

Министерство образования Республики Беларусь

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

Кафедра «Промышленная электроника»

СХЕМОТЕХНИКА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

ПРАКТИКУМ

**по выполнению лабораторных работ
для студентов специальности 1-53 01 07
«Информационные технологии и управление
в технических системах»
дневной формы обучения**

Гомель 2017

УДК 681.58/621.3(075.8)
ББК 32я73
С92

*Рекомендовано к изданию научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 8 от 28.03.2016 г.)*

Авторы: Л. А. Захаренко, Ю. Е. Котова, В. М. Лукашов, Н. А. Красовская

Рецензент: доц. каф. «Информационные технологии» ГГТУ им. П. О. Сухого канд. физ.-мат.
наук, доц. А. В. Цитринов

Схемотехника в системах управления : практикум по выполнению лаборатор. работ для студентов специальности 1-53 01 07 «Информационные технологии и управление в технических системах» днев. формы обучения / Л. А. Захаренко [и др.]. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2017. – 81 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <https://elib.gstu.by>. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-985-535-355-4

Предназначен для получения и закрепления знаний, требуемых в рамках учебной программы по одноименной дисциплине на лабораторных занятиях и при самостоятельной работе.

Для студентов специальности 1-53 01 07 «Информационные технологии и управление в технических системах» дневной формы обучения.

УДК 681.58/621.3(075.8)
ББК 32я73

ISBN 978-985-535-355-4

© Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», 2017

Лабораторная работа № 1

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Цель работы: а) изучить характеристики усилителей мощности основных классов: A , B , AB ; б) экспериментально исследовать характеристики двухтактных усилителей мощности классов B и AB ; в) изучить методы снижения свойственных классу B нелинейных искажений.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет на интегральной микросхеме (ИМС); вольтметр В7-40 – 2 шт.; осциллограф; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

Усилителями мощности (УМ) называют электронные усилители, выходная мощность которых сравнима с мощностью, потребляемой от источника питания. Усилители мощности являются выходными каскадами многокаскадных усилителей и предназначены для генерирования заданной мощности P_H в нагрузке R_H .

Усилители мощности работают в режиме больших сигналов, поэтому при их проектировании основное внимание уделяется энергетическим показателям: P_H , $P_{\text{потр}}$, КПД.

В зависимости от положения точки покоя на статических вольт-амперных характеристиках (ВАХ) активных приборов УМ делятся на классы: A , B и т. д.

В режиме класса A точка покоя выбирается таким образом, чтобы рабочая точка при движении по линии нагрузки не попадала в области отсечки или насыщения (рис. 1.1).

Достоинством класса A является низкое значение коэффициента гармоник по сравнению с другими классами, причем чем меньше амплитуды сигналов по сравнению с током покоя и, соответственно, меньше КПД, тем меньше искажения сигнала. Из-за низких энергетических параметров рассмотренные УМ класса A находят применение в качестве микромощных УМ с выходной мощностью до нескольких десятков милливольт. Эмиттерный повторитель вносит примерно на порядок меньшие искажения вследствие глубокой отрицательной обратной связи (ООС).

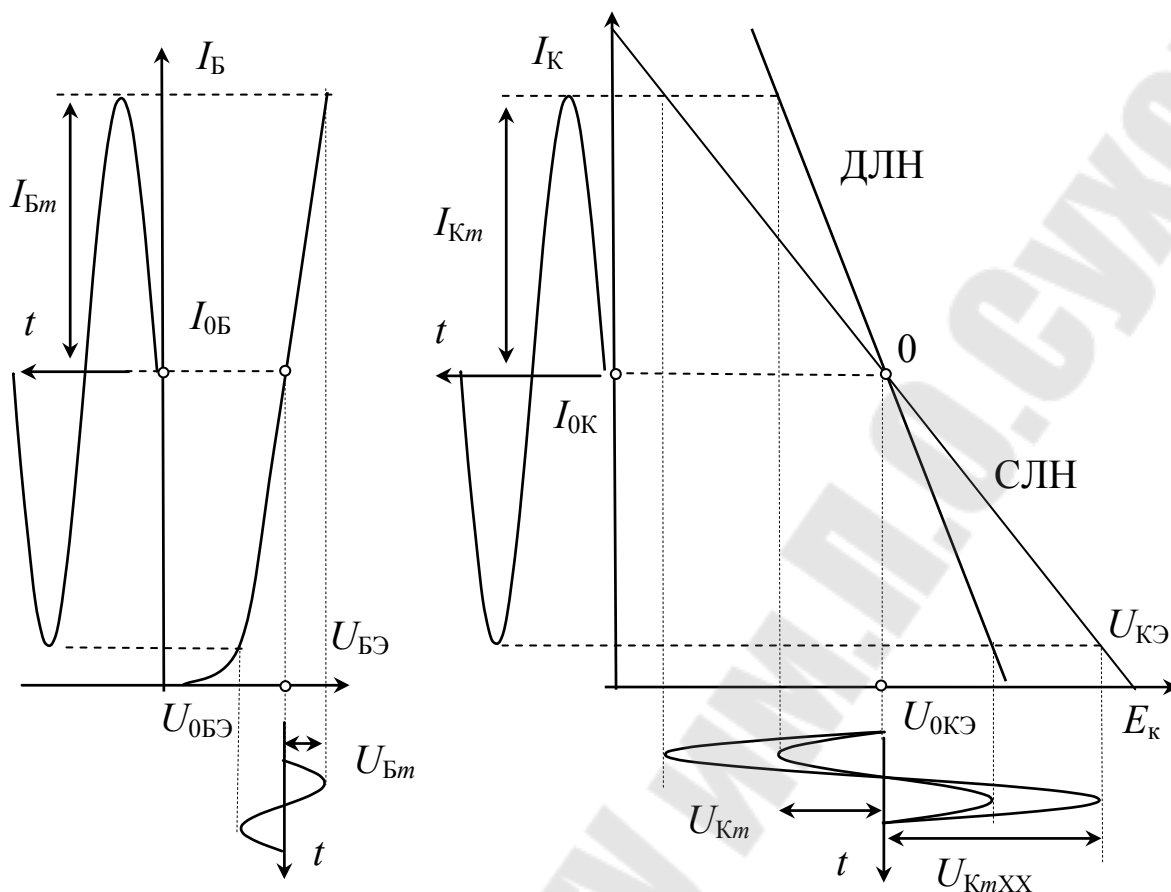


Рис. 1.1. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов усилителей класса A

В режиме B точка покоя соответствует закрытому состоянию транзистора и находится в области отсечки на границе с активной областью.

Входной ток покоя $I_{0B} = 0$, а на выходных ВАХ координаты точки покоя $[I_{0K} = I_{K0} = 0; U_{0K} = E_K]$. При подаче сигнала на базу на коллекторе формируется одна полуволна тока и напряжения. Для получения на нагрузке синусоидального напряжения УМ класса B выполняют двухтактными – два транзистора поочередно формируют выходное напряжение, половину периода находясь в режиме отсечки коллекторного тока.

Усилители мощности класса B выполняют по трансформаторной и бестрансформаторной схемам. Наиболее распространена схема бестрансформаторного двухтактного УМ класса B на комплементарных транзисторах (с дополнительной симметрией), работающих в режиме эмиттерных повторителей напряжения на общую нагрузку (рис. 1.2).

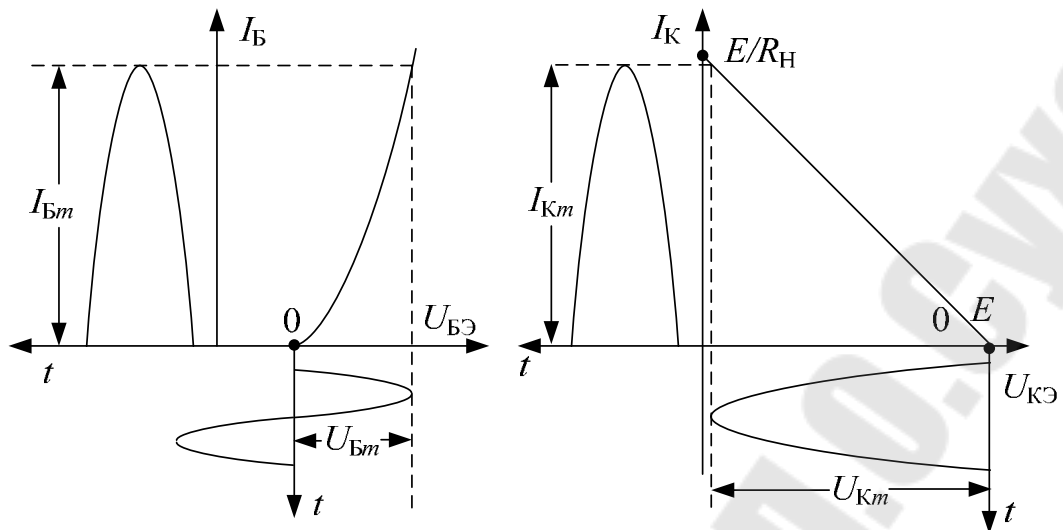


Рис. 1.2. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе усилителей класса B

Положительная полуволна напряжения на нагрузку при подаче на вход сигнала формируется транзистором $VT1$ $n-p-n$ -типа, а отрицательная – транзистором $VT2$ $p-n-p$ -типа (рис. 1.3). При отсутствии сигнала оба транзистора закрыты, потребляемая мощность равна нулю.

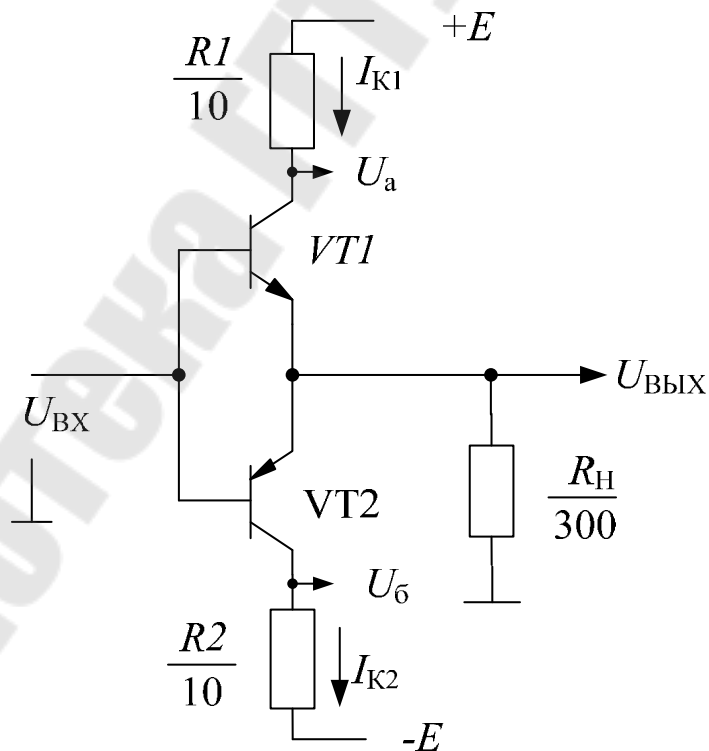


Рис. 1.3. Усилитель мощности класса B

Максимальные амплитуды напряжения и тока нагрузки определим с помощью рис. 1.1:

$$U_{Hm} = U_{Km} = E - U_{KЭмин} < E;$$

$$I_{Hm} = I_{Km} = \frac{U_{Hm}}{R_H} < \frac{E}{R_H};$$

$$P_H = 0,5U_{Hm}I_{Hm} = \frac{U_{Hm}^2}{2R_H} < \frac{E^2}{2R_H}.$$

Ток источника питания $+E$ равен току коллектора $VT1$ и отличен от нуля в течение первого полупериода сигнала.

Средний ток коллектора $VT1$ и источника $+E$:

$$I_{K1cp} = \frac{I_{Hm}}{\pi}.$$

Из условий симметрии:

$$P_0 = EI_{K1cp} + EI_{K2cp} = 2EI_{Kcp} = \frac{2EI_{Hm}}{\pi} = \frac{2EU_{Hm}}{\pi R_H} < \frac{2E^2}{\pi R_H}.$$

Коэффициент полезного действия прямо пропорционален амплитуде напряжения на нагрузке:

$$\eta = \frac{P_H}{P_0} = \frac{U_{Hm}^2}{2R_H} \cdot \frac{2EU_{Hm}}{\pi R_H} = \frac{\pi U_{Hm}}{4E} < \frac{\pi}{4} = 0,785.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе, определяется из условия симметрии и уравнения баланса мощностей:

$$P_0 = P_H + P_{K1} + P_{K2} = P_H + 2P_K;$$

$$P_K = \frac{P_0 - P_H}{2} = \frac{EU_{Hm}}{\pi R_H} - \frac{U_{Hm}^2}{4R_H} = f(U_{Hm}).$$

Таблица 1.1

Энергетические параметры УМ класса В

Амплитуда сигнала изменяется от 0 до E $0 < U_{Hm} < E$	Максимум мощности на коллекторе P_K $U_{Hm} = \frac{2E}{\pi}$	Максимум мощностей P_H, P_0 и КПД $U_{Hm} = E$
$P_0 = \frac{2EU_{Hm}}{\pi R_H}$	$P_0 = \frac{4E^2}{\pi^2 R_H}$	$P_0 = \frac{2E^2}{\pi R_H}$

Амплитуда сигнала изменяется от 0 до E $0 < U_{Hm} < E$	Максимум мощности на коллекторе P_K $U_{Hm} = \frac{2E}{\pi}$	Максимум мощностей P_H, P_0 и КПД $U_{Hm} = E$
$P_H = \frac{U_{Hm}^2}{2R_H}$	$P_H = \frac{2E^2}{\pi^2 R_H}$	$P_H = \frac{E^2}{2R_H}$
$P_K = \frac{P_0 - P_H}{2}$	$P_K = \frac{E^2}{\pi^2 R_H}$	$P_K = \frac{E^2}{2R_H} \frac{4 - \pi}{4\pi}$
$\eta = \frac{\pi U_{Hm}}{4 E}$	$\eta = 0,5$	$\eta = \frac{\pi}{4} = 0,785$

Требования к транзисторам в бестрансформаторных УМ класса В:

$$I_{K\text{макс}} > \frac{E}{R_H} > I_{Hm};$$

$$U_{KЭ\text{макс}} > 2E > E + U_{Hm};$$

$$P_{K\text{макс}} > \frac{E^2}{\pi^2 R_H}.$$

Графики зависимостей P_0 , P_H , P_K и КПД от амплитуды напряжения U_{Hm} построены на рис. 1.4.

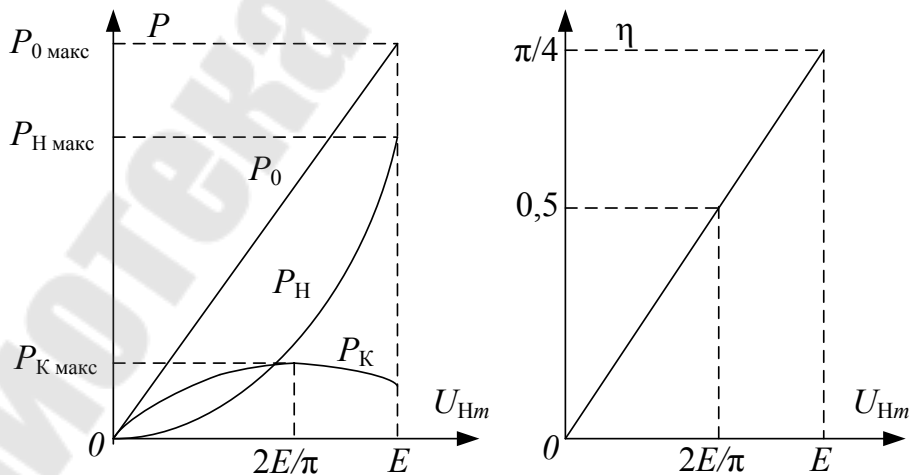


Рис. 1.4. Зависимость энергетических параметров УМ класса В от амплитуды сигнала

Пропорциональность потребляемой мощности амплитуде сигнала обуславливает отсутствие потребления в токе покоя и высокий КПД при больших амплитудах сигнала.

Важным достоинством класса *B* является также то, что отношение максимальной мощности на коллекторе при $U_{Hm} = \frac{2E}{\pi}$,

$$P_K\left(\frac{2E}{\pi}\right) = \frac{E^2}{\pi^2 R_H}$$
 к максимальной мощности нагрузки (при $U_{Hm} = E$)

составляет всего $\frac{2}{\pi^2} = 0,2$. В реальных схемах за счет остаточного напряжения $U_{КЭ\text{мин}}$ это отношение составляет 0,25–0,3 при КПД = 0,6–0,7.

Недостатком двухтактных УМ класса *B* являются переходные искажения сигнала, особенно заметные при малых амплитудах напряжения $U_{ВХ}$. Эти искажения проявляются в моменты перехода сигнала через ноль и обусловлены резкой нелинейностью входных ВАХ биполярных транзисторов на начальном участке (рис. 1.5).

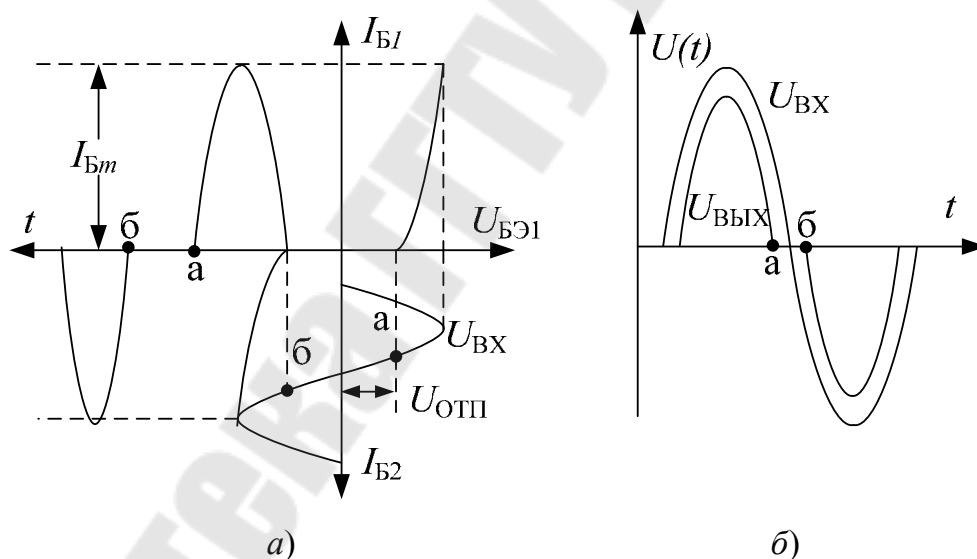


Рис. 1.5. Переходные искажения в усилителе класса *B*:
a – на входе усилителя; *б* – на выходе усилителя

При $U_{ВХ} < U_{отп}$ (участок *a–б*) оба транзистора закрыты и сигнал на выходе отсутствует. Напряжение отпирания для кремниевых транзисторов составляет: $U_{отп} \approx 0,4–0,5$ В. Для составных транзисторов это напряжение удваивается.

Для уменьшения переходных искажений применяют класс *AB* – промежуточный между режимами *A* и *B*. Точка покоя транзисторов

задается в активной области с относительно малыми токами $I_{0Б}$ и $I_{0К} = h_{21Э} I_{0Б}$, где $h_{21Э}$ – коэффициент усиления по току.

Для сдвига точки покоя 0 в активную область применяют дополнительные источники $E_{см} > U_{отп}$ (рис. 1.6).

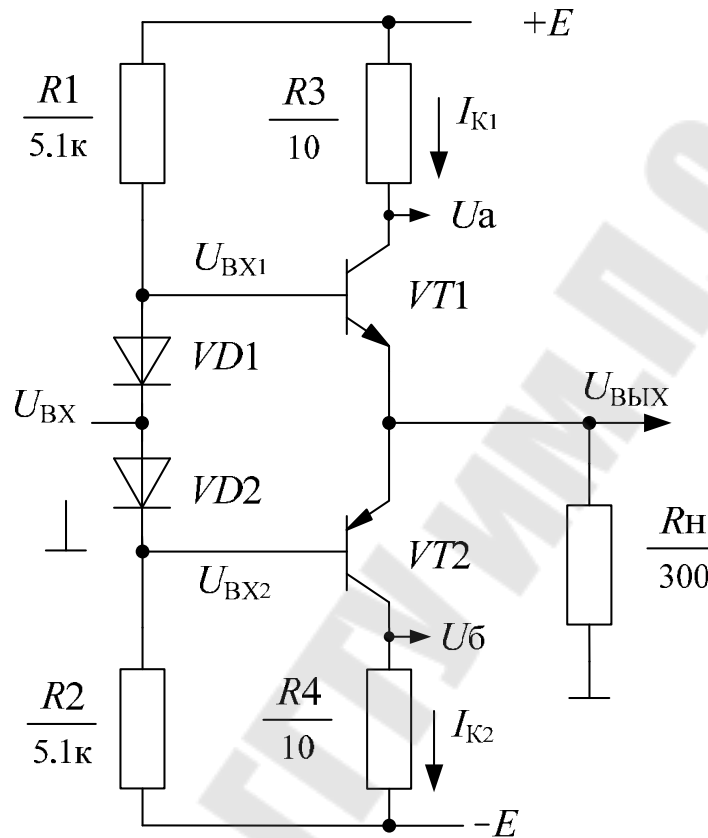


Рис. 1.6. Усилитель мощности класса *AB*

В качестве отпирающих напряжений используют напряжения на прямосмещенных *p-n*-переходах диодов $VD1$ и $VD2$ (рис. 1.6). Резисторы $R1$ и $R2$ обеспечивают прямой ток диодов.

