронные лампы, биполярные и полевые транзисторы, усилители на основе интегральных микросхем и др.

Другим необходимым элементом генератора является цепь положительной обратной связи, которая обеспечивает поступление энергии в колебательную систему или другой накопитель энергии. *Обратной связью* называют передачу части энергии сигнала с выхода активной системы на ее вход. Для ограничения и стабилизации амплитуды колебаний в генераторе используются *нелинейные элементы*. Это могут быть как специально вводимые, так и используемые в генераторе активные элементы, обладающие, как правило, нелинейными характеристиками.

Таким образом, генератор представляет собой нелинейный усилитель, охваченный с выхода на вход цепью обратной связи, как показано на рис. 10.1.



Рис. 10.1

Разомкнем цепь обратной связи в точках $a-b$. Пусть на входе усилителя $1a-1b$ действует гармонический сигнал $U_{вх}$. Если на выходе цепи обратной связи $3a-3b$ для некоторой частоты ω_0 получим сигнал $U_{ос}$, равный по амплитуде и фазе (с точностью до $2\pi n$, где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) входному сигналу: $U_{вх} = U_{ос}$, то при замыкании цепи обратной связи в системе могут возникнуть и существовать незатухающие колебания с частотой ω_0 . Рассмотренный вариант обратной связи соответствует так называемой *положительной* обратной связи.

В общем случае коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи являются комплексными величинами и зависят от частоты $\tilde{K}_U(\omega)$, $\tilde{\beta}(\omega)$.

Генераторы гармонических колебаний. Генератор гармонических сигналов – устройство, преобразующее энергию постоянного тока в гармоническое колебание, стабильное по частоте и амплитуде. Для формирования гармонических колебаний необходимо выполнить условия *баланса амплитуд* и *баланса фаз*.

Баланс амплитуд определяет коэффициент петлевого усиления $K_{\Pi}(\omega)$ в цепи генератора $K_{\Pi}(j\omega) = K_{\Pi}(\omega) \cdot e^{\varphi(\omega)} = 1$, где $K_{\Pi}(\omega)$ – коэффициент передачи в петле всех элементов, образующих замкнутую цепь передачи сигнала (усилителя, частотно-зависимой цепи и элемента обратной связи).

Баланс фаз определяет значение суммарного фазового сдвига $\varphi(\omega)$, вносимого всеми элементами петлевого усиления: $\varphi(\omega) = 2\pi n$, где n – натуральное число.

При $K_{\Pi} > 1$ в генераторе будут наблюдаться возрастающие по амплитуде гармонические колебания. При достижении амплитудой колебаний значения U_{\max} операционного усилителя колебания начнут искажаться. В предельном случае они будут иметь вид прямоугольных импульсов. При $K_{\Pi} < 1$ в генераторе будут происходить затухающие колебания, которые в предельном случае прекратятся. Таким образом, для обеспечения незатухающих гармонических колебаний требуется положительная обратная связь и компенсация усилителем потерь сигнала в частотно-зависимой цепи и элементе обратной связи.

В качестве активного элемента генераторов низкой частоты широкое применение получили интегральные операционные усилители, обладающие малыми размерами, массой, энергопотреблением и высокой надежностью.

Релаксационные генераторы. Релаксационными называют генераторы, у которых регулирующий (усилительный) элемент работает в переключательном (релейном) режиме. К ним относят автоколебательный и ждущий мультивибраторы, генераторы пилообразных и треугольных колебаний. Основой релаксационных генераторов на ОУ является обычно регенеративный компаратор, называемый также триггером Шмитта. Регенеративный компаратор представляет собой операционный усилитель с резистивной положительной обратной связью (рис. 10.2).

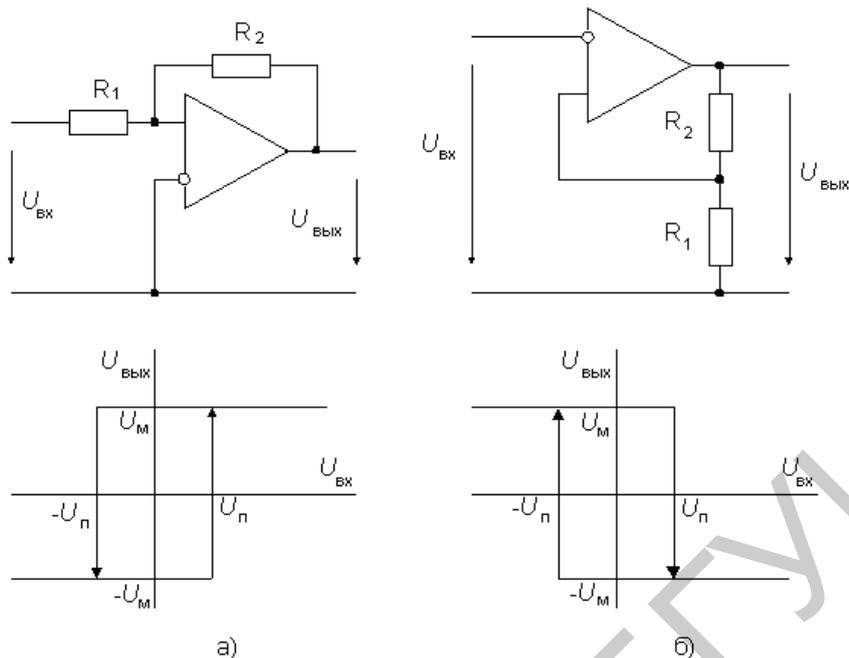


Рис. 10.2

Переходная характеристика компаратора имеет гистерезис, ширина которого равна удвоенному пороговому напряжению $2U_n$, причем для схемы на рис. 10.2, а

$$U_n = U_m \cdot \frac{R_1}{R_2},$$

а для схемы на рис. 10.2, б

$$U_n = U_m \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

где U_m – выходное напряжение насыщения усилителя.

RC-генераторы относятся к классу автоколебательных систем *релаксационного типа*. Основными элементами такого генератора являются усилитель и апериодические звенья, составленные из резисторов и конденсаторов. Не имея в своем составе колебательного контура, такие генераторы тем не менее позволяют получать колебания, близкие по форме к гармоническим. Однако при сильной регенерации системы, когда используются существенно нелинейные области характеристики усилителя, форма колебаний, ввиду отсутствия колебательного контура, сильно искажается. Поэтому генератор должен работать при незначительном превышении порога самовозбуждения.

В качестве частотно-зависимых цепей в генераторах гармонических сигналов используются параллельные и последовательные LC -контуры, мост Вина, состоящий из последовательно-параллельных RC -элементов, фазосдвигающие RC -цепи и кварцевый резонатор.

Основными достоинствами генераторов RC -типа являются простота и малые габариты. Эти преимущества особенно ярко проявляются при генерировании низких частот. Для генерирования частот порядка 100 Гц в LC -генераторах (генераторах Томсона) потребовались бы весьма большие значения индуктивностей и емкостей.

Цепью Вина называется четырехполюсник, состоящий из последовательно и параллельно включенных R - и C -элементов (рис. 10.3, а).

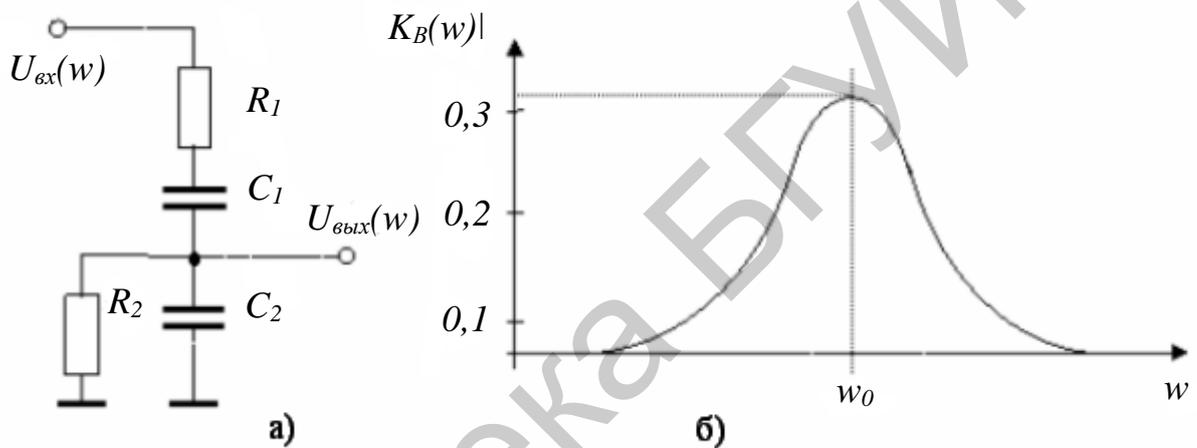


Рис. 10.3

Рассмотрим общий случай, когда емкости и сопротивления моста Вина различны.

