

**Министерство образования и науки  
Российской Федерации**  
Федеральное агентство по образованию  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
Московский физико-технический институт  
(государственный университет)

Кафедра радиотехники

## **ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Лабораторная работа  
по курсам:  
*Линейные методы в радиотехнике*  
*Аналоговая радиоэлектроника*  
*Электронные методы физических исследований*  
*Радиоэлектроника*  
*Радиотехника и схемотехника*  
*Введение в электронику*

Москва 2008

УДК 621.396.6

Составитель Л.П. Куклев

Применения операционных усилителей.

Лабораторная работа по курсам:

*Линейные методы в радиотехнике. Аналоговая радиоэлектроника. Электронные методы физических исследований. Радиоэлектроника. Радиотехника и схемотехника. Введение в электронику.*  
– М.:МФТИ., 2008. –56 с.

© Московский физико-технический институт  
(государственный университет), 2008

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ЗАДАНИЕ.....	15
1. Измерение коэффициента усиления ОУ .....	17
2. Амплитудно-частотная характеристика ОУ.....	17
3. Неинвертирующий усилитель.....	18
4. Инвертирующий усилитель.....	19
5. Разностный усилитель.....	20
6. Полосовой усилитель.....	20
7. Схемы с отрицательной и положительной обратной связью.....	21
7.1. Измерение входного сопротивления инвертора тока	23
7.2. ОУ как источник тока.....	24
7.3. Имитатор индуктивности .....	25
7.4. Гиратор.....	27
8. Интегратор.....	28
9. Дифференциатор.....	30
10. Избирательный усилитель с двойным Т-образным мостом.....	31
11. Избирательный усилитель с перестраиваемым режекторным фильтром.....	33
12. Активные RC-фильтры.....	35
12.1. Фильтр нижних частот.....	36
12.2. Фильтр верхних частот.....	37
12.3. Полосовой фильтр.....	38
12.4. Режекторный фильтр.....	39

13. <i>RC</i> -генератор синусоидальных колебаний.....	41
14. Триггер Шмитта.....	43
15. Самовозбуждающийся мультивибратор.....	44
16. Ждущий мультивибратор.....	46
17. Генератор напряжения треугольной формы.....	47
18. Генератор импульсных колебаний пилообразной формы.....	48
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	50
Приложение 1. Электрические параметры операционных усилителей К140УД608, <i>LF351</i> , <i>LF353</i> .....	51
Приложение 2. Параметры схем на основе идеального ОУ.....	52

## ВВЕДЕНИЕ

Операционный усилитель (ОУ) – это многокаскадный усилитель в интегральном исполнении с непосредственными связями между каскадами (без разделительных конденсаторов), имеющий коэффициент усиления  $10^4$ – $10^6$ . В шестидесятые годы прошлого столетия ОУ широко использовались в аналоговых вычислительных машинах для выполнения различных математических операций. В настоящее время ОУ стали более совершенными, а область их применения значительно расширилась. На основе ОУ строятся различного вида усилители электрических сигналов, генераторы синусоидальных и других форм колебаний, активные фильтры, нелинейные преобразователи и другие устройства.

Схемное обозначение ОУ показано на рис. В.1.

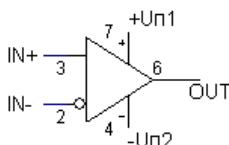


Рис. В.1

Вход IN+ называется *неинвертирующим* входом – сигнал, подаваемый на этот вход, усиливается без инверсии по фазе; вход IN– называется *инвертирующим* – усиление по этому входу сопровождается инверсией по фазе. В идеале ОУ усиливает с большим коэффициентом усиления разность двух входных напряжений и нечувствителен к синфазной составляющей входного сигнала, общей для обоих входов ОУ.

Обычно ОУ питается от двух источников питания  $U_{п1}$  и  $U_{п2}$ , равных по величине и противоположных по знаку. Диапазон напряжений находится в пределах от  $\pm 5$  до  $\pm 18$  В. Возможно питание ОУ и от однополярного источника питания.

Некоторые ОУ, например К140УД608 и LF351, имеют еще два дополнительных вывода для подключения потенциометра регулировки нуля выходного напряжения (баланс нуля) при нулевом напряжении на входе ОУ. В отсутствие выводов баланса

(*LF353*, *LF347*) установка нуля выходного напряжения осуществляется либо за счет применения отрицательной обратной связи, либо путем регулировки по одному из входов ОУ.

По классификации операционные усилители разделяются на два класса: ОУ общего назначения и ОУ специального назначения. Ко второму классу относятся прецизионные, измерительные, быстродействующие, широкополосные операционные усилители, которые по отдельным параметрам превосходят ОУ общего назначения. В лабораторной работе изучаются ОУ общего назначения К140УД608, *LF351* и *LF353*, которые при достаточно простой структуре обладают превосходными параметрами и могут служить в качестве образцовых ОУ, пригодных для учебного процесса.

ОУ общего назначения, как правило, содержат два каскада усиления и выходной каскад. На рис. В.2 представлена с незначительными упрощениями схема двухкаскадного ОУ К140УД608.

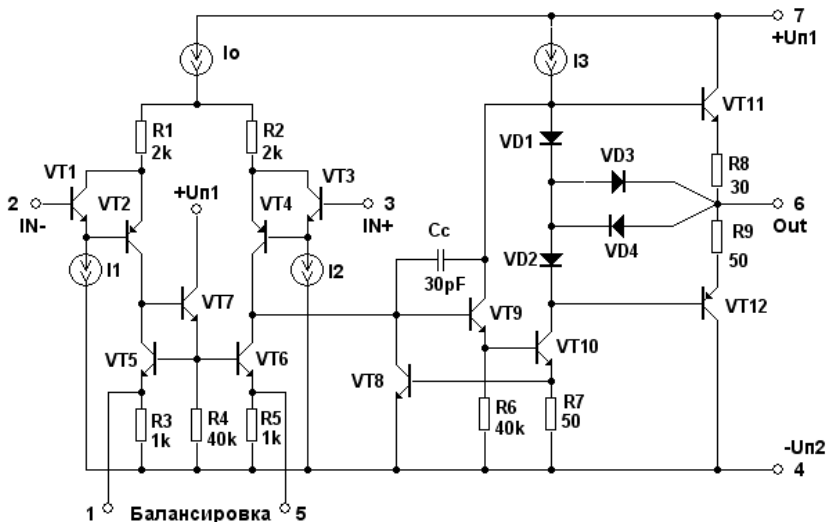


Рис. В.2. Упрощенная схема ОУ К140УД608

Входным каскадом служит дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах. Транзисторы *VT1* и *VT3* – супербета-транзисторы, обладающие большим коэффициентом усиления

по току, а транзисторы  $VT2$  и  $VT4$  – защитные *pnp*-транзисторы, устойчивые к воздействию больших сигналов на входе.

Второй каскад – предварительный усилитель (предусилитель) – построен по схеме усилителя с общим эмиттером на транзисторах  $VT9$  и  $VT10$ , включенных по схеме Дарлингтона.

Выходной каскад построен как двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов  $VT11$  и  $VT12$ , что дает возможность развивать на сравнительно низкоомной нагрузке ( $\geq 1$  кОм) переменное напряжение с амплитудой, близкой к величине питающего напряжения.

К этому же классу операционных усилителей общего назначения относятся ОУ, во входных каскадах которых применяются полевые транзисторы. Такие усилители обладают важнейшим свойством – они имеют входное сопротивление порядка  $10^{12}$  Ом, что значительно выше, чем в ОУ с биполярными транзисторами на входе ( $10^6$ – $10^7$  Ом). Представителями этого вида усилителей являются ОУ фирмы *National Semiconductor*:  $LF351$  – одиночный ОУ,  $LF353$  – двоярный ОУ,  $LF347$  – счетверенный ОУ.

Принципиальная схема ОУ  $LF353$  (точнее –  $1/2 LF353$ ) показана на рис. В.3. Общее построение схемы мало отличается от схемы ОУ на биполярных транзисторах (рис. В2), но есть и отличия. Помимо того, что на входе стоят не биполярные, а полевые *p*-канальные транзисторы с управляющим *pn*-переходом, имеются иные схемные решения (генераторы стабильного тока, схема защиты ОУ от короткого замыкания на выходе и др.).

Подробное описание и покаскадный анализ операционных усилителей  $K140UD608$  и  $LF353$  содержатся в учебном пособии [5], которое наряду с другими источниками, указанными в списке литературы, поможет более глубоко изучить свойства и основные применения операционных усилителей.





**Статический коэффициент усиления**  $A_0$ , определяемый по наклону передаточной характеристики ОУ, достаточно велик ( $10^4$ – $10^6$ ), поэтому его можно измерить при очень малых уровнях входного сигнала порядка единиц микровольт, что представляет определенные сложности. Схема измерения коэффициента  $A_0$  приведена в Задании (раздел 1).

**Входное напряжение сдвига.** Для идеального ОУ выходное напряжение  $U_{out} = 0$ , если  $U_{in} = 0$ . В действительности, в силу технологического разброса номинала компонентов схемы ОУ  $U_{out} \neq 0$ , когда  $U_{in} = 0$ . Передаточная характеристика реального ОУ оказывается сдвинутой относительно идеального положения на величину  $U_{OS}$ , называемую входным напряжением сдвига (*Input Offset Voltage*). Сдвиг передаточных характеристик зависит от знака  $U_{OS}$  (графики 2 и 3 на рис. В.4). Напряжение сдвига – это сравнительно небольшая величина: доли и единицы милливольт для ОУ общего назначения и единицы микровольт для прецизионных ОУ. Однако, поскольку коэффициент усиления  $A_0$  очень велик, выходное напряжение даже при малом  $U_{OS}$  будет достигать области насыщения на уровне  $+U_{max}$  или  $-U_{max}$ . Отрицательная обратная связь способна вывести ОУ из состояния насыщения, но при этом выходное напряжение получит смещение  $\Delta U_{OUT} = \pm U_{OS} / \beta$ , где  $\beta$  – коэффициент обратной связи. Если смещение выходного напряжения нежелательно, то применяют схемы компенсации напряжения сдвига (схемы балансировки нуля). Некоторые ОУ (К140УД608, LF351) имеют специальные входы установки нуля, между которыми включают потенциометр баланса. В тех ОУ, где отсутствуют входы установки нуля (LF353, LF347), можно при необходимости подать внешнее компенсирующее напряжение на один из входов ОУ.

**Входные ток смещения и ток сдвига.** Входной ток смещения  $I_B$  (*Input Bias Current*) определяется как среднеарифметическое двух входных токов дифференциального каскада ОУ:  $I_B = (I_{B1} + I_{B2}) / 2$ . Разность входных токов носит название *вход-*

ного тока сдвига  $I_{OS}$  (Input Offset Current):  $I_{OS} = I_{B1} - I_{B2}$ . Знак тока  $I_{OS}$  может быть любым. В ОУ с входным каскадом на биполярных транзисторах токи смещения и сдвига обычно лежат в диапазоне от долей микроампера до десятков наноампер (УД608:  $I_B \leq 100 \text{ нА}$ ,  $I_{OS} \leq 20 \text{ нА}$ ). В ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах эти токи на несколько порядков меньше: для LF353  $I_B \leq 50 \text{ пА}$ ,  $I_{OS} \leq 25 \text{ пА}$ .