При $I_{0К} \ll I_{Км}$ средний ток транзисторов и источников питания увеличивается незначительно, сохраняются основные энергетические параметры класса *B*. Переходные искажения существенно уменьшаются, так как отсутствует пауза между запирающим и отпирающим транзисторами.

В двухтактных УМ класса *AB* рабочая точка движется по траектории $0-1-0-2-3-2-0$ (рис. 1.7). В исходном состоянии (0) ток покоя равен $I_{0К}$. При равенстве токов покоя $VT1$ и $VT2$ ток в нагрузке отсутствует, $U_{0КЭ} = E$. При подаче положительной полуволны сигнала $VT2$

запирается, рабочая точка $VT1$ движется по траектории 0–1–0. Наклон линии нагрузки определяет R_H . Во время отрицательной полуволны сигнала формируется траектория 0–2–3–2–0. Участок 0–2 соответствует работе $VT1$ на открытый транзистор $VT2$ при уменьшении тока от I_{0K} до обратного тока (≈ 0). Крутизна участка ЛН 0–2 определяется малым сопротивлением: $R_{\text{вых}2} = h_{11B}$. Участок 2–3–2 соответствует закрытому состоянию $VT2$, напряжение $U_{KЭ}$ изменяется от $U_{0KЭ} = E$ до $E + U_{Hm}$ при формировании отрицательной полуволны сигнала.

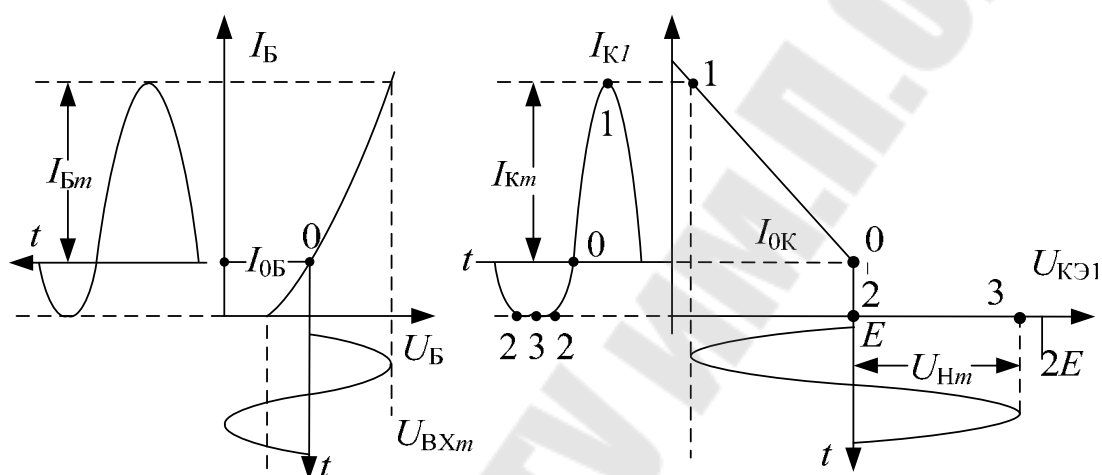


Рис. 1.7. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе усилителей класса AB

Если током I_{0K} нельзя пренебречь, расчет параметров уточняют по сравнению с классом B путем учета дополнительной потребляемой мощности, рассеиваемой транзисторами.

$$I_{\text{Кср}} = \frac{I_{Km}}{\pi} + I_{0K};$$

$$P_0 = \frac{2EU_{Hm}}{\pi R_H} + P_{\text{Доп}} = \frac{2EU_{Hm}}{\pi R_H} + 2EI_{0K};$$

$$P_{\text{Кмакс}} = \frac{E^2}{\pi^2 R_H} + I_{0K}E.$$

В двухтактных УМ класса AB необходимо точно поддерживать токи I_{0K} . Возможное увеличение токов покоя вследствие разброса параметров элементов и их температурного дрейфа приводит к росту неограниченного резистором R_H сквозного тока по цепи $+E$, $VT1$,

$VT2$, $-E$. Для точной установки токов применяют регулируемый источник $E_{см}$, а также местную отрицательную обратную связь по току включением в эмиттеры стабилизирующих резисторов $R_э$ порядка $0,1-0,5$ Ом при токах $I_{Hm} = 1-10$ А.

Современные УМ для уменьшения нелинейных искажений строят по схемам с общей отрицательной обратной связью на основе режимов B и AB .

2. Порядок выполнения работы

2.1. Исследование усилителя мощности класса B (УМ- B)

Собрать схему по рис. 1.3. Снять передаточную характеристику $U_{вых} = f(U_{вх})$ на постоянном токе. Результаты измерения занести в табл. 1.2.

Таблица 1.2

$U_{вх}, В$	-12	-10	-8	-6	-4	-2	-1	-0,9	-0,8	-0,7	-0,6	-0,5	-0,4
$U_{вых}, В$													

Продолжение табл. 1.2

-0,3	0	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	4	6	8	10	12

Построить передаточную характеристику для двух диапазонов $U_{вх}$:

а) $-1 В < U_{вх} < +1 В$ в масштабе $0,1 В/см$;

б) $-12 В < U_{вх} < +12 В$ в масштабе $1 В/см$.

Исследовать УМ- B на переменном токе частотой 1 кГц. Если на выходе генератора присутствует постоянная составляющая $U_0 > 100$ мВ (измерить вольтметром), применить разделительный конденсатор (рис. 1.8).

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{вх}(t)$ и $U_{вых}(t)$ на общей координатной плоскости и графики токов $I_{K1}(t)$ и $I_{K2}(t)$ при:

а) $U_{вхm} = 0,5 В$; б) $U_{вхm} = 1 В$; в) $U_{вхm} = 2 В$.

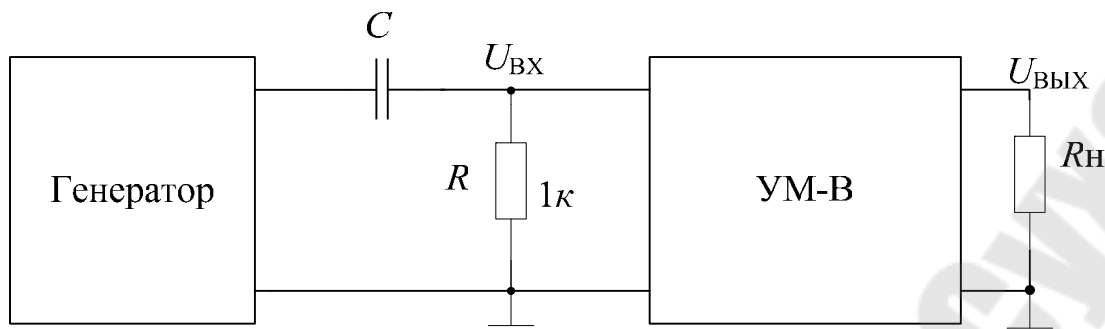


Рис. 1.8. Исследование УМ-В на переменном токе

Для наблюдения формы тока коллектора транзистора используются дополнительные резисторы $R1$ и $R2$. Напряжение $U_a = E - I_{K1}R1$ и $U_b = -E + I_{K2}R2$. Для получения величины тока I_{K1} необходимо вычесть из U_a постоянную составляющую E (вход осциллографа закрыт: \sim) и полученное переменное напряжение умножить на коэффициент $\frac{-1}{R1}$.

2.2. Рассчитать параметры УМ-В для заданных амплитуд напряжения первой гармоники на нагрузке (табл. 1.3).

Таблица 1.3

$U_{Нм}, В$	1	2	3	4	5	6	7	$\frac{2E}{\pi}$	8	9	10	$12 = E$
$I_{Нм}, мА$												
$I_{Кср}, мА$												
$P_{Н}, мВт$												
$P_0, мВт$												
$P_{К}, мВт$												
КПД												

2.3. Исследование усилителя мощности АВ (УМ-АВ)

Собрать схему по рис. 1.6. Снять передаточную характеристику $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ и зависимости $U_{ВХ1} = f(U_{ВХ})$, $U_{ВХ2} = f(U_{ВХ})$ на постоянном токе. Результаты измерения занести в таблицу, аналогичную табл. 1.1, с дополнительными значениями $U_{ВХ} = -0,2; -0,1; 0,1; 0,2 В$ с дальнейшим шагом $0,2 В$ до $U_{ВХ} = 1 В$ и шагом $2 В$ от $2 В$ до E .

Построить зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$, $U_{\text{ВХ1}} = f(U_{\text{ВХ}})$, $U_{\text{ВХ2}} = f(U_{\text{ВХ}})$ для двух диапазонов $U_{\text{ВХ}}$:

а) $-1 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +1 \text{ В}$ в масштабе $0,1 \text{ В/см}$;

б) $-12 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +12 \text{ В}$ в масштабе 1 В/см .

Исследовать УМ-АВ на переменном токе частотой 1 кГц .

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{\text{ВХ}}(t)$, $U_{\text{ВХ1}}(t)$, $U_{\text{ВХ2}}(t)$, $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ на общей координатной плоскости и графики токов $I_{\text{К1}}(t)$ и $I_{\text{К2}}(t)$ при:

а) $U_{\text{ВХм}} = 0,5 \text{ В}$; б) $U_{\text{ВХм}} = 2,0 \text{ В}$.

2.4. Исследование усилителя мощности с отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 1.9).

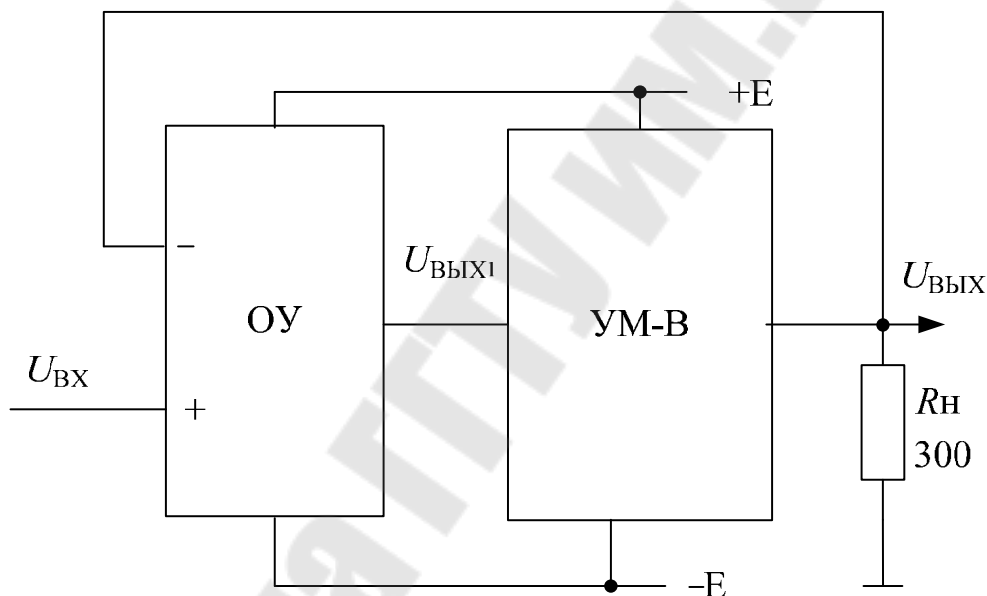


Рис. 1.9. Усилитель мощности с ООС

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{\text{ВХ}}(t)$, $U_{\text{ВЫХ1}}(t)$, $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ и на частотах 500 и 20 кГц :

а) $U_{\text{ВХм}} = 0,5 \text{ В}$; б) $U_{\text{ВХм}} = 5 \text{ В}$.

Определить величину скачка $U_{\text{ВЫХ1}}(t)$ при переходе напряжения $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ через ноль.

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать схемы исследуемых усилителей мощности с таблицами и графиками в соответствии с заданием.

4. Контрольные вопросы

1. Построить по заданным преподавателем исходным данным R_H , E_K и $2E$ линии нагрузки, рассчитать энергетические параметры:

а) УМ класса A (0Э) при заданном отношении $\frac{R_H}{R_K}$;

б) УМ класса A (0К) при заданном отношении $\frac{R_H}{R_{Э}}$;

в) УМ класса A (0Э) с непосредственным включением нагрузки;

г) УМ класса A (0К) с непосредственным включением нагрузки;

д) УМ класса A (0Э) с источником тока,

е) УМ класса A (0К) с источником тока;

ж) трансформаторного УМ класса A (0Э);

з) двухтактного УМ класса B ;

и) двухтактного УМ класса AB .

2. Что такое переходные искажения, какие существуют методы их уменьшения?

3. Сравнить различные классы усилителей по энергетическим параметрам и нелинейным искажениям.

4. Определить аналитически координаты экстремума функции $P_K = f(U_{Hm})$ для усилителя класса B .

5. Вывести выражение для коэффициента усиления по напряжению УМ с обратной связью.

6. Изобразить временную зависимость выходного напряжения предусилителя (ОУ) УМ с обратной связью, пояснить принцип уменьшения переходных искажений.

Литература

1. Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник / Ф. А. Ткаченко. – М. : Новое знание ; ИНФРА-М, 2011. – 628 с.

2. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М., 2000. – 768 с.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Цель работы: исследовать схемы простого токового зеркала и его модификаций на биполярных интегральных транзисторах.

Используемое оборудование: блок питания +9 В; лабораторный макет на ИМС; вольтметр В7-40 – 2 шт.; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Основные положения

Источник тока (ИТ) – это элемент интегральной схемы, обеспечивающий ток, независимый от параметров нагрузки. Источники тока представляют собой прекрасное средство для обеспечения смещения транзисторов и, кроме того, незаменимы в качестве активной нагрузки для усилительных каскадов с большим коэффициентом усиления и в качестве источников питания эмиттеров для дифференциальных усилителей. Источники тока необходимы для работы таких устройств, как интеграторы, генераторы пилообразного напряжения. Источник может быть управляемым, т. е. $I_{\text{вых}}$ является функцией управляющего сигнала или воздействия.

При построении ИТ на биполярных транзисторах используется свойство слабой зависимости тока I_K от напряжения $U_{KЭ}$ (рис. 2.1).

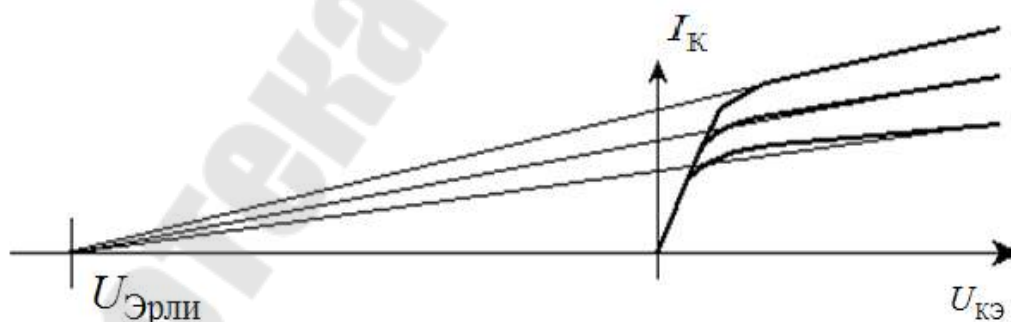


Рис. 2.1. Семейство выходных характеристик биполярного транзистора

$U_{\text{Эрли}}$ – напряжение Эрли, начальное напряжение или величина, обратная коэффициенту модуляции ширины базы, типичное значение для интегральных транзисторов составляет 250–300 В. Диапазон

напряжений, в котором схема работает приблизительно как ИТ, называется диапазоном линейного изменения напряжения. В отличие от идеального ИТ на выходной характеристике реальной схемы ИТ имеется наклон (рис. 2.2), определяемый выходной динамической проводимостью:

$$\frac{\partial I_{\text{ВЫХ}}}{\partial U_{\text{ВЫХ}}} = g_0 - \text{динамическая выходная проводимость.}$$

Величина обратная выходной динамической проводимости $\frac{1}{g_0} = r_0$ – динамическое выходное сопротивление.

Если $g_0 \rightarrow 0$, а $r_0 \rightarrow \infty$, имеем идеальный ИТ (рис. 2.2).



Рис. 2.2. Выходная характеристика источника тока

1.2. Основные параметры источников тока

Источник тока характеризуется следующими параметрами:

– номинальный выходной ток – $I_{\text{ВЫХ}}$;

– выходная динамическая проводимость: $g_0 = \frac{\partial I_{\text{ВЫХ}}}{\partial U_{\text{ВЫХ}}}$;

– температурная нестабильность выходного тока (ТКИ):

$$\text{ТКИ} = \frac{1}{I_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial I_{\text{ВЫХ}}}{\partial T};$$

– коэффициент влияния источника питания: $K_{\text{е.и.п}} = \frac{1}{I_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial I_{\text{ВЫХ}}}{\partial U_{\text{ПИТ}}}$.

1.3. Токовое зеркало

Схема источника тока – простого токового зеркала (ТЗ) – приведена на рис. 2.3.

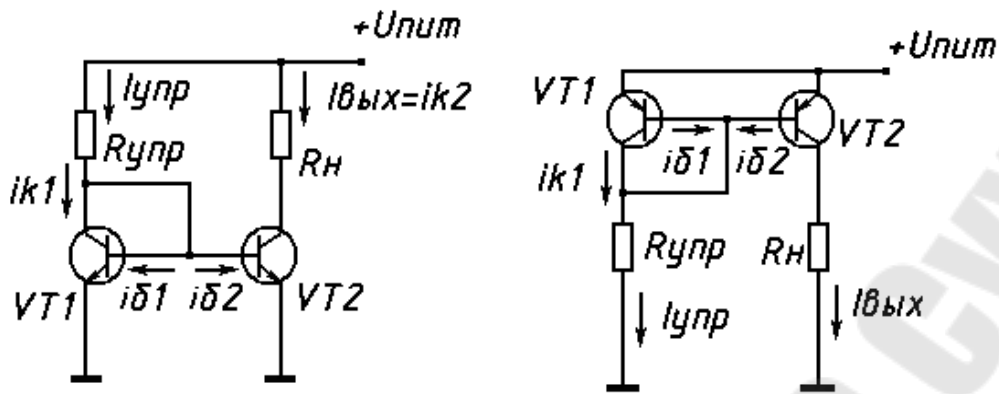


Рис. 2.3. Схема простого ТЗ на биполярных транзисторах

Запишем значение управляющего тока:

$$I_{\text{пит}} = \frac{U_{\text{пит}} - U_{\text{БЭ1}}}{R_{\text{упр}}}.$$

Найдем значение *выходного тока* в зависимости от тока управления. Так как в микроэлектронном исполнении параметры транзисторов практически одинаковы и для схемы простого токового зеркала $U_{\text{БЭ1}} = U_{\text{БЭ2}}$, следовательно $I_{\text{К1}} = I_{\text{К2}}$. А управляющий ток определяется как $I_{\text{упр}} = I_{\text{К1}} + 2I_{\text{Б}}$. С учетом двух последних выражений можно записать:

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{К2}} = I_{\text{К1}} = I_{\text{упр}} - 2I_{\text{Б}} = I_{\text{упр}} - 2 \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{\beta},$$

отсюда

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_{\text{упр}}}{1 + \frac{2}{\beta}}, \quad (2.1)$$

при $\beta = 100$ отношение $\frac{I_{\text{упр}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = 1,02$, т. е. разбаланс составляет 2%,

а при достаточно большом β : $I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{упр}}$. Благодаря последнему свойству эта схема источника тока и получила свое название – «токовое зеркало».

Предыдущий анализ транзисторной пары ТЗ был проведен в предположении полной идентичности обоих транзисторов. Рассмотрим, что происходит в реальной ситуации, когда это предположение не выполняется.

Для схемы ТЗ различия в усилении по току не играют большой роли вследствие малости базового тока, в то время как влияние $U_{см}$ может оказаться существенным.

Найдем отношение токов коллектора:

$$\frac{I_{К1}}{I_{К2}} = \exp \frac{-U_{см}}{\varphi_T}. \quad (2.2)$$

Типичное значение напряжения смещения $\pm 1-3$ мВ. При напряжении смещения 1 мВ разбаланс токов коллектора для пары транзисторов составляет:

$$\frac{I_{К1}}{I_{К2}} = \exp \frac{-U_{см}}{\varphi_T} = \exp \frac{\pm 0,001}{0,026} = 1 \pm 0,04.$$

Выходная проводимость определяется как наклон выходной характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с 0Э:

$$g_0 = \frac{\partial I_{ВЫХ}}{\partial U_{ВЫХ}} = \frac{\partial I_{К}}{\partial U_{КЭ}} = \frac{I_{К}}{U_{эрли}}. \quad (2.3)$$

1.4. Источник тока с уменьшенным значением выходного тока

Еще один способ получения выходного тока, кратного управляющему, состоит во включении дополнительного резистора в цепь эмиттера выходного транзистора.