Обозначим $Z_1(\omega) = R_1 + Z_{C_1}(\omega)$, а

$$Z_2(\omega) = R_2 \parallel Z_{C_2}(\omega) = [R_2(1 - (j\omega C_2))] / [R_2(1 - (j\omega C_2))^2].$$

Коэффициент передачи моста Вина $K_B(\omega)$ определяется соотношением

$$\begin{aligned} K_B(\omega) &= U_{\text{вых}}(\omega) / U_{\text{вх}}(\omega) = Z_2(\omega) / [Z_1(\omega) + Z_2(\omega)] = \\ &= |Z_2(\omega)| e^{j\varphi_2} / [|Z_1(\omega)| e^{j\varphi_1} + |Z_2(\omega)| e^{j\varphi_2}], \end{aligned}$$

где $\varphi_1 = \varphi_2$ и φ_2 – фазовые сдвиги, вносимые цепочками $Z_1(\omega)$ и $Z_2(\omega)$, а $|Z_1(\omega)|$ и $|Z_2(\omega)|$ – модули их комплексного сопротивления на частоте ω .

Фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами будет отсутствовать при $\varphi_1 = \varphi_2$ на частоте

$$\omega_0 = (R_1 C_1 R_2 C_2)^{-1/2}.$$

На этой частоте, называемой *квазирезонансной*, будет и максимальный коэффициент передачи моста $K_B(\omega_0) = 1/3$ (рис. 10.3, б). Добротность моста Вина $Q = \omega_0 / \Delta\omega_{0,7} = 6$, где $\Delta\omega_{0,7}$ – полоса частот, определяемая относительным коэффициентом передачи на уровне 0,7 от максимального.

Генератор гармонических сигналов на ОУ с мостом Вина (рис. 10.4) состоит из неинвертирующего усилителя, в котором коэффициент усиления K_U будет определяться сопротивлениями R_3 и R_4 : $K_U = 1 + R_4 / R_3$.

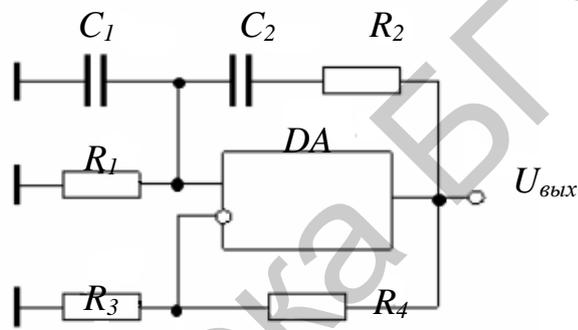


Рис. 10.4

Учитывая, что на квазирезонансной частоте коэффициент передачи моста Вина $K_B(\omega_0) = 1/3$, сопротивления R_3 и R_4 подбираются из условия обеспечения $K_U = 3$. Для удобства расчета обычно используют $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

Относительная нестабильность частоты формируемого сигнала $\delta_\omega = \Delta\omega / \omega_0$ определяется нестабильностью характеристик элементов моста Вина:

$$\delta_\omega = \Delta\omega / \omega_0 = -(\Delta C / C + \Delta R / R).$$

Для изменения частоты формируемого сигнала чаще используют двойные сопротивления R_1 и R_2 . В RC-генераторах цепь положительной обратной связи имеет достаточно широкую амплитудно-частотную характеристику. Поэтому даже при незначительном превышении коэффициента усиления над значением, соответствующим условию баланса амплитуд, форма колебаний начинает отличаться от гармонической. Чтобы уменьшить искажения сигнала в таких генераторах, необходимо применять специальные меры для удержания режима работы вблизи порога самовозбуждения. Для этих целей весьма эффективным и простым методом является использование инерционных

нелинейных элементов. С их помощью можно построить простейшую систему автоматического регулирования амплитуды генератора, которая удерживает автоколебательную систему вблизи порога самовозбуждения.

Инерционный нелинейный элемент не реагирует на мгновенные значения токов или напряжений; его сопротивление определяется лишь средними значениями. Другими словами, постоянная времени τ , характеризующая инерционность такого элемента, должна быть много больше периода колебаний: $\tau \gg (1/\omega_0)$. Примером инерционного нелинейного сопротивления может служить металлическая нить, нагреваемая переменным током, или специально созданный полупроводниковый терморезистор (термистор). Простейшим инерционным нелинейным терморезистором является лампа накаливания. В современных RC -генераторах чаще применяются цепи автоматического регулирования на основе полевого транзистора. Практическая схема такого RC -генератора с автоматической регулировкой усиления показана на рис. 10.5.

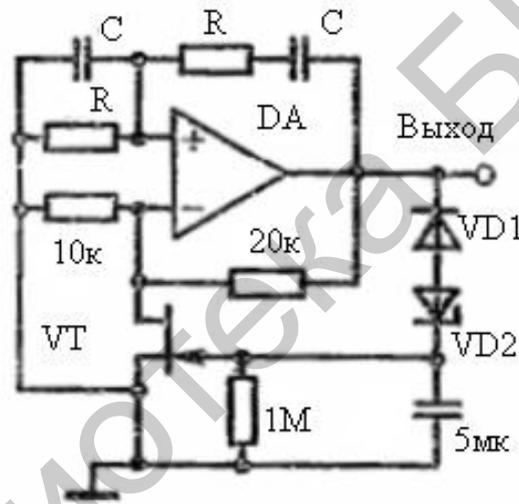


Рис. 10.5

При малых выходных сигналах полевой транзистор VT открыт (сопротивление сток – исток мало), усиление неинвертирующей схемы на ОУ в при этом велико (больше критического значения 3) и положительная обратная связь обеспечивает возникновение колебаний. Когда их амплитуда на выходе ОУ достигает напряжения отпирания диодно-стабилитронной цепи $VD1$ и $VD2$ (напряжение диода $VD1$ $U_D \approx 0,7$ В плюс напряжение пробоя стабилитрона $VD2$), на затворе полевого транзистора появляется отрицательное напряжение, транзистор начинает закрываться и закрывается до тех пор, пока усиление в петле не станет равным 3. Тем самым поддерживаются стабильные колебания на частоте $\omega_0 = 1/RC$.

Генераторы гармонических сигналов с RC -цепями, в том числе и с мостом Вина, используются в основном для генерирования сигналов в диапазоне частот

от единиц герц до сотен килогерц. Для генерирования сигналов в диапазоне частот от единиц килогерц до единиц мегагерц используются генераторы с LC -контурами, а для формирования сигналов в диапазоне от десятков килогерц до десятков мегагерц и повышения стабильности их частоты используются кварцевые резонаторы, эквивалентная схема которых приведена на рис. 10.6, а.

Кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты (рис. 10.6, б): частота ω_{01} определяет резонансную частоту последовательного контура, образованного элементами LC_1 , а частота ω_{02} – резонансную частоту параллельного контура, образованного элементами LC_2 . Кварцевый резонатор имеет очень высокую добротность ($Q = 500 \dots 100\,000$), комплексное сопротивление на частоте последовательного резонанса близко к нулю, а на частоте параллельного резонанса стремится к бесконечности.

