

13. АНАЛОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ И СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ

13.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе исследуются схемы сравнения напряжений на аналоговом компараторе LM393 и ОУ TL082 без гистерезиса, и схема мультивибратора на аналоговом компараторе LM393.

2. В качестве источника напряжений для исследования схемы компаратора без гистерезиса выступает лабораторный генератор, в качестве индикаторов состояния схем компараторов – светодиоды.

3. Для схемы мультивибратора исследуется зависимость выходной частоты от ширины петли гистерезиса схемы сравнения напряжений.

13.2. Основные теоретические сведения

ОУ имеют два режима работы – усилительный (линейный) и режим насыщения. В линейном режиме ОУ стремится выполнить правило относительно равенства напряжений на входах. Если напряжение на неинвертирующем входе $U^{(+)}$ превышает напряжение на инвертирующем входе $U^{(-)}$, выходное напряжение ОУ $U_{\text{вых}}$ растет до выравнивания напряжений входов. Если разность напряжений на входах ненулевая и $U^{(+)} < U^{(-)}$, то ОУ, стремясь выровнять напряжения на входах, уменьшает $U_{\text{вых}}$. В итоге при работе в правильно рассчитанных усилительных схемах ОУ удастся выровнять напряжения на входах за счет наличия отрицательной обратной связи: увеличение $U_{\text{вых}}$ увеличивает $U^{(-)}$ или уменьшает $U^{(+)}$, и наоборот. Если ОУ не удастся выполнить правило равенства напряжений на входах, он переходит в насыщение, и выдает на выходе напряжение, близкое $\pm U_{\text{п}}$.

Если спроектировать схему вообще без ООС, то малейшее превышение $U^{(+)}$ над $U^{(-)}$ обеспечит высокое выходное напряжение, а если $U^{(-)}$ хоть сколько-нибудь превышает $U^{(+)}$ – низкое. Иными словами, ОУ без ООС можно использовать для весьма точного сравнения напряжений: малые разности напряжений на входах схемы будут приводить к выдаче выходных напряжений порядка $\pm U_{\text{п}}$.

Однако при использовании ОУ в роли устройства сравнения напряжений (в схеме *компаратора*) возникает ряд проблем. Во-первых, диапазон выходных напряжений обычных ОУ уже диапазона питания на 1-2 В сверху и снизу. Во-вторых, многие ОУ рассчитаны на линейный режим работы и имеют на входе встречно-параллельно включенные диоды, т.е. $|U^{(+)} - U^{(-)}| < 0.7$ В. Такой ОУ нельзя использовать для сравнения напряжений, отличающихся на большие значения, чем 0.7 В. В-третьих, ряд ОУ ведет себя непредсказуемо при подаче на вход напряжений в полном диапазоне питания (например, вместо положительного насыщения на выходе можно наблюдать отрицательное).

Это привело к тому, что были разработаны специальные микросхемы, похожие на ОУ, но предназначенные только для сравнения напряжений – *компараторы*. Как видно, у термина «компаратор» есть два смысла – это и схема для сравнения напряжений, в которой с известными оговорками может быть использован ОУ, и отдельный тип аналоговых микросхем, которые, в отличие от ОУ, совершенно непригодны для линейных усилительных схем.

Для того чтобы отличать микросхемы-компараторы от ОУ на схемах, в их условное графическое обозначение добавляют символ сравнения в виде двух знаков равенства ($\equiv$). На практике же компараторы очень часто обозначаются вообще точно так же, как ОУ. Отличить на схеме компаратор от ОУ в этом случае можно только по наименованию. Как и у ОУ, у компаратора есть инвертирующий и неинвертирующий вход, два входа питания и выход. Однако, в отличие от ОУ, на выходах компараторов чаще всего стоят транзисторные ключи. Эмиттер транзистора соединен с выводом $-U_{\text{п}}$, база управляется входным дифференциальным усилителем через промежуточные каскады, а коллектор выведен на выход микросхемы. Такой выход называется выходом с *открытым коллектором*. Транзистор никогда не пребывает в активном режиме. Если он открыт (насыщен), выходное напряжение микросхемы составляет порядка $-U_{\text{п}}$, а если закрыт – микросхема вообще не управляет своим выходом. Обычно

удобнее всего во втором случае иметь на выходе схемы сравнения напряжений $+U_{\Pi}$, для чего между выходом микросхемы-компаратора и цепью питания ставится резистор подтяжки номиналом в несколько кОм, часто называемый «pull-up резистором». Благодаря этому резистору, алгоритм работы простейшей схемы сравнения напряжений предельно прост:

- если $U^{(+)} < U^{(-)}$, $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\Pi}$;
- если $U^{(+)} > U^{(-)}$, $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\Pi}$.

Выполнение условия $U^{(+)} = U^{(-)}$ невозможно: в мире материальных вещей нет ничего математически одинакового.

Чаще всего компараторы используются для сравнения входного напряжения какой-то сложной схемы с неким заранее установленным значением (постоянным в течение длительного времени). Это напряжение называется пороговым ($U_{\text{ПОР}}$). В системах с двуполярным питанием оно может принимать любые значения от $-U_{\Pi}$ до $+U_{\Pi}$, включая нулевое. В системах, где питание однополярное, т.е. $-U_{\Pi} = GND$, нулевое значение порогового напряжения, соответственно, бессмысленно.

Различают инвертирующий и неинвертирующие схемы компараторов, согласно полярности подключения их входов (см. Рис. 95).