Найдем отношение токов коллектора для этой схемы (рис. 2.4):

$$I_{К1} = I_{К0} \cdot \exp \frac{U_{БЭ1}}{\varphi_T} = I_{К0} \cdot \exp \frac{U_{БЭ2} + I_{ВЫХ} R_{Э2}}{\varphi_T};$$

$$I_{К2} = I_{К0} \cdot \exp \frac{U_{БЭ2}}{\varphi_T}.$$

Найдем отношение токов коллектора:

$$\frac{I_{К1}}{I_{К2}} = \frac{I_{упр}}{I_{ВЫХ}} = \exp \frac{I_{ВЫХ} R_{Э2}}{\varphi_T},$$

или в другом виде

$$\ln \left(\frac{I_{упр}}{I_{ВЫХ}} \right) = \frac{I_{ВЫХ} R_{Э2}}{\varphi_T}.$$

Таким образом, управляющий ток и выходной ток связаны соотношением:

$$I_{\text{упр}} = I_{\text{вых}} \cdot \exp \frac{I_{\text{вых}} R_{\text{Э2}}}{\Phi_T}. \quad (2.4)$$

По этой формуле, зная необходимое значение выходного тока, можно рассчитать значение сопротивления $R_{\text{Э2}}$.

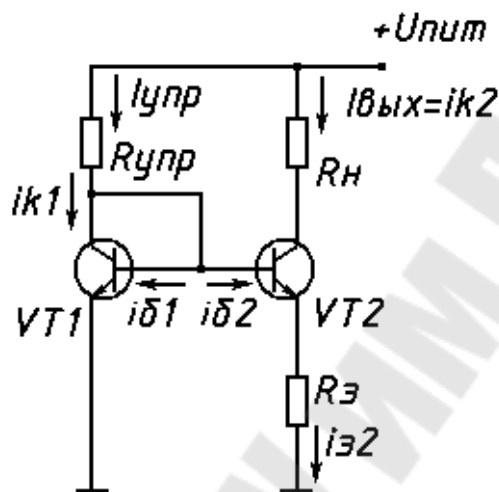


Рис. 2.4. Схема источника тока с уменьшенным значением выходного тока

Таким образом, введение резистора в цепь эмиттера позволяет получить малые значения выходного тока. Это очень важно, так как во многих интегральных схемах требуются токи порядка микроампер или меньше, и если использовать схему простого ТЗ, то в качестве управляющего сопротивления необходимо применять мегаомные сопротивления, изготовление которых в полупроводниковых интегральных схемах невозможно или сопряжено с определенными трудностями.

Кроме уменьшения значения выходного тока при неизменном управляющем токе, введение резистора в цепь эмиттера изменяет в лучшую сторону значение выходной проводимости.

В [1, с. 565] приводится следующая формула для выходной проводимости:

$$g_0 = g_K = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{эр}}} \frac{1}{1 + \ln \left(\frac{I_{\text{упр}}}{I_{\text{вых}}} \right)}, \quad (2.5)$$

и если сравнить полученное выражение с аналогичной формулой для простого ТЗ (2.3), то видно, что введение резистора в цепь эмиттера уменьшает относительное изменение выходного тока в $\left(1 + \ln\left(\frac{I_{упр}}{I_{вых}}\right)\right)$ раз.

1.5. Токовое зеркало с двумя эмиттерными сопротивлениями

Рассмотрим модификацию предыдущей схемы (рис. 2.5).

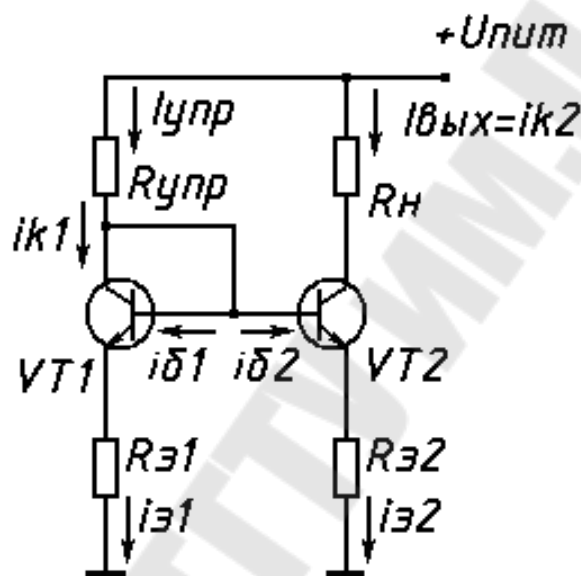


Рис. 2.5. Схема ТЗ с эмиттерными сопротивлениями

Для этой схемы значение выходного тока можно определить по формуле

$$I_{вых} \approx \frac{I_{упр} R_{э1}}{R_{э2}}. \quad (2.6)$$

2. Порядок выполнения работы

ВНИМАНИЕ! Все измерения производить в ручном режиме выбора пределов измерений, на пределе, обеспечивающем максимальную чувствительность с максимальной точностью.

2.1. Соберите схему по рис. 2.6. Измерьте величину базового тока при токе коллектора в пределах 3–5 мА для транзисторов VT1 и рассчитайте коэффициент усиления транзисторов по току.

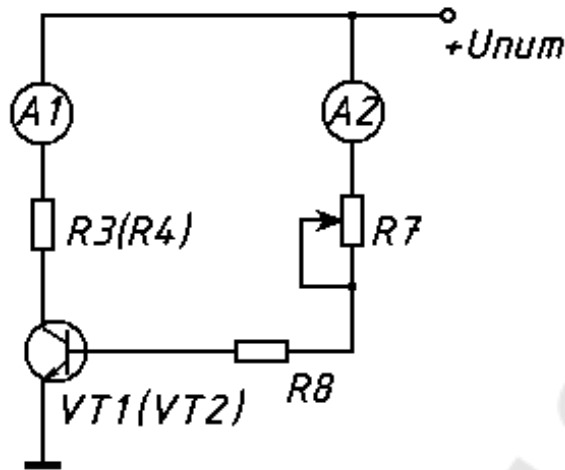


Рис. 2.6. Схема для измерения β транзисторов

2.2. Соберите схему по рис. 2.7 и измерьте напряжение смещения для транзисторов $VT1$ и $VT2$ в режиме дифференциального каскада. Для этого регулировкой потенциометра R_{10} добейтесь нулевых показаний вольтметра $V1$ с максимальной точностью и снимите показание вольтметра $V2$. Обратите внимание на полярность подключения вольтметра $V2$ и на знак результата измерений.

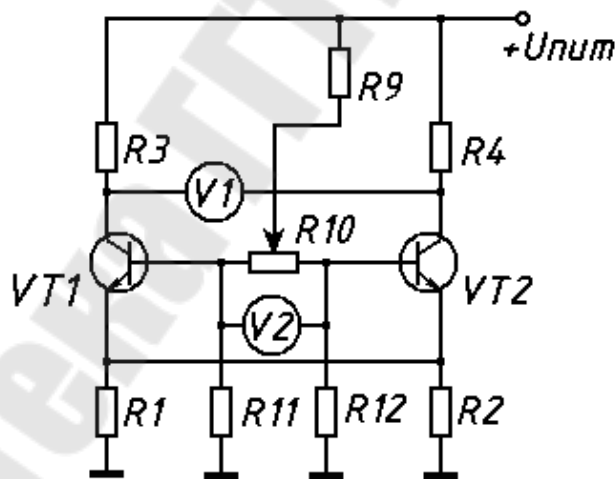


Рис. 2.7. Схема для измерения напряжения смещения транзисторов

2.3. Рассчитайте разбаланс токов в ветвях для схемы простого ТЗ с учетом коэффициентов усиления транзисторов по току и разности напряжений базэмиттерных переходов по формулам (2.1) и (2.2).

2.4. Соберите схему простого ТЗ по рис. 2.8 и измерьте разбаланс токов в ветвях. Для этого:

а) установите потенциометром R_5 ток в задающей ветви равным 3–5 мА;

б) отключите питание и измерьте суммарное сопротивление резисторов $R_5 + R_3$;

в) установите $R_6 + R_4 = R_3 + R_5$;

г) включите питание и произведите измерение токов в ветвях.

Сравните измеренное значение разбаланса с расчетным.

2.5. Снимите выходную характеристику источника тока по схеме простого ТЗ – 10–12 значений. Данные измерений занесите в табл. 2.1.

Таблица 2.1

$I_{\text{ВЫХ}}$									
$U_{\text{ВЫХ}}$									

Для этого закоротите резистор R_4 и, изменяя сопротивление нагрузки потенциометром R_6 для эквидистантных значений напряжения $U_{\text{КЭ}}$, снимите показания амперметра $A2$ и вольтметра V (рис. 2.8).

По данным измерений постройте выходную характеристику в масштабе и рассчитайте выходную динамическую проводимость и сравните ее значение с теоретическим (2.3).

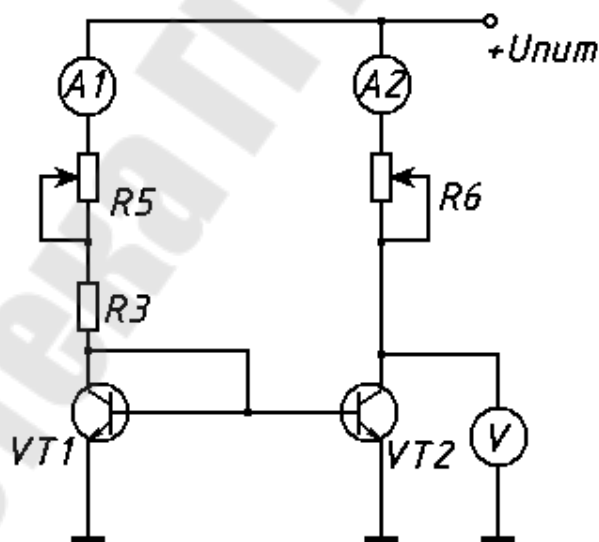


Рис. 2.8. Схема для исследования простого токового зеркала

2.6. Рассчитайте по (2.4) значение выходного тока в схеме источника тока с малым уровнем выходного тока (рис. 2.9).

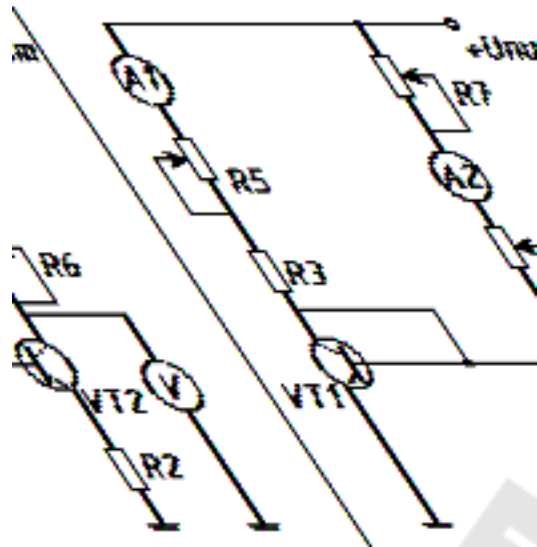


Рис. 2.9. Схема для снятия выходной характеристики источника тока с уменьшенным значением выходного тока

2.7. Соберите схему по рис. 2.9 и снимите выходную характеристику. Данные измерений занесите в табл. 2.2.

Таблица 2.2

$I_{\text{ВЫХ}}$									
$U_{\text{ВЫХ}}$									

По данным измерений постройте выходную характеристику в масштабе и рассчитайте значение выходной проводимости и сравните с теоретическим значением (2.5).

2.8. Рассчитайте по формуле (2.6) значение выходного тока источника тока с масштабированием токов (рис. 2.10).

4.9. Соберите схему по рис. 2.10 и снимите выходную характеристику источника тока – 10–12 значений. Данные измерений занесите в табл. 2.3.

Таблица 2.3

$I_{\text{ВЫХ}}$									
$U_{\text{ВЫХ}}$									

По данным измерений постройте выходную характеристику в масштабе и рассчитайте значение выходной проводимости.

2.10. Рассчитайте по формуле (2.6) значение выходного тока источника тока с масштабированием токов (рис. 2.10).

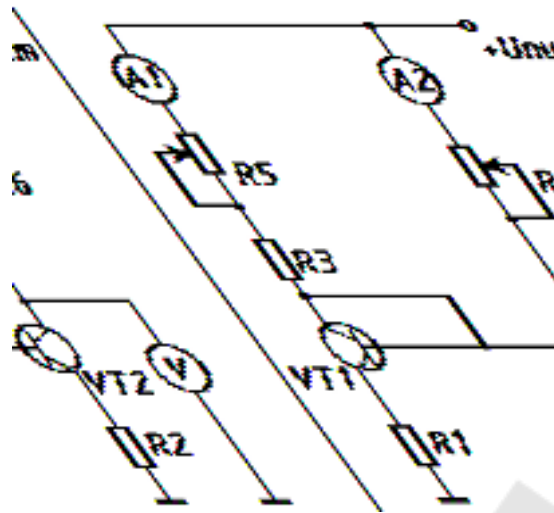


Рис. 2.10. Схема для снятия выходной характеристики ТЗ с эмиттерными сопротивлениями

2.11. Соберите схему по рис. 2.11 и снимите выходную характеристику. Данные измерений занесите в табл. 2.4.

Таблица 2.4

$I_{\text{ВЫХ}}$									
$U_{\text{ВЫХ}}$									

По данным измерений постройте выходную характеристику в масштабе и рассчитайте значение выходной проводимости.

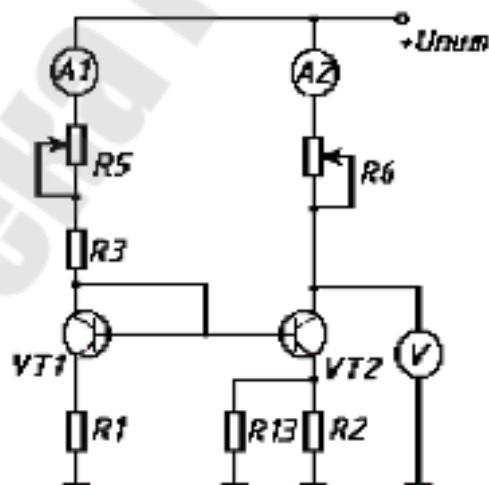


Рис. 2.11. Схема для снятия выходной характеристики источника тока с масштабированием токов

2.12. Постройте все выходные характеристики на одном графике в одном масштабе.

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Дайте определение источника тока. Чем характеризуется построение источников тока на основе биполярных транзисторов?
2. Приведите схему простого ТЗ. Рассчитайте выходной ток при условии полной идентичности транзисторов.
3. Определите выходную проводимость и коэффициент влияния источника питания для простого ТЗ.
4. Приведите схему ИТ с уменьшенным значением выходного тока. Как рассчитать выходной ток, выходную проводимость и коэффициент влияния источника питания?
5. Изобразите схему ТЗ с эмиттерными сопротивлениями. Чему равен выходной ток и выходная проводимость?

Литература

1. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф. – М. : Мир, 1988. – 583 с.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы – исследование схем интегральных источников опорного напряжения.

Используемое оборудование: блок питания +9 В; лабораторный макет; вольтметр В7-40А – 2 шт.; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Источники опорного напряжения: общие положения

Источник напряжения – элемент электрической схемы, который вырабатывает выходное напряжение U_0 , не зависящее от величины нагрузки источника напряжения и от источников питания (рис. 3.1).

Основные параметры:

– номинальное выходное напряжение – $U_{\text{ВЫХ}}$;

– выходное динамическое сопротивление: $r_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial I_{\text{ВЫХ}}}$;

– температурная нестабильность выходного напряжения:

$$TKU_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T};$$

– коэффициент влияния источника питания:

$$K_{\text{в.и.п}} = \frac{1}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial U_{\text{ПИТ}}};$$

– коэффициент стабилизации – $K_{\text{СТ}}$.

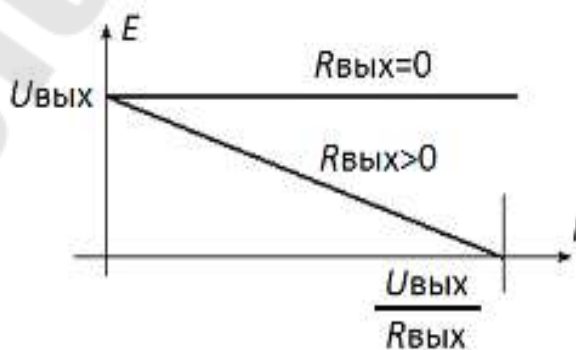


Рис. 3.1. Влияние выходного сопротивления ИОН на выходное напряжение источника

Рассмотрим действие эмиттерного повторителя на выходное сопротивление ИОН (рис. 3.2).

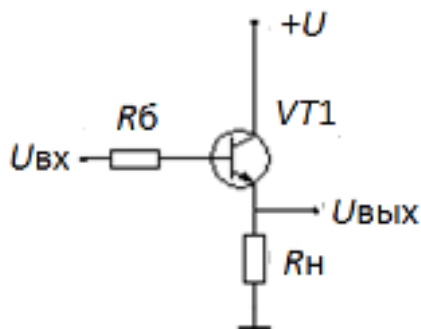


Рис. 3.2. Эмиттерный повторитель

Выходное сопротивление этой схемы:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{Б}} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} + r_{\text{Э}}.$$

Как видно из последней формулы, сопротивления $R_{\text{Б}}$ и $r_{\text{Б}}$ уменьшаются в $\beta + 1$ раз.

Для уменьшения выходного сопротивления применяют ОУ с ООС (рис. 3.3).

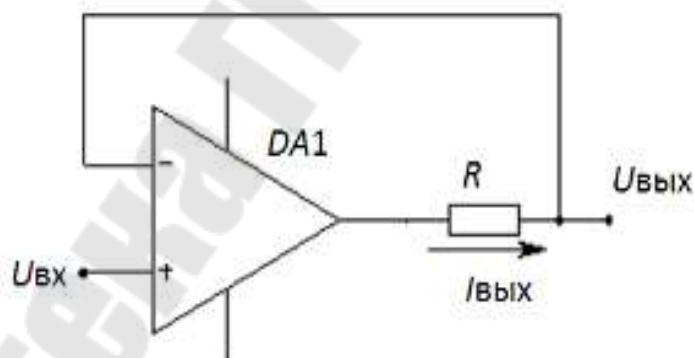


Рис. 3.3. Схема операционного усилителя с отрицательной обратной связью

Запишем выражение для выходного напряжения данной схемы:

$$U_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})K_U - I_{\text{ВЫХ}}R.$$

Раскроем скобки и перенесем члены с $U_{\text{ВЫХ}}$ в левую часть:

$$U_{\text{ВЫХ}}(1 + K_U) = U_{\text{ВХ}}K_U - I_{\text{ВЫХ}}R.$$

Выразим выходное напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} K_U}{1 + K_U} - \frac{I_{\text{ВЫХ}} R}{1 + K_U} = U_{\text{ВХ}} - I_{\text{ВЫХ}} \frac{R}{1 + K_U}. \quad (3.1)$$

Как видно из последней формулы, значение сопротивления R при включении отрицательной обратной связи уменьшается в $1 + K_U$ раз.

1.2. Источник опорного напряжения на стабилитроне

Простейший метод получения опорного напряжения состоит в том, что нестабилизированное входное напряжение прикладывают через токоограничивающий резистор к стабилитрону (рис. 3.4).

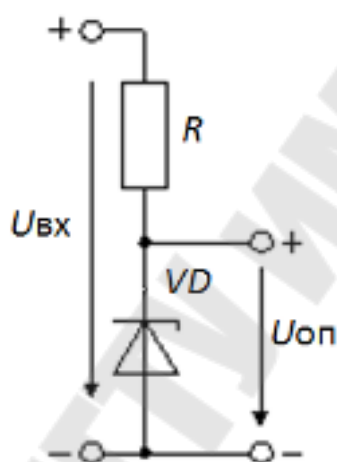


Рис. 3.4. Схема ИОН на стабилитроне

Для схемы на рис. 3.4 коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{СТ}} = 1 + r_{\text{СТ}}, \quad (3.2)$$

и составляет обычно от 10 до 100. Здесь $r_{\text{СТ}}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона. Оно приблизительно обратно пропорционально току, протекающему через стабилитрон, поэтому при заданном входном напряжении увеличением сопротивления резистора R невозможно добиться повышения коэффициента стабилизации.

Важным фактором для выбора стабилитрона является величина шумовой составляющей напряжения стабилизации, которая сильно возрастает при малых величинах тока.

Недостатком схемы на рис. 3.4 является относительно высокое выходное сопротивление (десятки Ом), которое также возрастает при уменьшении тока через стабилитрон.

Другим недостатком является большой разброс напряжений стабилизации, который даже для прецизионных стабилитронов достигает 5 % от номинального значения.

Существенного повышения коэффициента стабилизации можно достичь, если токоограничивающий резистор заменить источником стабильного тока, например, на полевом транзисторе. В этом случае $K_{ст}$ может превысить 1000. Для уменьшения выходного сопротивления используется эмиттерный повторитель (рис. 3.5).

