

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра управления и информатики в технических
и экономических системах

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
К УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИМ РАБОТАМ
ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОНИКА»

ШИМ-контроллеры в импульсных транзисторных
преобразователях. Электронные стабилизаторы

Составители:
А.С. ГРИБАКИН
В.С. ГРИБАКИН
О.М. КОЧУРОВ

Владимир 2009

УДК 621.311.6 (075.32)

ББК 32.852.3

М54

Рецензент

Кандидат технических наук,
доцент кафедры электротехники и электроэнергетики
Владимирского государственного университета
Г. П. Колесник

Печатается по решению редакционного совета
Владимирского государственного университета

Методические указания к учебно-исследовательским работам по
М54 дисциплине «Электроника». ШИМ-контроллеры. в импульсных транзисторных преобразователях. Электронные стабилизаторы / Владим. гос. ун-т ; сост. : А. С. Грибакин, В. С. Грибакин, О. М. Кочуров. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2009. – 124 с.

Содержат два раздела: «Применение ШИМ-контроллеров в импульсных транзисторных преобразователях» и «Электронные стабилизаторы напряжения и тока».

Каждая учебно-исследовательская работа выполняется студентом в течение всего семестра. Расчетные и экспериментальные данные первого раздела используются при выполнении заданий второго. Таким образом накапливается теоретический материал, подтвержденный практикой и достаточный по объему, для оформления расчетно-пояснительной записки к курсовому проекту по дисциплине «Электроника».

Предназначены для студентов 3 – 4-го курсов очной формы обучения специальности 220201 – управление и информатика в технических системах. Могут быть использованы студентами других специальностей.

Табл. 4. Ил. 47. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.311.6 (075.32)

ББК 32.852.3

Введение

Описание стендов. Стенды выполнены в виде открытых макетов. На верхней стороне панели макета даны изображения схем ШИМ-контроллеров с выводами исследуемых транзисторных преобразователей. Силовые элементы преобразователей: транзисторные ключи, дроссели и конденсаторы фильтров. Трансформаторы установлены на верхней стороне панели. Для удобства сборки схем и подключения приборов смонтированы гнезда, соединенные с выводами контроллера, элементами преобразователей, нагрузкой, источниками питания стенда. Некоторые выводы (гнезда контроллера) продублированы. Монтаж основных и вспомогательных узлов, соединительных цепей проведен на внутренней стороне панели.

Питание стендов осуществляется от источников постоянного тока (блок питания, БП) с набором напряжений от 5 до 45 В. Напряжение питания силовой цепи исследуемого преобразователя (далее — силовое напряжение) подключается двухпроводным шнуром с красным и синим наконечниками. Провод с красным наконечником соединяется с положительным полюсом источника, провод с синим наконечником — с отрицательным полюсом. В схеме стенда провод отрицательного полюса силового напряжения объединен с общей шиной, и таким образом он становится «местной землей», нулем потенциала, относительно которого измеряются напряжения на элементах исследуемой схемы, например напряжения сигналов на выводах контроллера, входное и выходное напряжения преобразователя и т. д. ШИМ-контроллер питается от силовой цепи через встроенный в схему стенда параметрический стабилизатор. Коммутация силового напряжения на стенде выполняется с помощью выключателя $S1$, переключателя $S2$ (или S) и жестких перемычек.

В некоторых стендах для обслуживания вспомогательных узлов исследуемого преобразователя или системы, построенной на его основе, помимо силового требуется набор стабилизированных напряжений ± 15 , $+5$ В. Указанные напряжения подводятся шнурами питания с соответствующей цифровой и цветной маркировкой: $+15$ и $+5$ В — провода с красными наконечниками; -15 В — провод с синим наконечником; 0 В — провод с черным наконечником.