Токи смещения и сдвига, как и напряжение сдвига, могут приводить к смещению нуля выходного напряжения. Величина смещения в схеме на рис. В.5 с учетом только входных токов равна  $\Delta U_{OUT} = I_{B1} \cdot R_2 - I_{B2} R_3 \cdot (R_1 + R_2) / R_1$ .

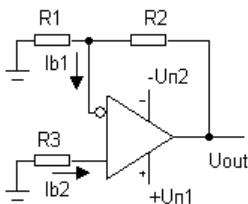


Рис. В.5. Смещение нуля выходного напряжения, обусловленное входными токами ОУ

Если считать, что токи  $I_{B1}$  и  $I_{B2}$  примерно равны, то требованию  $\Delta U_{OUT} = 0$  отвечает условие  $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ , то есть  $R_3$  выбирается равным параллельному соединению  $R_1$  и  $R_2$ . Если все же  $I_{B1} \neq I_{B2}$ , но  $R_3$  выбрано равным  $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ , то  $\Delta U_{OUT} = (I_{B1} - I_{B2}) \cdot R_2 = I_{OS} \cdot R_2$ . При  $R_3 = 0$  сдвиг выходного напряжения больше, чем при наличии  $R_3$ :  $\Delta U_{OUT} = I_{B1} \cdot R_2$ .

Для ОУ с входным каскадом на биполярных транзисторах с достаточно большими входными токами включение в схему резистора  $R_3$  необходимо, особенно при высокоомном сопротивлении резистора обратной связи  $R_2$ . В случае ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах (типа LF353), у которых входные токи из-

меряются единицами–десятками пикоампер, резистор  $R_3$  можно не ставить.

Заметим, что совместное действие напряжения сдвига и токов смещения приводит к сдвигу выходного напряжения  $\Delta U_{OUT} = I_B \cdot R_2 \pm U_{OS} (1 + R_2 / R_1)$ .

**Частотная характеристика.** Операционный усилитель – это многокаскадный усилитель, каждый каскад которого характеризуется коэффициентом усиления и верхней граничной частотой (частотой полюса), соответствующей спаду усиления в  $\sqrt{2}$  раз. Примерный вид частотной характеристика двухкаскадного ОУ с учетом выходного каскада показан на рис. В.6 для  $A_0 = 10^5$ . Масштаб по оси частот – логарифмический; коэффициент усиления представлен в децибелах ( $A_{дБ} = 20 \lg(A)$ ), а фаза  $\varphi$  – в градусах.

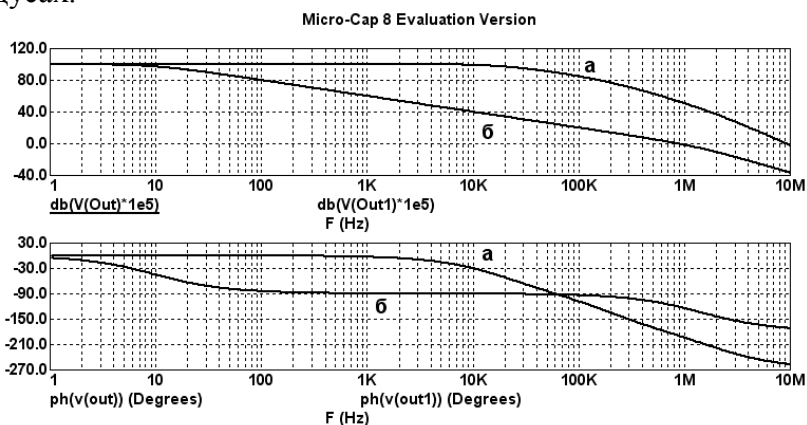


Рис. В.6. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ОУ: **а** – без частотной коррекции; **б** – с внутренней частотной коррекцией

АЧХ операционного усилителя на рис. В.6 (кривая **а**) с первого взгляда кажется вполне приемлемой. Однако если такой усилитель охватить отрицательной обратной связью, то устойчивость усилителя может быть нарушена из-за фазовых сдвигов, увеличивающихся с ростом частоты. Схема может потерять устойчивость

(самовозбуждение усилителя) на частоте  $f_0$ , на которой фаза  $\varphi = -180^\circ$  (на рисунке это примерно 0,6 МГц).

Таким образом, ОУ нуждается в коррекции частотной характеристики с тем, чтобы в активной полосе частот, где коэффициент усиления больше единицы, крутизна спада не превышала  $-20$  дБ/декада. При этом аргумент коэффициента усиления на частоте единичного усиления должен быть меньше  $180^\circ$  на некоторую величину, называемую *запасом по фазе*. Обычно запас по фазе составляет  $30-60^\circ$ .

**Частотная коррекция.** Для придания нужной формы частотной характеристике используют цепи частотной коррекции. В некоторых типах ОУ предусматривают специальные выводы схемы для подсоединения внешних  $RC$ -цепей. Двухкаскадные ОУ общего назначения строятся, как правило, с внутренней коррекцией, которая достигается путем добавления конденсатора небольшой емкости ( $3-30$  пФ) к определенным точкам схемы в процессе производства. На принципиальных схемах ОУ (рис. В.2 и В.3) эта корректирующая емкость  $C_C$  включена как цепь параллельной обратной связи, связывающая выход предусилителя с его входом. Схему операционного усилителя с внутренней коррекцией можно представить в виде, показанном на рис. В.7.

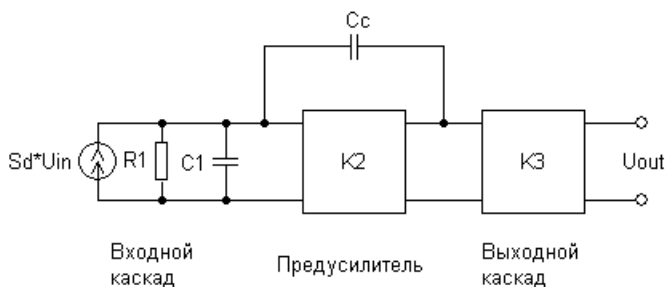


Рис. В.7. Упрощенная схема ОУ с внутренней частотной коррекцией

Параллельная обратная связь, осуществляемая через конденсатор  $C_C$ , определяет входную проводимость второго каскада, которая оказывается чисто емкостной, и входная емкость равна

$$C_{in2} = C_C \cdot (1 + K_{02}) \approx C_C \cdot K_{02},$$

что значительно превышает выходную емкость  $C_1$  первого каскада. Таким образом, вместо полюса  $f_{p1} = 1 / (2\pi R_1 C_1)$  возникает новый полюс на существенно более низкой частоте  $f_{p0} = 1 / (2\pi R_1 C_{in2})$ , составляющей единицы–десятки герц. Выше частоты  $f_{p0}$  коэффициент усиления ОУ уменьшается обратно пропорционально частоте:  $A = K_1 \cdot K_2 = S_d / j\omega C_C$ . Крутизна спада усиления составляет  $-20$  дБ/декада. АЧХ и ФЧХ скорректированного ОУ показаны на рис. В.6 (кривые б).

Операционный усилитель с внутренней коррекцией ведет себя в активной области частот как однополюсная система с низкой частотой полюса. Крутизна спада в этой области составляет  $-20$  дБ/декада, а фазовый сдвиг не превышает  $-90^\circ$ . На частотах, превышающих граничную частоту выходного каскада, крутизна спада возрастает до  $-40$  дБ/декада, а фаза превышает  $-90^\circ$ , но это не приводит к потере устойчивости, так как фаза, близкая к  $-180^\circ$ , находится за пределами активной области частот.

**Частота единичного усиления.** Соответствует значению  $A = 1$  (0 дБ) и определяется из соотношения  $f_T = S_d / (2\pi C_C)$ .

УД608:  $S_d = 0,3$  мА/В,  $C_C = 30$  пФ и  $f_T \approx 1,6$  МГц.

LF353:  $S_d = 0,25$  мА/В,  $C_C = 10$  пФ и  $f_T \approx 4$  МГц.

**Максимальная скорость изменения выходного напряжения.** Максимальная скорость  $V_{\max}$  определяется скоростью заряда конденсатора частотной коррекции  $C_C$  выходным током первого каскада при его возбуждении большим сигналом синусоидальной или импульсной формы. Выходной ток первого каскада ограничен величиной источника тока  $I_0$ , питающего дифференциальный каскад, поэтому его максимальное значение равно  $+I_0$  в одном направлении и  $-I_0$  в другом. Это означает, что максимальная скорость изменения напряжения на выходе предусилителя и, следовательно, на выходе ОУ составит  $V_{\max} = I_0 / C_C$ .

Величину  $V_{\max}$  принято измерять в единицах В/мкс.

Для УД608  $I_0 = 100$  мкА,  $C_C = 30$  пФ и  $V_{\max} \approx 3,3$  В/мкс, а для LF353  $I_0 = 130$  мкА,  $C_C = 10$  пФ и  $V_{\max} \approx 13$  В/мкс.

**Частота полной мощности**  $f_{ii}$  (ширина полосы пропускания при максимальной мощности) определяется как максимальная частота, на которой может быть получено неискаженное синусоидальное напряжение номинальной амплитуды  $U_{out \max}$ . Этот параметр связан с максимальной скоростью изменения выходного напряжения соотношением  $f_{ii} = V_{\max} / (2\pi \cdot U_{out \max})$ .

Амплитуда  $U_{out \max}$  близка к напряжению источника питания  $U_i$ , поэтому  $f_{ii} \approx V_{\max} / (2\pi \cdot U_i)$ . Если  $U_i = 15$  В, то  $f_{ii} \approx 140$  кГц для ОУ LF353 и 22 кГц для ОУ К140УД608.

**Выходное сопротивление** идеального операционного усилителя равно нулю. Реальный ОУ имеет выходное сопротивление порядка десятков–сотен Ом, но в паспортных данных величина  $R_{out}$  не всегда приводится по той причине, что обычное для схем на основе ОУ применение отрицательной обратной связи существенно снижает выходное сопротивление, делая его практически равным нулю. Если ОУ охвачено отрицательной обратной связью по напряжению, то выходное сопротивление понизится до значения  $R_{out}^* = R_{out} / (1 + A\beta)$ , где  $\beta$  – коэффициент обратной связи. На низких частотах ( $f < f_{p0}$ )  $R_{out}^* = R_{out} / (1 + A_0\beta)$ , что близко к нулю, если  $A_0\beta \gg 1$ .

## ЗАДАНИЕ

Из множества схем на основе операционных усилителей в данной лабораторной работе предлагается изучить наиболее распространенные линейные и нелинейные схемы: аperiodические и избирательные усилители, активные  $RC$ -фильтры, интегратор, дифференциатор, схемы с отрицательным входным сопротивлением, генераторы синусоидальных и импульсных колебаний и некоторые другие схемы.

Анализ большинства схем существенно облегчается, если использовать представление об *идеальном операционном усилителе*. Реальный операционный усилитель является многокаскадным усилителем, обладающим очень большим коэффициентом усиления дифференциального сигнала ( $10^4$ – $10^6$ ) и малым коэффициентом усиления синфазного сигнала. В идеальном случае коэффициент усиления дифференциального сигнала считается бесконечным, а синфазного – равным нулю. Входное и выходное сопротивление идеального ОУ равны бесконечности и нулю соответственно.