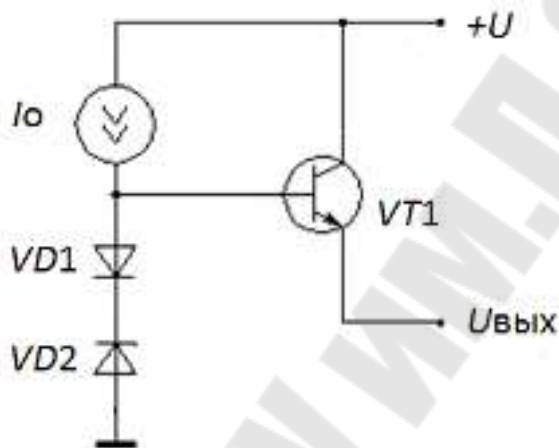


Рис. 3.5. Схема ИОН на стабилитроне и с эмиттерным повторителем на выходе

Напряжение на эмиттере транзистора $VT1$ меньше напряжения на базе приблизительно на 0,6 В.

Выходное динамическое сопротивление данного источника определяется по формуле

$$r_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} = r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}}}{1 + h_{21\text{э}}} + \frac{r_{\text{ст}}}{1 + h_{21\text{э}}}. \quad (3.3)$$

1.3. Источник опорного напряжения на стабилитроне и опорном усилителе

Можно существенно улучшить характеристики источника опорного напряжения, если использовать в его составе операционный усилитель (ОУ) (рис. 3.6).

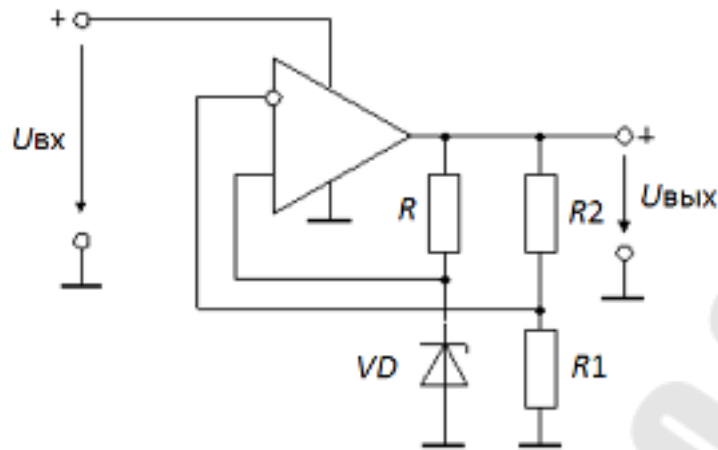


Рис. 3.6. Схема ИОН на стабилитроне и ОУ

Коэффициент стабилизации в такой схеме определяется главным образом коэффициентом влияния источников питания $K_{в.и.п}$ в используемом ОУ и может достигать величины порядка 10000. Выходное сопротивление этой схемы составляет десятые доли Ома. Поскольку напряжения на входах ОУ практически равны, выходное напряжение источника опорного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{о.п}} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = U_{\text{оп}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.4)$$

и не может быть меньше напряжения стабилизации стабилитрона. Применение ОУ позволяет также путем подгонки соотношения сопротивлений резисторов R_2/R_1 достичь высокой точности опорного напряжения.

2. Порядок выполнения работы

2.1. Исследование источника тока на полевом транзисторе.

2.1.1. Соберите схему по рис. 3.7.

2.1.2. Снимите выходную характеристику источника тока на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом – 10–12 значений.

2.1.3. По данным измерений п. 2.1.2 постройте выходную характеристику источника тока в масштабе.

2.1.4. Рассчитайте значения выходной динамической проводимости для начального и конечного участка характеристики.

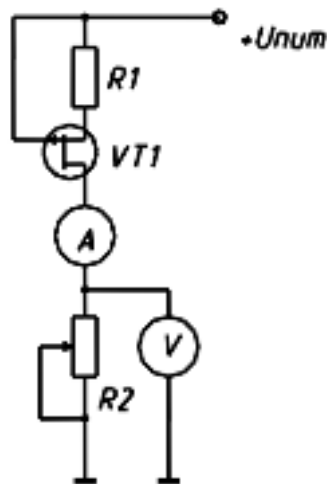


Рис. 3.7. Схема для исследования источника тока на полевом транзисторе

2.2. Исследование интегрального стабилитрона.

2.2.1. Соберите схему по рис. 3.8.

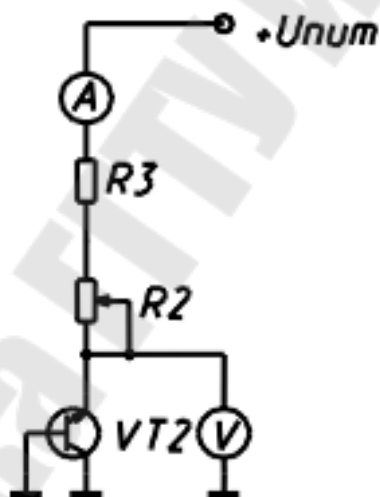


Рис. 3.8. Схема для исследования интегрального стабилитрона

2.2.2. Снимите вольт-амперную характеристику интегрального стабилитрона на транзисторе $VT2$ – 10–12 значений.

2.2.3. По данным измерений п. 2.2.2 постройте ВАХ интегрального стабилитрона в масштабе.

2.2.4. Рассчитайте значения дифференциального сопротивления $r_{ст}$ для начального и конечного участка характеристики.

2.2.5. Установите ток стабилизации 5 мА. Измерьте выходное напряжение $U1$. Измените напряжение питания в пределах 1 В. Из-

мерьте выходное напряжение U_2 . Определите коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и сравните с расчетным значением.

2.3. Исследование источника напряжения с последовательной стабилизацией в схеме с эмиттерным повторителем.

2.3.1. Соберите схему по рис. 3.9.

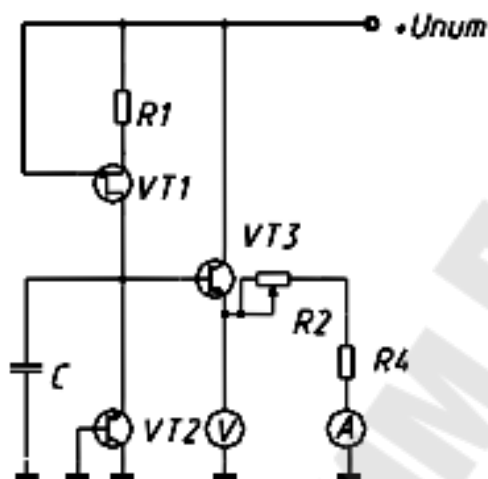


Рис. 3.9. Схема источника напряжения с последовательной стабилизацией

2.3.2. Снимите выходную характеристику источника напряжения 10–12 значений.

2.3.3. По данным измерений п. 2.3.2 постройте выходную характеристику источника напряжения в масштабе.

2.3.4. Рассчитайте значения дифференциального сопротивления для начального и конечного участка характеристики и сравните с теоретическим значением (3.3).

2.3.5. Отключите нагрузку R_2 , R_4 . Измерьте выходное напряжение U_1 . Измените напряжение питания в пределах 1 В. Измерьте выходное напряжение U_2 . Определите коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и сравните с расчетным значением.

2.4. Исследование источника напряжения с параллельной стабилизацией.

2.4.1. Соберите схему по рис. 3.10.

2.4.2. Снимите выходную характеристику источника напряжения 10–12 значений.

2.4.3. По данным измерений п. 2.4.2 постройте выходную характеристику источника напряжения в масштабе.

2.4.4. Рассчитайте значения дифференциального сопротивления для начального и конечного участка характеристики.

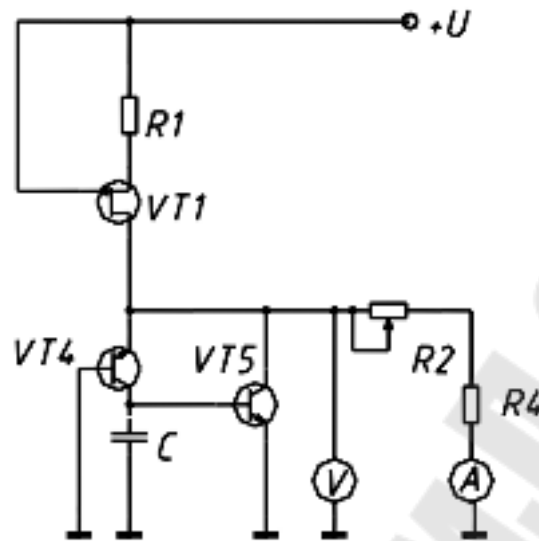


Рис. 3.10. Схема источника напряжения с параллельной стабилизацией

2.5. Исследование ИОН на стабилитроне и ОУ.

2.5.1. Соберите схему ИОН по рис. 3.6. Измерьте выходное напряжение и сравните с расчетным (3.4).

2.5.2. Снимите выходную характеристику источника напряжения 10–12 значений.

2.5.3. По данным измерений п. 2.5.2 постройте выходную характеристику источника напряжения в масштабе.

2.5.4. Рассчитайте значения дифференциального сопротивления для начального и конечного участка характеристики и сравните с теоретическим значением (3.1).

2.5.5. Отключите нагрузку. Измерьте выходное напряжение U_1 . Измените напряжение питания в пределах 1 В. Измерьте выходное напряжение U_2 . Определите коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и сравните с расчетным значением.

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Дайте определение источника опорного напряжения и перечислите его основные параметры.
2. Какое действие оказывает эмиттерный повторитель на выходное сопротивление источника опорного напряжения?
3. Как влияет ООС на выходное сопротивление источника опорного напряжения?
4. Источник опорного напряжения на стабилитроне: схема, основные соотношения.
5. Источник опорного напряжения на стабилитроне с эмиттерным повторителем: схема, основные соотношения.
6. Источник опорного напряжения на стабилитроне с ОУ: схема, основные соотношения.

Литература

1. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф. – М. : Мир, 1988. – 583 с.
2. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / под ред. Г. С. Найвельта. – М. : Радио и связь, 1986. – 576 с.

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель работы – научиться определять опытным путем шумовые параметры операционных усилителей.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет со сменными платами ОУ; осциллограф С1-83; генератор ГЗ-112/1; милливольтметр ВЗ-55А; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Шумы усилителей

Почти в любой области измерений значение предельно различного слабого сигнала определяется шумом – мешающим сигналом, который забивает полезный сигнал. Даже если измеряемая величина и не мала, шум снижает точность измерения.

1.2. Джонсоновский шум

Любой резистор на плате генерирует на своих выводах некоторое напряжение шума, известное как «шум Джонсона» (тепловой шум). У него горизонтальный частотный спектр, т. е. одинаковая мощность шума на всех частотах (разумеется, до некоторого предела). Шум с горизонтальным спектром называют «белым шумом».

Реальное напряжение шума в незамкнутой цепи, порожденное сопротивлением R , находящимся при температуре T , выражается формулой

$$U_{\text{ш.реал}} = U_{\text{ш}R} = \sqrt{4kTRB}, \quad (4.1)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура в Кельвинах ($1 \text{ }^\circ\text{K} = 1 \text{ }^\circ\text{C} + 273$); B – полоса частот в Гц.

Таким образом, $U_{\text{ш.реал}}$ – это то, что получится на выходе совершенно бесшумного фильтра с полосой пропускания B , если подать на его вход напряжение, порожденное резистором при температуре T . Например, резистор на 10 кОм при комнатной температуре имеет среднеквадратичное напряжение шума в разомкнутой цепи порядка 1,3 мкВ, измеренное в полосе 10 кГц (измерять можно, например,

подсоединив резистор ко входу высококачественного усилителя и наблюдая напряжение на выходе усилителя вольтметром). Сопротивление источника этого напряжения шума равно просто R .

1.3. Дробовой шум

Электрический ток представляет собой движение дискретных зарядов, а не плавно непрерывное течение. Конечность (квантованность) заряда приводит к статистическим флуктуациям тока. Если заряды действуют независимо друг от друга, то флуктуирующий ток определяется следующей формулой:

$$I_{\text{ш.эфф}} = I_{\text{ш}R} = \sqrt{2qI_{\text{уст}}B}, \quad (4.2)$$

где q – заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); I – постоянная составляющая («установившееся» значение) тока; B – ширина полосы частот измерения.

Например, «установившийся» ток в 1 А фактически имеет флуктуации со среднеквадратичным значением 57 нА в полосе шириной 10 кГц, т. е. он отклоняется примерно на 0,000006 %. Относительные флуктуации больше для меньших токов: «установившийся» ток в 1 мкА имеет флуктуации (среднеквадратичные) в той же полосе частот 0,006 %, т. е. 85 дБ. При постоянном токе 1 нА среднеквадратичные флуктуации тока (полоса та же) будут составлять 56 нА, т. е. отклонение на 5,6 %! Дробовой шум – это «шум дождя на жестяной крыше». Как и резистивный шум Джонсона, это гауссовский белый шум.

1.4. Шум $\frac{1}{f}$ (Фликкер-шум)

Дробовой и тепловой шум – это вид неуменьшаемого шума, возникающий в соответствии с законами физики. Самый дорогой и тщательно изготовленный резистор имеет тот же тепловой шум, что и дешевый углеродный резистор с тем же сопротивлением. Реальные устройства, кроме того, имеют различные источники «избыточных шумов». Реальные резисторы подвержены флуктуациям сопротивления, которые порождают дополнительное напряжение шума (которое складывается с постоянно присутствующим напряжением теплового шума), пропорциональное протекающему через резистор постоянному току. Этот шум зависит от многих факторов, связанных с конструкци-

ей конкретного резистора, включая резистивный материал и особенно концевые соединения. Вот типичные значения избыточного шума различных типов резисторов, выраженные в микровольтах на вольт приложенного к резистору напряжения (приводится среднеквадратичное значение, измеренное на одной декаде частоты):

- углеродно-композитные – от 0,10 до 3,0 мкВ;
- углеродно-пленочные – от 0,05 до 0,3 мкВ;
- металлопленочные – от 0,02 до 0,2 мкВ;
- проволочные – от 0,01 до 0,2 мкВ.

Этот шум имеет спектр, примерно описываемый зависимостью $\frac{1}{f}$ (постоянная мощность на декаду частоты) и иногда называется «розовым шумом». Шум, возникающий по другим причинам, также часто имеет спектр $\frac{1}{f}$; примерами таких шумов являются шум тока базы у транзистора и шум катодного тока в электронных лампах.

1.5. Расчет шумовых параметров ОУ

Для неинвертирующего усилителя (рис. 4.1) на ОУ, с собственным напряжением шума $e_{ш}$ и током шума $i_{ш}$, источники шума на входе будут:

$$i_y^2 = i_{ш}^2; \quad (4.3)$$

$$e_y^2 = e_{ш}^2 + 4kTR_{\parallel} + (i_{ш} R_{\parallel})^2, \quad (4.4)$$

где $i_{ш}$ – эквивалентный ток шума ОУ; $e_{ш}$ – эквивалентное напряжение шума ОУ; R_{\parallel} – параллельное сопротивление резисторов $R1, R2$.

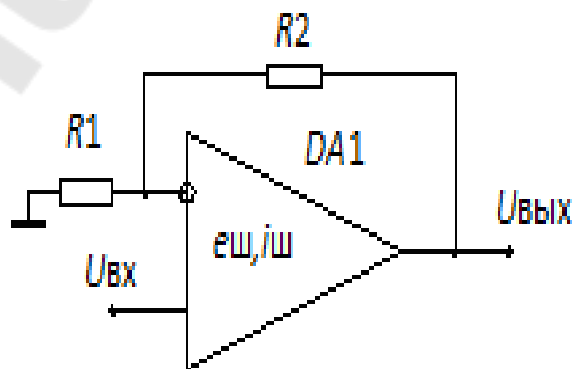


Рис. 4.1. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ

Для схемы на рис. 4.2 напряжение на выходе будет определяться:

$$U_{\text{вых}2}^2 = k_{\text{ус}}^2 e_y^2 B \text{ при } R_{\text{вх}} = 0 \quad (4.5)$$

и

$$U_{\text{вых}2R}^2 = k_{\text{ус}}^2 (e_y^2 + (i_y R)^2 + 4kTR) B \text{ при } R \neq 0, \quad (4.6)$$

где k – коэффициент усиления ОУ в заданной полосе частот; B – полоса пропускания ОУ.

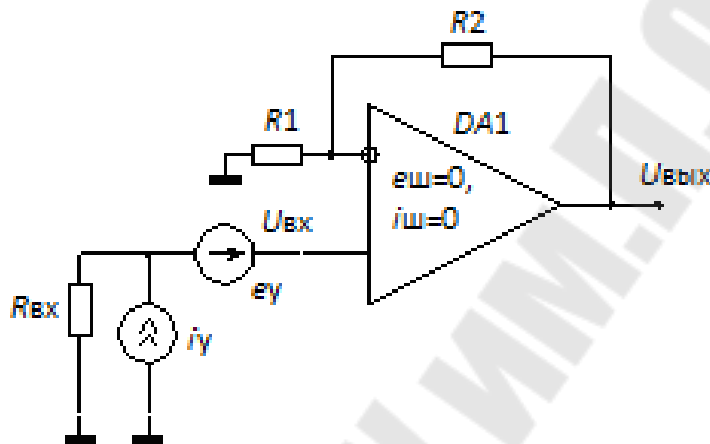


Рис. 4.2. Схема с приведенными ко входу шумовыми параметрами

Формула (4.5) показывает напряжение на выходе схемы при нулевом сопротивлении $R_{\text{вх}}$. Так как $R_{\text{вх}} = 0$, то на выходе схемы будет отсутствовать токовая составляющая шума, что позволяет рассчитать по этой формуле e_y . Формула (4.6) показывает напряжение на выходе схемы при $R_{\text{вх}} \neq 0$, и на выходе присутствует и напряжение, и ток шума. Но так как приведенное напряжение шума рассчитано по формуле (4.5), то по формуле (4.6) рассчитать токовую составляющую шума.

Таким образом, используя эти формулы и проведя два измерения, можно рассчитать шумовые параметры ОУ, приведенные ко входу, а затем по формулам (4.3) и (4.4) рассчитать непосредственно шумовые параметры усилителя.

Кроме того, формулы (4.5) и (4.6) пригодны для расчета схем и из нескольких ОУ, включенных последовательно, (например, для схем на рис. 4.3), только необходимо использовать при расчете коэффициент усиления всей схемы и полосу пропускания всей схемы.

Порядок расчета схемы на рис 4.3.

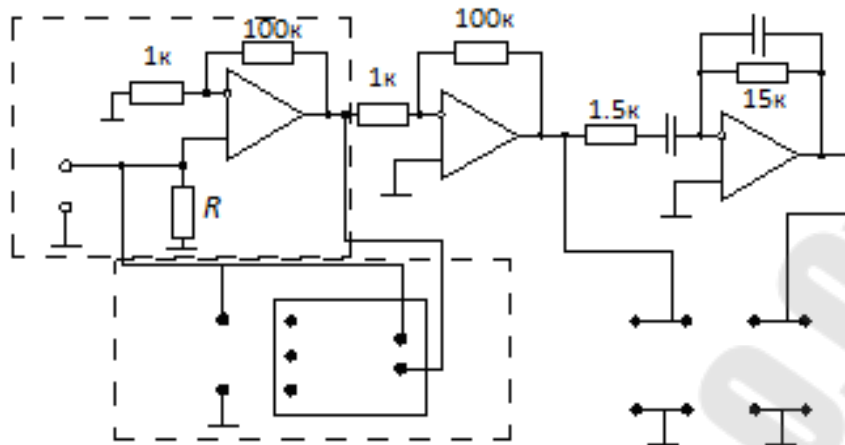


Рис. 4.3. Схема лабораторного макета

Исходные данные к расчету: k ; f_B ; f_H ; $U_{\text{вых}2R}$; $U_{\text{вых}2}$, где f_B , f_H – верхняя и нижняя частота фильтра (по уровню $\frac{\sqrt{2}}{2}$); $U_{\text{вых}2R}$, $U_{\text{вых}2}$ – напряжение на выходе 2 схемы при разомкнутом и замкнутом сопротивлении R , соответственно.

1. Полоса пропускания B определяется: $B = f_B - f_H$.
2. По формуле (4.5) рассчитать e_y .
3. По формуле (4.6) рассчитать i_y .
4. По формуле (4.3) рассчитать $i_{\text{ш}}$.
5. По формуле (4.4) рассчитать $e_{\text{ш}}$.

2. Порядок выполнения работы

2.1. Установить в стенд плату с исследуемым ОУ.

Внимание!!! Данную операцию производить при выключенном источнике питания.

2.2. Измерить коэффициенты усиления схемы при частотах 100, 500, 900 Гц, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 15 кГц. Для этого необходимо собрать схему по рис. 4.4.

Напряжение на входе установить такое, чтобы операционные усилители не входили в насыщение. Коэффициент усиления рассчитать по формуле

$$k = \frac{U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вх}}}. \quad (4.7)$$

Постройте АЧХ схемы и определите полосу пропускания схемы по уровню $\frac{\sqrt{2}}{2}$.