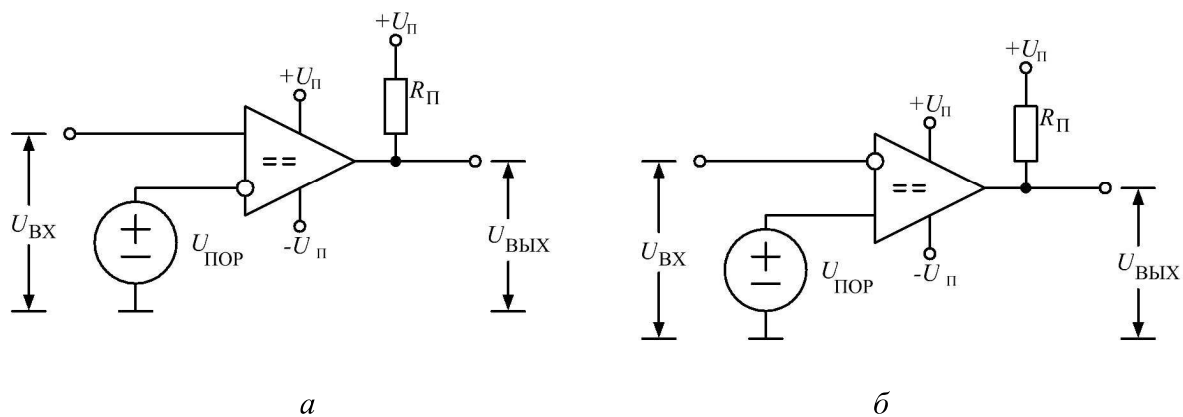


Рис. 95. Неинвертирующая (а) и инвертирующая (б) схемы сравнения напряжений на компараторе с открытым коллектором

С точки зрения микросхемы-компаратора схемы тождественны. Вместе с тем, статические характеристики схем, очевидно, противоположны (см. Рис. 96). Обе схемы имеют бесконечные входные сопротивления, а выходное сопротивление определяется резисторами R_{Π} .

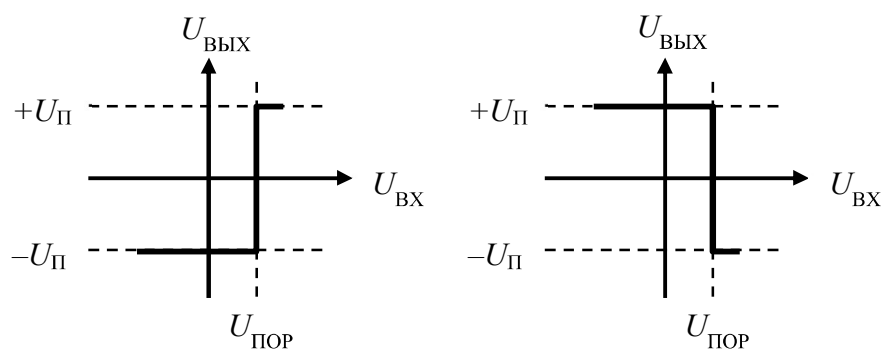


Рис. 96. Статические характеристики неинвертирующей (а) и инвертирующей (б) схем сравнения напряжений

Типичная задача для схемы компаратора — сравнить некое входное напряжение, изменяющееся непрерывно (не дискретно), с пороговым. Под непрерывно изменяющимся напряжением имеется ввиду некий периодический или аperiodический сигнал, форма которого не является прямоугольными импульсами. Рассмотрим практический пример. В схемах, управляющих при помощи реле мощными нагрузками на 220 В, для снижения уровня создаваемых помех и для продления срока службы реле рекомендуют включать и выключать реле строго в моменты времени, когда мгновенное значение напряжения в сети равно нулю.

Чтобы выделить эти моменты времени, достаточно разделить фазное напряжение высоковольтным высокоомным делителем так, чтобы амплитуда синусоидального сигнала не превышала U_{Π} , а затем сравнить полученное напряжение с уровнем нуля вольт, например, при помощи инвертирующей схемы. На выходе, очевидно, должны возникнуть прямоугольные импульсы с частотой 50 Гц и коэффициентом заполнения 50%. Если это сделать любой из схем, показанных на Рис. 96, выходной сигнал будет искажен. Дело в том, что зашумленное синусоидальное входное напряжение раз в 20 мс пребывает в районе $U_{\text{ПОР}}$ достаточно долго для того, чтобы из-за шума соотношение $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ПОР}}$ изменилось несколько раз (см. Рис. 97).