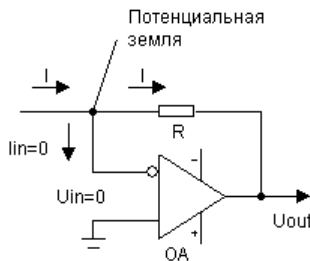


Рис. 1. Идеальный операционный усилитель

При такой идеализации дифференциальное входное напряжение при конечном выходном напряжении стремится к нулю, и входные зажимы усилителя оказываются как бы замкнутыми между собой. Однако в отличие от обычного замыкания ток между зажимами не течет (рис. 1). Использование принципа *виртуального замыкания* значительно облегчает анализ схем, и лишь в от-

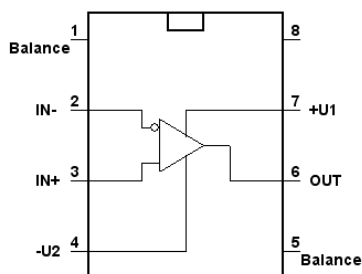
дельных случаях требуется учесть погрешность идеализации. В этих случаях полезно обратиться к теории обратной связи, основные положения которой полагаются известными.

Лабораторная работа выполняется на стандартной плате, имеющей контактные гнезда. Сборка устройств производится путем механического соединения элементов схем с помощью отрезков одножильного провода с диаметром жилы от 0,5 до 0,8 мм.

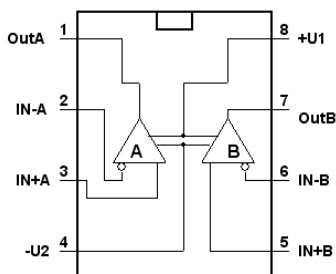
**Операционные усилители в схемах должны быть запитаны от источника с напряжением  $\pm 12$  В.**

*Примечание:* По усмотрению преподавателя отдельные пункты задания могут выполняться с помощью программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap*.

### Маркировка выводов операционных усилителей



K140УД608, LF351



LF353



## 1. Измерение коэффициента усиления ОУ

1) Соберите схему, показанную на рис. 2.

Резисторы  $R_1$ – $R_4$  можно выбрать иными, чем на рис. 2, но удовлетворяя соотношениям:  $R_1 = R_2 = R_3$  (десятки–сотни кОм);  $R_3/R_4 = 100$ – $500$ .

2) Подайте на вход низкочастотное синусоидальное колебание с амплитудой  $U_{in} = 1$ – $5$  В и частотой  $F = 10$ – $20$  Гц.

Измерьте величину напряжений  $U_a$  и  $U_{out}$ .

3) Рассчитайте коэффициент усиления операционного усилителя по формуле

$$A_0 = (1 + R_3 / R_4) \cdot (U_{out} / U_a).$$

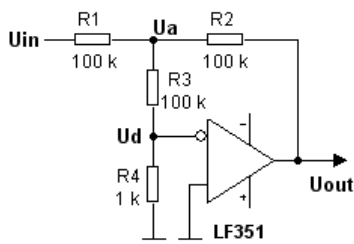


Рис. 2. Схема измерения коэффициента усиления

## 2. Амплитудно-частотная характеристика ОУ

1) Для схемы на рис. 2 снимите зависимость коэффициента усиления операционного усилителя от частоты (АЧХ), используя формулу

$$A(F) = \frac{U_{out}}{U_d} = \frac{U_{out}}{U_a} \cdot \frac{U_a}{U_d} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \frac{U_{out}}{U_a}.$$

Измерения выполните для следующих частот  $F$ :

100, 200, 500 Гц; 1, 2, 5, 10, 20, 50 кГц.

2) Постройте снятую зависимость в двойном логарифмическом масштабе (диаграмму Боде), откладывая частоту в герцах, а коэффициент усиления в децибелах ( $A_{дБ} = 20 \lg A$ ). Экстраполи-

руя этот график до пересечения с уровнями 1 и  $A_0$ , определите граничную частоту  $f_{p0}$ , соответствующую ослаблению до уровня 0,707 (–3 дБ) относительно  $A_0$ , и частоту единичного усиления  $f_T$ , на которой коэффициент усиления  $A(F) = 1$  (0 дБ).

3) Убедитесь, что на частотах  $f > f_{p0}$  усиление падает обратно пропорционально росту частоты, то есть крутизна спада составляет –20 дБ / декада.

### 3. Неинвертирующий усилитель

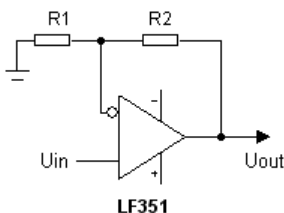


Рис. 3. Схема неинвертирующего усилителя

1) Соберите схему, представленную на рис. 3, выбрав  $R_2 / R_1 = 100 - 200$ .

2) Снимите зависимость от частоты коэффициента усиления  $K = U_{out} / U_{in}$ . Постройте диаграмму Бode, разместив ее на том же графике, что и при выполнении раздела 2 Задания.

Определите граничную частоту  $F_p$  по уровню 0,707 относительно коэффициента усиления на низких частотах.

3) Проверьте, что коэффициент усиления на низких частотах ( $f < f_{p0}$ ) и граничная частота усилителя удовлетворяют соотношениям:

$$K_0 = U_{out} / U_{in} = 1 / \beta = 1 + R_2 / R_1,$$

$$F_p = \beta A_0 F_{p0} = \beta f_T,$$

где  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  – коэффициент обратной связи.

4) Определите максимальную амплитуду неискаженного сигнала на выходе усилителя на низкой частоте, не большей  $F = 10$  кГц.

5) Включите ОУ по схеме повторителя напряжения, выбрав  $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$ .

Измерьте коэффициент передачи и граничную частоту усилителя. Определите на частоте  $F = 0,5 - 1$  МГц максимальную амплитуду неискаженного сигнала и характер искажений, возникающих при дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала. Сравните результат измерения с расчетом по формуле  $U_m = V_{\max} / 2\pi F$  ( $V_{\max} = 13$  В/мкс, см. Приложение 1).

#### 4. Инвертирующий усилитель

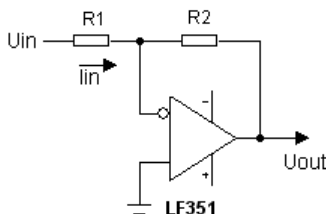


Рис. 4. Схема инвертирующего усилителя

1) Соберите схему, представленную на рис. 4, используя те же резисторы, что и в разделе 3; определите коэффициент усиления на низких частотах и граничную частоту.

2) Проверьте, что коэффициент усиления на низких частотах

$$K_0 = U_{out} / U_{in} = -R_2 / R_1,$$

а граничная частота  $F_p$  имеет то же значение, что и для неинвертирующего усилителя.

## 5. Разностный усилитель

1) Соберите схему, изображенную на рис. 5.

Исходные данные:  $R_2 / R_1 = 5 - 10$ ,  $R_3 = R_1$ ,  $R_4 = R_2$ .

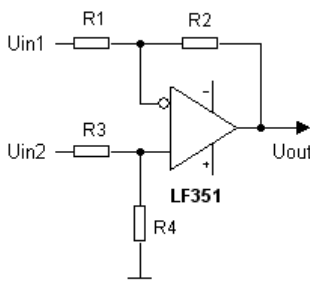


Рис. 5. Схема разностного усилителя

2) Измерьте коэффициент усиления схемы сначала по входу 1, а затем по входу 2. При измерении по входу 2 вход  $U_{in1}$  соедините с землей.

3) Объедините входы  $U_{in1}$  и  $U_{in2}$ ; убедитесь, что коэффициент усиления общего сигнала близок к нулю.

4) Покажите, что для идеального ОУ напряжение на выходе схемы описывается формулой  $U_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{in2} - U_{in1})$ .

## 6. Полосовой усилитель

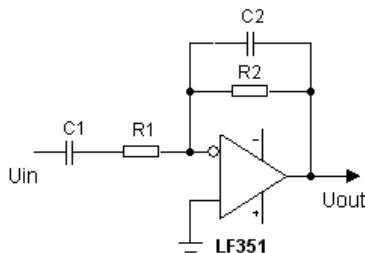


Рис. 6. Схема полосового усилителя

1) Соберите схему, приведенную на рис. 6.

Исходные данные:  $R_2 / R_1 = 100$ ,  $R_1 C_1 = 5 \text{ мс}$ ,  $R_2 C_2 = 10 \text{ мс}$ .

2) Снимите зависимость от частоты коэффициента  $K = U_{out} / U_{in}$ . Постройте диаграмму Боде. Определите коэффициент усиления  $K_0$  на средних частотах, а также нижнюю  $F_H$  и верхнюю  $F_B$  граничные частоты.

3) Проверьте, что величины  $K_0$ ,  $F_H$  и  $F_B$  удовлетворяют соотношениям:

$$K_0 = R_2 / R_1,$$

$$F_H = 1 / (2\pi R_1 C_1),$$

$$F_B = 1 / (2\pi R_2 C_2),$$

а крутизна спада усиления на низких ( $f < F_H$ ) и высоких ( $f > F_B$ ) частотах составляет  $-20 \text{ дБ/декада}$ .

## 7. Схемы с отрицательной и положительной обратной связью

В схеме на рис. 7 одновременно применяется отрицательная и положительная обратная связь: *отрицательная* с коэффициентом обратной связи  $\beta_1 = R_1 / (R_1 + R_2)$  и *положительная* с коэффициентом  $\beta_2 = R_3 / (R_3 + R_4)$ .

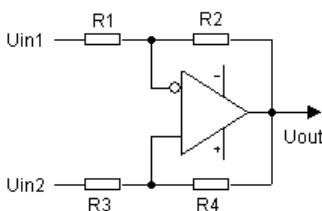


Рис. 7. Схема с отрицательной и положительной обратной связью

Схема устойчива, если  $\beta_1 > \beta_2$  или  $R_1 R_4 > R_2 R_3$ . На практике применяются две базовые схемы: в одной выбирается  $R_1 = \infty$  (рис. 8), в другой  $R_3 = 0$  (рис. 9).

Схема на рис. 8 питается от источника тока  $I_{in}$ . Так как падение напряжения на резисторах  $R_2$  и  $R_4$  одинаково, то  $I_{in} \cdot R_2 = -I_{out} \cdot R_4$ , и, следовательно,  $I_{out} = -I_{in} \cdot (R_2 / R_4)$ . Знак «минус» означает, что направление тока  $I_{out}$  противоположно показанному на рисунке. Имеет место *инверсия* тока, и по этой причине схема носит название *инвертора тока*.

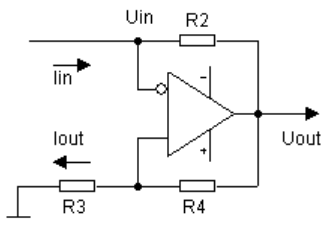


Рис. 8. Схема с отрицательным входным сопротивлением, случай  $R_1 = \infty$

Входное сопротивление инвертора тока, равное

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{I_{out} \cdot R_3}{I_{in}} = -\frac{R_2 \cdot R_3}{R_4},$$

оказывается отрицательным. Если  $R_2 = R_4$ , то  $R_{in} = -R_3$ .

Другая схема, в которой также реализуется отрицательное входное сопротивление, показана на рис.9.

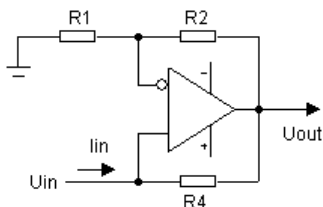


Рис. 9. Схема с отрицательным входным сопротивлением, случай  $R_3 = 0$

Из равенства  $I_{in} \cdot R_4 = -U_{in} R_2 / R_1$  следует, что

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = -\frac{R_1 R_4}{R_2}.$$

Как и в схеме на рис. 8, входное сопротивление оказывается отрицательным. Любой из резисторов можно рассматривать как исходный, трансформируемый в отрицательное сопротивление. Если  $R_2 = R_4$ , то  $R_{in} = -R_1$ .