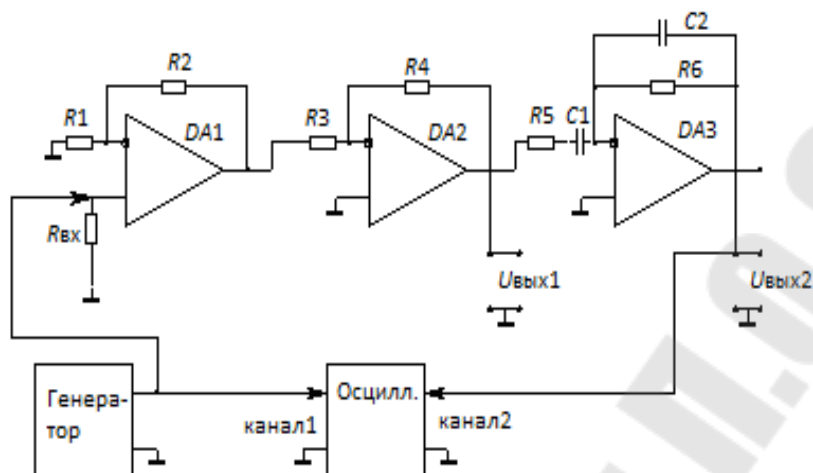


Рис. 4.4. Схема эксперимента для снятия АЧХ

2.3. Измерить напряжение на выходе 2 при замкнутом и разомкнутом резисторе $R_{вх}$.

Для этого необходимо собрать схему по рис 4.5.

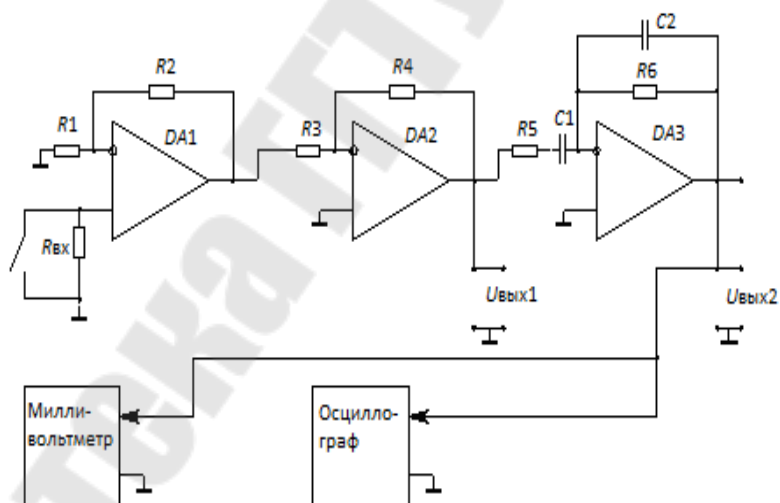


Рис. 4.5. Схема для определения шумовых параметров ОУ

При измерении плату с исследуемым ОУ накрывать металлическим экраном.

В начале измерения предел измерения милливольтметра установить на максимум и переключать предел измерения в меньшую сторону до тех пор, пока стрелка не окажется в середине шкалы. Затем считать показания милливольтметра.

2.4. Рассчитать эквивалентное напряжение шума и эквивалентный ток шума по п. 2.5 и сравнить со справочными данными.

Значение сопротивлений $R_{вх}$, $K_{ус}$ для различных плат ОУ и справочные данные шумовых параметров занести в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Тип ОУ	$R_{вх}$, кОм	$K_{ус}$	$e_{ш}, \frac{нВ}{\sqrt{Гц}}$	$i_{ш}, \frac{нА}{\sqrt{Гц}}$

2.5. Заменить плату с исследуемым ОУ и повторить пп. 2.1–2.5.

Измерять шумовые параметры для всех плат с ОУ. При повторном выполнении п. 2.2 достаточно измерять $K_{ус}$ только для частоты 5 кГц.

2.6. Данные результатов экспериментов и расчетов необходимо занести в табл. 4.2.

Таблица 4.2

№ п/п	Тип ОУ	k (5 кГц)	$U_{вых2R}$, В	$U_{вых2}$, В	$e_{ш}, \frac{нВ}{\sqrt{Гц}}$	$i_{ш}, \frac{нА}{\sqrt{Гц}}$

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Что такое «шум» и его вредное проявление?
2. Джонсоновский шум: основные сведения.
3. Дробовый шум: основные сведения.
4. Фликкер-шум: основные сведения.
5. Шумовые параметры усилителей.
6. Расчет шумовых параметров усилителей.

Лабораторная работа № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОМПАРАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: а) научиться измерять статические и динамические характеристики интегральных компараторов напряжения (ИКН) на примере К554СА3; б) научиться рассчитывать схему компаратора с положительной обратной связью.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет на ИМС К554СА3; осциллограф С1-82; осциллограф С1-83; генератор ГЗ-112/1; вольтметр В7-40; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Введение

Компараторы занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми микросхемами и являются простейшими АЦП. По массовости применения в микроэлектронной аппаратуре и номенклатуре компараторы уступают среди аналоговых микросхем только ОУ. Компараторы можно отнести к специализированным ОУ, в которых нормальным является нелинейный режим работы каскадов. Компараторы предназначены для сравнения входного сигнала с опорным. При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше (на доли милливольт), на выходе компаратора за минимальное время должно установиться напряжение лог.0 или лог.1. Приемниками выходных сигналов компараторов обычно являются логические схемы. Поэтому выходные напряжения каждого компаратора согласуются с ТТЛ, ТЛЭС или КМОП схемами.

В лабораторной работе исследуются статические и динамические характеристики интегрального компаратора К554СА3, имеющего следующие параметры: $E_{см} = 3$ мВ; $I_{вх} = 0,1$ мкА; $\Delta I_{вх} = 0,01$ мкА; $t_{зад.пер} = 200$ нс.

1.2. Измерение статических параметров компараторов

Статические параметры компараторов полностью аналогичны статическим параметрам ОУ.

В лабораторной работе измеряются напряжение смещения компаратора $U_{см}$, ЭДС смещения $E_{см}$, входные токи $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$, разность входных токов $\Delta I_{вх}$. Согласно ГОСТ измерения этих параметров производятся по схеме, представленной на рис. 5.1, где $DA1$ – измеряемый компаратор, а $DA2$ – вспомогательный ОУ, называемый вспомогательное устройство балансировки (ВУБ). ВУБ на выходе компаратора $DA1$ поддерживает нулевое выходное напряжение с точностью собственного напряжения смещения и конечного коэффициента усиления.

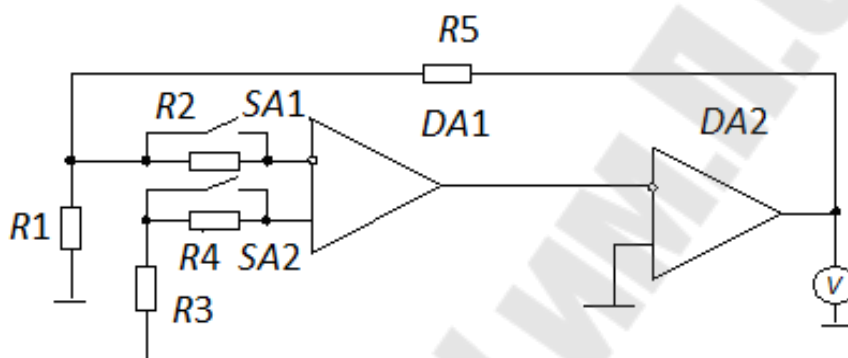


Рис. 5.1. Схема для измерения статических характеристик компаратора (ОУ)

В случае когда $SA1$ и $SA2$ замкнуты, на выходе измеряемого компаратора должно появиться некоторое напряжение, обусловленное наличием на входе $DA1$ ЭДС смещения. Но за счет отрицательной обратной связи (резистор R_5) напряжение на выходе $DA2$ скомпенсирует ошибку от ЭДС смещения и на выходе $DA1$ будет поддерживаться нулевое выходное напряжение. Следовательно, напряжение в точке A равняется ЭДС смещения компаратора и противоположно по знаку. Таким образом, зная напряжение U_{X1} на выходе $DA2$, можно рассчитать ЭДС смещения компаратора:

$$E_{см} = \frac{R_1}{R_1 + R_5} U_{X1}. \quad (5.1)$$

В случае когда $SA2$ замкнут, а $SA1$ разомкнут, на входе компаратора $DA1$ дополнительно к ЭДС смещения появляется напряжение, обусловленное протеканием входного тока по сопротивлению R_2 . Напряжение на выходе ВУБ ($DA2$) U_{X2} скомпенсирует эту ошибку. Таким образом, напряжение в точке A , с одной стороны, определяется выражением:

$$U_A = E_{\text{см}} + I_{\text{вх1}} R_2, \quad (5.2)$$

а с другой стороны:

$$U_A = \frac{R_1}{R_1 + R_5} U_{X2}. \quad (5.3)$$

Из формулы (5.2) с учетом (5.3) и (5.1) найдем:

$$I_{\text{вх1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_5} (U_{X2} - U_{X1}) \frac{1}{R_2}. \quad (5.4)$$

В случае когда $SA1$ замкнут, а $SA2$ разомкнут, на входе компаратора $DA1$ дополнительно к ЭДС смещения появляется напряжение, обусловленное протеканием входного тока по сопротивлению R_4 . Аналогично $I_{\text{вх1}}$ входной ток $I_{\text{вх2}}$ определяется выражением

$$I_{\text{вх2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_5} (U_{X3} - U_{X1}) \frac{1}{R_4}, \quad (5.5)$$

где U_{X3} – напряжение на выходе ВУБ в данном случае.

В случае, когда $SA1$ и $SA2$ разомкнуты, на входе компаратора $DA1$ дополнительно к ЭДС смещения появляется напряжение, обусловленное протеканием входных токов по сопротивлениям R_4 и R_2 . В случае равенства резисторов R_2 и R_4 это напряжение определяется $\Delta I_{\text{вх}} R_2$ или $\Delta I_{\text{вх}} R_1$.

Аналогично $I_{\text{вх1}}$ и $I_{\text{вх2}}$, разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$ определяется выражением:

$$\Delta I_{\text{вх2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_5} (U_{X4} - U_{X1}) \frac{1}{R_4}, \quad (5.6)$$

где U_{X4} – напряжение на выходе ВУБ в данном случае.

1.3. Измерение динамических параметров компараторов

Быстродействие компараторов принято характеризовать временем переключения $t_{\text{п}}$. Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы или 50 % уровня (рис. 5.2). При использовании стандартной методики измерения, когда на один вход подаются прямоугольные импульсы амплитудой 100 мВ, а на другой вход постоянное напряжение в пределах 0–100 мВ, время $t_{\text{п}}$ отсчитывается с момента, когда величины постоянного и импульсного напряжения сравни-

ваются. Разница между амплитудой прямоугольных импульсов и постоянного напряжения называется напряжением восстановления. Обычно время переключения приводится для напряжения восстановления $U_1 = 5$ мВ.

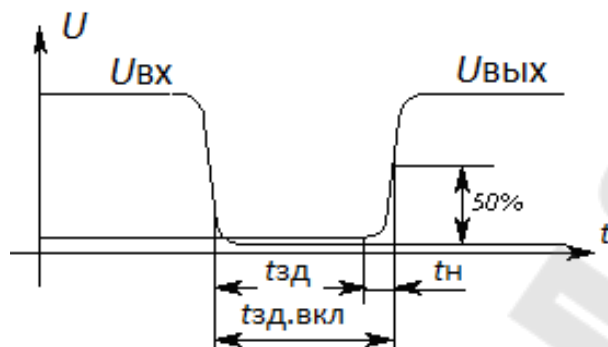


Рис. 5.2. Временные диаграммы включения компаратора

Время переключения компараторов можно разбить на две составляющие: время задержки t_1 и время нарастания t_n до порога срабатывания логической схемы или 50 % уровня (рис. 5.2). Используя для построения компаратора обычные ОУ без ОС, независимо от быстродействия последних, трудно получить время переключения меньше 1 мкс, причем основной его составляющей будет задержка. Объясняется это тем, что в режиме перегрузки, нормальном для компаратора, как правило, насыщаются транзисторы усилительных каскадов ОУ.

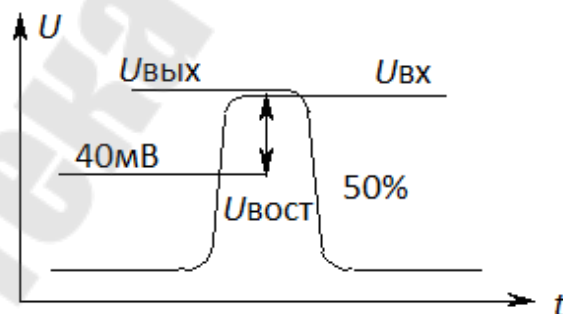


Рис. 5.3. Временные диаграммы выключения компаратора

Поэтому после снятия перегрузки требуется значительное время для рассасывания накопленного в базах транзисторов заряда. Это является основной причиной разработки специализированных интегральных компараторов напряжения с временем переключения меньше 100 нс.

1.4. Компаратор с ПОС

Поскольку компараторы используются не как линейные усилители, а как ключевые устройства, в них может успешно применяться положительная обратная связь (ПОС), чтобы увеличить коэффициент усиления и получить некоторый гистерезис в переходной характеристике $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

Увеличение коэффициента усиления приводит к тому, что амплитуда входного напряжения, необходимого для переключения компаратора (относительно $U(H-L)$ и $U(L-H)$), сокращается до очень малой величины. Схема компаратора с ПОС представлена на рис. 5.4, а на рис. 5.5 представлена его переходная характеристика для некоторого $U_{\text{оп}}$.

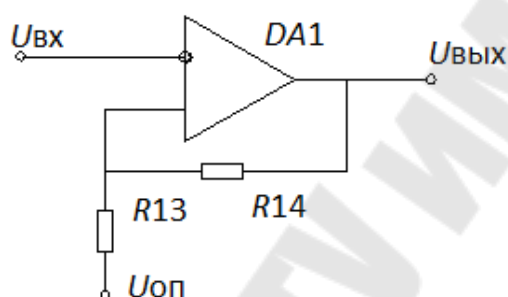


Рис. 5.4. Принципиальная схема компаратора с ПОС

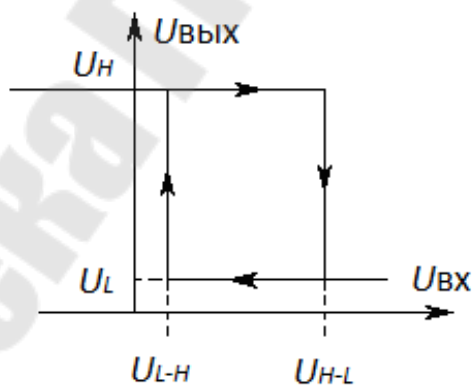


Рис. 5.5. Переходная характеристика компаратора с ПОС

Пороги переключения компаратора с ПОС определяются выражениями:

– при переключении из низкого уровня в высокий:

$$U(L-H) = \frac{U_{\text{оп}} R_{14} + U_L R_{13}}{R_{14} + R_{13}}; \quad (5.7)$$

– при переключении из высокого уровня в низкий:

$$U(H - L) = \frac{U_{\text{оп}}R_{14} + U_H R_{13}}{R_{14} + R_{13}}; \quad (5.8)$$

– ширина петли гистерезиса:

$$U_W = \frac{(U_H - U_L)R_{13}}{R_{14} + R_{13}}. \quad (5.9)$$

В ряде случаев наличие петли гистерезиса необходимо для исключения неопределенного момента переключения компаратора, т. е. предотвращения «дребезга», и повышает помехоустойчивость компаратора.

2. Порядок выполнения работы

2.1 Измерение статических характеристик компаратора.

2.1.1. Соберите схему по рис. 5.1.

2.1.2. Для различных положений переключателей $SA1$ и $SA2$ измерьте напряжение на выходе ВУБ ($DA2$).

2.1.3. По формулам (5.1), (5.4)–(5.6) вычислите ЭДС смещения $E_{\text{см}}$, входные токи и разность входных токов:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 3,01 \text{ кОм}; R_5 = 910 \text{ кОм}.$$

2.1.4. Сравните полученные данные со справочными данными микросхемы K554СА3.

2.2. Измерение динамических характеристик компаратора.

2.2.1. Соберите схему по 5.6.

2.2.2. Измерьте время задержки включения компаратора $t_{\text{зад.вкл}}$ и его составляющих, время задержки $t_{\text{зад}}$ и время нарастания $t_{\text{нар}}$ для различных напряжений на входе компаратора: 10, 20, 40, 60 и 80 мВ.

Для этого необходимо получить осциллограмму, приведенную на рис. 5.2 (синхронизация осциллографа по отрицательному перепаду от сигнала на 1 канале).

Зарисовать в масштабе полученную осциллограмму.

Примечание:

1. Для предотвращения влияния вольтметра на вход компаратора и предотвращения генерации вольтметр включен через резистивный делитель R_7R_8 с коэффициентом деления $K = 59,28$. Следовательно, для установления требуе-

мой величины напряжения на входе необходимо осуществить пересчет по формуле: $U_{\text{вольт}} = U_{\text{треб}} K$.

2. Резистивный делитель к формирователю импульсов ФИ подобран так, что импульсы на входе компаратора имеют амплитуду 100 мВ. Рекомендуется на осциллографе установить размах импульсов с ФИ пять клеток и вести отчет исходя из того, что одна клетка = 20 мВ.

3. При отсчете длительности времени необходимо значение переключателя (ВРЕМЯ/ДЕЛ) уменьшать в 10 раз, если нажата кнопка ($\times 10$).

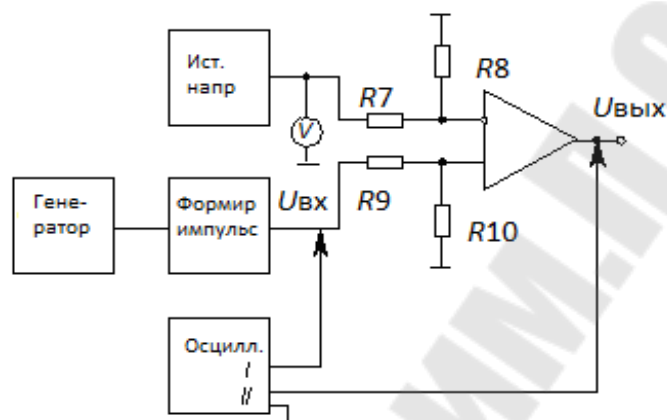


Рис. 5.6. Схема для измерения динамических параметров компараторов

2.2.3. Измерьте время задержки выключения компаратора $t_{\text{зад.вкл}}$ и его составляющих, время задержки $t_{\text{зад}}$ и время нарастания $t_{\text{нар}}$ для различных напряжений на входе компаратора: 20, 40, 60, 80 и 90 мВ.

Для этого необходимо получить осциллограмму, приведенную на рис. 5.3 (синхронизация осциллографа по положительному перепаду от сигнала на 1 канале);

Зарисовать в масштабе полученную осциллограмму.

2.2.4. Результаты измерений по пп. 2.2.2 и 2.2.3 свести в табл. 5.1.

Таблица 5.1

$U_{\text{вост}}, \text{ мВ}$	Включение			Выключение		
	$t_{\text{зад.вкл}}, \text{ нс}$	$t_{\text{зад}}, \text{ нс}$	$t_{\text{нар}}, \text{ нс}$	$t_{\text{зад.выкл}}, \text{ нс}$	$t_{\text{зад}}, \text{ нс}$	$t_{\text{нар}}, \text{ нс}$
5						
10						
20						
40						
60						
80						

2.2.5. По результатам измерения построить графики $t_{\text{зад.вкл}} = f(U_{\text{вост}})$ и $t_{\text{зад.выкл}} = f(U_{\text{вост}})$.

2.2.6. По результатам опыта сделать вывод о зависимости $t_{\text{зад.пер}}$ от $U_{\text{вост}}$.

2.3. Исследование компаратора с ПОС.

2.3.1. Соберите схему по рис. 5.4.

2.3.2. Для заданного преподавателем $U_{\text{оп}}$ рассчитайте по формулам (5.7)–(5.9) пороги переключения компаратора и ширину петли гистерезиса ($R_{14} = 110$ кОм; $R_{13} = 14,9$ кОм).

2.3.3. Установить заданное преподавателем значение напряжения $U_{\text{оп}}$. Подайте на вход компаратора от генератора синусоидальный сигнал $f = 3\text{--}5$ кГц. 1 канал осциллографа С1-83 подключить на вход компаратора, а 2 канал на выход. Зарисовать в масштабе полученную осциллограмму, и по осциллограмме вычислить пороги переключения компаратора с ПОС.

2.3.4. Получить переходную характеристику компаратора с ПОС. Для этого на осциллографе С1-83 в переключателе СИНХРОНИЗАЦИЯ нажать кнопку (X–Y).

Зарисовать полученную осциллограмму в масштабе и по ней вычислить пороги переключения компаратора и ширину петли гистерезиса.

2.3.5. Сравнить полученные результаты по пп. 2.3.3 и 2.3.4 с вычисленными в п. 2.3.2

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет компаратор напряжения?
2. Какие основные отличия схемотехники интегральных компараторов напряжения от схемотехники ОУ?
3. Что такое напряжение смещения, входные токи и разность входных токов ОУ или ИКН?

4. Как измеряется и вычисляется напряжение смещение по ГОСТу?

5. Как измеряются и вычисляются входные токи и разность входных токов по ГОСТу?

6. Что такое время переключения компаратора? Из каких составляющих оно складывается?