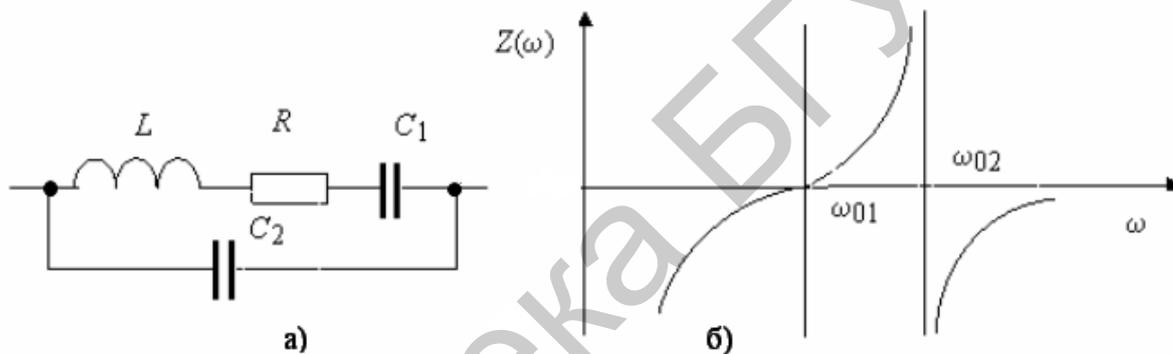


Рис. 10.6

Генератор гармонических сигналов с кварцевым резонатором (рис. 10.7) состоит из неинвертирующего усилителя и элемента обратной связи, реализованного на сопротивлении R_1 и кварцевом резонаторе ZQ .

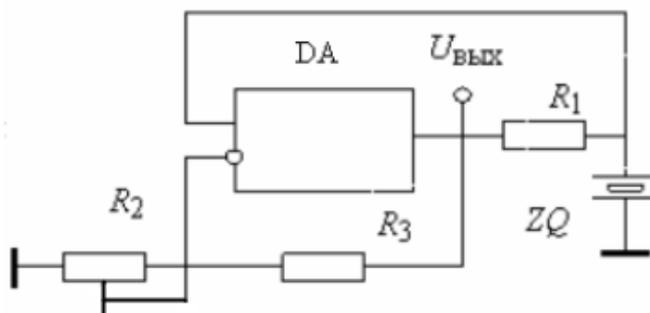


Рис. 10.7

Коэффициент передачи элемента обратной связи K_{oc} на резонансной частоте ω_{02} будет максимален: $K_{oc} = Z_{ZQ}(\omega_{02}) / [R_1 + Z_{ZQ}(\omega_{02})]$. С помощью подстроечного резистора R_2 устанавливается режим, при котором обеспечивалось бы выполнение условия баланса амплитуд.

Мультивибраторы на ОУ. Мультивибратор – бистабильное релаксационное устройство, в котором переключение состояний определяется характером заряда-разряда RC -цепей. Автоколебательный мультивибратор – импульсное устройство, состояния которого чередуются периодически с постоянной продолжительностью пребывания в них. Ждущий мультивибратор – устройство, в котором переключение состояния на заданную продолжительность происходит при поступлении запускающего импульса, по завершении которого устройство возвращается в исходное состояние. Автоколебательный мультивибратор относится к числу генераторов периодических импульсов. Ждущий мультивибратор относится к числу генераторов одиночных импульсов.

Автоколебательный мультивибратор (рис. 10.8). Принцип работы мультивибратора основан на использовании положительной обратной связи.

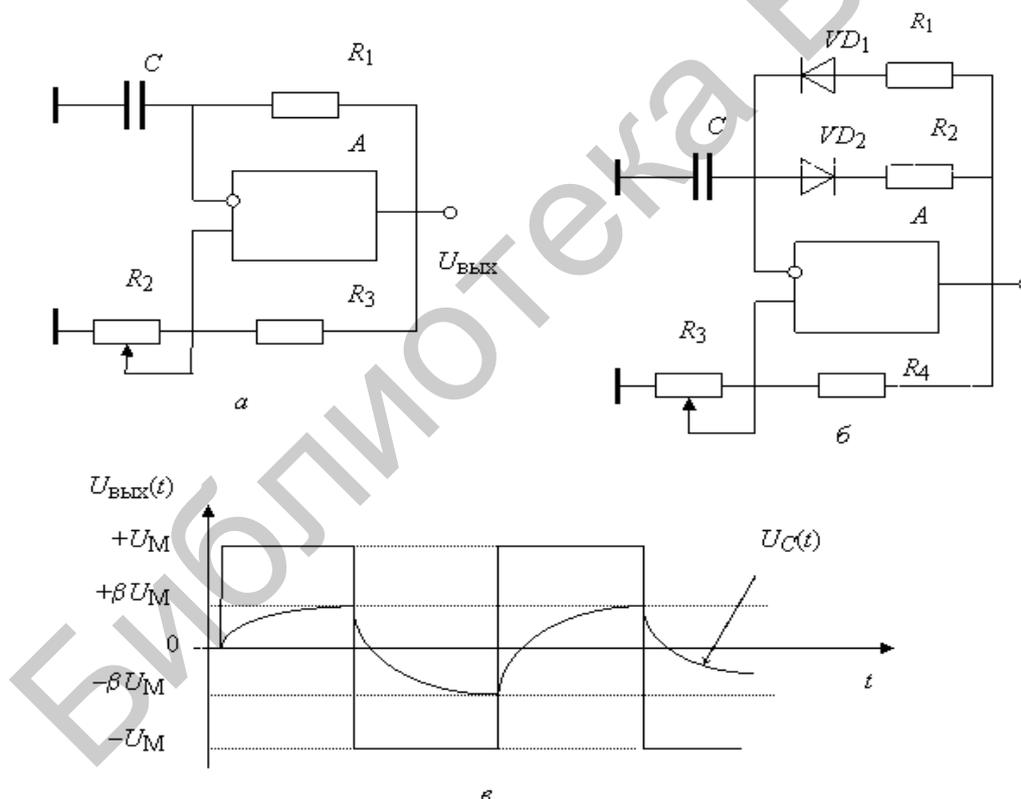


Рис. 10.8.

Симметричный автоколебательный мультивибратор (рис. 10.8, а) содержит времязадающую цепочку, включающую сопротивление R_1 и конденсатор C , и цепь положительной обратной связи, состоящую из потенциометрического делителя, реализованного на сопротивлениях R_1 и R_3 .

ОУ используется в качестве компаратора, состояние которого изменяется при выполнении условия:

$$\text{если } U_{\text{ex}+} > U_{\text{ex}-}, \text{ то } U_{\text{вых}} = +U_M ;$$

$$\text{если } U_{\text{ex}+} < U_{\text{ex}-}, \text{ то } U_{\text{вых}} = -U_M ,$$

где $U_{\text{ex}+}$ и $U_{\text{ex}-}$ – напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах ОУ соответственно;

$+U_M$ и $-U_M$ – положительный и отрицательный уровни насыщения ОУ соответственно. При симметричном питании ОУ, как правило, $|+U_M| = |-U_M| = U_M$.

Рассмотрим принцип работы. Допустим, что при подключении ОУ к питанию на его выходе установилось напряжение $U_{\text{вых}} = +U_M$ (рис. 10.8, в). Это вызовет заряд конденсатора по цепи R_1C . Заряд будет длиться до тех пор, пока $U_{\text{ex}-}$ не достигнет уровня $U_{\text{ex}+} = +\beta U_M$. Как только $U_C(t) = U_{\text{ex}-}$ достигнет уровня $U_{\text{ex}+}$, состояние ОУ изменится в соответствии с приведенным ранее условием и на его выходе установится напряжение $U_{\text{вых}} = -U_M$. Теперь на неинвертирующем входе установится напряжение $U_{\text{ex}+} = -\beta U_M$, а конденсатор C начнет перезаряжаться до уровня $U_C(t) = -\beta U_M$. Таким образом, процесс заряда (перезаряда) C будет определяться изменением состояний ОУ.