### 7.1. Измерение входного сопротивления инвертора тока

Входное сопротивление инвертора тока можно измерить в схеме, показанной на рис. 10.

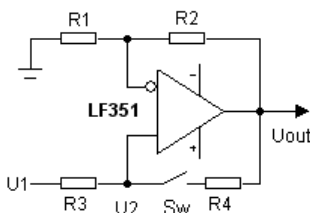


Рис. 10. Измерение входного сопротивления

При *разомкнутом* положении переключателя  $Sw$  положительная обратная связь отсутствует и величины  $U_2 / U_1$  и  $U_{out} / U_1$  подчиняются соотношениям:  $U_2 / U_1 = 1$ ,  $U_{out} / U_1 = 1 + R_2 / R_1$ .

При *замыкании* переключателя возникает положительная обратная связь, и входное сопротивление усилителя по неинвертирующему входу становится отрицательным:  $R_{in} = -R_1 \cdot R_4 / R_2$ .

Примем, что  $R_2 = R_4$ . Тогда  $R_{in} = -R_1$  и, следовательно,

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_3} = \frac{R_1}{R_1 - R_3},$$

$$\frac{U_{out}}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_{out}}{U_2} = \frac{R_1}{R_1 - R_3} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_3}.$$

Для устойчивости схемы необходимо выполнение неравенства  $R_1 > R_3$ .

1) Соберите схему, показанную на рис. 10. Выберите  $R_2 = R_3 = R_4 = R$  (единицы–десятки кОм), а сопротивление резистора  $R_1$  возьмите в интервале (2–3)  $R$ .

2) Подайте на вход схемы сигнал низкой частоты. Для двух значений сопротивления резистора  $R_1$  измерьте отношение  $U_2 / U_1$  и  $U_{out} / U_1$  в разомкнутом и замкнутом положениях переключателя. Сравните между собой результаты этих измерений.

3) Рассчитайте входное сопротивление инвертора тока по формуле

$$R_{in} = -R \cdot \frac{U_2}{U_2 - U_1}.$$

Сравните расчеты с теоретическими значениями, вытекающими из равенства  $R_{in} = -R_1$ .

## 7.2. ОУ как источник тока

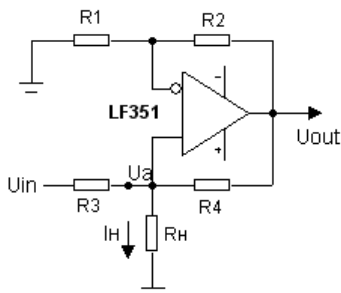


Рис. 11. Источник тока на основе ОУ

Если выбрать  $R_3 = R_1$  и  $R_4 = R_2$ , то ток в нагрузке не будет зависеть от  $R_n$  и станет равным  $I_i = U_{in} / R_1$ . Схема по отношению к нагрузке является *источником* или *генератором тока*.



1) Соберите схему, показанную на рис. 11, при следующих данных:  $R_1 = R_3 = 2 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = R_4 = 3,9 \text{ кОм}$ .

2) Подайте на вход синусоидальное напряжение низкой частоты (например, 1 кГц) с амплитудой 1 В. Для значений  $R_H$ , равных 2, 5 и 10 кОм, измерьте напряжение  $U_a$  на неинвертирующем входе и для каждого измерения вычислите ток нагрузки.

3) По измерениям п. 2 определите величину входного сопротивления усилителя по неинвертирующему входу ОУ.

### 7.3. Имитатор индуктивности

В схеме, показанной на рис.12, на неинвертирующий вход подается сигнал  $U_{in}$ , а на инвертирующий вход – пропорциональный ему сигнал  $kU_{in}$ , ( $k > 1$ ).

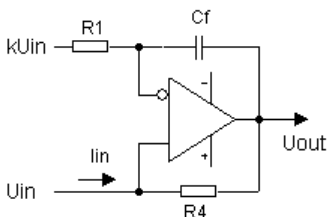


Рис. 12. Схема имитатора индуктивности

Для идеального операционного усилителя

$$I_{in} \cdot R_4 = \frac{(k-1)U_{in}}{R_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_F},$$

откуда следует, что входное сопротивление, равное

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = j\omega \frac{C_F R_1 R_4}{(k-1)},$$

будет чисто индуктивным, и эквивалентная индуктивность

$$L_{eq} = \frac{C_F R_1 R_4}{k-1}.$$

Если  $R_1 = R_4 = R$  и  $k = 2$ , то  $L_{eq} = C_F \cdot R^2$ .

Имитатор индуктивности можно применить в схемах избирательного усиления на низких частотах. На рис. 13 показана схема усилителя с резонансной частотой около 800 Гц. Необходимый коэффициент усиления  $k = 2$  получается с помощью операционного усилителя *OA1*, работающего в режиме неинвертирующего усилителя. Индуктивностью эквивалентного контура служит индуктивность  $L_{eq} = C_F R^2 = 200 \text{ нГн}$ , а емкостью – конденсатор  $\tilde{N}_2 = 200 \text{ пФ}$ . Параметры эквивалентного контура: резонансная частота  $f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{L_{eq} \cdot C_2}) \approx 800 \text{ Гц}$ ; характеристическое сопротивление  $\rho = \sqrt{L_{eq} / C_2} = 1 \text{ кОм}$ ; добротность  $Q = \rho / R_5 = 50$ .

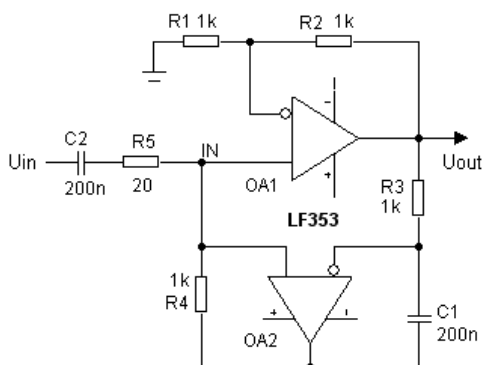


Рис. 13. Схема избирательного усилителя

1) Соберите схему, показанную на рис. 13, используя один корпус ОУ *LF353*. Изменяя частоту входного сигнала с амплитудой не более 50 мВ, добейтесь резонанса выходного напряжения.

2) Измерьте резонансный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя по уровню 0,7 относительно максимума. Сравните полученные результаты с теоретическими значениями.

3) Измените сопротивление резистора  $R_5$  вдвое (в ту или иную сторону). Посмотрите, как изменятся параметры усилителя.

## 7.4. Гиратор

Название *гиратор* носят электрические цепи, которые осуществляют инверсию импеданса, когда, например, емкостные цепи имитируют индуктивные свойства. Так как применение катушек индуктивности в микросхемах исключено, использование гираторов является прекрасным решением проблемы реализации индуктивных цепей в схемах, содержащих катушки индуктивности ( $LC$ -контуры, фильтры).

Гиратором является схема имитатора индуктивности, описанная в разделе 7.3. Другая схема гиратора приведена на рис. 14, где он используется как индуктивность эквивалентного колебательного контура.

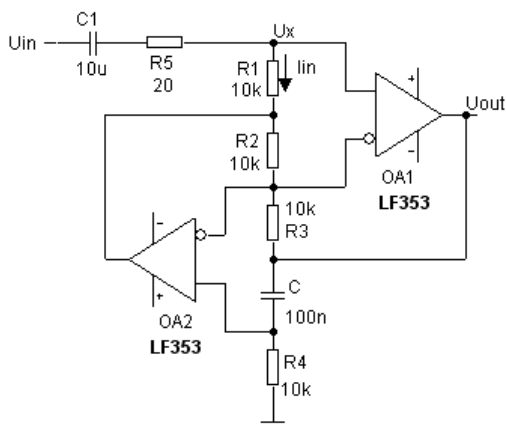


Рис. 14. Схема избирательного усилителя на основе гиратора

Считая операционные усилители идеальными, для входного импеданса гиратора можно получить выражение

$$Z_{in} = \frac{U_x}{I_{in}} = j\omega C \cdot \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2}.$$

Если резисторы одинаковы (все  $R_i = R$ ), то  $Z_{in} = j\omega CR^2$ .

Входной импеданс оказывается чисто индуктивным, и эквивалентная индуктивность  $L_{eq} = CR^2$ . Для данных, указанных

на рисунке,  $L_{eq} = 10$  Гн. При емкости контура  $C_1 = 10$  мкФ резонансная частота  $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_{eq}C_1}) \approx 16$  Гц. Характеристическое сопротивление  $\rho = \sqrt{L_{eq} / C_2} = 1$  кОм, а добротность контура  $Q = \rho / R_5 = 50$ .

1) Соберите схему, показанную на рис. 14, используя один корпус ОУ LF353. Изменяя частоту сигнала  $U_{in}$  с амплитудой не более 10–20 мВ, добейтесь резонанса напряжений  $U_x$  и  $U_{out}$ .

2) Измерьте резонансный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя по уровню 0,7 относительно максимума. Сравните полученные результаты с теоретическими значениями.

3) Измените сопротивление резистора  $R_5$  вдвое (в ту или иную сторону). Посмотрите, как изменятся параметры усилителя.

## 8. Интегратор

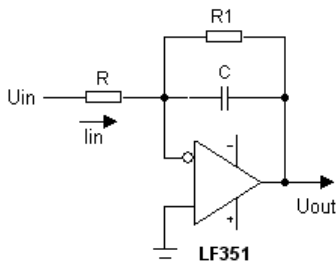


Рис. 15. Схема инвертирующего интегратора

Схема на рис. 15 является интегрирующим усилителем или *интегратором*. В отсутствие резистора  $R_1$  ( $R_1 = \infty$ ) для идеального ОУ входной ток  $I_{in} = U_{in} / R$ , а выходное напряжение

$$U_{out} = -\frac{1}{C} \int I_{in} dt = -\frac{1}{RC} \int U_{in} dt$$

пропорционально интегралу от входного напряжения.

Знак «минус» означает, что схема является *инвертирующим интегратором*. Комплексный коэффициент усиления сигнала равен  $K = -X_C / R = -1 / (j\omega RC)$ , и, следовательно, область частот, в пределах которой схема осуществляет операцию интегрирования, будет неограниченной. В реальном случае область интегрирования ограничена и зависит от частотных свойств операционного усилителя. Максимальная частота области интегрирования, например, для ОУ LF351 с частотой единичного усиления 4 МГц, имеет порядок сотен кГц.

**О роли резистора  $R_1$ .** В реальном ОУ существуют напряжение сдвига  $U_{OS}$  и ток смещения  $I_B$ , которые могут вызвать заряд конденсатора  $C$  до максимально возможного значения выходного напряжения ОУ, полностью нарушив работу интегратора. Для предотвращения этого явления параллельно конденсатору ставится резистор  $R_1$ , который ограничивает смещение нуля на уровне  $\Delta U_{out} = I_B \cdot R_1 \pm U_{OS} \cdot (1 + R_1 / R)$ .

В результате шунтирования коэффициент усиления на низких частотах ограничивается на уровне  $R_1/R$ . С учетом  $R_1$

$$K(j\omega) = -\frac{R_1 / R}{1 + j\omega R_1 C}.$$

На частотах  $\omega \gg 1 / (R_1 C)$  коэффициент  $K(j\omega) \approx -1 / (j\omega RC)$ .