7. Как измеряется время переключения компараторов?

8. Какие основные методы повышения быстродействия компараторов?

9. В каких случаях применяются компараторы с ПОС?

10. Какую переходную характеристику имеет компаратор с ПОС? Как вычисляется ширина петли гистерезиса?

11. Как вычисляются пороги переключения компаратора с ПОС?

Литература

1. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991. – С. 159–180.

2. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф. – М. : Мир, 1988. – С. 479–520.

3. Шило, В. Л. Линейные интегральные схемы / В. Л. Шило. – М. : Совет. радио, 1979. – С. 215–232.

Лабораторная работа № 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Цель работы – исследовать статические и динамические характеристики цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) К572ПА1.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет с цифро-аналоговыми преобразователями 572ПА1 и 1108ПА1; двухканальный осциллограф С1-83; генератор ГЗ-112/1; вольтметр В7-40А; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Общие сведения о цифро-аналоговых преобразователях

Назначение ЦАП:

– преобразование между аналоговыми и цифровыми величинами – основная операция в вычислительных и управляющих системах, поскольку физические параметры, такие как температура, перемещение, напряженность магнитного поля, скорость, звук и т. д., являются аналоговыми, а большинство практических методов обработки, вычисления и визуального представления информации – цифровыми.

– преобразование цифровых величин в пропорциональные аналоговые величины необходимо для того, чтобы результаты цифровых вычислений могли быть использованы и без труда поняты в аналоговой системе.

1.2. Основные параметры ЦАП

При последовательном возрастании входного цифрового сигнала от 0 до $N_{\text{макс}}$ через ЕМР выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ образует ступенчатую кривую. Такую кривую называют обычно характеристикой преобразования ЦАП. В отсутствие аппаратных погрешностей средние точки ступенек расположены на идеальной прямой 1 (рис. 6.1). При этом каждому значению входного кода соответствует определенное значение выходного напряжения. Реальная характеристика преобразования может существенно отличаться от идеальной размерами и формой ступенек, а также ориентацией на координатном поле. Для количественного описания этих различий существует целый ряд параметров.

При описании параметров ЦАП воспользуемся рис. 6.1, кроме того нам потребуется оперировать таким терминами, как идеальная характеристика преобразования и оптимальная характеристика преобразования.

Идеальная характеристика преобразования (прямая 1, рис. 6.1) – прямая линия, проведенная через точки $(0, 0)$ и $(U_{\text{вых.ЦАПмакс}}, 2^N)$, где N – разрядность ЦАП.

Оптимальная характеристика преобразования (прямая 4, рис. 6.1) – прямая линия – эмпирически проводится так, чтобы минимизировать значение погрешности нелинейности. Часто проводится используя метод наименьших квадратов.

Реальная характеристика преобразования (прямая 3, рис. 6.1).

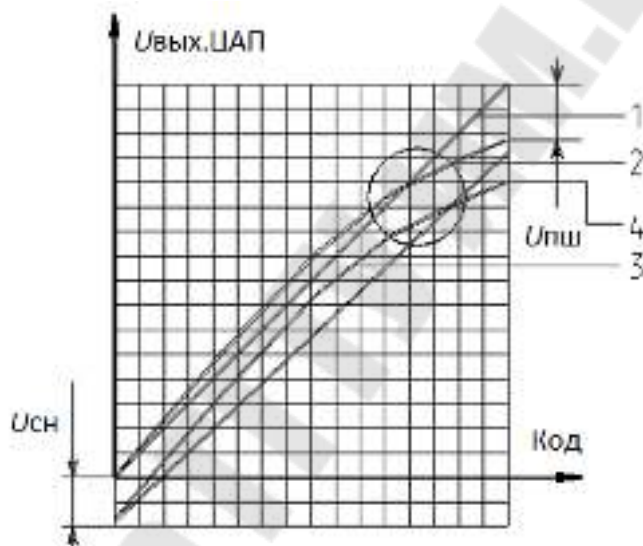


Рис. 6.1. Графическое представление основных параметров ЦАП

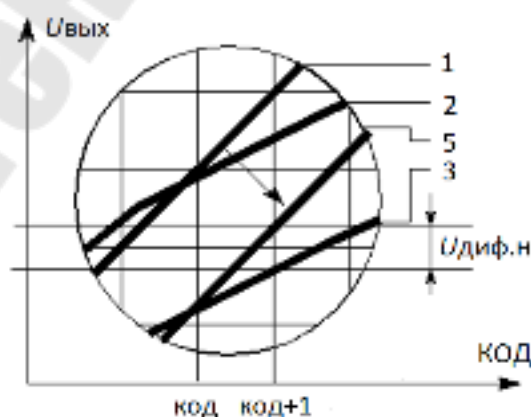


Рис. 6.2. Графическое представление дифференциальной нелинейности (фрагмент предыдущего рисунка в увеличенном масштабе)

1.2.1. Статические параметры

Разрешающая способность – это приращение выходного напряжения при переходе от одного смежного кода к другому, т. е. отличающихся на единицу младшего разряда (ЕМР). Это приращение является шагом квантования. Разрешающую способность для двоичных преобразователей можно рассчитать по формуле

$$h = \frac{U_{\text{оп}}}{2^N - 1},$$

где N – разрядность ЦАП; $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение преобразователя. Чем больше разрядность преобразователя, тем выше разрешающая способность.

Погрешность нелинейности, δ_L , определяется как максимальное отклонение реальной характеристики преобразования (кривая 3) от идеальной характеристики во всем диапазоне преобразования. Эта погрешность иногда носит название абсолютной погрешности нелинейности. Когда абсолютное значение погрешности не столь важно, измеряют отклонение относительно оптимальной прямой. Погрешность нелинейности может измеряться как в абсолютных величинах выходной величины (вольты, милливольты), так и в относительных (в %, при этом берется отношение разницы к максимальному выходному напряжению).

Дифференциальная погрешность нелинейности, δ_{LD} – это максимальное отклонение реальной характеристики преобразования от идеальной (или оптимальной) прямой при переходе от одного значения цифрового кода к смежному коду, причем идеальная прямая переносится в одну из этих точек (кривая 5, рис. 6.2).

При определении интегральной и дифференциальной погрешности нелинейности обычно пользуются оптимальной прямой, а информацию об отклонении оптимальной прямой от идеальной прямой несет параметр «погрешность полной шкалы» или «погрешность коэффициента передачи».

Таким образом, дифференциальная погрешность нелинейности показывает максимально возможное приращение ошибки на выходе относительно предыдущего значения при изменении значения входного кода на единицу младшего разряда (ЕМР), т. е. при увеличении цифрового кода на 1. А интегральная погрешность нелинейности показывает максимально возможное значение накопившихся ошибок дифференциальной нелинейности.

Исходя из определения интегральной и дифференциальной погрешностей нелинейности, дифференциальная погрешность должна быть меньше или равна (т. е. не более) удвоенному значению интегральной погрешности нелинейности.

Монотонность характеристики преобразования – возрастание (уменьшение) или постоянство значений выходного напряжения при равномерном возрастании (уменьшении) входного цифрового кода. Если погрешность дифференциальной нелинейности меньше $-h$, то характеристика преобразования немонотонна. Таким образом, можно записать следующее условие монотонности:

$$\delta_{LD} > -h.$$

Диапазон значений выходного сигнала – разность максимального и минимального значений выходного сигнала.

Погрешность смещения нуля – значение выходного напряжения, когда на вход ЦАП подан цифровой код, соответствующий нулю. Является аддитивной составляющей. Определить погрешность смещения нуля ($U_{с.н}$) позволяет рис. 6.1, на котором изображена характеристика преобразования некоторого ЦАП (кривая 3). Погрешность смещения нуля определяется как значение выходного напряжения при входном нулевом цифровом коде.

Погрешность полной шкалы – ($U_{п.ш}$) определяется как отклонение реальной характеристики преобразования при скомпенсированной погрешности смещения нуля (кривая 2) от идеальной характеристики (кривая 1) при максимальном входном коде (рис. 6.1). Может измеряться как в милливольтках, так и в % (при этом берется отношение разницы к максимальному выходному напряжению). Является мультипликативной составляющей. Иногда для характеристики погрешности шкалы используют коэффициент передачи (усиления) ЦАП – угол наклона характеристики преобразования.

Погрешность симметрии нуля – разность значений выходного напряжения, когда, например, в прямом коде со знаком знаковый разряд переключается, а код амплитуды соответствует нулю.

1.2.2. Динамические параметры

Динамические параметры ЦАП определяются по изменению выходного напряжения при скачкообразном изменении значения цифрового кода на входе ЦАП от некоторого значения $N_{вх1}$ до некоторого значения $N_{вх2}$ (рис. 6.3).

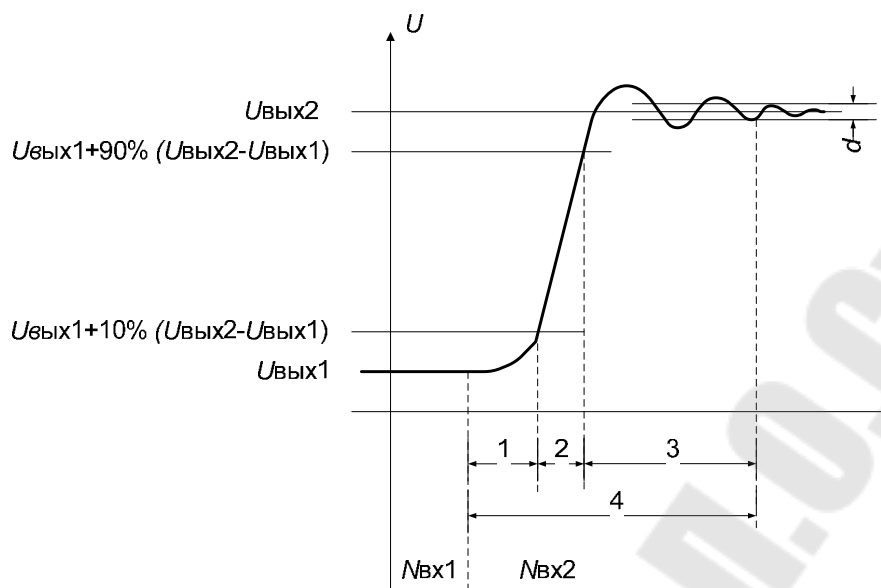


Рис. 6.3. Переходная характеристика ЦАП для определения его динамических параметров

Время установления – интервал времени от момента времени изменения логического уровня на 50 % до момента установления выходного сигнала в заданных пределах точности установления d . Значение времени установления увеличивается с возрастанием разности последовательно преобразуемых значений входного кода. Поэтому оно определяется обычно при максимальном значении разности последовательно преобразуемых сигналов, а также при определенном значении нагрузки ЦАП. На рис. 6.3 время установления – это участок 4, этот интервал подразделяется на участки 1, 2, 3.

Время задержки – интервал времени, за который выходное напряжение изменяется на 10 % от разности выходных напряжений (участок 1).

Время нарастания – интервал времени, за который выходное напряжение изменяется от 10 % от разности выходных напряжений до 90 % (участок 2).

Время окончательного установления – интервал времени, за который выходное напряжение переходит от нарастания до установления в заданных пределах d (участок 3).

Время переключения – сумма времен задержки и нарастания (участки 1 + 2).

Скорость нарастания – скорость изменения выходного напряжения на участке 2. Измеряется как отношение приращения выходного напряжения на участке 2 ко времени, за которое произошло приращение. От скорости нарастания зависит время нарастания.

1.3. Описание лабораторного макета

Лабораторный макет состоит из двух ЦАП – К1108ПА1, который используется в качестве образцового, и К572ПА1, параметры которого измеряются. На контактах XS7 и XS8 присутствует половина разности выходных напряжений образцового и поверяемого ЦАП (при положении переключателя SA1 в положение 1 кнопка нажата) или половина разности между выходным сигналом поверяемого ЦАП и опорным напряжением (при положении переключателя SA1 в положение 2 кнопка отжата). На контактах XS9 и XS10 также присутствует половина разности между выходными сигналами образцового и поверяемого ЦАП после буферного усилителя с коэффициентом усиления 10. Из-за того что присутствует половина разности во всех формулах, где используются измеренные значения, на контактах XS7, XS8 и XS9, XS10 стоит коэффициент 2.

2. Порядок выполнения работы

2.1. Подключить двухполярный источник питания согласно указанной полярности к лабораторному макету. Переключатель «пит» находится в нажатом состоянии, что соответствует питанию микросхемы К572ПА1 15 В.

2.2. Измерить погрешность полной шкалы поверяемого ЦАП К572ПА1. Для этого подключить вольтметр к гнездам XS7 и XS8. Переключатель SA1 переключите в положение 2. Кнопочными переключателями кода установите на входе поверяемого ЦАП код полной шкалы (все кнопки нажаты). Снимите показание вольтметра.

2.3. Рассчитайте погрешность полной шкалы поверяемого ЦАП К572ПА1 по формуле

$$\pm \delta_{\text{п.ш}} = 2U_{\text{изм}} - h = 2U_{\text{изм}} - \frac{U_{\text{о.п.}}}{2^N},$$

где $U_{\text{изм}}$ – показание вольтметра; h – значение единицы младшего разряда; $U_{\text{о.п.}} = 10,24$ В – напряжение опоры для поверяемого ЦАП; N – разрядность поверяемого ЦАП;

2.4. Переключатель SA1 установите в положение 1 (кнопка нажата). Подключите вольтметр к контактам XS9, XS10. Измерьте погрешность преобразования отдельно для каждого из 10 разрядов поверяемого ЦАП. Данные измерений занесите в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Номер разряда, n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{\text{изм}}, \text{В}$										
$\delta_n, \text{В}$										

Отсюда δ_n рассчитывается по формуле

$$\delta_n = \frac{2U_{\text{изм}}}{K},$$

где δ_n – абсолютная погрешность преобразования для каждого разряда; $U_{\text{изм}}$ – показания вольтметра, взятые из табл. 6.1; K – коэффициент передачи буферного усилителя.

2.5. Для диапазона кодов, заданных преподавателем, рассчитайте интегральную нелинейность каждой кодовой комбинации поверяемого ЦАП К572ПА1 по формуле

$$\delta_{\text{ин.рас}} = \sum_{n=1}^m A_n \delta_n,$$

где m – разрядность поверяемого ЦАП; n – номер включенного разряда; A_n – коэффициенты двоичного числа, имеющие значение 1 или 0 (что соответствует включению или отключению разряда).

Данные расчета занесите в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Код			
$\delta_{\text{ин.рас}}, \text{В}$			
$U_{\text{ин.изм}}, \text{В}$			
$\delta_{\text{ин.изм}}, \text{В}$			
$\delta_{\text{диф.рас}}, \text{В}$			
$\delta_{\text{диф.изм}}, \text{В}$			

2.6. Для каждой кодовой комбинации заданного диапазона измерьте погрешности преобразования $U_{\text{ин.изм}}$, аналогично предыдущему пункту. Данные измерения занесите в табл. 6.2

2.7. Рассчитайте для каждой кодовой комбинации заданного диапазона измеренную интегральную нелинейность по формуле

$$\delta_{\text{ин.изм}} = \frac{2U_{\text{ин.изм}}}{K}.$$

Данные расчета занесите в табл. 6.2.

2.8. Для всех кодовых переходов рассчитайте расчетную дифференциальную нелинейность по формуле

$$\delta_{\text{диф.рас}} = \delta_{\text{ин.рас}(N+1)} - \delta_{\text{ин.рас}(N)}.$$

Данные расчета занесите в табл. 6.2.

2.9. Для всех кодовых переходов рассчитайте «измеренную» дифференциальную нелинейность по формуле

$$\delta_{\text{диф.изм}} = \delta_{\text{ин.изм}(N+1)} - \delta_{\text{ин.изм}(N)}.$$

Данные расчета занесите в табл. 6.2.

2.10. Найдите и выделите в табл. 6.2 максимальные по модулю значения дифференциальной и интегральной нелинейности. Проверьте, не превосходят ли рассчитанные значения для погрешности полной шкалы дифференциальной и интегральной нелинейности данные, приведенные в справочнике.

2.11. Измерьте время установления $t_{\text{уст}}$ (рис. 6.3) поверяемого ЦАП К572ПА1. Для этого подключите канал X осциллографа к гнездам $XS5$, $XS6$, канал Y – $XS7$, $XS8$. Переключатель $S41$ – в положение 1. Переключателем «стат/дин» переведите лабораторный стенд из режима измерения статики в режим измерения динамики.

2.12. Нажать кнопку «мл. р.», все остальные кнопки переключателя «код» в отжатом состоянии. Подключите генератор к гнездам $XS3$, $XS4$ и подайте с него сигнал прямоугольной формы максимального размаха с частотой $f = 100$ кГц. Синхронизируйтесь по положительному фронту, что соответствует переходу кода с 000...01 на 111...10, измерьте время установления с точностью $1/2h$, где h – значение младшего разряда преобразователя. Синхронизируясь по отрицательному фронту сигнала, что соответствует переходу кода 000...01 на 111...10, измерьте время установления с точностью $1/2h$.

2.13. Установите напряжение питания поверяемого ЦАП, равное 5 В, отжав кнопочный переключатель «пит». Повторить действия пп. 2.2–2.12.

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Дайте определение цифро-аналогового преобразователя и приведите его область применения.
2. По каким признакам и как классифицируются цифро-аналоговые преобразователи?
3. Приведите структурную схему и поясните принцип работы ЦАП с матрицей двоично-взвешенных резисторов.
4. Приведите структурную схему и поясните принцип работы ЦАП с матрицей резисторов $R-2R$.
5. Приведите основные статические параметры микросхем ЦАП.
6. Приведите основные динамические параметры микросхем ЦАП.

Литература

1. Бахтиаров, Г. Д. Аналого-цифровые преобразователи / Г. Д. Бахтиаров, В. В. Малинин, В. П. Школин. – М. : Совет. радио, 1980.
2. Гнатек, Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям / Ю. Р. Гнатек. – М. : Радио и связь, 1982.
3. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991.
4. Хоровиц, Хило. Искусство схемотехники : в 3 т. Т. 2 / Хило Хоровиц. – М. : Мир, 1992. – С. 233–264.
5. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справочник / И. В. Новаченко [и др.]. – М. : Радио и связь, 1989. – С. 232–235.

Лабораторная работа № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПРИБЛИЖЕНИЙ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ

Цель работы: а) исследовать метод последовательных приближений и опытным путем определить основные параметры АЦП, построенных по этому методу; б) определить достоинства и недостатки этих АЦП.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет; осциллограф С1-82; генератор ГЗ-112/1; вольтметр В7-40 – 2 шт.; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. Основные методы построения АЦП

В основу классификации АЦП положена аналогия процессов аналого-цифрового преобразования и измерения длины отрезка, в соответствии с которой выделены три классических метода: подсчета, итерационный и прямой.

В последнее время наибольшее распространение получил подход к классификации, основанный на том, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедуры приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

Исходя из этого целесообразно разделить методы построения АЦП на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. При этом надо иметь в виду, что последовательную процедуру можно реализовать с помощью как единичных, так и двоично-взвешенных приближений. Таким образом, все АЦП можно разделить на последовательные с единичными и двоично-взвешенными приближениями; параллельные; последовательно-параллельные.

1.2. Аналогово-цифровой преобразователь последовательных приближений

Рассмотрим схему более точного и совершенного АЦП последовательных приближений (рис. 7.1 и 7.2), построенную на основе 12-разрядного ЦАП. Одной из особенностей его работы является использование компаратора в режиме сравнения токов, тогда как в рассмотренном примере компаратор сравнивал напряжения. Основным выходным параметром большинства микроэлектронных ЦАП является ток, значение которого пропорционально подаваемому на него коду. В тех случаях когда для последующего использования требуется выходное напряжение, включают суммирующий операционный усилитель, который одновременно осуществляет преобразование тока в напряжение. Однако эта дополнительная операция увеличивает время установления выходного напряжения с заданной погрешностью. Именно это явление имело место в предыдущем примере, когда из-за наличия операционного усилителя пришлось выбирать время одной итерации 2 мкс, хотя сам ЦАП позволяет работать значительно быстрее. И в рассматриваемом ЦАП время установления выходного тока с погрешностью порядка 0,5 шага квантования порядка 300 нс. Поэтому отказ от операционного усилителя в данном АЦП вызван желанием увеличить его быстродействие.

При использовании компаратора в режиме сравнения токов его инвертирующий вход заземлен, а входной сигнал через резистор $R_{вх}$ подается на не инвертирующий вход вместе с выходным током ЦАП $I_{ЦАП}$. Компаратор реагирует, по существу, на знак разности токов $\Delta I = I_{вх} - I_{ЦАП}$, где $I_{вх}$ – ток через резистор $R_{вх}$, создаваемый положительным входным напряжением. Для ограничения размаха напряжения на входе компаратора и увеличения скорости его нарастания в этом режиме используют двухсторонний диодный ограничитель, подобный применяемому в компараторах напряжения. Чтобы не уменьшать быстродействия компаратора, эти диоды должны быть быстродействующими и не обладать эффектом накопления не основных носителей. Лучше всего этим требованиям удовлетворяют диоды Шоттки.