Продолжительность заряда (перезаряда) конденсатора C , а следовательно, и длительность импульса t_u будут определяться соотношением

$$t_u = R_1C \cdot \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)],$$

а период следования импульсов $T_c = 2t_u$, так как заряд (перезаряд) C осуществляется через одну и ту же цепь R_1C .

Скважность импульсов, формируемых рассматриваемой схемой (см. рис. 10.8, а):

$$Q = T_c/t_u = 2.$$

Для формирования импульсов произвольной скважности необходимо разделить цепи заряда и перезаряда C . Это достигается введением в схему полупроводниковых диодов VD_1 и VD_2 (рис. 10.8, б), которые обеспечат заряд C по цепи R_1C , а разряд – по цепи R_2C . Длительность формируемых импульсов для рассматриваемой схемы будет определяться соотношением

$$t_u = R_1 C \cdot \ln \left[\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right],$$

а период следования

$$T_c = (R_1 C + R_2 C) \cdot \ln \left[\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right].$$

Ждущий мультивибратор. Для схемы, изображенной на рис. 10.9, а, в исходном состоянии напряжение на выходе ОУ $U_{\text{вых}} = +U_M$, так как только при таком напряжении диод VD_1 будет открыт и выполнится условие

$$U_{\text{ex}+} = +\beta U_M > U_{\text{ex}-} = U_{VD_1,0},$$

где $U_{VD_1,0}$ – напряжение прямосмещенного p - n -перехода диода VD_1 .

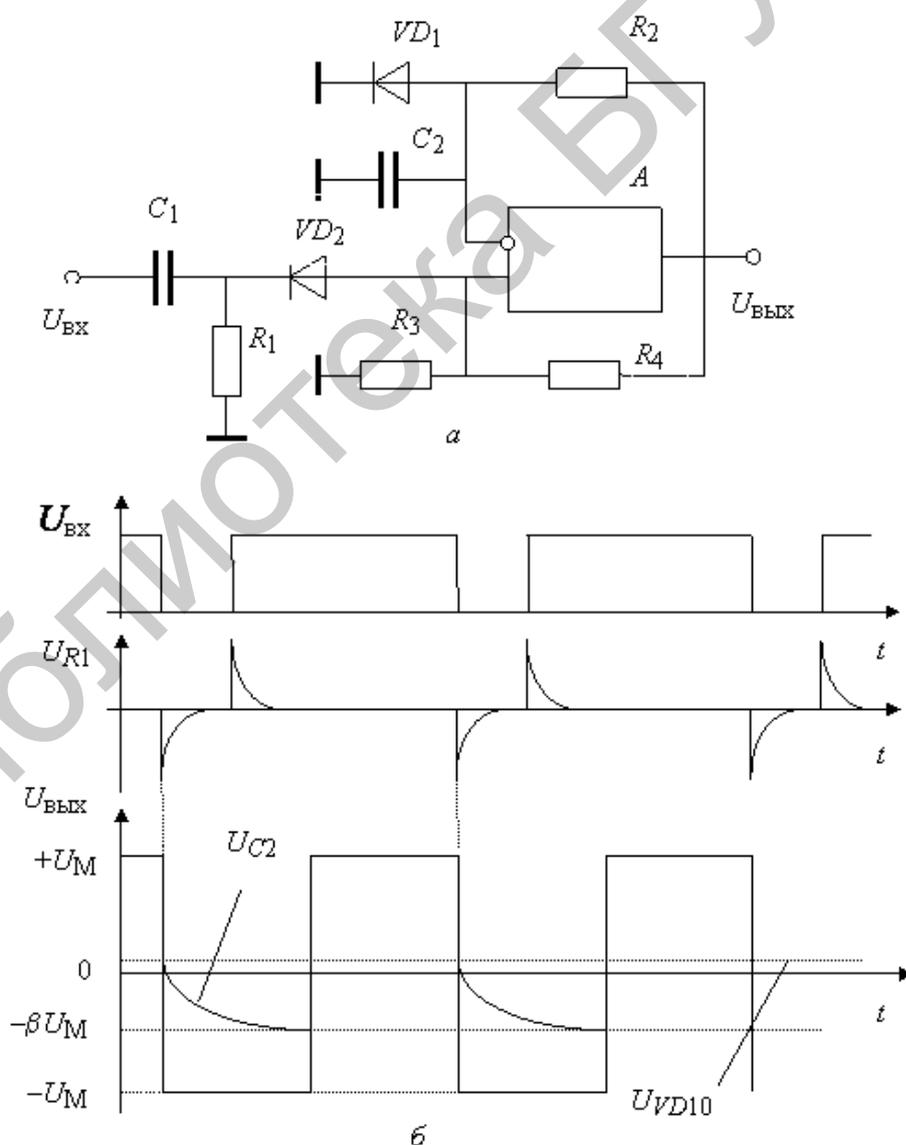


Рис. 10.9

Подаваемый на вход ждущего мультивибратора запускающий импульс $U_{\text{вх}}$ дифференцируется цепочкой R_1C_1 . Импульсы отрицательной полярности с сопротивления R_1 поступают через диод VD_2 на неинвертирующий вход ОУ, который до этого момента имел исходное смещение $U_{\text{вх}+} = +\beta U_M$. Дифференцированный импульс отрицательной полярности смещает вход ОУ до уровня ниже $U_{\text{вх}-} = U_{VD_10}$, что переводит ОУ из состояния $U_{\text{вых}} = +U_M$ в состояние $U_{\text{вых}} = -U_M$. В этот момент времени диод VD_1 закрывается, а конденсатор C_2 начинает перезаряжаться с уровня U_{VD_10} до уровня $U_{\text{вх}+} = -\beta U_M$ (рис. 10.9, б). Достигнув этого уровня, ОУ изменит свое состояние до уровня $U_{\text{вых}} = +U_M$, что мгновенно откроет диод VD_1 и переведет мультивибратор в исходное устойчивое состояние до поступления очередного запускающего импульса. Длительность формируемого импульса t_u не зависит от временных характеристик запускающего импульса и будет равна

$$t_u = R_2 C_2 \ln \left[\frac{(U_{VD_10} + (-U_M)) \cdot (R_3 + R_4)}{-U_M R_3} \right] \approx R_2 C_2 \ln \left[\frac{(R_3 + R_4)}{R_3} \right].$$

В том случае, когда период следования запускающих импульсов T_c будет меньше длительности формируемых ждущим мультивибратором импульсов t_u , он не будет реагировать на очередной запускающий импульс, пока не вернется в исходное состояние, т. е. будет пропускать часть запускающих импульсов. Таким образом, ждущий мультивибратор будет работать как делитель частоты импульсного сигнала с коэффициентом деления

$$K_o = \text{Entire}(t_u / T_c). \quad (10.1)$$

Из выражения (10.1) видно, что длительность импульса одновибратора зависит от выходного напряжения насыщения ОУ, которое, в свою очередь, определяется напряжением питания. Другим недостатком рассмотренной схемы является значительное время релаксации, в течение которого на одновибратор нельзя подавать запускающий импульс (иначе будет сокращена длительность выходного импульса). Эти недостатки отсутствуют у одновибратора, выполненного на специализированных ИМС, называемых аналоговыми таймерами.

Генератор сигналов треугольной формы. Наиболее простой способ получения сигналов треугольной формы основан на интегрировании сигнала

прямоугольной формы. Этот способ используется в схеме генератора, приведенной на рис. 10.10, а.