Погрешность интегрирования меньше 1 %, если частота входного сигнала, по крайней мере, в десять раз выше частоты  $1 / (2\pi R_1 C)$ .

1) Рассчитайте элементы схемы, выбрав  $RC = 0,5\text{--}1$  мс и  $R_1 / R = 10$ .

2) Снимите амплитудно-частотную характеристику интегратора. Определите частоту единичного усиления интегратора  $F_1$ , а также граничную частоту  $1/(2\pi R_1 C)$ , ниже которой интегратор является усилителем с коэффициентом усиления  $R_1/R$ . Постройте диаграмму Боде и определите область частот, в пределах которой схема является интегратором.

3) Подайте на вход интегратора поочередно импульсные колебания прямоугольной и треугольной формы с периодом, рав-

ным постоянной времени  $RC$  интегратора, и амплитудой 2–5 В. Зарисуйте осциллограммы колебаний на входе и выходе схемы.

## 9. Дифференциатор

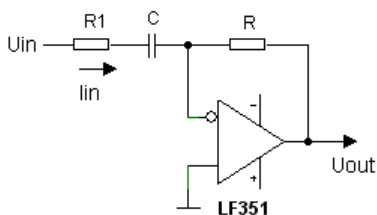


Рис. 16. Схема инвертирующего дифференциатора

В отсутствие резистора  $R_1$  ( $R_1 = 0$ ) для идеального ОУ входной ток  $I_{in} = C \cdot (dU_{in} / dt)$ . Выходное напряжение

$$U_{out} = -I_{in} \cdot R = -RC \cdot \frac{dU_{in}}{dt}$$

пропорционально со знаком «минус» производной входного напряжения, то есть схема является *инвертирующим дифференциатором*.

Комплексный коэффициент усиления  $K = -j\omega RC$  и, следовательно, операция дифференцирования осуществляется в неограниченной области частот. Для реального ОУ область дифференцирования будет конечной.

**О роли резистора  $R_1$ .** В отсутствие резистора  $R_1$  схема теряет устойчивость по мере роста частоты, когда к фазовому сдвигу в ОУ добавляется фазовый сдвиг в цепи обратной связи. Для стабилизации дифференциатора последовательно с конденсатором  $C$  включают резистор  $R_1$ , ограничивающий усиление на высоких частотах на уровне  $R / R_1$ . С учетом  $R_1$

$$K(j\omega) = -\frac{j\omega RC}{1 + j\omega R_1 C}.$$

Если  $\omega R_1 C \ll 1$ , то  $K(j\omega) \approx -j\omega RC$ . Погрешность дифференцирования меньше 1 %, если частота сигнала, по крайней мере, в десять раз ниже частоты  $1/(2\pi R_1 C)$ .

1) Рассчитайте элементы схемы, исходя из следующих данных:  $RC = 100\text{--}200$  мкс;  $R/R_1 = 10$ .

2) Снимите амплитудно-частотную характеристику дифференциатора. Найдите частоту единичного усиления дифференциатора  $F_1$ . Постройте диаграмму Бode и определите область частот, в пределах которой схема ведет себя как дифференциатор.

3) Подайте на вход дифференциатора поочередно импульсные колебания прямоугольной и треугольной формы с амплитудой 1–2 В и частотой 0,5–1 кГц. Зарисуйте осциллограммы колебаний на входе и выходе схемы.

## 10. Избирательный усилитель с двойным Т-образным мостом

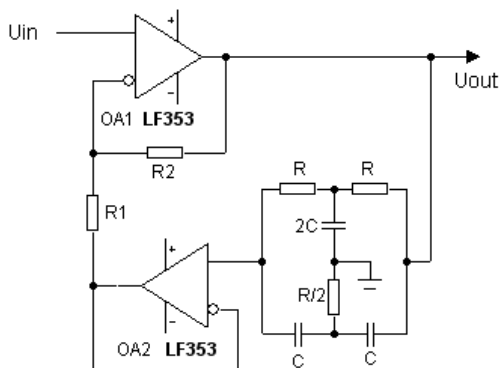


Рис. 17. Схема усилителя с двойным Т-образным мостом

В схеме на рис. 17 операционный усилитель  $OA1$  охвачен отрицательной обратной связью с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , так что коэффициент усиления по неинвертирующему входу (в отсутствие обратной связи) равен  $(1 + R_2/R_1)$ . Повторитель на

ОА2 служит для передачи сигнала обратной связи с выхода моста на инвертирующий вход ОА1.

С учетом обратной связи через двойной Т-образный мост коэффициент усиления равен

$$K_f = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{K+1}{1+\beta K},$$

где  $K = R_2 / R_1$ ,

$\beta = 1 / (1 - j4 / x)$  – коэффициент передачи моста,

$x = \omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega$  – обобщенная расстройка,

$\omega_0 = 2\pi F_0 = 1 / RC$  – собственная частота моста.

Если  $K \gg 1$ , то зависимость  $U_{out}$  от частоты близка по форме к резонансной кривой, ширина которой обратно пропорциональна величине  $K$ . Амплитудно-частотная характеристика описывается формулой

$$|K_f| = (K+1) \cdot \sqrt{\frac{16+x^2}{16+(K+1)^2 x^2}},$$

из которой можно найти значение расстройки  $x_1$ , соответствующей ослаблению до уровня 0,707 относительно  $(K+1)$ :

$$x_1 = \pm \frac{4}{\sqrt{(K+1)^2 - 2}}.$$

Полагая  $x \approx 2\Delta\omega / \omega_0$  и  $K \gg 1$ , найдем, что полоса пропускания на уровне 0,707 равна  $\Delta f_{0,7} = F_0 / Q$ ,

где  $Q = (K+1) / 4$  – эквивалентная добротность усилителя.

При практической реализации усилителя важно обеспечить отсутствие фазовых сдвигов на частотах, близких к резонансной, по всей петле обратной связи, кроме самого моста. В противном случае изменится резонансная кривая усилителя, а в некоторых случаях возможно самовозбуждение усилителя. Так как входное и выходное сопротивления моста комплексны, то сопротивление источника напряжения на входе моста должно быть малым, а сопротивление, на которое нагружается выход моста, достаточно большим. Этим требованиям в полной мере отвечает схема на рис. 17, в которой неинвертирующий усилитель ОА1 и повтори-



тель  $OA2$  имеют низкое выходное и высокое входное сопротивление.

1) Соберите схему усилителя, используя один корпус ОУ  $LF353$  и задавшись при расчете отношением  $R_2 / R_1$  в пределах 50–100. Элементы  $R$  и  $C$  моста выберите, исходя из значения частоты  $F_0 = 1\text{--}2$  кГц. Резистор  $R/2$  должен быть переменным, что необходимо для балансировки моста в процессе настройки усилителя.

*Примечание.* В работе может быть использован готовый модуль двойного Т-образного моста.

2) Подайте на вход сигнал от генератора низкой частоты. Найдите частоту настройки моста  $F_0$ .

Сбалансируйте мост, имея в виду, что при правильной балансировке моста выходное напряжение остается неизменным, если соединить с землей выход моста (неинвертирующий вход  $OA2$ ).

3) Снимите амплитудно-частотную характеристику усилителя при двух значениях сопротивления резистора  $R_2$ : расчетном и уменьшенном в 5–10 раз. Измеренные значения резонансного коэффициента усиления и полосы пропускания усилителя сравните с расчетными значениями.

## 11. Избирательный усилитель с перестраиваемым режекторным фильтром

В схеме усилителя (рис. 18), в отличие от схемы на рис.17, вместо двойного Т-образного моста используется перестраиваемый режекторный фильтр. Амплитудно-частотная характеристика фильтра похожа на характеристику двойного Т-образного моста: на некоторой частоте  $\omega_0$  коэффициент передачи фильтра равен нулю. Частота подавления здесь легко регулируется с помощью одного потенциометра:

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3(R_4 + R_{6(1)}) \cdot (R_5 + R_{6(2)})}},$$

где  $R_{6(1)}$  и  $R_{6(2)}$  – сопротивления левой и правой (по рисунку)

частей потенциометра  $R_6$ . При этом резистор  $R_3$  должен быть выбран из условия  $R_3 = 6(R_4 + R_5 + R_6)$ .

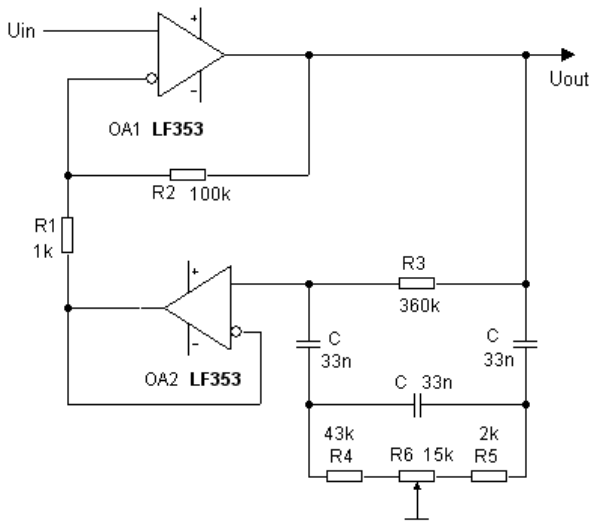


Рис.18. Схема избирательного усилителя с перестраиваемым режекторным фильтром

Для данных, представленных на рис. 18, резонансная частота перестраивается примерно в диапазоне от 100 до 260 герц. Резонансный коэффициент усиления при этом остается неизменным, равным 101.

- 1) Соберите схему, используя один корпус ОУ *LF353*.
- 2) Подайте на вход сигнал от генератора низкой частоты. Найдите резонансную частоту для двух крайних положений движка потенциометра  $R_6$ . Измерьте резонансный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя.
- 3) Смените номиналы трех конденсаторов фильтра, поставив, например, конденсаторы емкостью 10 нФ вместо 33 нФ. Проследите, как изменится резонансная частота.

## 12. Активные RC-фильтры

Активные фильтры предназначены для того, чтобы из всех подаваемых на их вход сигналов пропускать лишь сигналы некоторых заданных частот.

*Фильтр нижних частот* (ФНЧ) пропускает на выход все частоты, начиная от нулевой частоты (постоянный ток) и до частоты среза  $f_c$ . Частота среза – это та частота, на которой напряжение на выходе фильтра падает до уровня 0,707 от напряжения на частотах, близких к нулю.

*Фильтр верхних частот* (ФВЧ) ослабляет все частоты, начиная от нулевой и до частоты среза  $f_c$ , и пропускает все частоты выше  $f_c$ .

*Полосовой фильтр* (ПФ) пропускает все частоты в полосе между нижней частотой среза  $f_{c1}$  и верхней частотой среза  $f_{c2}$ . Все частоты ниже  $f_{c1}$  и выше  $f_{c2}$  ослабляются.

*Режекторный (заграждающий) фильтр* (РФ) ослабляет частоты между  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$  и пропускает все остальные частоты. Режекторный фильтр используется в аппаратуре для подавления нежелательных частот, например, частоты сети переменного тока 50 Гц.

По сравнению с пассивными  $R, C, L$ -фильтрами активные фильтры имеют ряд преимуществ, в том числе: в них используются только резисторы и конденсаторы; передаточная характеристика фильтров на основе ОУ практически не зависит от нагрузки, поэтому фильтры легко делать многокаскадными и тем самым улучшать их показатели.