Нагрузкой исследуемого транзисторного преобразователя, а также системы, построенной на его основе, могут быть реостат или линейка проволочных резисторов марки ПЭВ, установленная на правой стороне стенда. Резисторы соединены между собой последовательно. Крайние выводы линейки подключены к гнездам нагрузки. Таким образом, преобразователь или электронная система при включении источника питания силовой цепи всегда работает с нагрузкой. Полное сопротивление линейки — не менее 100 Ом. Если необходимо изменить сопротивление нагрузки, то часть резисторов следует закоротить мягкой перемычкой.

Стенды различаются по составу входящих в них устройств и их размещению на панели, поэтому привести единую схему не представляется возможным. Студенты осваивают работу на конкретном стенде в течение цикла занятий. Стенды предназначены для проведения учебно-исследовательских лабораторных работ, а также макетного исследования транзисторных преобразователей и электронных систем электропитания, разрабатываемых в ходе курсового проектирования по дисциплинам «Электроника», «Основы микросхемотехники».

Блок питания. Приборный вариант БП построен по традиционной схеме: многообмоточный силовой трансформатор, выпрямители, сглаживающие фильтры. БП имеет (может иметь) две лицевые панели. На одной из них установлены клеммы силового напряжения, постоянного и переменного, на другой — клеммы набора стабилизированных напряжений: ± 15 , $+5$ В с максимальными токами не более 0,5 А. Предусмотрена возможность изменения силового напряжения в два раза с помощью специального переключателя. Следует иметь в виду, что в режиме холостого хода силовое напряжение U_1 (постоянного тока) может существенно отличаться от номинального, указанного на лицевой панели. Номинальное напряжение U_1 соответствует току нагрузки от 1,1 до 2,2 А в зависимости от номера БП.

Основные характеристики силовой части БП на постоянном токе: $U_1 = f(I_1)$, $U_{1\sim} = f(I_1)$. Здесь U_1 , I_1 — средние значения (постоянные составляющие) напряжения и тока; $U_{1\sim}$ — переменная составляющая напряжения U_1 (пульсации). Характеристика $U_1 = f(I_1)$ называется нагрузочной; по ней определяют $r_{\text{вн}}$ — внутреннее сопротивление источника питания силовой цепи исследуемого преобразователя и напряжение источника в режиме, близком к холостому ходу, $U_{1\text{ЛХ}}$. При расчете регулировочных и нагрузочных характеристик транзисторных преобразователей, питающихся от дан-

ного БП, приходится учитывать $r_{\text{вн}}$. Значение $U_{\text{ЛХХ}}$ не должно превышать уровень напряжения, которое может вызвать недопустимый режим работы элементов ШИМ-контроллера.

Напряжение пульсации $U_{1\sim}$ необходимо учитывать при расчете ТП, работающих на переменную нагрузку. С увеличением I пульсации растут, а это может привести к нежелательному режиму разрывных токов нагрузки.

Характеристики БП как источника силового напряжения переменного тока значительно лучше, чем на постоянном токе: а) нагрузочная способность (2,5...4,0) А; б) $r_{\text{вн}} = (0,5...1,2)$ Ом.

Каждый БП имеет паспортные данные, которые содержат сведения о нагрузочной характеристике и уровне пульсаций при максимальном токе нагрузки.

В качестве источника питания силовой цепи может быть использована достаточно мощная аккумуляторная батарея (АБ). В этом случае существенно упрощаются расчеты и улучшаются условия работы ТП.

Ознакомление с характеристиками и работой БП проводится под руководством преподавателя или лаборанта, ведущих занятия.

ПРИМЕНЕНИЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ (ТП)

1. Описание ШИМ-контроллера TL494 (1114EY4) [1]

Семейство ШИМ-контроллеров *TL499/4/5* разработано для управления транзисторными преобразователями импульсных высокочастотных источников питания. Фирма изготовитель — *TEXAS INSTRUMENTS*, США. Отечественный аналог — семейство 1114EY3/4/5. В данной работе рассматривается контроллер *TL494* (1114EY4). Функциональная схема контроллера с обозначениями выводов, присвоенными фирмой-разработчиком, представлена на рис. 1.1.