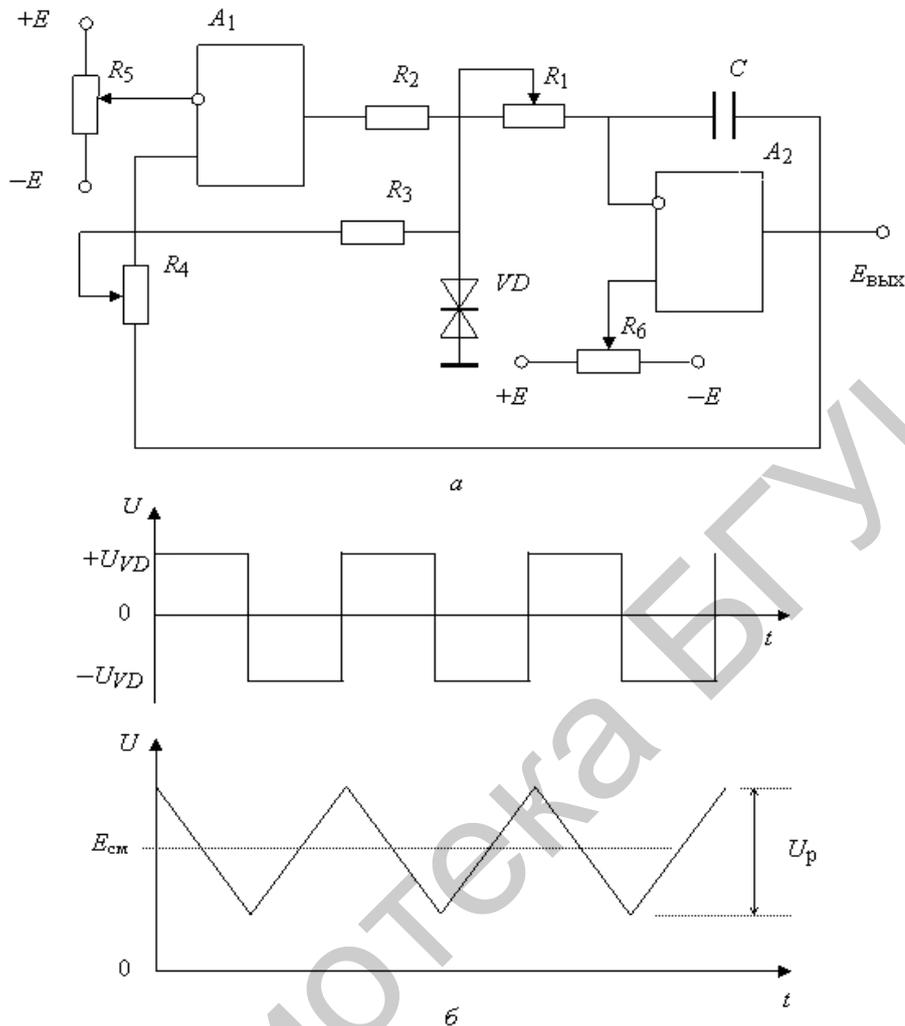


Рис. 10.10

Усилитель A_2 представляет собой инвертирующий интегратор со схемой смещения начального уровня, задаваемого потенциометром R_6 . Элементы интегратора R_1 и C обеспечивают необходимую постоянную времени интегрирования $\tau = CR_1$. Выходное напряжение интегратора определяется соотношением $E_{\text{вых}} = E_{\text{см}} - U_{VD} \cdot t / (CR_1)$, где $E_{\text{см}}$ – напряжение смещения, задаваемое потенциометром R_6 ; U_{VD} – напряжение стабилизации двухполярного стабилитрона VD ; t – текущее время (время интегрирования). Варьирование номинала сопротивления R_1 обеспечивает изменение постоянной времени интегрирования τ и угла наклона линейно изменяющегося напряжения.

Операционный усилитель A_1 используется в качестве компаратора. Сопротивление R_5 обеспечивает задание напряжения E_c , с которым сравнивается

выходное напряжение интегратора $E_{\text{вых}}$. Выходной сигнал ОУ A_1 в режиме компаратора имеет два уровня $+U_M$ и $-U_M$, которые определяются уровнями насыщения операционного усилителя. Состояния A_1 определяются следующими условиями:

$$\text{если } U_{\text{вх}+} > U_{\text{вх}-}, \text{ то } U_{\text{вых}A_1} = +U_M;$$

$$\text{если } U_{\text{вх}+} < U_{\text{вх}-}, \text{ то } U_{\text{вых}A_1} = -U_M,$$

где $U_{\text{вх}+}$ и $U_{\text{вх}-}$ – напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах ОУ A_1 соответственно;

$$U_{\text{вх}-} = E_c.$$

Изменение угла наклона линейно изменяющегося напряжения влияет на момент времени срабатывания компаратора A_1 , а следовательно, будет определять частоту следования импульсов треугольной формы. Двухполярный стабилитрон VD предназначен для формирования стабильных по напряжению уровней напряжения $|+U_{VD}| = |-U_{VD}| = U_{VD}$ взамен уровней $+U_M$ и $-U_M$, которые подвержены температурному дрейфу и существенно зависят от напряжений питания операционного усилителя $+E$ и $-E$.

Падение напряжения на сопротивлении R_1 будет постоянным и равным U_{VD} . Использование глубокой отрицательной обратной связи в A_2 приводит к тому, что ток заряда конденсатора C будет постоянным. Это вызовет линейное изменение выходного напряжения ОУ:

$$E_{\text{вых}} = U_c(t) = \frac{I_c(t) \cdot t}{C},$$

где $I_c(t) = -U_{VD}/R_1$ – ток заряда конденсатора C .

Сигнал с выхода ОУ A_2 через потенциометр R_4 подается на неинвертирующий вход ОУ A_1 . Сопротивления R_3 и R_4 образуют потенциометрический делитель напряжения, задающий напряжение на неинвертирующем входе ОУ A_1 :

$$U_{\text{вх}1+} = \frac{(E_{\text{вых}} - U_{VD}) \cdot R_4}{R_3 + R_4}.$$

Резистор R_4 устанавливает коэффициент деления сигнала и поэтому задает амплитуду сигнала треугольной формы U_p (рис. 10.10, б). Симметрия выходного сигнала $E_{\text{вых}}$ относительно нулевого уровня обеспечивается подстройкой потенциометра R_6 .

Для пояснения работы схемы рассмотрим один цикл ее функционирования. Допустим, что ОУ A_1 находится в состоянии $U_{\text{вых}A_1} = +U_M$. В этом случае на стабилитроне VD будет напряжение $+U_{VD}$. Сопротивление R_2 задает необходимый ток стабилизации стабилитрона VD :

$$I_{VD} = (U_M - U_{VD}) / R_2.$$

Ток, протекающий через сопротивление R_1 , равен току заряда конденсатора C , так как входное сопротивление ОУ достаточно велико. Так как в ОУ используется глубокая отрицательная обратная связь, то

$$U_{\text{ex}2+} \approx U_{\text{ex}2-} \approx 0 \text{ и } U_C(t) = E_{\text{ср}}.$$

Выходное напряжение ОУ A_2 является линейно убывающим, поэтому на неинвертирующем входе ОУ A_1 также появится линейно убывающее напряжение

$U_{\text{ex}1+}$, которое будет изменяться от уровня $\frac{(E_{\text{ср}} + U_{VD}) \cdot R_4}{R_3 + R_4}$ до уровня

$U_{\text{ex}1-} = E_c = \frac{E(R_5 - 2R_5^*)}{R_5}$, где R_5^* – часть сопротивления R_5 , определяемая

положением его подвижного электрода. Как видно из приведенного соотношения, напряжение сравнения E_c может изменяться в диапазоне от $+E$ до $-E$. При достижении напряжением $U_{\text{ex}1+}$ уровня E_c компаратор A_1 изменит свое состояние. На его выходе установится напряжение $U_{\text{вых}A_1} = -U_M$, а на стабилитроне VD – напряжение U_{VD} . Это напряжение изменит направление тока заряда конденсатора C и вызовет появление линейно нарастающего напряжения на выходе ОУ A_2 . Это напряжение будет нарастать до тех пор, пока напряжение на неинвертирующем входе A_1 не достигнет уровня сравнения $E_c = U_{\text{ex}1-}$.

Таким образом, в зависимости от состояния компаратора A_1 на входе интегратора A_2 с помощью стабилитрона VD будет задано напряжение с амплитудой либо $+U_{VD}$, либо $-U_{VD}$. В зависимости от полярности этого напряжения конденсатор C будет либо заряжаться, либо разряжаться постоянным током, что вызовет на выходе ОУ A_2 появление линейно нарастающего либо линейно убывающего напряжения $E_{\text{ср}}$.