Из большого многообразия схем активных фильтров в данной лабораторной работе предлагается изучить сравнительно простые, легко настраиваемые фильтры, основанные на использовании неинвертирующего усилителя с конечным значением коэффициента усиления. Отличительной особенностью этих схем является зависимость частотных характеристик фильтров от коэффициента усиления. Это свойство фильтров позволяет простым образом изменять рабочие характеристики фильтров.

Основные формулы, необходимые для расчета фильтров, приведены ниже. В них приняты обозначения:

$H(j\omega) = U_{out} / U_{in}$  – передаточная функция фильтра;  
 $\alpha = (3 - K)$  – коэффициент затухания;  $Q = 1/\alpha$  – добротность  
 фильтра;  $K = 1 + R_b / R_a$  – коэффициент усиления.

### 12.1. Фильтр нижних частот

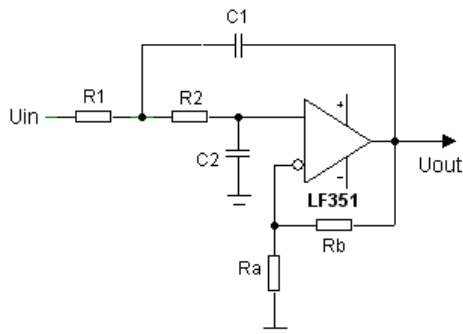


Рис. 19. Схема фильтра нижних частот

Выбор параметров:  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ .

Передаточная функция фильтра

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 - (\omega RC)^2 + (3 - K)j\omega RC}.$$

Частота среза  $f_n = 1 / (2\pi RC)$ .

Коэффициент передачи на частоте среза

$$H_0 = \frac{K}{3 - K} = \frac{K}{\alpha}.$$

Коэффициент усиления ОУ по неинвертирующему входу  $K$  не может быть равен или превышать значение  $K = 3$ : при  $K \geq 3$  в схеме возникает самовозбуждение. Значение  $\alpha_0 = \sqrt{2}$  является граничным. При  $\alpha < \sqrt{2}$  амплитудно-частотная характеристика становится неравномерной с подъемом на частоте  $f_0 = f_c \cdot \sqrt{1 - \alpha^2 / 2}$ .

- 1) По заданным частоте среза  $f_c$  и коэффициенту затухания  $\alpha$  рассчитайте и соберите схему.
- 2) Снимите амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Постройте график АЧХ. Определите по графику частоту среза, а также крутизну спада (в единицах дБ/декада) на частотах выше частоты среза.
- 3) Измените по своему усмотрению коэффициент затухания  $\alpha$ . Снимите и постройте график АЧХ для этих новых условий.

## 12.2. Фильтр верхних частот

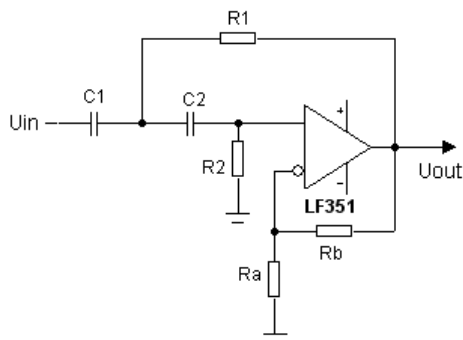


Рис. 20. Схема фильтра верхних частот

Выбор параметров:  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ .

Передаточная функция фильтра

$$H(j\omega) = \frac{K \cdot (j\omega RC)^2}{1 - (\omega RC)^2 + (3 - K)j\omega RC}.$$

Частота среза  $f_n = 1 / (2\pi RC)$ .

Коэффициент передачи на частоте среза

$$H_0 = \frac{K}{3 - K} = \frac{K}{\alpha}.$$

Граничное значение коэффициента затухания, как и для фильтра нижних частот,  $\alpha_0 = \sqrt{2}$ . При  $\alpha < \sqrt{2}$  на амплитудно-

частотной характеристике наблюдается подъем на частоте  $f_0 = f_c / \sqrt{1 - \alpha^2 / 2}$ .

1) По заданным частоте среза  $f_c$  и коэффициенту затухания  $\alpha$  рассчитайте и соберите схему.

2) Снимите амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Постройте график АЧХ. Определите по графику частоту среза, а также крутизну нарастания (в единицах дБ/декада) на частотах ниже частоты среза.

3) Измените по своему усмотрению коэффициент затухания  $\alpha$ . Снимите и постройте график АЧХ для этих новых условий.

### 12.3. Полосовой фильтр

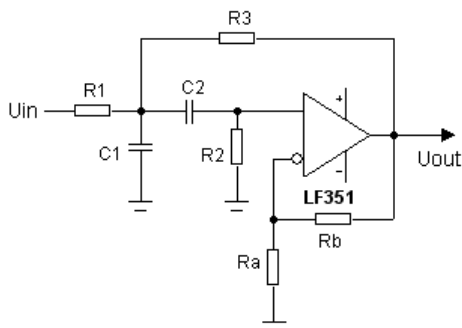


Рис. 21. Схема полосового фильтра

Выбор параметров:  $R_1 = R_3 = R$ ;  $R_2 = 2R$ ;  $C_1 = C_2 = C$ .

Передаточная функция фильтра

$$H(j\omega) = \frac{K \cdot j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + (3 - K)j\omega RC}.$$

Основные параметры полосового фильтра:

центральная частота  $f_0 = \omega_0 / (2\pi) = 1 / (2\pi RC)$ ;

коэффициент усиления на центральной частоте  $H_0 = K / \alpha$ ;

верхняя и нижняя частоты среза  $f_{c2,c1} = f_0 \sqrt{1 + \alpha^2 / 4} \pm \alpha / 2$ ;

полоса пропускания на уровне 0,7  $\Delta f_{0,7} = \alpha f_0 = f_0 / Q$ .

1) По заданным значениям центральной частоты  $f_0$  и полосы пропускания  $\Delta f_{0,7}$  рассчитайте и соберите схему.

2) Снимите амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Постройте график АЧХ. Определите полосу пропускания, а также крутизну нарастания и спада коэффициента передачи (в единицах дБ/декада).

## 12.4. Режекторный фильтр

Основным элементом схемы (рис. 22) является двойной Т-образный мост, коэффициент передачи которого определяется формулой  $\beta = 1 / (1 - j4 / x)$ , где  $x = (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega)$  – обобщенная расстройка,  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1 / RC$  – частота подавления моста. Повторители ОА1 и ОА2, имеющие коэффициент передачи, близкий к единице, служат для развязки моста от выходной цепи.

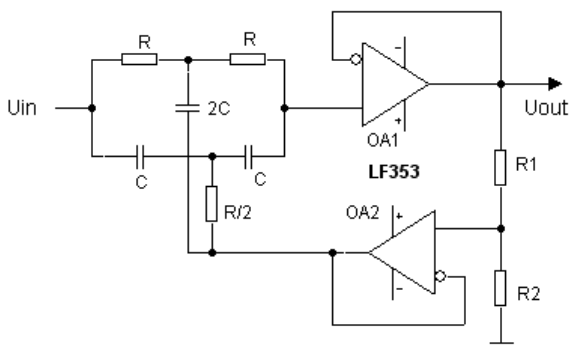


Рис. 22. Схема режекторного фильтра с двойным Т-образным мостом

Передаточная функция фильтра

$$H(j\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{1 - j4(1 - K)/x},$$

где  $K = R_2 / (R_1 + R_2)$  – коэффициент деления выходного напряжения цепи  $R_1, R_2$ .

Центральная частота подавления  $f_0 = 1 / (2\pi RC)$ , а полоса подавления  $\Delta f_{0,7} = 4(1 - K) \cdot f_0$ .

Схема, показанная на рис. 23, в отличие от предыдущей, допускает перестройку частоты подавления в диапазоне примерно от 100 до 260 герц благодаря применению пассивного перестраиваемого режекторного фильтра.

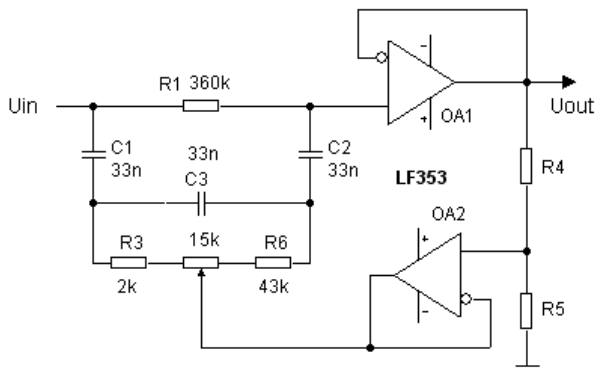


Рис. 23. Схема перестраиваемого режекторного фильтра

### Задание по схеме на рис. 22

1) По заданным значениям центральной частоты  $f_0$  и полосы пропускания  $\Delta f_{0,7}$  рассчитайте и соберите схему.

2) Снимите амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Постройте график АЧХ. Определите глубину подавления центральной частоты и полосу подавления.

3) Измените по своему усмотрению коэффициент деления выходного напряжения  $K$  и повторите измерения п. 2.

### Задание по схеме на рис. 23

1) Соберите схему, выбрав коэффициент деления  $K = R_5 / (R_4 + R_5) = 0,98$ .



2) Определите глубину подавления центральной частоты и полосу подавления для двух крайних положений движка потенциометра.

### 13. RC-генератор синусоидальных колебаний

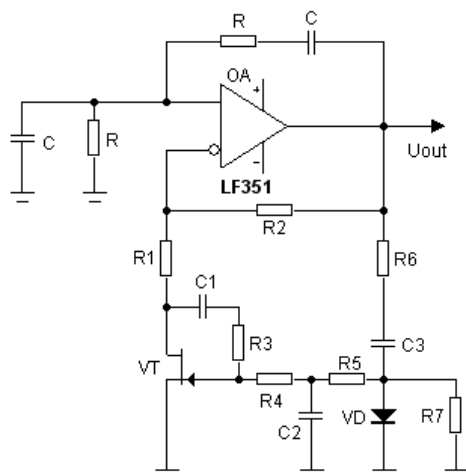


Рис. 24. RC-генератор с автоматическим регулированием амплитуды

В схеме на рис. 24 входы операционного усилителя включены в диагональ моста Вина, ветви которого образуют цепи положительной и отрицательной обратной связи.

Коэффициент положительной обратной связи

$$\beta_1 = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/(\omega RC))},$$

а коэффициент отрицательной обратной связи

$$\beta_2 = \frac{R_1 + r_{ds}}{R_1 + r_{ds} + R_2},$$

где  $r_{ds}$  – сопротивление канала сток-исток транзистора.

Для возбуждения автоколебаний необходимо, чтобы суммарная обратная связь была положительной, а петлевое усиление было больше единицы. Из первого условия следует, что частота

колебаний  $\omega_0 = 1/RC$ , а коэффициент  $\beta_1 = 1/3$ . Второе условие, имеющее вид неравенства  $K(\beta_1 - \beta_2) > 1$ , означает, что  $\beta_2 < \beta_1 - 1/K$  или  $\beta_2 < 1/3 - 1/K$ , где коэффициент усиления операционного усилителя  $K = \omega_T / \omega_0$ . Так как коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega_0$  много больше единицы, условием самовозбуждения может служить неравенство

$$\beta_2 < 1/3 \quad \text{или} \quad (R_1 + r_{ds0}) < R_2 / 2,$$

где  $r_{ds0}$  – сопротивление канала при нулевом напряжении на затворе.