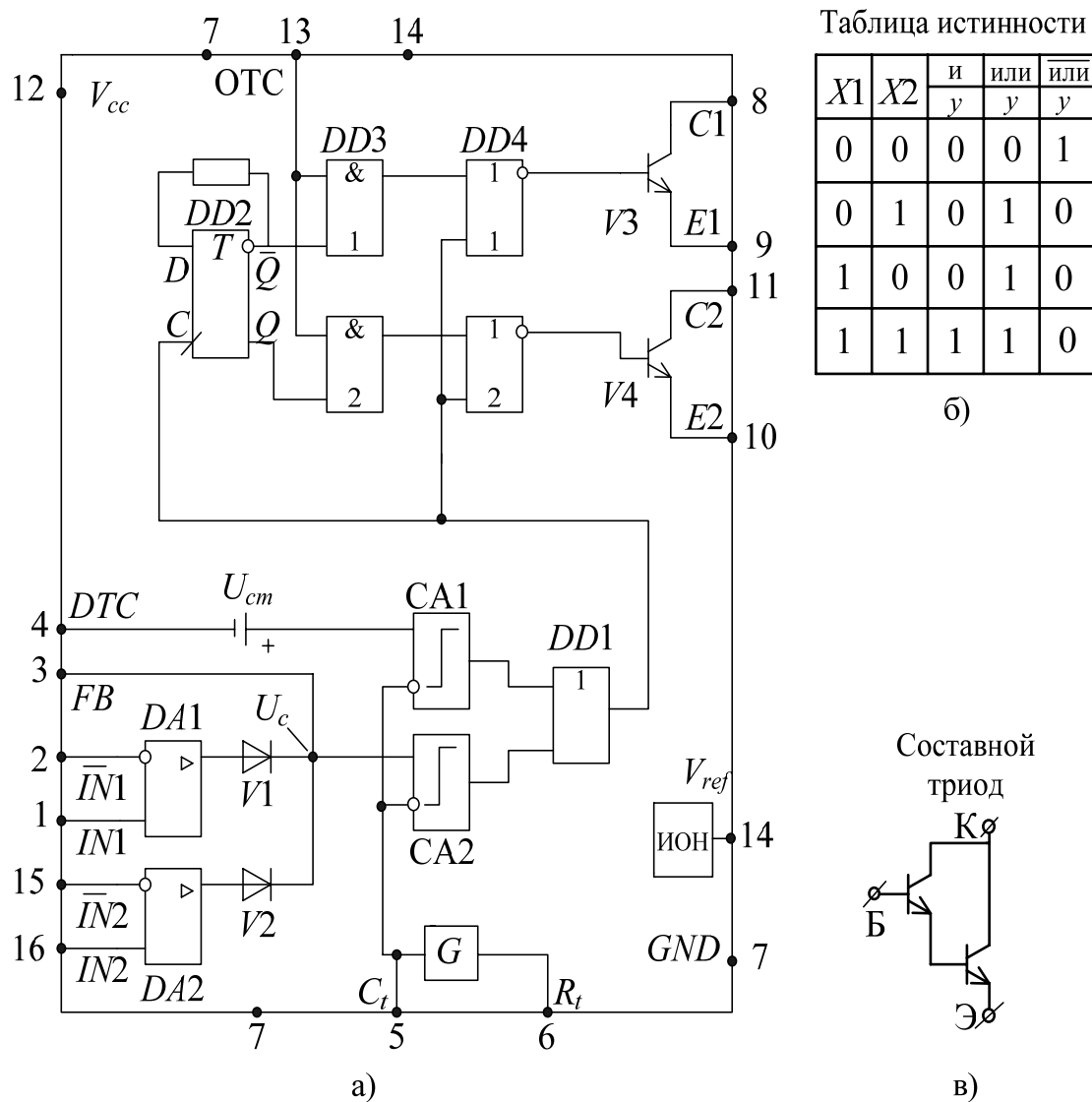


Рис. 1.1

1.1. Описание элементов функциональной схемы

Питание ШИМ-контроллера. Подводится к выводам 12 (V_{cc}) и 7 (GND) (см. рис. 1.1, а). Положительный полюс источника подключается к выводу 12, отрицательный — к выводу 7, общая шина. Таким образом, напряжение питания однополярное, потенциалы выводов контроллера в исходном состоянии выше потенциала общей шины. Допустимые пределы напряжения питания составляют $+(7...40)$ В. Контроллер включается, когда напряжение на выводе V_{cc} превысит пороговое, типовое значение которого — 6,4 В. До этого момента внутренние шины контроля запрещают работу элементов микросхемы. В составе функциональной схемы имеется источник опорного напряжения (ИОН) $(5 \pm 0,25)$ В, соединенный с выводом 14 (V_{ref}). Нагрузочная способность ИОН — не более 10 мА.

Генератор пилы G. Вырабатывает на внешнем времязадающем конденсаторе C_t , подключенном к выводу 5, напряжение пилообразной формы (пилу) с амплитудой примерно 3 В. Частота напряжения пилы рассчитывается по формуле $f = 1/(C_t R_t)$, где R_t — сопротивление внешнего времязадающего резистора, подключенного к выводу 6. Рекомендуемые рабочие частоты и параметры времязадающей цепи: $f = (1...300)$ кГц; $R_t = (1...500)$ кОм; $C_t = 470$ пФ...10 мкФ.

Температурный дрейф частоты (без учета дрейфа R_t и C_t) составляет примерно ± 3 %, а уход частоты из-за нестабильности напряжения питания находится в пределах 0,1 % во всем допустимом диапазоне $(7...40)$ В.

Контроллер может работать с внешним генератором пилы. Для этого вывод 6 замыкается на вывод 14 (V_{ref}), а вывод 5 подключается к выводу внешнего генератора.

Иногда возникает необходимость дистанционного выключения генератора. В этом случае можно внешним ключом замкнуть вывод 6 на ИОН (вывод 14) или вывод 5 на общую шину (GND).