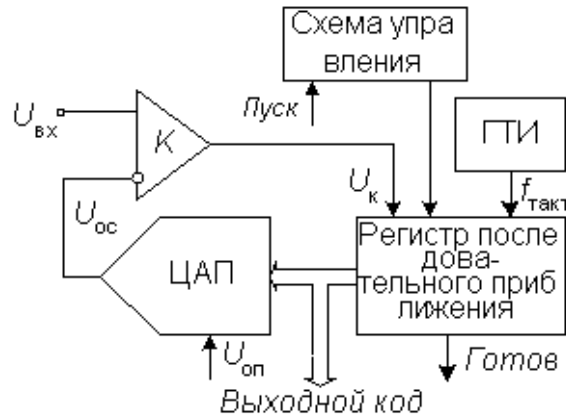


Рис. 7.1. Структурная схема АЦП последовательных приближений

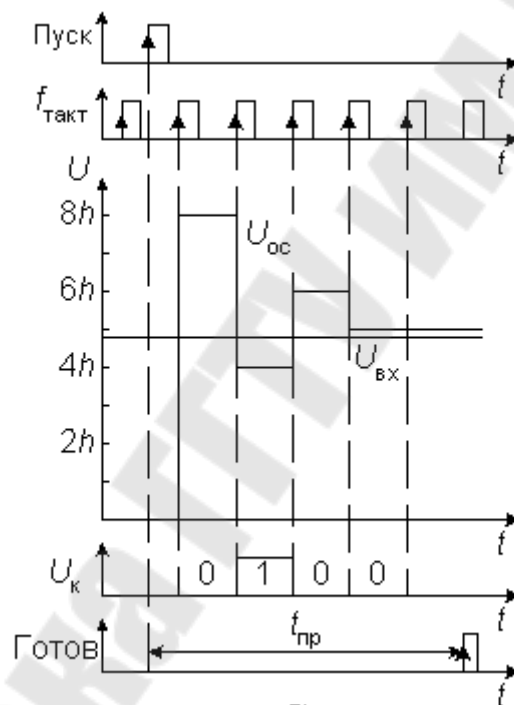


Рис. 7.2. Временные диаграммы АЦП последовательных приближений

Выбор компаратора для данного АЦП определяется двумя уже рассмотренными факторами: он должен обеспечивать требуемое время включения (выключения) при перевозбуждении, составляющем примерно 0,1–0,2 шага квантования. При максимальном выходном токе 12-разрядного ЦАП 2 мкА разрешающая способность его по току составляет примерно $\sigma I_p = 0,5$ мкА. Этот ток создает на входном дифференциальном сопротивлении компаратора (шунтирующим влиянием диодов при таком токе можно пренебречь) падение напря-

жения $\sigma U_p = \sigma I_p R_{\text{вх.диф}}$, которое является шагом квантования АЦП по напряжению. Входное сопротивление дифференциального каскада для разностного сигнала является переменной величиной, зависящей от перевозбуждения. Его минимальное значение соответствует равенству порогового напряжения и напряжения сигнала и определяется выражением

$$p_i = \frac{2\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{A_0 h} e^{-t/\tau}, \text{ при } t \geq 0. \quad (7.1)$$

Для современных интегральных компараторов на биполярных транзисторах это сопротивление, как правило, равно 5–10 кОм. Поэтому, рассуждая формально, разрешающую способность АЦП по напряжению можно было бы выбрать равной $\sigma U_p = 2,5\text{--}5$ мВ и исходя из этого значения выбирать компаратор.

Однако в действительности такую разрешающую способность в быстродействующих АЦП невозможно реализовать из-за паразитной емкости $C_{\text{пар}}$ на входе компаратора, которая образуется в первую очередь выходной емкостью ЦАП, а также входной емкостью самого компаратора и емкостью монтажа. Совместно с $R_{\text{вх.диф}}$ эта паразитная емкость определяет постоянную времени $C_{\text{пар}} R_{\text{вх.диф}}$, с которой происходит нарастание напряжения на входе компаратора. Учитывая, что выходная емкость ЦАП может достигать 40–50 пФ, можно видеть, что указанная постоянная времени $C_{\text{пар}} R_{\text{вх.диф}} = 250\text{--}500$ нс. Особенно вредное действие эта постоянная времени будет оказывать при переходе от большого разностного тока одного знака к малому разностному току другого знака, когда экспоненциальный переходной процесс нарастания напряжения на входе компаратора до нулевого напряжения может длиться $7\text{--}9 C_{\text{пар}} R_{\text{вх.диф}}$. Действительно, экспоненциальный процесс, происходящий с постоянной времени RC , устанавливается с погрешностью 10 % за время, равное $2,3 RC$, с погрешностью 1 % – за $4,6 RC$, с погрешностью 0,1 % – за $6,9 RC$, с погрешностью 0,01 % – за $9,2 RC$ и т. д. Отсюда легко видеть, что для 12-разрядного ЦАП и принятой постоянной времени $C_{\text{пар}} R_{\text{вх.диф}}$ это время может достигать 2–4 мкс, что означает появление в общем времени одной итерации дополнительной составляющей, имеющей смысл некоторого «мертвого» для компаратора времени, которое будет значительно увеличивать время преобразования АЦП при допустимой статической погрешности.

Для уменьшения вредного влияния этой постоянной времени параллельно диодному ограничителю включают резистор $R1$ сопротивлением обычно 1 кОм, что на порядок уменьшает указанную постоянную времени и ее вредное влияние. Однако и в этом случае она будет добавлять задержку, которую в быстродействующих АЦП надо учитывать в общем времени преобразования.

Принимая сопротивление этого резистора за исходное дифференциальное сопротивление компаратора, легко видеть, что чувствительность компаратора для рассматриваемого 12-разрядного АЦП должна быть порядка 0,5 мВ. Это значит, что при расчете времени одной итерации надо использовать его время включения, соответствующее перевозбуждению 50–100 мкВ. Если, например, для интегрального компаратора 521СА3, который подходит для данного АЦП по своей чувствительности, это время составляет примерно 0,5 мкс вместо 300 нс при перевозбуждении 5 мВ, то время одной итерации в этом случае с учетом сказанного равно $t_{и} \approx 1,0$ мкс, а полное время одного преобразования составит примерно 12 мкс для реализации всех 12 разрядов.

Общая статическая погрешность рассматриваемого АЦП обусловлена статической погрешностью ЦАП и составляющими погрешности компаратора. При этом надо учитывать, что составляющая погрешности, образуемая синфазным сигналом, в компараторах, работающих в режиме сравнения токов, отсутствует. Для уменьшения погрешности, вызываемой входным током, инвертирующий вход компаратора соединяют с земляной шиной через резистор $R2$, сопротивление которого должно быть приблизительно равно выходному сопротивлению ЦАП (≈ 1 кОм).

Описание принципа работы лабораторного стенда

Схема электрическая стенда реализована по принципу АЦП последовательных приближений. Основой такой схемы, как уже описывалось выше, является регистр последовательных приближений, цифро-аналоговый преобразователь и интегральный компаратор. Суть метода – во взвешивании уровня входного сигнала АЦП. При этом набор «гирь» подобран по двоичной системе: $1/2$ от предельной «массы», $1/4$, $1/8$, ..., $1/4096$ (для регистра К155ИР17). Предельная для «весов» «масса» называется шкалой преобразования.

Если на «весы» установлен предмет, то его массу проверяем наибольшей «гирей» ($1/2$ от шкалы). Если она перевешивает, то стар-

ший разряд придется снять (т. е. записать в память 0). Если предмет перевешивает, то «гирю» оставляем (в память заносим 1). Далее точно так же используются остальные «гири». Анализ «больше–меньше» осуществляет компаратор.

В нашем случае минимальное значение «гири» равно $1/1024$, так как используется 10-разрядный ЦАП К572ПА1.

При разработке схемы выдвигались следующие требования:

- наличие пошагового режима преобразования;
- возможность циклического режима работы, также циклического режима с прерыванием.

В состав стенда входят следующие устройства:

1. Одновибратор.
2. ЦАП.
3. Регистр последовательных приближений (РПП).
4. Компаратор.
5. Источник входного напряжения.
6. Индикатор двоичного кода АЦП.

Рассмотрим подробнее работу этих узлов.

Одновибратор выполнен на ИМС К155ЛА3 ($DD2$) и является, строго говоря, средством против дребезга кнопки. Применен он для того, чтобы исключить неоднократное срабатывание РПП вследствие дребезга контактов кнопки $SA1$. Для работы РПП требуются импульсы с положительным периодом. Одновибратор имеет два выхода: один используется для индикации момента срабатывания кнопки (R_5 , $VD10$), другой подсоединен к тактовому входу РПП.

В качестве ЦАП использована ИМС К572ПА1 ($DA2$). На ее входы $D0-D9$ подается двоичный код, а аналоговый сигнал, соответствующий коду, снимается с выходов I_1 и I_2 . В нашем случае необходимо преобразовать ток в напряжение, что и сделано с помощью ОУ $DA3$ (К140УД708). Выходы ЦАП I_1 и I_2 подсоединены ко входам ОУ, а выход $I_{o.c}$ ЦАП – к выходу ОУ. Напряжение с выхода ОУ $DA3$ подается на компаратор, а двоичный код на ЦАП подается с выхода РПП ($DD1$).

Регистр последовательных приближений включен между компаратором и ЦАП. На вход DI РПП подается сигнал с выхода компаратора. Оценивая уровень на входе DI , РПП записывает по очередному тактовому импульсу в соответствующий разряд 0 или 1. Так как РПП имеет 12 разрядов, а ЦАП 10, для того чтобы приводить РПП в начальное состояние после окончания преобразования, используется в качестве выхода переноса выход Q_1 , а не Q_{cc} . Сигнал с Q_1 подается

через переключатель $SA2$ на вход S (синхронный старт) и на индикацию ($R2$, $VD14$). В результате после 10-тактовых импульсов на выходе РПП формируется двоичный код (параллельный) в соответствии с последовательным кодом DI .

Переключатель $SA2$ служит для перевода стенда из циклического режима в режим с прерыванием. Это используется при определении быстродействия АЦП. Если разомкнуть контакты $SA2$, сигнал S примет начальное значение 1 и после 10-тактовых импульсов информация останется неизменной, независимо от числа импульсов на входе S РПП. Когда же $SA2$ замкнут, сигнал переноса (логический 0) выхода $Q1$ РПП подается на S и синхронно с 11-тактовым импульсом АЦП переводится в стартовое состояние (циклический режим). Этот режим нужен для изучения динамических характеристик АЦП.

Компаратор является очень важной частью схемы лабораторного стенда. Именно он производит взвешивание сигналов $U_{вх}$ и $U_{вых.ЦАП}$. Если $U_{вых.ЦАП}$ больше или равно $U_{вх}$, то компаратор выдает логический 0, если $U_{вых.ЦАП}$ меньше $U_{вх}$, то логическую 1. В качестве компаратора используется ОУ К140УД708 ($DA1$).

Источник входного сигнала выполнен на элементах $R6$, $VD11$ – $VD13$, $R7$. $R6$ и $VD11$ – $VD13$, соединенные последовательно, образуют параметрический стабилизатор с напряжением стабилизации, равным 2,1 В, а резистор $R7$ включен как потенциометр и позволяет регулировать $U_{вх}$ от 0 до 2,1 В.

Индикатор двоичного кода выполнен на светоизлучающих диодах $VD1$ – $VD9$, соединенных вместе катодами. Аноды подсоединены к выходам $DD1$ (К155ИР17), а общий катод через диод $VD15$ с общей шиной.

Выше описанные устройства выполнены как отдельные узлы и соединяются вместе посредством внешних перемычек.

Данный стенд выполнен для снятия динамических и статических характеристик АЦП последовательных приближений, которые и изучаются в ходе выполнения лабораторной работы на тему: «АЦП последовательных приближений».

2. Порядок выполнения работы

Ход работы предполагает следующие действия:

Подготовка стенда к работе. На входы «+5 В», «–5 В» подать напряжения ± 5 В, соответственно, с источника питания, соединив

вход «1» с соответствующим выходом источника питания. Вход « $-U_{о.п}$ » соединить перемычкой с гнездом « $-5 В$ ». Перемычкой соединить вход « $U_{вх}$ » и выход « $U_{вх}$ » источника входного напряжения. Вход «С» соединить с выходом внешнего генератора прямоугольных импульсов.

Снять статическую характеристику АЦП. Для этого изменения $U_{вх}$ снимать показания с индикатора двоичного кода. Проверить правильность преобразования можно по формуле

$$U = \frac{|U_{о.п}|}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^9 2^i D_i,$$

где $|U_{о.п}| = 5 В$; n – разрядность АЦП ($n = 10$); D_i – значения разрядов двоичного кода на индикаторах $D9-D0$ (0 или 1).

Снять динамические характеристики АЦП.

Подать на вход 1 и вход 2 осциллографа выходные сигналы $U_{вых.комп}$ и $U_{вых.АЦП}$, а частоту генератора установить равной 1 кГц. $U_{вх}$ – произвольно. Зарисовать форму сигналов $U_{вых.комп}$ и $U_{вых.АЦП}$ в соответствии с масштабом.

Измерить время установления $t_{уст1}$.

Установить частоту генератора равной 20 кГц и, уменьшая $U_{вх}$ от максимального значения, получить форму $U_{вых.комп}(t)$ с наилучшим наклоном фронта. Измерить $t_{уст1}$.

Установить частоту генератора равной 100 кГц и, уменьшая $U_{вх}$ от максимального значения, получить форму $U_{вых.комп}(t)$ с наилучшим наклоном фронта. Измерить $t_{уст2}$.

Определить быстродействие АЦП. Для этого установить f генератора $< f_{max} = 100$ кГц и снять характеристику. Если показания АЦП соответствуют $U_{вх}$, то можно увеличивать частоту в сторону $f_{max} = 100$ кГц. Оценить двоичный код можно нажав и удерживая кнопку $SA2$. Если же показания индикатора кода сильно искажены, то частоту генератора надо уменьшать, при этом оценивая код на индикаторах $D9-D0$. Уменьшать частоту надо до тех пор, пока код не перестанет искажаться. Таким образом, можно найти такое предельное значение частоты $f_{пр}$, выше которого АЦП дает явно ложную ин-

формацию. По значению $f_{\text{пр}}$ можно определить быстродействие АЦП последовательных приближений: $t_{\text{пр}} = \frac{1}{f_{\text{пр}}}$.

Исследовать работу АЦП в пошаговом режиме. Для этого отключить генератор от входа «С» стенда и соединить вход «С» переключателем с выходом одновибратора. Затем привести АЦП в стартовый режим. Нажимая кнопку «Шаг/Сброс», добиться того, чтобы все индикаторы, кроме D_9 , светились, а индикатор «Стоп» был погашен. Установить $U_{\text{вх}}$ произвольным образом, записать значение $U_{\text{вх}}$ и, нажимая кнопку «Шаг/Сброс», записывать двоичный код на индикаторах D_9-D_0 , значения $U_{\text{вых.комп}}$ в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Шаг	Двоичный код	$U_{\text{вых.комп}}, \text{В}$
0		
1		
2		
3		
4		
5		
6		
7		
8		
9		

Кнопку «Шаг/Сброс» нажимать до зажигания индикатора «Стоп». Когда он зажегся, преобразование закончено и двоичный код сформирован окончательно. Если нажать «Шаг/Сброс» еще раз, АЦП перейдет в стартовое состояние.

Проверить правильность преобразования и оценить относительную погрешность $\delta_{\text{отн}}$.

$$\delta_{\text{отн}} = \frac{U_{\text{изм}} - U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} 100 \%;$$

$$U_{\text{изм}} = \frac{|U_{\text{о.п.}}|}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^9 2^i D_i.$$

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Дайте определение аналого-цифрового преобразователя и приведите область его применения.
2. По каким признакам и как классифицируются аналого-цифровые преобразователи?
3. Приведите структурную схему и поясните принцип работы АЦП, построенных по методу последовательных приближений.
4. Приведите достоинства и недостатки АЦП, построенных по методу последовательных приближений.
5. Приведите основные статические параметры микросхем АЦП.
6. Приведите основные динамические параметры микросхем АЦП.

Литература

1. Бахтиаров, Г. Д. Аналого-цифровые преобразователи / Г. Д. Бахтиаров, В. В. Малинин, В. П. Школин. – М. : Совет. радио, 1980.
2. Гнатек, Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям / Ю. Р. Гнатек. – М. : Радио и связь, 1982.
3. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991.
4. Хоровиц, Хило. Искусство схемотехники : в 3 т. Т. 2 / Хило Хоровиц. – М. : Мир, 1992. – С. 233–264.
5. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справочник / И. В. Новаченко [и др.]. – М. : Радио и связь, 1989. – С. 328.

Лабораторная работа № 8

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ДВОЙНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ

Цель работы: а) исследовать метод двойного интегрирования и опытным путем определить основные параметры АЦП, построенных по этому методу; б) определить достоинства и недостатки этих АЦП.

Используемое оборудование: блок питания ± 15 В; лабораторный макет с АЦП двойного интегрирования; осциллограф С1-82; генератор ГЗ-112/1; вольтметр В7-40 – 2 шт.; комплект проводов.

1. Теоретическая часть

1.1. АЦП с двухтактным интегрированием

Недостатком последовательных АЦП является их относительно низкая помехоустойчивость, что ограничивает их разрешающую способность, как правило, на уровне 8–10 разрядов. От этого недостатка в значительной мере свободны АЦП, использующие в процессе преобразования операцию интегрирования входного сигнала за фиксированный интервал времени.

Одним из наиболее распространенных вариантов преобразователей такого типа является АЦП с двухтактным интегрированием (рис. 8.1). Полный цикл его работы состоит из двух тактов. В первом с помощью аналогового интегратора происходит интегрирование входного напряжения за фиксированный интервал времени $T = N_{\text{макс}} \Delta t_{\text{сч}}$, где $N_{\text{макс}}$ – емкость счетчика, определяющая разрешающую способность АЦП. В результате этой операции на интегрирующем конденсаторе накапливается заряд:

$$q_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{RC},$$

где $U_{\text{вх}}$ – среднее значение входного напряжения за время T .

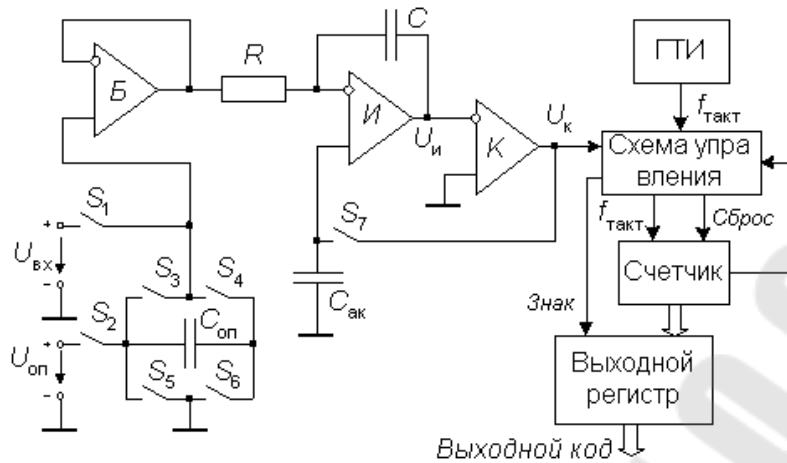


Рис. 8.1. Структурная схема АЦП с двухтактным интегрированием:
 Б – буферный усилитель; И – интегратор; К – компаратор;
 ГТИ – генератор тактовых импульсов

Во втором такте происходит разряд конденсатора от источника опорного напряжения $U_{вх}$, который имеет полярность, противоположную входному напряжению, и подключается к интегратору с помощью переключателя Кл. Этот процесс продолжается до возвращения конденсатора в начальные условия (рис. 8.2), что фиксируется компаратором. В результате удаленный из конденсатора заряд

$$q_2 = \frac{U_{о.п} t}{RC},$$

где t – время разряда конденсатора.

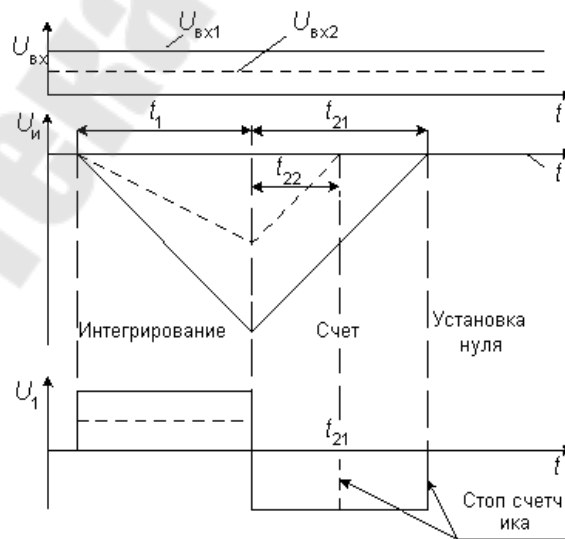


Рис. 8.2. Временные диаграммы АЦП с двухтактным интегрированием

Это время является переменным, и его последующее измерение с помощью счетных импульсов с периодом следования $\Delta t_{\text{сч}}$ позволяет получить цифровой эквивалент $U_{\text{вх}}$. Действительно, поскольку условием правильной работы АЦП является

$$q_1 = q_2,$$

то
$$\frac{\bar{U}_{\text{вх}}}{RC} T = \frac{U_{\text{о.п}}}{RC} t,$$

откуда
$$t = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}}{U_{\text{о.п}}} T$$

или в пересчете на количество счетных импульсов:

$$N = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}}{U_{\text{о.п}}} N_{\text{max}}.$$

Используя процедуру двойного интегрирования, этот тип АЦП приобретает важные свойства.