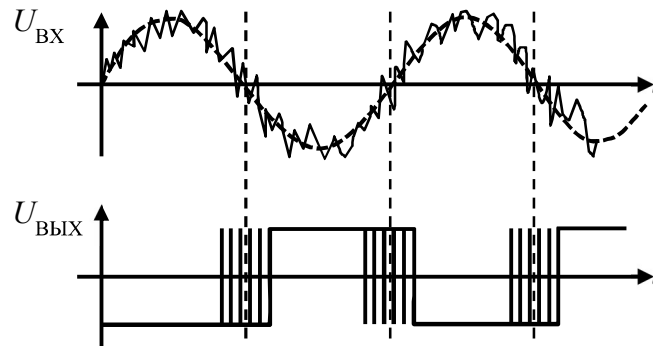


Рис. 97. Эффект сравнения зашумленных напряжений

Из-за шума один факт пересечения линией тренда входного напряжения уровня $U_{\text{ПОР}}$ приводит к тому, что компаратор переключается несколько раз, и вместо одного фронта сигнала на выходе их возникает несколько (своего рода дребезг). Подобного недостатка лишена схема сравнения напряжений с *гистерезисом*. Такая схема имеет два порога переключения: один для переключения из $-U_{\Pi}$ в $+U_{\Pi}$ по выходу, второй – обратно. Шириной петли гистерезиса называют разность между этими порогами. Чтобы вызвать сбой схемы с гистерезисом, как показано на Рис. 97, амплитуда шума должна, очевидно, превышать ширину петли гистерезиса. Рассчитывая на определенный уровень шума, инженер может создать необходимую ширину этой «зоны нечувствительности» схемы сравнения напряжений.

С точки зрения архитектуры, инвертирующая и неинвертирующая схемы компараторов с гистерезисом аналогичны. Для определенности рассмотрим схему инвертирующего компаратора с гистерезисом (Рис. 98, а) и симметричным двуполярным питанием $\pm U_{\Pi}$ (напряжения питания равной величины, но разного знака).

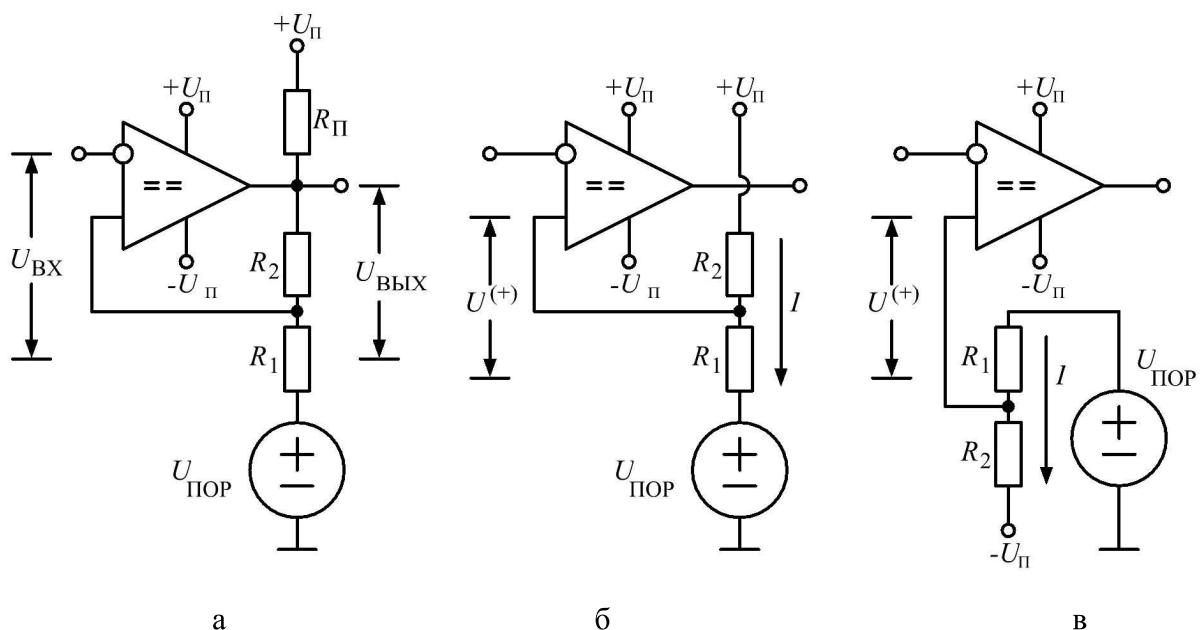


Рис. 98. Схема инвертирующего компаратора с гистерезисом (а), эквивалентная схема для состояния $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\Pi}$ (б), $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\Pi}$ (в)

Если простейшей схеме инвертирующего компаратора (Рис. 95, б) потенциал неинвертирующего входа $U^{(+)}$ всегда равен $U_{\text{ПОР}}$, то здесь резисторы R_2 и R_1 модифицируют напряжение на входе $U^{(+)}$ в зависимости от того, что сейчас на выходе схемы: $+U_{\text{П}}$, или $-U_{\text{П}}$. Номиналы резисторов выбираются так, что $(R_1+R_2) \gg R_{\text{П}}$, и в расчетах $R_{\text{П}}$ можно считать нулевым. Выходное сопротивление источника напряжения $U_{\text{ПОР}}$ также считаем нулевым.

Если в настоящий момент схема выдает на выходе $+U_{\text{П}}$, для определения напряжения $U^{(+)}$, при котором состояние выхода изменится на $-U_{\text{П}}$, удобно использовать эквивалентную схему Рис. 98, б. Ток, протекающий через резисторы R_1 и R_2 , по закону Ома будет равен $I = (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}}) / (R_1 + R_2)$. Этот ток вызовет на резисторе R_1 падение напряжения вида $R_1 \cdot (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}}) / (R_1 + R_2)$. Это напряжение складывается с $U_{\text{ПОР}}$ и оказывается приложенным к неинвертирующему входу микросхемы-компаратора. Таким образом, переход схемы в состояние выдачи $-U_{\text{П}}$ на выходе произойдет при некотором напряжении на входе $U_{\text{ВХ}} = U^{(+)} = U_{\text{ПОР1}}$ вида:

$$(117) \quad U_{\text{ПОР1}} = U_{\text{ПОР}} + \frac{R_1(U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}})}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1 - U_{\text{ПОР}}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2}$$