Операционные усилители сигналов ошибки DA1, DA2. Входы ОУ, инвертирующие и прямые, соединены с выводами микросхемы 2, 1 ($\overline{IN1}$, $IN1$) и 15, 16 ($\overline{IN2}$, $IN2$) соответственно. ОУ полностью скорректированные; коэффициент усиления на низкой частоте — 95 и 90 дБ ($K_U \approx 56\,000$; 32 000); частота единичного усиления $\omega_t \approx 2,2 \cdot 10^6$ с⁻¹.

Входные каскады ОУ построены на p - n - p -транзисторах, поэтому входные токи вытекают из схемы, а не втекают в нее. Токи $I_{вх}$ достаточно большие для современных ОУ, около 1 мкА, в связи с этим следует избегать применения высокоомных резисторов в цепях управления (не более

100 кОм). В то же время благодаря использованию *p-n-p*-триодов диапазон синфазных напряжений велик: $-0,3 \dots +38$ В.

Выходы усилителей объединены диодным ИЛИ. Если сигнал, например, на выходе *DA1* больше, чем на выходе *DA2*, то диод *V2* смещается обратно и закрывается, а следующими элементами схемы контроллера управляет выходной сигнал *DA1*. Если же соотношение между сигналами обратное, то закрывается диод *V1* и управление схемой перехватывает *DA2*. Напряжение на объединенном выходе ОУ, изменяясь в области положительных значений, не превышает 3,5 В. Объединенный выход соединен с выводом 3 (*FB*) и входом контроллера ошибки *CA2*.

С помощью вывода 3 (*FB*) на практике строят цепь местной линейной обратной связи устройства, в котором работает контроллер. Причем петель обратной связи будет замкнут только один из ОУ, так как выходной сигнал другого блокируется закрытым диодом. Другой ОУ может быть использован как усилитель аварийного сигнала, например для дистанционного выключения.