Генератор пилообразного напряжения. Для генерации сигналов пилообразного напряжения можно использовать ранее рассмотренную схему, несколько модернизировав ее. Функциональная схема такого генератора представлена на рис. 10.11, а. Отличие этой схемы от ранее рассмотренной заключается в обеспечении различных токов заряда и разряда конденсатора C ,

что приводит к изменению угла наклона линейно нарастающего и линейно убывающего участков сигнала треугольной формы.

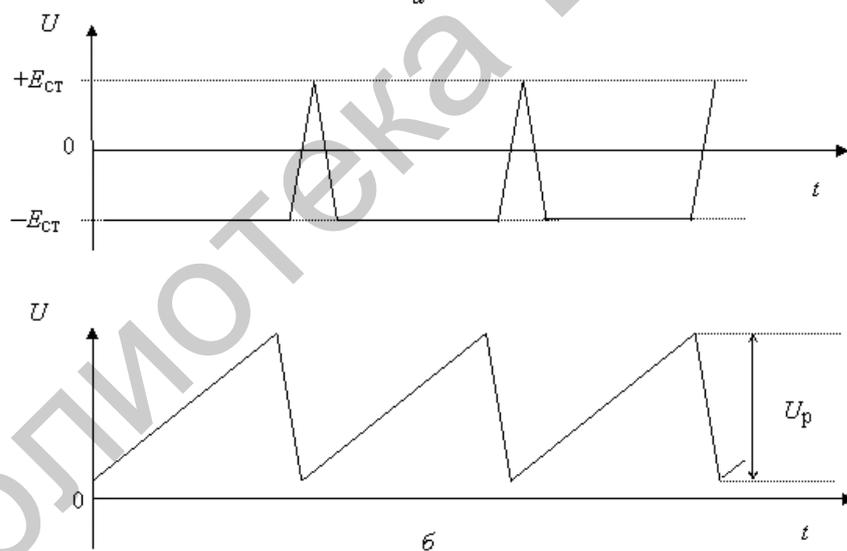
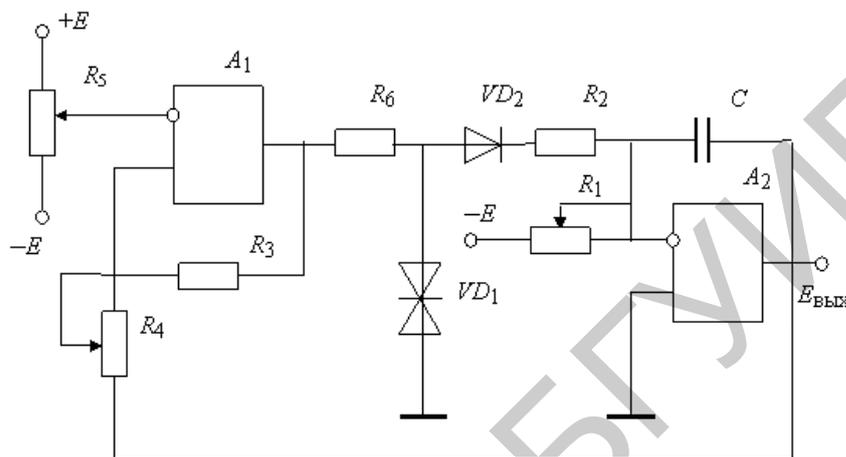


Рис. 10.11

Линейно нарастающий участок сигнала формируется за счет тока заряда конденсатора, обусловленного источником питания $-E$. Значение тока задается резистором R_1 : $I_3 = E/R_1$. Ток разряда будет протекать, когда ОУ A_1 окажется в состоянии $U_{\text{вых}A_1} = +U_M$. В этом случае на стабилитроне VD_1 установится напряжение $+U_{VD}$, диод VD_2 будет открыт. Сопротивление R_2 задает ток I_{R_2} , который в сумме равен току разряда конденсатора C и току, протекающему через

сопротивление R_1 . Если обеспечить условие $R_2 \ll R_1$, то ток I_{R_2} будет значительно больше тока I_{R_1} и практически равен току разряда I_C :

$$I_{R_1} \ll I_{R_2} = U_{VD} / R_2 \approx I_C.$$

Во всем остальном схема работает аналогично схеме генератора сигналов треугольной формы. Управлять симметрией здесь не требуется, так как предполагается, что выходной сигнал асимметричен. Если конденсатор C разряжается через R_2 недостаточно быстро (из-за ограниченности выходного тока ОУ A_1), для увеличения угла наклона обратного участка пилообразного напряжения можно использовать транзисторный усилитель по схеме с общим коллектором, который необходимо подключить к выходу ОУ A_1 . Такой усилитель в β раз усилит выходной ток ОУ (β – коэффициент усиления тока базы). Амплитуда пилообразного сигнала (напряжение размаха) U_M будет определяться соотношением $U_M = 2U_{VD}(1/K - 1)$, где K – коэффициент деления (обратной связи), определяемый сопротивлениями R_3 и R_4 .

Идея обеспечения различных токов заряда-разряда конденсатора C для изменения угла наклона нарастающего и ниспадающего участков пилообразного напряжения позволяет предложить и другие модификации схемы генератора. Например, если вместо симметричного двухполярного стабилитрона VD_1 использовать два стабилитрона VD_{11} и VD_{12} , включенных разнополярно, то токи заряда-разряда конденсатора C будут определяться сопротивлением R_2 и напряжениями стабилизации $+U_{VD_{11}}$ и $-U_{VD_{12}}$ стабилитронов VD_{11} и VD_{12} .

Во всех рассмотренных ранее схемах генераторов пилообразного напряжения и сигналов треугольной формы компаратор на ОУ A_1 совместно со стабилитроном VD_1 формирует импульсы с заданной амплитудой и длительностью, которые подаются на вход интегратора. Можно предложить различные модификации генераторов линейно изменяющегося напряжения, состоящих из генераторов импульсов (автоколебательного мультивибратора, блокинг-генератора) и интегратора со сбросом. Скважность таких формируемых импульсов должна быть больше 10, чтобы импульсы малой длительности обеспечивали бы быстрый разряд конденсатора интегратора через цепь электронного ключа, замыкающего электроды конденсатора.

10.2. Подготовка к работе

10.2.1. Изучить схемотехнику и принципы функционирования RC-генераторов гармонических и импульсных сигналов на ОУ по рекомендованной литературе и теоретическому разделу работы.

10.2.2. Рассчитать параметры компонентов схемы RC -генератора с мостом Вина (см. рис. 10.4 и 10.5) для $f_0 = 1$ кГц. Принять $R_1 = R_2 = 7,5$ кОм, $R_3 = 10$ кОм.

10.2.3. Используя результаты расчета, собрать в симуляторе Micro-Cap схему RC -генератора с автоматической регулировкой усиления (рис. 10.12). В качестве ОУ использовать микросхему общего применения ($\$GENERIC$), параметры полевого транзистора $KP302A$ (типа $NFET$) ввести в базу симулятора: $BETA=3m$, $LAMBDA=10m$, $CGD=8p$, $CGS=20p$, $VTO=-2$, остальное – по умолчанию. Выпрямительный диод $D1$ в цепи автоматической регулировки – стандартный ($\$GENERIC$), стабилитрон (Zener) $D2$ типа $KC156A$ ввести в базу компонентов с параметром $BV=5.6$. Сохранить собранную схему.