Для улучшения формы выходного сигнала в генераторе применяется схема автоматического регулирования амплитуды. Схема включает в себя выпрямитель (детектор) на диоде  $VD$  и полевой транзистор  $VT$  в качестве регулируемого сопротивления. Выходное напряжение генератора выпрямляется диодным детектором, в результате чего потенциал затвора  $n$ -канального полевого транзистора становится отрицательным, а сопротивление канала  $r_{ds}$  увеличивается. Амплитуда будет нарастать до тех пор, пока не будет выполнено условие

$$K(\beta_1 - \beta_2) = 1 \quad \text{или} \quad R_1 + r_{ds} = R_2 / 2.$$

Колебания на выходе будут синусоидальными по форме, если состояние баланса наступит при амплитуде, не выходящей за пределы линейного участка амплитудной характеристики ОУ.

Установившиеся колебания обладают неплохой стабильностью по частоте, которая определяется крутизной фазовой характеристики моста Вина с учетом отрицательной обратной связи. Фиксирующая способность генератора по частоте

$$\sigma_\omega = \omega_0 \cdot \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|, \quad (\omega = \omega_0).$$

Определяя  $\beta$  как разность  $\beta_1 - \beta_2$ , в которой  $\beta_2 = 1/3 - 1/K$ , найдем аргумент  $\varphi$  коэффициента  $\beta$  и затем – фиксирующую способность:  $\sigma_\omega = 2K/9$ .

Задание выполняется с помощью программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap* и предусматривает следующие измерения:

1) Рассчитайте элементы моста для частоты  $F_0 = 1\text{--}10$  кГц (по заданию преподавателя или самостоятельно). Сопротивление канала сток-исток  $r_{ds0}$  примерно равно  $0,5\text{--}1$  кОм (уточняется при выборе модели полевого транзистора), а сопротивление резистора  $R_2$  можно взять равным  $5\text{--}10$  кОм. Сопротивление  $R_1$  найдите, исходя из условия самовозбуждения генератора.

2) В режиме *Transient* (переходный процесс) посмотрите, как протекает процесс установления амплитуды колебания и как при этом изменяется запирающее напряжение на затворе полевого транзистора. Измерьте частоту и амплитуду колебаний.

3) Посмотрите, как изменится форма выходного колебания, если отключить регулятор амплитуды (соединить с землей сток полевого транзистора).

## 14. Триггер Шмитта

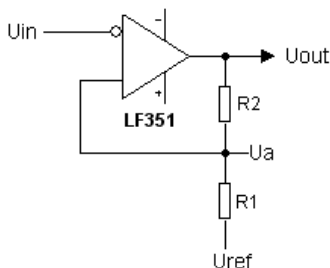


Рис. 25. Схема триггера Шмитта

В схеме применена положительная обратная связь с коэффициентом  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ , которая приводит к тому, что выходное напряжение может принимать одно из двух значений:  $+U_{\max}$  или  $-U_{\max}$  – величины, близкие к напряжению источников питания положительной и отрицательной полярности соответственно.

При подаче входного сигнала происходит поочередное переключение ОУ с одного максимального уровня на другой. Напряжение

$U_a$  на неинвертирующем входе является функцией опорного напряжения  $U_{ref}$  и выходного напряжения:  $U_a = \beta U_{out} + (1 - \beta)U_{ref}$ . Когда напряжение на входе по абсолютному значению превысит  $U_a$ , происходит переключение ОУ. Пороговые уровни входного напряжения равны

$$U_{p1} = -\beta \cdot U_{max} + (1 - \beta) \cdot U_{ref}$$

при переключении с  $-U_{max}$  на  $+U_{max}$ ;

$$U_{p2} = \beta \cdot U_{max} + (1 - \beta) \cdot U_{ref}$$

при переключении с  $+U_{max}$  на  $-U_{max}$ .

Ширина петли гистерезиса в передаточной функции, равная  $U_{p2} - U_{p1} = 2\beta \cdot U_{max}$ , не зависит от величины опорного напряжения  $U_{ref}$ .

1) Примите вначале  $U_{ref} = 0$  и, задавшись порогами срабатывания триггера (например,  $\pm 0,1$  В или другими), рассчитайте необходимые значения  $\beta$ ,  $R_1$  и  $R_2$ .

2) Подайте на вход схемы синусоидальное колебание низкой частоты. Зарисуйте осциллограммы колебаний на входе и выходе схемы при различных значениях амплитуды входного сигнала.

3) Выберите в качестве  $U_{ref}$  напряжение  $+E_0$  или  $-E_0$  (например, 1–2 В). Рассчитайте пороговые уровни срабатывания триггера. Повторите наблюдения, указанные в п. 2.

## 15. Самовозбуждающийся мультивибратор

Схема на рис. 26, по существу, является триггером Шмитта, управляемым по инвертирующему входу времязадающей цепью  $RC$ . Колебания на выходе  $U_{out}$  имеют прямоугольную форму с амплитудой  $U_{max}$  и периодом  $T_0$ , зависящим от постоянной времени  $RC$  и от коэффициента обратной связи  $\beta$ . Напряжение на

инвертирующем входе (на конденсаторе  $C$ ) изменяется в пределах  $\pm\beta U_{\max}$ , где  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ .

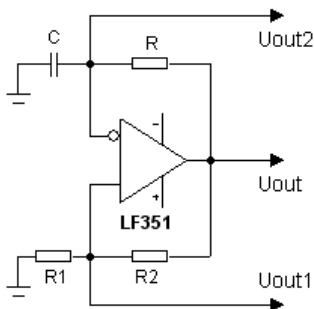


Рис. 26. Схема самовозбуждающегося мультивибратора

За время  $T_0 / 2$  напряжение на конденсаторе изменяется с уровня  $-\beta U_{\max}$  до уровня  $+\beta U_{\max}$  – в один полупериод и с  $+\beta U_{\max}$  до  $-\beta U_{\max}$  – в другой полупериод. Период колебания

$$T_0 = 2RC \cdot \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) = 2RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right).$$

Если  $\beta \ll 1$  ( $R_1 \ll R_2$ ), то  $T_0 \approx 4RC \cdot (R_1 / R_2)$ .

На выходе  $U_{out1}$  (на неинвертирующем входе ОУ) колебания также имеют прямоугольную форму с амплитудой  $\beta U_{\max}$ , а на выходе  $U_{out2}$  – колебания треугольной формы той же амплитуды. Время перехода ОУ из одного насыщенного состояния в другое определяется максимальной скоростью изменения напряжения  $V_{\max}$  и приблизительно равно  $\Delta t \approx 2U_{\max} / V_{\max}$ .

1) Рассчитайте элементы схемы мультивибратора, задавшись следующими параметрами:  $\beta = 0,05-0,1$ ;  $T_0 = 0,5-1$  мс.

2) Соберите схему мультивибратора. Зарисуйте осциллограммы колебаний на выходах  $U_{out}$ ,  $U_{out1}$ ,  $U_{out2}$ .

Измерьте временные и амплитудные параметры колебаний.

## 16. Ждущий мультивибратор

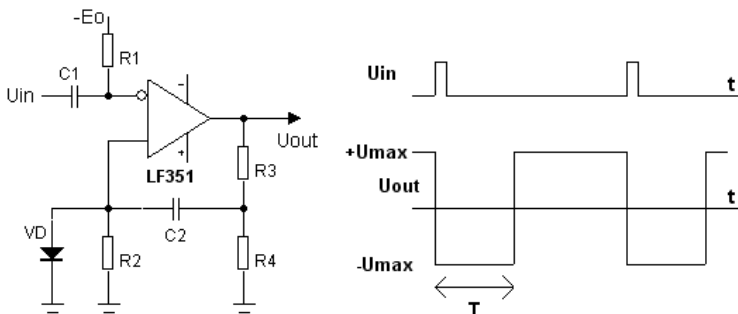


Рис. 27. Схема ждущего мультивибратора и осциллограммы колебаний

В исходном состоянии (до подачи запускающего импульса  $U_{in}$ ) операционный усилитель в схеме на рис. 27 находится в состоянии насыщения с уровнем выходного напряжения  $+U_{max}$ . Начальное напряжение на конденсаторе  $C_2$  равно  $\beta U_{max}$ , где  $\beta = R_4 / (R_3 + R_4)$ . С подачей короткого по длительности запускающего импульса положительной полярности с амплитудой, превышающей опорное напряжение  $E_0$ , операционный усилитель переключается с уровня  $+U_{max}$  на уровень  $-U_{max}$ . Напряжение на неинвертирующем входе скачком изменяется на величину  $-2\beta U_{max}$  и в дальнейшем по мере перезаряда конденсатора  $C_2$  изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = C_2 \cdot (R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4})$ , стремясь к нулевому значению.

Длительность генерируемого импульса  $T$  равна времени изменения напряжения от значения  $-2\beta U_{max}$  до  $-E_0$ :

$$T = \tau \cdot \ln(2\beta U_{max} / E_0).$$

Диод  $VD$  сокращает время восстановления начального напряжения на конденсаторе  $C_2$  перед подачей очередного запускающего импульса и тем самым повышает быстродействие схемы.

1) Рассчитайте элементы схемы мультивибратора, задавшись величиной  $\beta$ , удовлетворяющей неравенству  $2\beta U_{\max} > E_0$ , и требуемой длительностью  $T$  генерируемого импульса.

2) Соберите схему и, подав на вход периодическую последовательность запускающих импульсов, добейтесь нормального функционирования мультивибратора.

Зарисуйте осциллограммы колебаний в различных точках схемы, измерьте временные и амплитудные параметры этих колебаний.

3) Посмотрите, что изменится в работе мультивибратора, если устранить диод  $VD$ .

## 17. Генератор напряжения треугольной формы

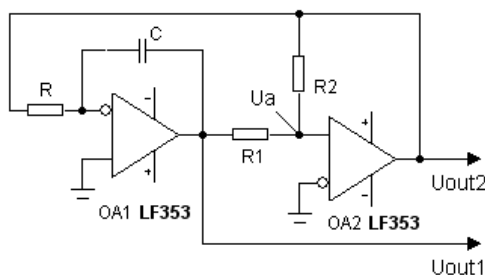


Рис. 28. Схема генератора напряжения треугольной формы

В схеме на рис. 28 усилитель  $OA1$  является интегратором, а  $OA2$  – компаратором. На входе  $OA2$  в пропорции, определяемой отношением  $R_1/R_2$ , смешиваются линейно меняющееся напряжение с выхода интегратора и прямоугольные колебания с выхода компаратора, что приводит к периодическим переключениям компаратора.

В течение одного полупериода компаратор находится в состоянии насыщения с уровнем выходного напряжения  $+U_{\max}$ , а затем, после переключения, в течение второго полупериода – в состоянии насыщения с уровнем  $-U_{\max}$ .

Для определения периода колебаний  $T$  рассмотрим, как меняется напряжение  $U_a$  на неинвертирующем входе  $OA2$ , начиная с момента времени, когда напряжение на выходе компаратора приняло значение  $+U_{\max}$ . Напряжение  $U_a$  складывается из напряжения выхода компаратора с коэффициентом  $R_1 / (R_1 + R_2)$  и линейно падающего напряжения выхода интегратора с коэффициентом  $R_2 / (R_1 + R_2)$ :

$$U_a = U_{\max} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{U_{\max}}{RC} \cdot \left(t - \frac{T}{4}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

В момент времени  $t = T / 2$  напряжение  $U_a = 0$ , и период колебаний оказывается равным

$$T = 4RC \cdot \left(\frac{R_1}{R_2}\right).$$

Колебания на выходе интегратора имеют треугольную форму и амплитуду  $U_{out1\max} = U_{out2\max} \cdot \left(\frac{R_1}{R_2}\right)$ .