Компараторы CA1 и CA2. *CA1* — компаратор регулировки «мертвого времени» ($t_{м.в.}$). На входах *CA1* сравниваются напряжение пины $U_{п.}$ и напряжение с вывода регулировки «мертвого времени» *DTC*. Если этот вывод заземлен (замкнут на общую шину 7), то на прямом входе *CA1* действует небольшое, порядка 0,1 В, постоянное напряжение смещения $U_{см.}$. Сравниваемые напряжения имеют одинаковые знаки. Графики на рис. 1.2, *а, б* поясняют работу компаратора. Напряжение пины $U_{п.}$, действующее на инвертирующем входе компаратора, в течение периода T линейно нарастает от 0 до 3 В. Пока $U_{см.} = 0,1$ В, поданное на прямой вход *CA1*, больше $U_{п.}$, оно определяет уровень логического сигнала на выходе *CA1*, т. е. $U_{ca1} = \text{«лог. 1»}$. При $U_{п.} > 0,1$ В выходной сигнал *CA1* падает до уровня «лог. 0» и сохраняется таким до конца периода T . Длительность короткого импульса $t_{м.в.}$, который формируется на выходе *CA1*, не превышает 4 % от длительности периода пины вплоть до частоты 150 кГц; $t_{м.в.}$ — интервал «мертвого времени». Разъяснения по поводу этого термина будут даны позднее. При необходимости $t_{м.в.}$ можно увеличить, подключив к выводу 4 (*DTC*) дополнительный внешний источник смещения, который будет действовать согласно с внутренним источником $U_{см.}$.

На прямом и инвертирующем входах компаратора *CA2* сравниваются соответственно напряжение ошибки $U_{с.}$, поступающее с выхода одного из операционных усилителей, и напряжение пины $U_{п.}$. Диапазон изменения $U_{с.}$

(0...3,5) В перекрывает амплитуду пилы, поэтому ширина импульса на выходе CA2 может меняться от 0 до T (см. рис. 1.2).

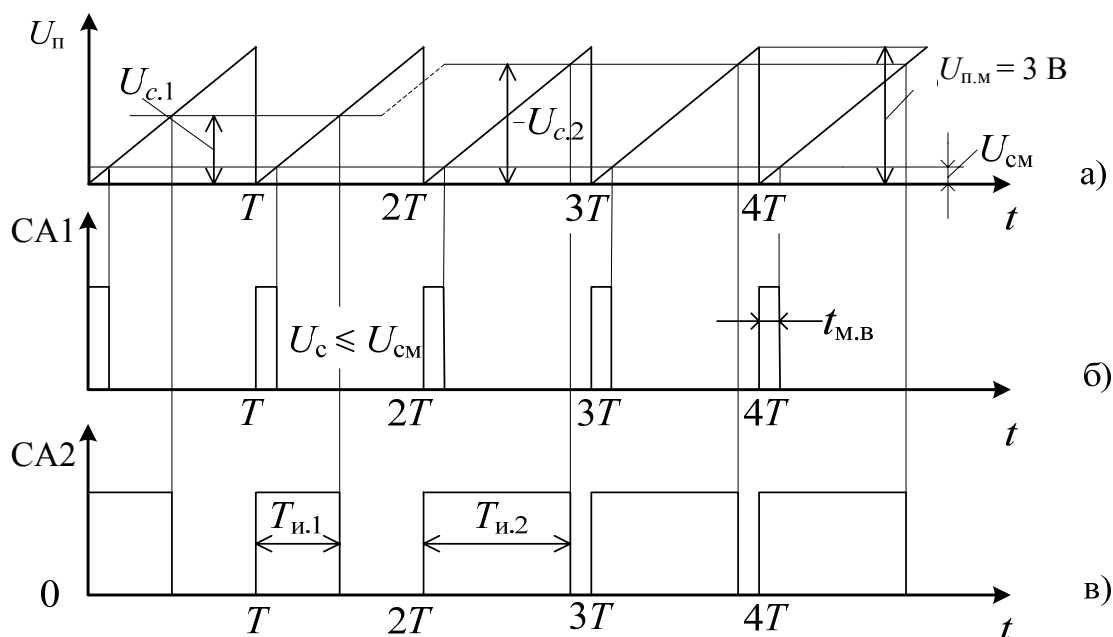


Рис. 1.2

DD1 — логический элемент (ЛЭ) ИЛИ. Выполняет функцию логического суммирования выходных сигналов компараторов *CA1* и *CA2*. Очевидно, длительность импульса на выходе *DD1* при любых значениях сигнала ошибки $U_{\text{с}}$ будет не меньше длительности интервала $t_{\text{м.в}}$.