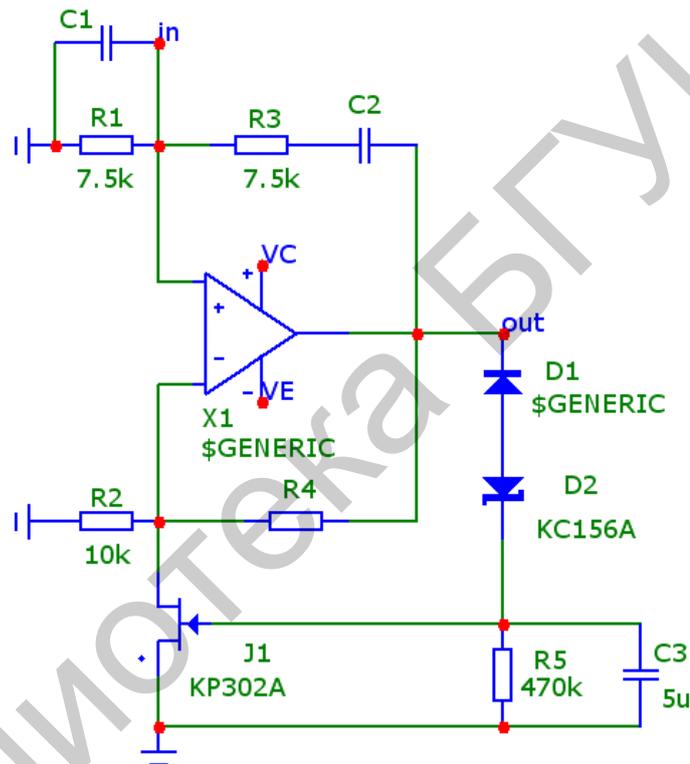


Рис. 10.12

10.2.4. Собрать в симуляторе и сохранить схему симметричного мультивибратора на ОУ (рис. 10.13). Рассчитать длительность и частоту следования импульсов на выходе.

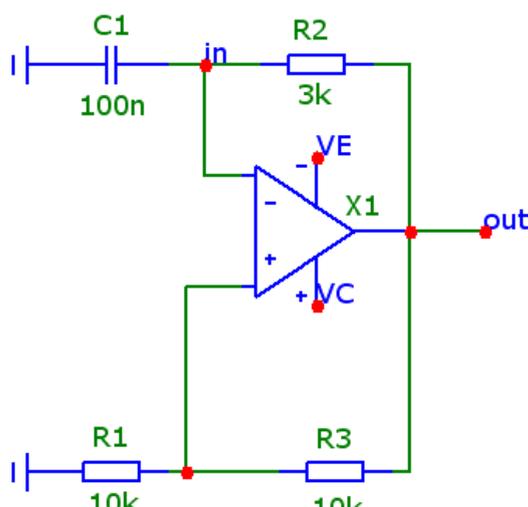


Рис. 10.13

10.2.5. Собрать в симуляторе и сохранить схему генератора треугольного напряжения (рис. 10.14). Параметры симметричного стабилитрона на $D1$ и $D2$ (аналог КС162А, напряжение стабилизации 6,2 В) ввести в базу компонентов Micro-Cap.

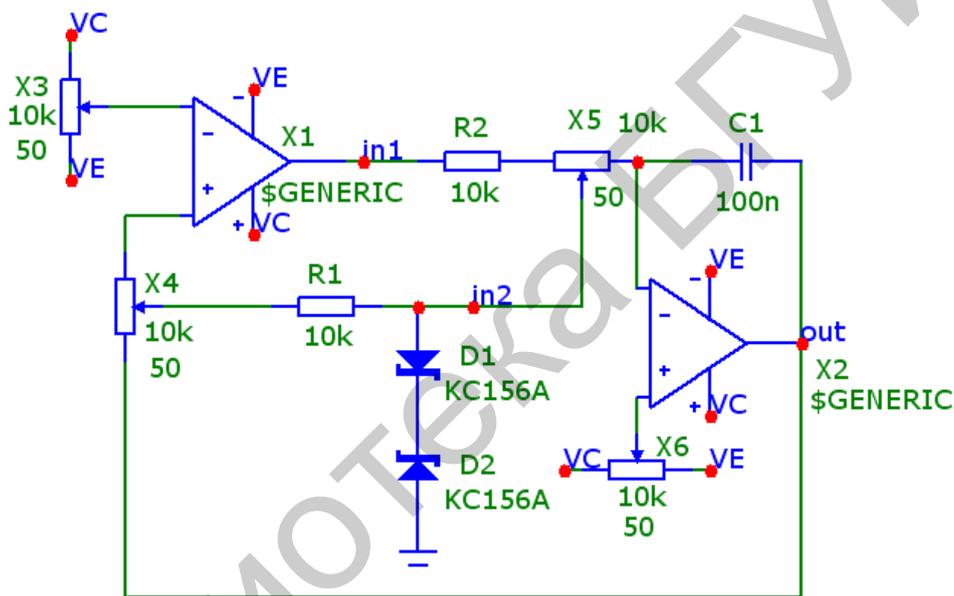


Рис. 10.14

10.3. Порядок выполнения работы

10.3.1. Загрузить в симулятор RC-генератор с мостом Вина (см. рис. 10.12), задать расчетные значения номиналов схемы.

10.3.2. Включить режим измерения переходной характеристики (цифровой осциллограф) опцией *Analysis – Transient*. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 50 м (50 мс), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1μ (1 мкс). Запустить анализ и, используя опции *Vertical Tag Mode* и *Horizontal Tag Mode* на панели симулятора, измерить размах (двойную амплитуду) и частоту (период повторения) гармонического сигнала в узлах in и out схемы.

10.3.3. Используя опцию *Stepping*, задать пошаговое изменение сопротивления резистора R_4 цепи обратной связи в пределах $\pm 10\%$ от номинала и оценить изменения в характере возбуждения генератора.

10.3.4. Загрузить в симулятор схему симметричного мультивибратора (см. рис. 10.13), наблюдать сигнал в узлах in и out схемы. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 5 м (5 мс), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1 м (1 мкс). Используя опции *Vertical Tag Mode* и *Horizontal Tag Mode* на панели симулятора, измерить размах, длительность и период повторения импульсного сигнала в контролируемых точках. Сравнить полученные данные с расчетными.

10.3.5. Загрузить в симулятор схему симметричного мультивибратора (см. рис. 10.13), наблюдать сигнал в узлах in1, in2 и out схемы. Временной диапазон анализа (*Time Range*) установить 5 м (5 мс), шаг дискретизации (*Time Step*) – 1 м (1 мкс). Используя опции *Vertical Tag Mode* и *Horizontal Tag Mode* на панели симулятора, измерить размах, длительность и период повторения импульсных сигналов в контролируемых точках.

10.3.6 Поочередно изменяя положение движков потенциометров X_4 и X_5 (параметр *PERCENT*) в пределах от 10 до 90 %, оценить изменение параметров сигналов в узлах in1, in2 и out.

10.4. Контрольные вопросы

1. Что такое обратная связь и для чего она используется?
2. Сформулируйте условия баланса фаз и баланса амплитуд, объясните их физический смысл.
3. Каковы особенности *RC*-генераторов, их достоинства и недостатки?
4. Чем определяется амплитуда стационарных колебаний в генераторе?
5. Объясните принцип действия схемы автоматической регулировки усиления, используемой в *RC*-генераторе для стабилизации гармонического режима колебаний.
6. Поясните принцип работы симметричного мультивибратора на ОУ.
7. Поясните принцип работы ждущего мультивибратора на ОУ.
8. Поясните принцип работы генератора треугольных импульсов на ОУ.