Если в данный момент времени схема выдает на выходе напряжение $-U_{\text{П}}$, эквивалентная схема для определения напряжения $U^{(+)}$, при котором состояние выхода изменится на $+U_{\text{П}}$ (Рис. 98, в) позволяет записать выражение для тока $I = (U_{\text{ПОР}} - (-U_{\text{П}})) / (R_1 + R_2)$. Тогда падение напряжения на резисторе R_1 составит $R_1 \cdot (U_{\text{П}} + U_{\text{ПОР}}) / (R_1 + R_2)$, а переход схемы в противоположное состояние ($U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$) случится при $U_{\text{ВХ}} = U^{(+)} = U_{\text{ПОР2}}$ вида

$$(118) \quad U_{\text{ПОР2}} = U_{\text{ПОР}} - \frac{R_1(U_{\text{П}} + U_{\text{ПОР}})}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1 - U_{\text{ПОР}}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2}$$

Итак, статическая характеристика компаратора расщепилась и приняла вид:

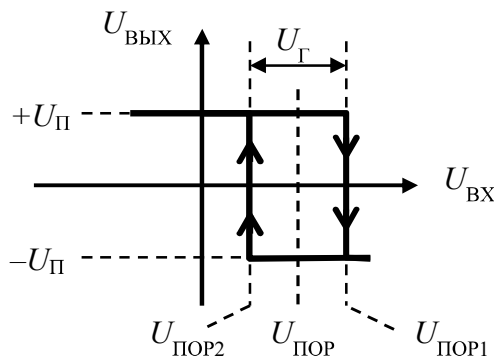


Рис. 99. Статическая характеристика инвертирующего компаратора с гистерезисом

Нетрудно рассчитать, как отличаются величины $U_{\text{ПОР1,2}}$ от $U_{\text{ПОР}}$:

$$(119) \quad U_{\text{ПОР1}} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} = (U_{\text{ПОР}} + U_{\text{П}}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$(120) \quad U_{\text{ПОР2}} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} = (U_{\text{ПОР}} - U_{\text{П}}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Как следует из (119) и (120), при симметричном двухполярном питании петля гистерезиса (см. Рис. 99) симметрична относительно уровня $U_{\text{ПОР}}$. Введем понятие ширины петли гистерезиса $U_{\text{Г}} = (U_{\text{ПОР1}} - U_{\text{ПОР2}})$. Нетрудно вывести, что

$$(121) \quad U_{\text{Г}} = 2U_{\text{П}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \text{ или } \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

Если микросхема-компаратор подключена выводами питания к цепям $+U_{\text{П}}$, GND (схема с однополярным питанием), а $U_{\text{ПОР}}$ — некоторое напряжение в пределах $(GND \dots +U_{\text{П}})$, соотношение (121) имеет вид

$$(122) \quad \frac{U_{\text{Г}}}{U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

Неинвертирующий компаратор с гистерезисом по логике работы аналогичен инвертирующему (см. Рис. 100). Это, фактически, та же схема, но источники напряжений $U_{ВХ}$ и $U_{ПОР}$ меняются местами.

Практические отличия схем заключаются в трех моментах. Во-первых, форма статической характеристики обратная (у неинвертирующего компаратора высокий входной уровень напряжения $U_{ВХ}$ обеспечивает высокий выходной уровень $U_{ВЫХ} = +U_{П}$). Во-вторых, неинвертирующий компаратор, в отличие от инвертирующего, имеет конечное входное сопротивление, которое определяется суммой сопротивлений $(R_1 + R_2)$. Соответственно, для работы с высокоомными источниками сигнала $U_{ВХ}$ инвертирующая схема предпочтительнее.

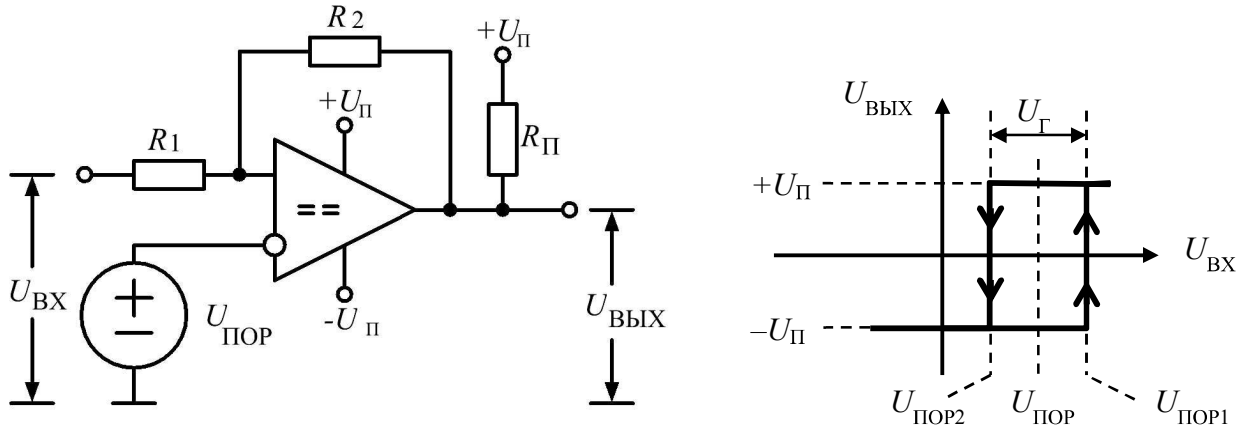


Рис. 100. Неинвертирующий компаратор с гистерезисом (а) и его статическая характеристика (б)