1) Рассчитайте схему, выбрав

$$R_2 / R_1 = 2 - 3; \quad T = 0,5 - 2 \text{ мс.}$$

2) Зарисуйте осциллограммы колебаний на выходах

$U_{out1}$  и  $U_{out2}$ , а также на входе компаратора  $U_a$ .

Сравните результаты измерений периода и амплитуды колебаний с расчетом.

## 18. Генератор импульсных колебаний пилообразной формы

В схеме на рис. 29 ОУ используется как источник тока, но нагрузкой здесь служит конденсатор  $C$ , который с помощью ключевой схемы на  $n$ -канальном полевом транзисторе периодически заряжается током  $I_0 = U_{in} / R_1 = 1 \text{ мА}$ .



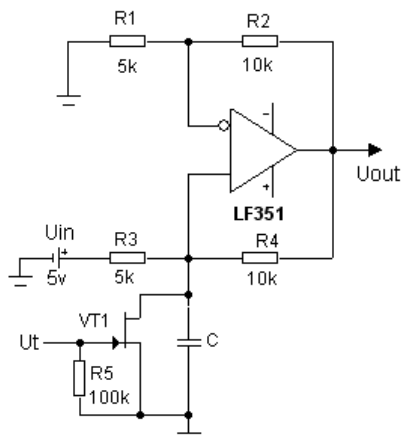


Рис. 29. Схема генератора импульсных колебаний пилообразной формы

При подаче на затвор  $n$ -канального полевого транзистора прямоугольного импульса  $U_t$  отрицательной полярности транзистор запирается, и ток  $I_0$  переключается на заряд конденсатора:

$$U_c(t) = U_c(0) + \frac{I_0}{C} \cdot t,$$

где  $U_c(0)$  – начальное напряжение на конденсаторе. Напряжение на выходе схемы

$$U_{out}(t) = U_c(t) \cdot (1 + R_2 / R_1).$$

По окончании управляющего импульса  $U_t$  напряжение на затворе становится равным нулю, и конденсатор разряжается через малое сопротивление открытого транзистора.

1) Соберите схему, выбрав емкость конденсатора  $C$  из условия  $R_1 C = 0,1$ – $1$  мс.

2) Подайте на вход  $U_t$  импульсы отрицательной полярности длительностью  $\tau = R_1 C$  с амплитудой до 5 В (уточняется в ходе работы). Частота повторения импульсов не должна превышать значения  $1 / (2\tau)$ . Зарисуйте осциллограммы напряжений на конденсаторе  $C$  и на выходе ОУ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Воронов Е.В., Ларин А.Л.* Радиоэлектроника. Обратные связи в линейных устройствах: Учебное пособие. – М.: МФТИ, 1987.
2. *Габидулин Э.М., Куклев Л.П.* Линейные усилители: Учебное пособие / МФТИ. М., 1979.
3. *Джонс М.Х.* Электроника – практический курс. М.: Постмаркет, 1999.
4. *Достал И.* Операционные усилители / Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
5. *Куклев Л.П.* Операционные усилители / Учебное пособие.– М.: МФТИ, 2007.
6. *Манаев Е.И.* Основы радиоэлектроники / 3-е изд. М.: Радио и связь, 1990.
7. *Озерский Ю.П.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие.– М.: МФТИ, 2007.
8. *Соклоф С.* Аналоговые интегральные схемы / Пер. с англ. М.: Мир, 1988. 583 с.
9. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника / Пер. с нем. М.: Мир, 1982.
10. *Фолкенберри Л.* Применения операционных усилителей и линейных ИС / Пер. с англ. М.: Мир, 1985.
11. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: в 3-х т. Т. 1./ Пер. с англ. М.: Мир, 1993.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица 1

**Электрические параметры операционных усилителей  
К140УД608, LF351, LF353  
( $U_{\Pi} = \pm 15 \text{ В}$ ,  $T = 25^{\circ}\text{С}$ ,  $R_{\Pi} = 2 \text{ кОм}$ )**

	Параметр	УД608	LF351 LF353 LF347
	Потребляемый ток	3 мА	3,6 мА
$U_{OS}$	Входное напряжение сдвига, не более	$\pm 10 \text{ мВ}$	$\pm 5 \text{ мВ}$
$I_B$	Входной ток смещения, не более	100 нА	50 пА
$I_{OS}$	Входной ток сдвига, не более	$\pm 20 \text{ нА}$	$\pm 25 \text{ пА}$
$A_0$	Коэффициент усиления	$3 \cdot 10^4$	$10^5$
$R_{in}$	Входное сопротивление, не менее	$10^6 \text{ Ом}$	$10^{12} \text{ Ом}$
$f_T$	Частота единичного усиления	1 МГц	4 МГц
$V_{\max}$	Максимальная скорость изменения выходного напряжения	2 В/мкс	13 В/мкс
$U_{\max}$	Максимальное выходное напряжение	$\pm 12 \text{ В}$	$\pm 13 \text{ В}$
$I_{\max}$	Максимальный выходной ток	25 мА	20 мА
$R_{\Pi}$	Сопротивление нагрузки, не менее	1 кОм	1 кОм

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица 2

## Параметры схем на основе идеального ОУ

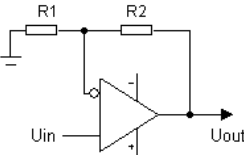
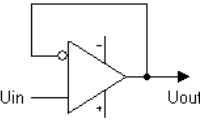
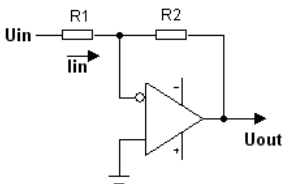
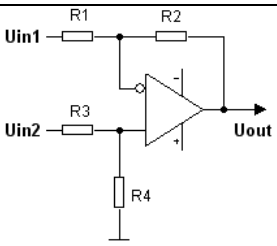
Название	Схема	Основные параметры
Неинвертирующий усилитель		$K_0 = \frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$
Повторитель		$K_0 = \frac{A_0}{1 + A_0} \approx 1.$ $R_{in}^* = R_{in} \cdot (1 + A_0)$ $R_{out}^* = R_{out} / (1 + A_0)$
Инвертирующий усилитель		$K_0 = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$ $Z_{in} = R_1 + R_2 / (1 + A_0)$
Разностный усилитель		$U_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{in2} - U_{in1})$ $(R_3 = R_1, R_4 = R_2)$

Таблица 2 (продолжение)

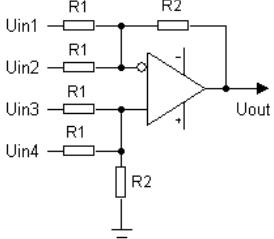
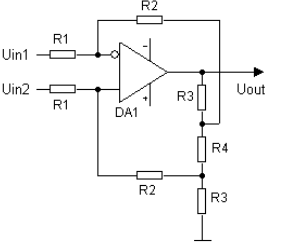
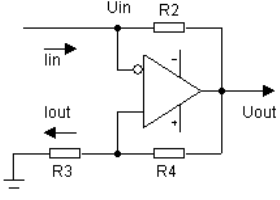
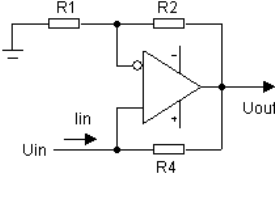
<p>Схема суммирования и вычитания</p>		$U_{out} = \frac{R_2}{R_1} (U_{in3} + U_{in4} - U_{in1} - U_{in2})$
<p>Разностный усилитель с цепями положительной и отрицательной обратной связи</p>		$K \approx \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{2R_3 + R_4}{R_4} + \frac{R_3}{R_1}$
<p>Инвертор тока 1</p>		$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = -\frac{R_2 \cdot R_3}{R_4}$
<p>Инвертор тока 2</p>		$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = -\frac{R_1 R_4}{R_2}$

Таблица 2 (продолжение)

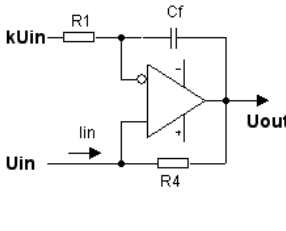
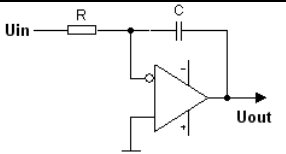
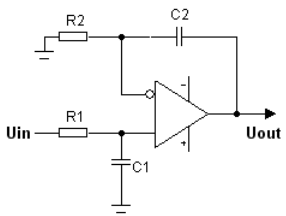
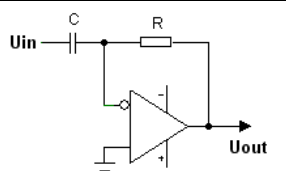
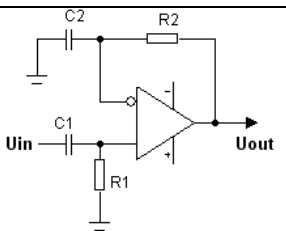
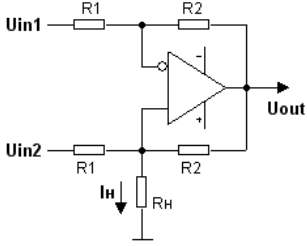
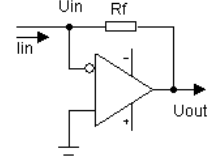
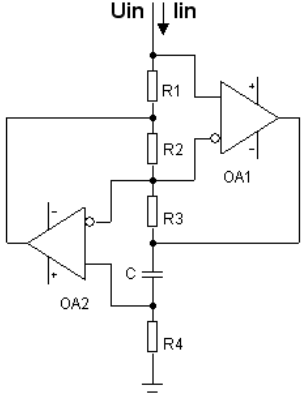
Имитатор индуктивности		$Z_{in} = j\omega \frac{C_F R_1 R_4}{k-1},$ $L_{eq} = \frac{C_F R_1 R_4}{k-1},$ $(k > 1).$
Интегратор		$K(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC}$
Неинвертирующий интегратор		$K(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau},$ $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2.$
Дифференциатор		$K(j\omega) = -j\omega RC$
Неинвертирующий дифференциатор		$K(j\omega) = j\omega\tau,$ $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2.$

Таблица 2 (окончание)

Источник тока		$I_i = \frac{U_{in2} - U_{in1}}{R_1}$
Преобразователь ток- напряжение		$U_{out} = -I_{in} \cdot R_f$
Гиратор		$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} =$ $= j\omega C \cdot \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2}$ $L_{eq} = C \cdot \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2}$

## ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Лабораторная работа  
по курсам:

*Линейные методы в радиотехнике*

*Аналоговая радиоэлектроника*

*Электронные методы физических исследований*

*Радиоэлектроника*

*Радиотехника и схемотехника*

*Введение в электронику*

Составитель *КУКЛЕВ Леонид Петрович*

Редактор  
Корректор

---

Подписано в печать	Формат 60х90 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Усл. печ. л.	Уч.-изд. л. Тираж 600 экз.
	Заказ №

Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
Московский физико-технический институт  
(государственный университет)

Отдел автоматизированных издательских систем  
«ФИЗТЕХ-ПОЛИГРАФ»

141700, Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер., 9