Приложение

Справочные данные операционных усилителей производства стран СНГ

ОУ	$U_{пит}, В$	$U_{пит.ном}, В$	$K_D \times 10^{-3}$	$I_{сб}, МА$	$U_{см}, МВ$	$TKU_{см}, МКВ/К$	$I_1, НА$	$\Delta I_1, НА$	$U_{оф. макс}, В$	$U_{сф. макс}, В$	$K_{сф}, дБ$	$f_1, МГц$	$V_{i1}, В/МКС$	$\pm U_{2m макс}, В$	$R_{2m min}, кОМ$	$R_D макс, МОМ$	Ближайший зарубежный аналог
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
К140УД1А, КР140УД1А	-	2x6,3	0,5	6	7	20	5000	1500	1,5	3	60	3	0,2	2,8	5	0,004	$\mu A702$
К140УД1Б, КР140УД1Б	-	2x12,6	1,3	12	7	20	8000	1500	1,5	6	60	8	0,5	5,7	5	0,004	$\mu A702$
К140УД5А	2x(6...13)	2x12	0,5	12	10	35	5000	1000	3	6	50	5	6	6,5	5	0,05	-
К140УД5Б	2x(6...13)	2x12	1	12	7	10	10000	5000	3	6	60	10	6	6,5	5	0,003	-
К140УД6, КР140УД608	2x(5...20)	2x15	30	3	8	20	50	15	30	11	70	1	2	12	1	1	МС1456С
К140УД7, КР140УД708	2x(5...20)	2x15	30	2,8	9	10	400	200	20	15	70	0,8	0,3	10,5	2	0,4	$\mu A741$
К140УД8, КР140УД8	-	2x15	50	5	50	50	0,2	0,1	6	10	70	1	2	10	2	10	$\mu A740$
К140УД9	2x(9...18)	2x12,6	35	8	5	20	350	100	4	7	80	1	0,2	10	1	0,3	-
К140УД10	2x(5...18)	2x15	50	10	5	50	250	70	4	6	70	15	30	12	2	0,4	LM118
К140УД11, КР140УД1101	2x(5...18)	2x15	30	8	10	50	500	200	10	11	70	15	50	12	2	0,4	LM318
К140УД12, КР140УД1208	2x(1,5...18)	2x3/15	25/50	0,03/ 0,17	6	5/6	10/50	6/28	-	1,2/12	70	0,2/ 1	0,1/ 0,8	2/12	5	50/5	$\mu A776$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
K140УД14, КР140УД1408	2x(5...18)	2x15	50	1	5	20	5	1	13	13	85	0,5	0,1	12	1	30	LM308
K140УД17	2x(3...18)	2x15	200	5	0,25	1,3	10	5	15	13	100	0,4	0,1	12	2	30	OP-07E
КР140УД18	2x(6...18)	2x15	25	-	10	-	0,2	0,2	-	16	80	2,5	5	11	2	10 ⁶	LF-355
K140УД20	2x(5...20)	2x15	50	3	5	2	100	30	10	12	70	0,5	0,3	11	1	0,4	μA747
K153УД1	2x(9...18)	2x15	15	6	7,5	30	1500	500	5	8	70	1	0,2	10	2	0,2	μA709
K153УД2	2x(5...18)	2x15	25	3	7,5	30	1500	500	30	12	70	1	0,5	10	2	0,3	LM101
K153УД3	2x(9...18)	2x15	25	4	2	15	200	50	5	8	80	1	0,2	10	2	0,4	μA709A
K153УД4	2x(3...18)	2x6	5	0,8	5	50	400	150	2	5	70	0,7	0,1	4	5	0,2	WCC188
K153УД5	2x(5...16)	2x15	500	3,5	2	10	100	20	5	13	100	0,2	0,01	10	2	1	μA725
K153УД6	2x(5...18)	2x15	50	3	2	15	75	10	30	12	80	0,7	0,5	10	2	0,3	LM301A
K154УД1	2x(4...18)	2x15	150	0,15	5	30	40	20	10	10	80	1	10	11	2	1	HA2700
K154УД2	2x(5...18)	2x15	100	6	2	20	100	20	10	10	70	15	+15 0	10	2	0,5	-
K154УД3	2x(5...18)	2x15	8	7	10	30	200	50	10	10	80	15	80	10	2	1	AD509
K154УД4	2x(5...17)	2x15	8	7	6	50	1200	300	-	10	70	30	400	10	2	1	HA2520
K157УД1	2x(3...20)	2x15	50	9	5	50	500	150	-	20	70	0,5	0,5	12	0,02	1	-
K157УД2	2x(3...18)	2x15	50	7	10	50	500	150	-	18	70	1	0,5	13	0,3	0,5	2xLM301

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
K544YД1, KP544YД1	2x(8...16,5)	2x15	50	3,5	20	50	0,1	0,05	10	10	80	1	3	10	2	10	μA740
K544YД2, KP544YД2	2x(6...17)	2x15	20	7	50	50	0,5	0,1	10	10	70	15	20	10	2	10	CA3130
K551YД1	2x(5...16,7)	2x15	500	5	1,5	5	100	20	5	13,5	100	0,8	0,01	10	2	1	-
KM551YД1	2x(5...16,7)	2x15	500	5	2	10	120	35	5	13	100	0,8	0,01	12	2	1	μA725
KM551YД2	2x(5...16,7)	2x15	5	10	5	20	2000	1000	5	8	70	1	0,25	12	2	0,5	μA739
KM553YД1	2x(9...18)	2x15	10	6	7,5	30	200	60	5	8	65	1	0,2	10	2	0,2	μA709
KM553YД2	2x(5...18)	2x15	20	3	7,5	30	1500	500	30	12	70	1	0,5	10	2	0,3	LM301
KM553YД3	2x(9...18)	2x15	30	4	2	15	200	50	5	8	80	1	0,2	10	2	0,3	μA709A
K574YД1, KP574YД1	-	2x15	50	8	50	50	0,5	0,2	10	30	80	10	50	10	2	10	AD513
K574YД2, KP574YД2	-	2x15	25	10	50	30	1	0,5	10	10	60	2	10	10	10	10 ³	TL0837
K574YД3, KP574YД3	2x(3...16,5)	2x15	20	7	5	5	0,5	0,2	-	10	80	15	30	10	10	10 ³	-
K1401YД1	4...15	2x15	2	8	5	30	150	-	-	-	70	2,5	0,5	12	-	1	LM2900
K1401YД2	2x(2...15)	2x15	25	3	5	30	150	30	-	-	70	1	0,5	12	2	-	LM324
K1407YД1, KP1407YД1	2x(3...12)	2x5	10	8	10	50	10	2	2,5	4	70	20	10	3	1	-	-

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
К1407УД2, КР1407УД2	2x(1,2,...13,2)	2x12	50	0,1	0,5	-	150	50	2,5	10	100	3	0,5	10	2	-	LM4250
К1407УД3, КР1407УД3	2x(2...12)	2x12	10	2	5	20	5	1	2,5	4	75	5	5	3	2	-	-
КФ1407УД4	2x(1,5...6)	2x5	3	2	5	-	0,5	0,06	2,5	1,5	70	1	1	0,65	0,25	-	-
К1408УД1, КР1408УД1	2x(7...40)	2x27	70	5	8	-	40	10	20	21	70	0,5	2	18	2	1	LM343
К1408УД1	2x(5...20)	2x15	50	2,8	4	-	200	70	-	15	70	0,8	0,7	11,5	2	0,4	μA747C
К1409УД1	2x(5...15)	2x15	20	6	15	-	0,05	0,03	10	10	70	1	4	12	2	10 ⁰	CA3140

Литература

1. Попов, Э. Г. Основы аналоговой техники : учеб. пособие / Э. Г. Попов. – Минск : БГУИР, 2006.
2. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – 2-е изд., испр. – М. : БИНОМ, 2007.
3. Ткаченко, Ф. А. Техническая электроника: учеб. пособие для вузов / Ф. А. Ткаченко. – Минск : Дизайн ПРО, 2000.
4. Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники : учебник для вузов / В. И. Нефедов. – М. : Высш. шк., 2000.

Библиотека БГУИР

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
Лабораторная работа №7. Основные параметры и характеристики операционных усилителей.....	4
Лабораторная работа №8. Исследование инструментальных усилителей.....	21
Лабораторная работа №9. Активные фильтры на операционных усилителях.....	33
Лабораторная работа №10. Генераторы сигналов на операционных усилителях	47
Приложение. Справочные данные операционных усилителей производства стран СНГ.....	66
Литература	70

Учебное издание

Крушев Владимир Тимофеевич

**АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В двух частях

Часть 2

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная правка, оригинал-макет *Е. Д. Стенусь*

Подписано в печать 10.10.2016. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,3. Уч.-изд. л. 4,0. Тираж 100 экз. Заказ 268.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.

220013, Минск, П. Бровки, 6