Третье отличие касается ширины петли гистерезиса. Пренебрегая падением напряжения на резисторе подтяжки, запишем выражение для порогового напряжения $U_{ПОР1}$. Очевидно, если в данный момент выходное напряжение компаратора равно $-U_{П}$, то переключение произойдет при равенстве напряжений на входах микросхемы при таком $U_{ВХ} = U_{ПОР1}$, что справедливо выражение:

$$U_{ПОР1} - IR_1 = U_{ПОР}$$

где $I = \frac{U_{ПОР1} - (-U_{П})}{R_1 + R_2}$ – некоторый ток, протекающий через резисторы R_1 и R_2 из источника $U_{ВХ} = U_{ПОР1}$ в выход микросхемы-компаратора. Тогда:

$$(123) \quad U_{ПОР1} - (U_{ПОР1} + U_{П}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР}.$$

Если же в данный момент на выходе компаратора действует уровень напряжения $+U_{П}$, то переключение случится при выполнении равенства

$$(124) \quad U_{ПОР2} + IR_1 = U_{ПОР} \text{ или } U_{ПОР2} + (U_{П} - U_{ПОР2}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР}$$

Где $I = \frac{U_{П} - U_{ПОР2}}{R_1 + R_2}$ – ток, который протекает из выхода микросхемы-компаратора в источник входного напряжения $U_{ВХ} = U_{ПОР2}$. Приравняв (123) и (124) через $U_{ПОР}$, получим:

$$(125) \quad U_{ПОР1} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) - U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР2} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$(U_{ПОР1} - U_{ПОР2}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Обозначив $U_{Г} = (U_{ПОР1} - U_{ПОР2})$, найдем:

$$(126) \quad U_{Г} = 2U_{П} \frac{R_1}{R_2} \text{ или } \frac{U_{Г}}{2U_{П}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot 100\%.$$

Аналогично инвертирующему компаратору, для схемы с однополярным питанием (GND , $+U_{П}$) выражение для ширины петли гистерезиса имеет вид

$$(127) \quad \frac{U_{Г}}{U_{П}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot 100\%.$$

Другое распространенное название компаратора с гистерезисом – триггер Шмитта.

Используя проанализированную схему инвертирующего компаратора с гистерезисом, можно строить не только помехоустойчивые устройства сравнения напряжений, но и схемы генераторов сигналов различной формы. Модифицируем схему, показанную на Рис. 98, а, добавив в нее два компонента, конденсатор C и резистор R сопротивлением много большим, чем R_{Π} , следующим образом:

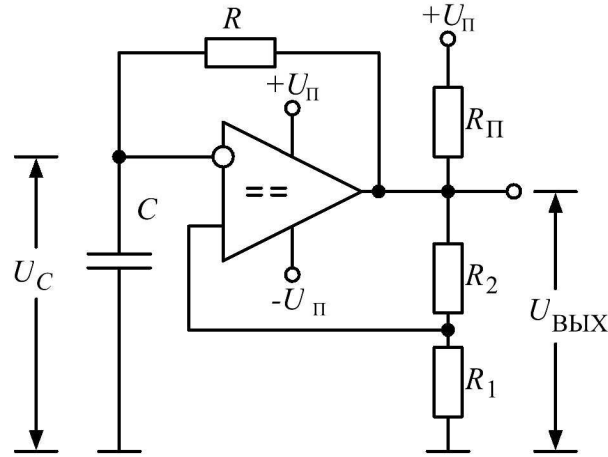


Рис. 101. Мультивибратор на компараторе

Вместо источника внешнего для схемы входного напряжения $U_{ВХ}$ к инвертирующему входу компаратора теперь подключен вывод конденсатора, а пороговое напряжение $U_{ПОР}$ равно нулю. После включения питания такой схемы на инвертирующий вход компаратора будет подано нулевое напряжение (конденсатор разряжен). Поскольку в системе без ООС и ОУ, и, тем более, компаратор в состоянии выдавать только $U_{ВЫХ} = +U_{\Pi}$ или $-U_{\Pi}$, начнется заряд конденсатора либо в сторону уменьшения, либо в сторону увеличения U_C . Пусть, для определенности, после включения питания $U_{ВЫХ} = +U_{\Pi}$, т.е. конденсатор станет заряжаться. Когда U_C уровня $U_{ПОР1}$ (см. Рис. 99 с учетом принятого $U_{ПОР} = 0$), напряжение изменится на $U_{ВЫХ} = -U_{\Pi}$ и конденсатор начнет перезаряжаться до отрицательного уровня напряжения $U_{ПОР2}$. Таким образом, на выходе схемы появятся периодические прямоугольные импульсы амплитудой U_{Π} . Частота следования импульсов будет определяться, очевидно, постоянной времени цепи RC , а также уровнями напряжений, между которыми перезаряжается конденсатор, т.е. $(U_{ПОР1} - U_{ПОР2})$ или, с учетом введенного обозначения, U_{Γ} . Чем меньше ширина петли гистерезиса, тем быстрее перезаряжается конденсатор и тем выше частота следования прямоугольных импульсов на выходе.

Выведем выражение, которое позволяет определить частоту выходного сигнала.