Во-первых, интегрирование входного сигнала приводит к его усреднению и сглаживанию всех быстрых по сравнению с временем интегрирования помех, наводок и шумов. Интегрирование сигнала за время T эквивалентно его фильтрации с помощью фильтра низких частот, подавляющего различные частотные составляющие, присутствующие на входе интегратора. В частности, легко видеть, что если выбрать интервал интегрирования T кратным периоду частоты питающей сети, например 50 Гц, то на этой частоте будут полностью подавляться наводки, проходящие по цепям питания и являющиеся одним из факторов, ограничивающих точность АЦП. В терминах теории обработки сигналов сказанное можно трактовать как увеличение отношения сигнал/помеха на выходе интегратора, а поскольку это отношение является критерием помехозащищенности, то этот результат означает повышение помехоустойчивости АЦП, использующих интегрирование входного сигнала.

Во-вторых, интегрирование входного сигнала приводит к уменьшению динамических погрешностей АЦП, связанных с изменением сигнала в процессе преобразования. В частности, исчезают составляющие динамической погрешности, обусловленные нечетными производными входного сигнала.

В-третьих, использование двухтактного интегрирования позволяет компенсировать ряд составляющих статической погрешности и существенно увеличивать общую точность преобразования. К этим составляющим относятся погрешности буферного усилителя, возникающие за счет изменения коэффициента усиления и синфазного сигнала, погрешности интегратора, обусловленные изменением постоянной времени интегратора, и дрейфы этих составляющих, если их скорость такова, что за время одного преобразования ими можно пренебречь.

Быстродействие АЦП с двухтактным интегрированием определяется при заданном числе разрядов, т. е. значении $N_{\text{макс}}$ с частотой счетных импульсов $f_{\text{сч}}$. Выбор последней в значительной мере ограничивается временем включения компаратора. Это связано с тем, что, например, для 12-разрядного АЦП с максимальным входным напряжением 2 В шаг квантования имеет значение около 500 мкВ. При этом компаратор должен обладать чувствительностью порядка 100 мкВ. Как отмечалось, высокочувствительные интегральные компараторы имеют типичные времена включения порядка 200 нс при перевозбуждениях 5–10 мВ. При уменьшении напряжения перевозбуждения эти времена существенно увеличиваются и могут достигать нескольких микросекунд. Поэтому правильный выбор компаратора является важным моментом проектирования АЦП с двухтактным интегрированием и прецизионных АЦП вообще. Когда ни один из выпускаемых промышленностью компараторов не подходит по чувствительности, необходимо увеличивать их чувствительность или применять компаратор на основе операционного усилителя с соответствующим коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии. Но в любом случае надо знать время включения при требуемом перевозбуждении. Если эти данные отсутствуют, их надо получить экспериментально. Обычно частоту $f_{\text{сч}}$ выбирают в диапазоне 10–100 кГц. При $N_{\text{макс}} = 4096$ время преобразования составит 40–400 мс.

Таким образом, высокие точностные характеристики АЦП с двухтактным интегрированием получаются за счет невысокого быстродействия, и основной областью их применения являются цифровые вольтметры постоянного напряжения, а также системы обработки данных, оперирующие с постоянными или медленно изменяющимися сигналами.

Составляющими статической погрешности АЦП с двухтактным интегрированием являются:

- нестабильность источника опорного напряжения со всеми ее составляющими, которая непосредственно пересчитывается в погрешность АЦП;

- нестабильность частоты счетных импульсов, влияющих на коэффициент передачи преобразователя;

- напряжения смещения буферного каскада, интегратора и компаратора и их дрейфы;

- нелинейность интегратора, которая определяется коэффициентом усиления операционного усилителя в разомкнутом состоянии.

Для высокоточных АЦП с двойным интегрированием необходимо учитывать такие дополнительные составляющие, как:

- нелинейность буферного каскада, обусловленную изменением коэффициента ослабления синфазной составляющей в диапазоне изменения входного сигнала;

- потери в интегрирующем конденсаторе, происходящие за счет явления абсорбции, как это имеет место в точных устройствах выборки и запоминания;

- шумы, проходящие на вход от различных плохо контролируемых факторов;

- составляющие, связанные с неидеальностью используемых аналоговых ключей, и другие эффекты, зависящие от конкретного схемного выполнения аналоговой части АЦП.

В тех случаях когда не удастся удовлетворительно распределить составляющие статической погрешности между отдельными элементами и выполнить требования, предъявляемые к допустимой погрешности преобразования, используют методы автоматической коррекции, в первую очередь смещения нуля.

Дальнейшим развитием метода двухтактного интегрирования является метод четырехтактного интегрирования, совмещенный с коррекцией некоторых видов погрешностей.

В заключение отметим, что АЦП с двухтактным интегрированием благодаря высоким точностным характеристикам, простоте структурной схемы и хорошей реализуемости на ИС нашли широкое применение. На основе метода двухтактного интегрирования созданы преобразователи с числом разрядов от 8 до 16 при временах преобразования от единиц до сотен миллисекунд.

1.2. Описание принципа работы лабораторного стенда

Лабораторный стенд представляет собой АЦП двойного интегрирования, собранного на ИМС. Схема представлена на рис. 8.3.

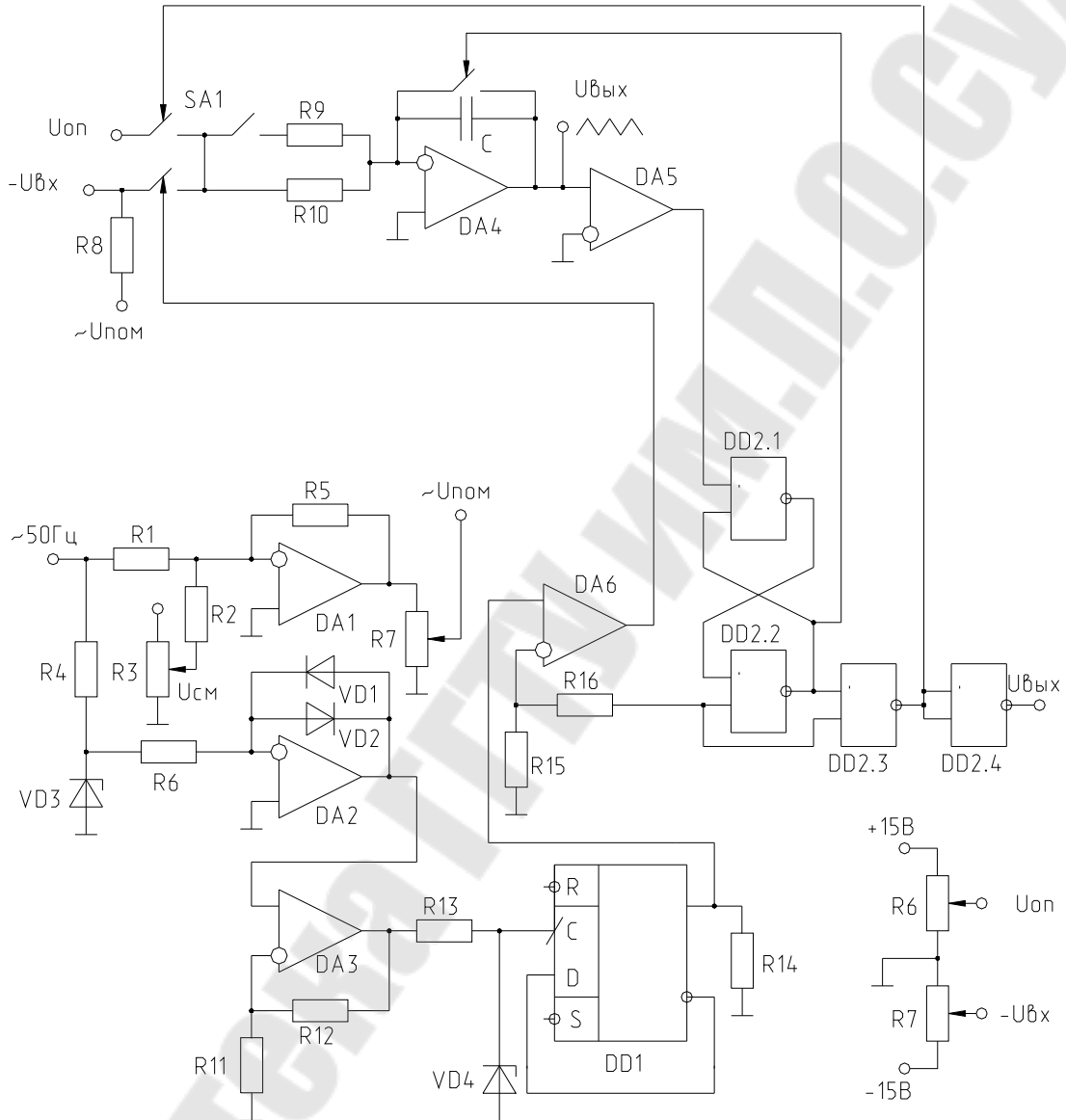


Рис. 8.3. Принципиальная схема лабораторного стенда

В схеме можно выделить три функциональных блока: схема формирования прямоугольных импульсов с частотой 25 Гц, АЦП и схема управления.

Формирователь импульсов прямоугольной формы выполнен на ОУ $DA2$, $DA3$ и D -триггере $DD1$. На вход формирователя подается напряжение синусоидальной формы с частотой 50 Гц. Ограничитель, выполненный на ОУ $DA2$, диодах $VD1$, $VD2$, резисторах $R6$, $R4$ и ста-

билитроне $VD3$, ограничивает синусоиду по амплитуде. Через неинвертирующий усилитель на ОУ $DA3$ сигнал поступает на D -триггер $DD1$, включенный как T -триггер, являющийся делителем частоты на два. На выходе триггера получаем требуемый сигнал прямоугольной формы с $f = 25$ Гц и $U = 2,5$ В (ТТЛ-уровень лог. единицы). Однако уровня ТТЛ недостаточно для работы схемы управления, выполненной на ИМС КМОП-серии ($DD2$). Поэтому с выхода триггера сигнал усиливается (ОУ $DA6$) и подается на схему управления. Вместе с формирователем конструктивно совмещен источник сигнала помехи с $f = 50$ Гц. Он выполнен на ОУ $DA1$, включенном как повторитель. Резистором $R7$ можно регулировать амплитуду сигнала помехи $U_{\text{пом}}$, а резистором $R3$ – задавать необходимое напряжение смещения $U_{\text{см}}$.

Схема управления выполнена на элементах 2И-НЕ и электронных ключах ИМС КР590КН2, на элементах $DD2.1$ и $DD2.2$ собран RS -триггер, формирующий импульс, который в нужный момент подается на ключ, замыкающий конденсатор C , входящий в состав АЦП. Используя импульсы RS -триггера и импульсы формирователя, элемент $DD2.3$ формирует импульсы, управляющие ключами, коммутирующими входное и опорное напряжения. С $DD2.3$ сигнал инвертируется через элемент $DD2.4$ и снимается с его выхода. Этот сигнал несет информацию о входном напряжении, а именно: длительность выходного импульса пропорциональна $U_{\text{вх}}$ и связана с ним коэффициентом $K_{\text{пр}}$.

АЦП выполнен на операционном усилителе $DA4$, конденсаторе $C1$, резисторах $R9$, $R10$ и представляет собой интегрирующий усилитель с двумя входами: 1 – для входного напряжения; 2 – для опорного напряжения.

Схема управления коммутирует напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{о.п}}$ соответствующим образом, в результате чего на выходе $DA4$ формируется следующий сигнал, представленный на рис. 8.2.

В момент времени t_0 (точка 1) на вход АЦП подается $U_{\text{вх}}$, и усилитель интегрирует его до тех пор, пока схема управления не отключит $U_{\text{вх}}$ и не подключит опорное напряжение $U_{\text{о.п}}$ (точка 2). Интегрирующий усилитель запоминает напряжение U (точка 2), а затем интегрирует напряжение $U_{\text{о.п}}$ с отрицательным наклоном (так как усилитель инвертирующий). Этот процесс продолжается до тех пор, пока $U_{\text{вых}}(t)$ не достигнет нуля (точка 3). Нулевое напряжение отслеживает компаратор на ОУ $DA5$, который передает в схему управления импульсы сброса на RS -триггер (вход R). Как уже говорилось выше,

длительность импульса T_2 – информационная, так как зависит от уровня $U_{вх}$. Однако удобнее ее измерять не по осциллограмме $U_{вых}(t)$ АЦП, а сначала выделить ее и преобразовать в прямоугольный импульс длительностью T_2 . Это и делает схема управления, а импульс снимается с выхода элемента $DD2.4$.

2. Порядок выполнения работы

Написать формулу для расчета погрешности.

2.1. Ознакомиться с устройством стенда. Изучить назначение ручек переменных резисторов, которые являются следующим:

- $U_{вх}$ – регулировка уровня входного напряжения АЦП в пределах $0В-U_{пит}$;
- $U_{о.п}$ – регулировка уровня опорного напряжения АЦП в пределах $0В-U_{пит}$;
- $U_{пом}$ – регулировка амплитуды напряжения сигнала помехи с частотой $f = 50$ Гц;
- $U_{см}$ – регулировка величины постоянного напряжения смещения сигнала помехи.

Тумблером $SA1$ можно изменять постоянные времени интегрирующего усилителя (T_1, T_2). После ознакомления с элементами управления подать на стенд питание ($+11...13 В, -11...13 В$). Подавать $15 В$ не рекомендуется во избежание «защелкивания» элементов $DD2.1-DD2.4$, которые выполнены по КМОП-технологии. Затем, изменяя $-U_{вх}$, зарисовать форму входного и выходного напряжений для двух различных значений $-U_{вх}$. $U_{о.п}$ установить в пределах $7-10 В$.

2.2. Не подавая на вход АЦП сигнал помехи, снять передаточную характеристику (8–10 точек) АЦП при измерении сигнала постоянного тока. Рассчитать погрешность преобразователя δ , и данные занести в табл. 8.1.

Таблица 8.1

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вх}, В$									
$T_{вых}, мс$									
$K_{пр}$									
$\delta, \%$									

2.3. Подать на вход $U_{\text{пом}}$ сигнал помехи (соединить соответствующие гнезда переключками) с частотой, кратной частоте преобразователя ($f_{\text{пр}} = 25$ Гц) и снять передаточную характеристику АЦП при измерении сигнала постоянного тока при наличии сигнала помехи. Рассчитать погрешность δ преобразователя, и данные занести в табл. 8.2.

Таблица 8.2

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{\text{вх}}, \text{В}$									
$T_{\text{вых}}, \text{мс}$									
$K_{\text{пр}}$									
$\delta, \%$									

2.4. Изменить тумблером SA1 постоянную времени АЦП и снять передаточную характеристику при измерении сигнала постоянного тока при наличии сигнала помехи и при изменении параметров интегратора. Рассчитать погрешность δ преобразователя, и данные занести в табл. 8.3.

Таблица 8.3

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{\text{вх}}, \text{В}$									
$T_{\text{вых}}, \text{мс}$									
$K_{\text{пр}}$									
$\delta, \%$									

2.5. Вернуть тумблер SA1 в исходное состояние («T1»), подать на вход « $-U_{\text{пом}}$ » сигнал помехи и установить регулятором « $U_{\text{см}}$ » напряжение смещения и снять передаточную характеристику при измерении сигнала постоянного тока при наличии сигнала помехи и при наличии напряжения смещения. Рассчитать погрешность δ преобразователя и данные занести в табл. 8.4.

Таблица 8.4

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{\text{вх}}, \text{В}$									
$T_{\text{вых}}, \text{мс}$									
$K_{\text{пр}}$									
$\delta, \%$									

2.6. Подать на вход « $-U_{\text{пом}}$ » сигнал помехи от генератора с частотой, не кратной частоте преобразователя ($f_{\text{пр}} = 25$ Гц), и убрать регулятором « $U_{\text{см}}$ » напряжение смещения и снять передаточную характеристику при измерении сигнала постоянного тока при наличии сигнала помехи, некратной частоте прямого интегрирования. Рассчитать погрешность δ преобразователя, и данные занести в табл. 8.5.

Таблица 8.5

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{\text{вх}}, \text{В}$									
$T_{\text{вых}}, \text{мс}$									
$K_{\text{пр}}$									
$\delta, \%$									

2.7. По результатам выполнения предыдущих пунктов построить на одном листе в одном масштабе графики $T_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для всех пяти случаев.

Результаты выполнения всех пунктов свести в сводную табл. 8.6.

Таблица 8.6

Вид воздейст- вующих сигналов	$U_{\text{вх}} - \text{пост.}$ $U_{\text{пом}=25} - \text{нет}$ $U_{\text{пом}\neq 25} - \text{нет}$ $U_{\text{см}} - \text{нет}$ $T_{\text{инт}} = T1$	$U_{\text{вх}} - \text{пост.}$ $U_{\text{пом}=25} - \text{есть}$ $U_{\text{пом}\neq 25} - \text{нет}$ $U_{\text{см}} - \text{нет}$ $T_{\text{инт}} = T1$	$U_{\text{вх}} - \text{пост.}$ $U_{\text{пом}=25} - \text{есть}$ $U_{\text{пом}\neq 25} - \text{нет}$ $U_{\text{см}} - \text{нет}$ $T_{\text{инт}} = T2$	$U_{\text{вх}} - \text{пост.}$ $U_{\text{пом}=25} - \text{есть}$ $U_{\neq 25} - \text{нет}$ $U_{\text{см}} - \text{есть}$ $T_{\text{инт}} = T1$	$U_{\text{вх}} - \text{пост.}$ $U_{\text{пом}=25} - \text{нет}$ $U_{\text{пом}\neq 25} - \text{есть}$ $U_{\text{см}} - \text{нет}$ $T_{\text{инт}} = T1$
	$K_{\text{пр}}$				
$\delta, \%$					

Сделать вывод о точности, стабильности, помехоустойчивости и быстродействии АЦП, построенных по принципу двойного интегрирования.

3. Содержание отчета

Отчет должен содержать основные теоретические сведения, результаты выполнения работы по всем пунктам, необходимые расчеты со всеми промежуточными результатами, схемы всех экспериментов, необходимые таблицы и основное – выводы по результатам выполнения лабораторной работы.

4. Контрольные вопросы

1. Приведите структурную схему и поясните принцип работы АЦП, построенных по методу двойного интегрирования.
2. Приведите временные диаграммы, поясняющие работу АЦП двойного интегрирования.
3. Приведите достоинства и недостатки АЦП, построенных по методу двойного интегрирования.
4. Чем определяется статическая погрешность АЦП двойного интегрирования?
5. Чем определяется быстродействие АЦП двойного интегрирования?

Литература

1. Бахтиаров, Г. Д. Аналого-цифровые преобразователи / Г. Д. Бахтиаров, В. В. Малинин, В. П. Школин. – М. : Совет. радио, 1980.
2. Гнатек, Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям / Ю. Р. Гнатек. – М. : Радио и связь, 1982.
3. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991.
4. Хоровиц, Хило. Искусство схемотехники : в 3 т. Т. 2 / Хило Хоровиц. – М. : Мир, 1992. – С. 233–264.
5. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справочник / И. В. Новаченко [и др.]. – М. : Радио и связь, 1989. – 242 с.

Содержание

<i>Лабораторная работа № 1. Усилители мощности</i>	<i>3</i>
<i>Лабораторная работа № 2. Исследование источников тока</i>	<i>15</i>
<i>Лабораторная работа № 3. Исследование интегральных источников опорного напряжения</i>	<i>26</i>
<i>Лабораторная работа № 4. Исследование шумовых параметров операционных усилителей.....</i>	<i>35</i>
<i>Лабораторная работа № 5. Исследование интегральных компараторов напряжения.....</i>	<i>42</i>
<i>Лабораторная работа № 6. Исследование интегральных микросхем цифро-аналоговых преобразователей</i>	<i>51</i>
<i>Лабораторная работа № 7. Исследование метода последовательных приближений при аналого-цифровом преобразовании.....</i>	<i>60</i>
<i>Лабораторная работа № 8. Исследование метода двойного интегрирования при аналого-цифровом преобразовании.....</i>	<i>70</i>

Учебное издание

**Захаренко Леонид Александрович
Котова Юлия Евгеньевна
Лукашов Вячеслав Михайлович и др.**

СХЕМОТЕХНИКА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

**Практикум
по выполнению лабораторных работ
для студентов специальности 1-53 01 07
«Информационные технологии и управление
в технических системах»
дневной формы обучения**

Редактор *А. В. Власов*
Компьютерная верстка *Н. Б. Козловская*

Подписано в печать 27.11.17.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Ризография. Усл. печ. л. 4,88. Уч.-изд. л. 4,93.
Тираж 30 экз. Заказ № 910/69.

Издатель и полиграфическое исполнение
Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого.
Свидетельство о гос. регистрации в качестве издателя
печатных изданий за № 1/273 от 04.04.2014 г.
пр. Октября, 48, 246746, г. Гомель