Как было показано ранее, при подаче на интегрирующую RC -цепь напряжения, которое описывается функцией «единичный импульс», форма напряжения на обкладках конденсатора определяется формулой $U_C(t) = (1 - e^{-t/\tau})$ (см. выражения (66)-(68)). Соответственно, если амплитуда импульса равна не единице, а некоторой величине U_m , то $U_C(t) = U_m (1 - e^{-t/\tau})$.

Изобразим форму сигнала на выходе $U_{ВЫХ}$ и напряжения на конденсаторе C в схеме Рис. 101 на уже известной нам статической характеристике инвертирующего компаратора с гистерезисом, с учетом того, что питание – симметричное двуполярное $\pm U_{\Pi}$, а пороговое напряжение $U_{ПОР} = 0$:

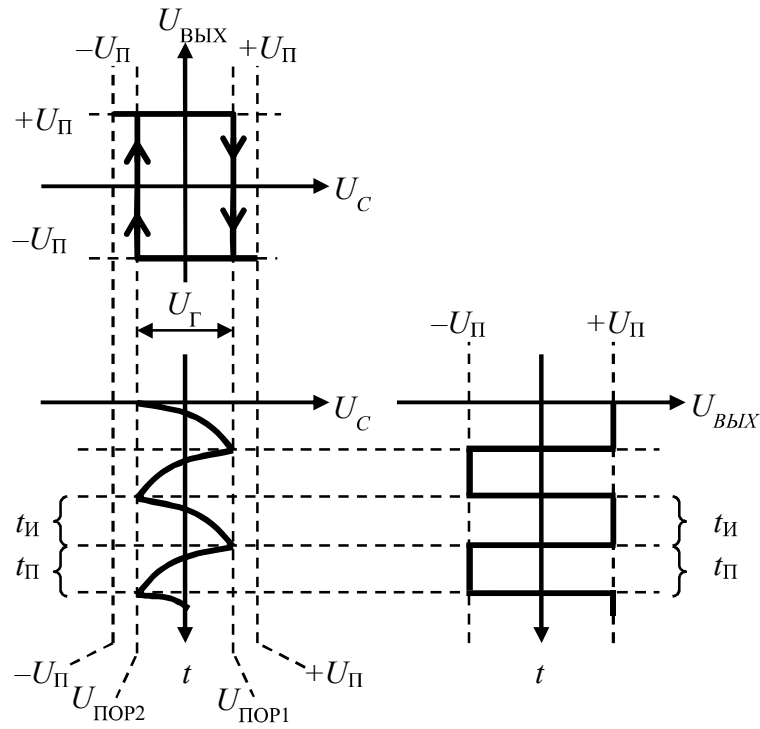


Рис. 102. Взаимосвязь статической характеристики и формы напряжения на конденсаторе в схеме мультивибратора на компараторе

Как видно, в интервале времени $t_{\text{И}}$ (длительность импульса), соответствующем высокому уровню напряжения на выходе $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$ (см. Рис. 102) конденсатор перезаряжается от напряжения уровня $U_{\text{ПОР2}}$ до $U_{\text{ПОР1}}$ от источника напряжения величиной $+U_{\text{П}}$, т.е. форму напряжения в этот момент времени можно описать выражением вида

$$(128) \quad U_C(t) = (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР2}}) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + U_{\text{ПОР2}}, \text{ при этом } U_{\text{ПОР2}} < 0, U_{\text{П}} > 0.$$

Поскольку для данной схемы $U_{\text{Г}} = |2 \cdot U_{\text{ПОР1(2)}}|$, соотношение (128) можно преобразовать как

$$(129) \quad U_C(t) = \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{U_{\text{Г}}}{2}$$

Заряд конденсатора в течение времени импульса $t_{\text{И}}$ прекращается, когда напряжение U_C оказывается равным $U_{\text{ПОР1}} = U_{\text{Г}} / 2$. Таким образом, для определения длительности $t = t_{\text{И}}$ необходимо решить следующее уравнение:

$$(130) \quad \frac{U_{\text{Г}}}{2} = \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{U_{\text{Г}}}{2} \text{ или } \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) = U_{\text{Г}}$$

Преобразуем полученное соотношение:

$$(131) \quad \left(1 - e^{-t/\tau}\right) = \frac{U_{\text{Г}}}{\left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right)}, \quad -e^{-t/\tau} = \frac{U_{\text{Г}} - U_{\text{П}} - \frac{U_{\text{Г}}}{2}}{U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}}, \quad e^{-t/\tau} = \frac{U_{\text{П}} - \frac{U_{\text{Г}}}{2}}{U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}} = \frac{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}$$

Прологарифмировав (131), с учетом свойств логарифма получим выражение для времени импульса $t_{\text{И}}$:

$$(132) \quad t_{\text{И}} = -\tau \cdot \ln\left(\frac{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}\right) = \tau \cdot \ln\left(\frac{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}\right) = \tau \cdot \ln\left(\frac{2U_{\text{П}} + U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}} - U_{\text{Г}}}\right)$$

Полученное соотношение связывает напряжение питания и ширину петли гистерезиса с длительностью импульса и постоянной времени RC -цепи $\tau = 0.7 \cdot RC$. С другой стороны, согласно (121) для схемы с симметричным двуполярным питанием $\frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, тогда (132) можно преобразовать следующим образом, разделив числитель и знаменатель на $2U_{\text{П}}$:

$$(133) \quad t_{\text{И}} = \tau \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right) = \tau \cdot \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) = \tau \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

С учетом того, что мультивибратор симметричный, период колебаний на выходе схемы $T = 2 \cdot t_{\text{И}} = 2 \cdot t_{\text{П}} = 1/f$, или

$$(134) \quad T = 2RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Полученная формула для периода и частоты справедлива как для схемы с симметричным двуполярным питанием ($+U_{\text{П}}$, $-U_{\text{П}}$) и $U_{\text{ПОР}} = 0$, так и для более распространенной в современной практике схемы с питанием ($U_{\text{П}}$, GND) и $U_{\text{ПОР}} = U_{\text{П}} / 2$.

Для того чтобы схема мультивибратора на компараторе работала стабильно, не стоит выбирать ширину петли гистерезиса, задаваемую резисторами R_1 и R_2 , близкой к диапазону напряжений питания $2 \cdot U_{\text{П}}$. Теоретически, конденсатор, заряжающийся от источника через резистор, имеет на своих обкладках напряжение, асимптотически стремящееся к напряжению источника, но никогда его не достигающее. Скорость нарастания напряжения на конденсаторе тем меньше, чем ближе его значение к напряжению источника питания. Если ширина петли гистерезиса близка к $2 \cdot U_{\text{П}}$, напряжение $U_{\text{С}}$ приближается к $U_{\text{ПОР1(2)}}$ чрезвычайно медленно. Напряжения на входах микросхемы-компаратора очень близки долгое время, и шум в цепях питания может привести к его переключению чуть раньше или чуть позже, т.е. к дрожанию фронтов выходного сигнала. Иными словами, частота получается нестабильной. Рекомендуется иметь ширину петли гистерезиса хотя бы на 10-20% уже диапазона напряжений питания.

13.3. Задание на проведение исследований

1. Соберите схему, показанную на Рис. 103. Схема содержит три аналоговых компаратора без гистерезиса, питающихся напряжением ± 10 В. Два из них собраны на микросхемах-аналоговых компараторах LM393 и один – на ОУ типа TL082. При сборке следите за тем, чтобы светодиод DL_3 на плате физически (зрительно) был нижним, DL_2 – средним, а DL_1 – верхним.

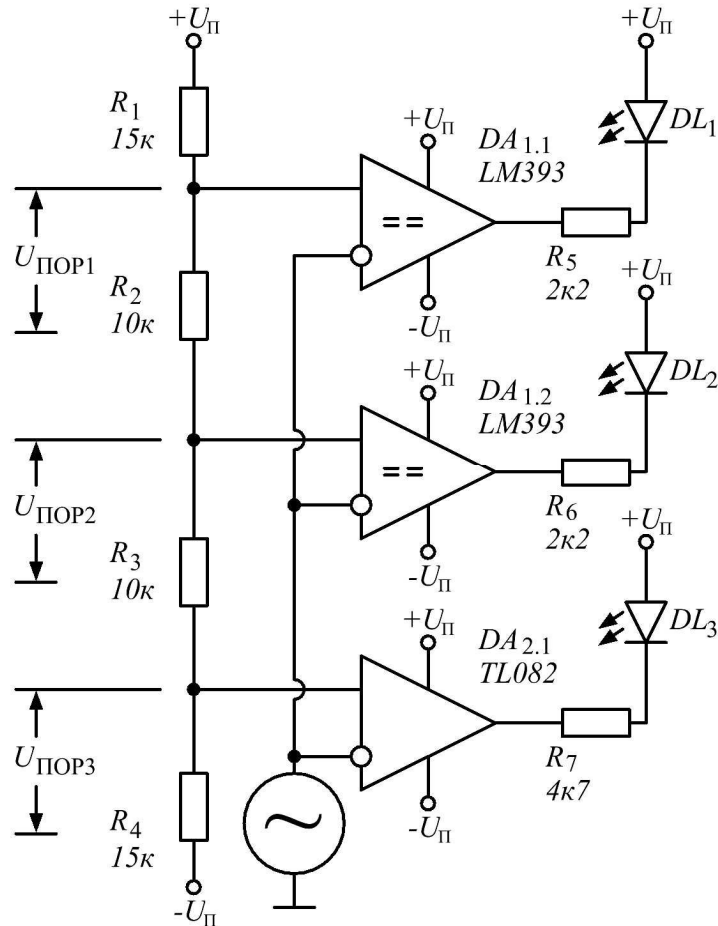


Рис. 103. Схема для исследования компараторов без гистерезиса

Как видно, низкий уровень напряжения на выходе каждого из компараторов включает один из трех светодиодов. Считая падение напряжения на диодах равным примерно 2 В, определим токи светодиодов, приблизительно, как $(20-2) / R = 8$ мА для $DL_{1,2}$ и 4 мА для DL_3 .

Светодиод включится, если напряжение с генератора, поступающее на инвертирующий вход подключенного к нему компаратора, превысит напряжение, поступающее с многорезисторного делителя R_1 - R_4 .

Используя формулу делителя напряжения, рассчитаем $U_{\text{ПОР}}$ для компараторов $DA_{1.1}$, $DA_{1.2}$ и $DA_{2.1}$:

$$U_{\text{ПОР1}} = 20 \frac{10+10+15}{15+10+10+15} - 10 = 4\text{В}, U_{\text{ПОР2}} = 20 \frac{10+15}{15+10+10+15} - 10 = 0\text{В}, U_{\text{ПОР3}} = 20 \frac{15}{15+10+10+15} - 10 = -4\text{В}$$

2. Настройте лабораторный генератор на выдачу пилообразного напряжения амплитудой 5-6 В без постоянного смещения и частотой порядка 0.5 Гц, и включите схему. Правильно собранная схема будет вести себя как *шкальный индикатор* напряжения на выходе генератора. Если напряжение низкое, все светодиоды выключены. По мере роста напряжения включается один (нижний), затем два (нижний и средний) и, наконец, все три светодиода. По мере снижения напряжения с генератора высота светящейся шкалы уменьшается.

3. Измерьте точные значения напряжений питания $+U_{\Pi}$ и $-U_{\Pi}$ и рассчитайте точные теоретические значения $U_{\text{ПОР1-3}}$.

4. Подключив канал №1 осциллографа к выходу генератора, канал №2 – поочередно к выходам компараторов $DA_{1.1}$, $DA_{1.2}$ и $DA_{2.1}$, и при помощи курсоров определите экспериментальные значения $U_{\text{ПОР1-3}}$ как мгновенные значения напряжения с генератора в моменты времени, когда компараторы переключаются в $-U_{\text{П}}$ на выходе.

5. Соберите схему симметричного мультивибратора на аналоговом компараторе LM393 согласно схеме:

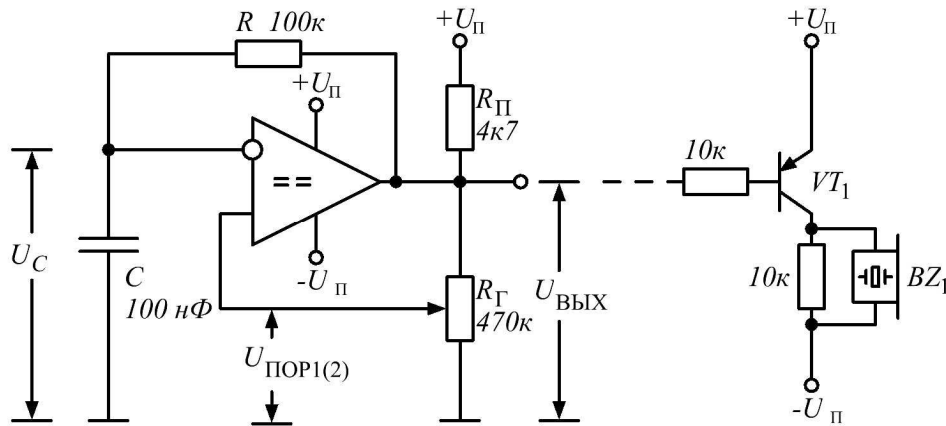


Рис. 104. Схема мультивибратора для исследования

Транзисторный ключ VT_1 и его обвязку из резисторов, а также пьезокерамический зуммер BZ_1 сразу подключать нет необходимости.

6. Включив схему, установите напряжения питания платы на уровне ± 10 В с точностью не хуже 100 мВ. При этом в процессе регулирования блока питания контролируйте точное значение напряжения непосредственно на плате стенда. Запишите реальные выставленные значения $+U_{\text{П}}$ и $-U_{\text{П}}$.

7. Подключите канал осциллографа №1 к верхней обкладке конденсатора C , канал №2 – к неинвертирующему входу компаратора, а канал №3 – к выходу схемы, и, установив переменный резистор (приблизительно) в среднее положение, убедитесь в наличии прямоугольных импульсов на осциллограммах каналов 2 и 3, и пилообразного напряжения для канала 1. Зарисуйте или сфотографируйте осциллограмму напряжений $U_{\text{С}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, $U_{\text{ПОР1(2)}}$.

8. Вращая регулятор переменного резистора, снимите при помощи осциллографа зависимость выходной частоты от ширины петли гистерезиса компаратора. Обратите внимание, что крайние положения переменного резистора не обеспечивают устойчивой работы мультивибратора.

Ширину петли гистерезиса можно регистрировать при помощи функции измерения двойного размаха напряжения канала №1 или №2. Частоту также можно измерять осциллографом автоматически. При этом не забывайте настраивать масштаб осей X и Y осциллографа так, чтобы всякий раз в экран помещалось 2-3 полных периода исследуемых напряжений.

9. Зная измеренные значения $+U_{\text{П}}$ и $-U_{\text{П}}$, рассчитайте и постройте экспериментальную и теоретическую зависимости выходной частоты f от ширины петли гистерезиса $U_{\text{Г}}$. Для расчетов рекомендуется использовать выражение (132) с учетом того, что $f = 1 / T = 1 / (2 \cdot t_{\text{И}})$.

10. Подключите к работоспособной схеме мультивибратора транзисторный ключ на p-n-p транзисторе и пьезокерамический излучатель в его коллекторную цепь, и субъективно оцените АЧХ излучателя, изменяя выходную частоту от десятков Гц до десятков кГц. Подключать пьезокерамический излучатель непосредственно к выходу компаратора нельзя, т.к. в этом случае его достаточно большая емкость в совокупности с высоким выходным сопротивлением мультивибратора (численно равным $R_{\text{П}}$) внесет существенные изменения в выходную частоту и сделает фронты прямоугольного сигнала пологими. Транзистор VT_1 выполняет функции буферного элемента, переключаясь между режимами насыщения и отсечки.