DD2, DD3, DD4. Эту группу элементов называют логикой схемы контроллера.

DD2 — T -триггер, построенный на основе D -триггера, с обратной связью. Является делителем на два частоты импульсов, поступающих на счетный вход C .

DD3.1, DD3.2 — двухвходовые ЛЭ И. Верхние входы ЛЭ соединены с выводом $I3$ (выбор режима работы, ОТС). ЛЭ И выполняет функцию блокировки или пропуска выходных сигналов триггера *DD2* на входы ЛЭ *DD4*.

DD4.1, DD4.2 — двухвходовые ЛЭ ИЛИ-НЕ. Пара нижних входов ЛЭ, как и счетный вход триггера-делителя частоты, соединена с выходом логического сумматора *DD1*, а выходные сигналы управляют состоянием триодов $V3, V4$.

Более полно назначение элементов логики будет разъяснено позже, в ходе анализа однократного и двухтактного режимов работы контроллера.

Выходные триоды $V3$, $V4$. В действительности каждый из триодов представляет собой составной триод, собранный по схеме Дарлингтона (см. рис. 1.1). Основное достоинство составных триодов — высокий коэффициент передачи по току базы. $V3$ и $V4$ имеют встроенную тепловую защиту (без защиты по току). Максимальное значение напряжения на насыщенном триоде в схеме включения с общим эмиттером (ОЭ) $U_{кэ.н} \leq 1,1$ В; в схеме с общим коллектором (ОК) $U_{кэ.н} \approx 1,5$ В. Ток коллектора каждого триода — не более 250 мА.

1.2. Однотактный режим работы

Для реализации однотактного режима вывод $I3$ замыкается на общую шину; на верхних входах ЛЭ $DD3$ действует напряжение «лог. 0», поэтому при любых сочетаниях сигналов на нижней паре входов выходные сигналы $DD3$ равны «лог. 0» (см. табл. истинности ЛЭ И на рис. 1.1). Таким образом, нулевой потенциал на выводе $I3$ блокирует действие счетного триггера на состояние выходных триодов контроллера и можно сразу обратиться к цепи, соединяющей выход $DD1$ и нижние входы ЛЭ $DD4.1$, $DD4.2$.

Согласно таблице истинности для ЛЭ $\overline{\text{ИЛИ}}$ (см. рис. 1.1) напряжение «лог. 1» на его выходе появляется при сигналах «лог. 0» на обоих входах. При любых других сочетаниях входных сигналов на выходе действует «лог. 0». Выходы $DD4.1$, $DD4.2$ непосредственно управляют состоянием триодов $V3$, $V4$. Напряжение «лог. 0» переводит $V3$, $V4$ в состояние отсечки. На рис. 1.3, а представлена диаграмма, поясняющая работу контроллера в однотактном режиме.

Известно, что диапазон изменения сигнала ошибки перекрывает размах колебаний пины, $U_{п.}$ Пока $U_c \leq U_{см.}$, импульс с уровнем «лог. 1» на нижних входах $DD4.1$, $DD4.2$ появляется на короткое время $t_{м.в.}$, при этом на выходах обоих ЛЭ $\overline{\text{ИЛИ}}$ действует напряжение «лог. 0» и оба триода $V3$, $V4$ закрыты. По окончании действия импульса ($t > t_{м.в.}$) на входах каждого ЛЭ устанавливаются сигналы «лог. 0», а на выходах — «лог. 1». Оба триода одновременно переходят в состояние насыщения до конца периода пины. Максимальный интервал времени насыщенного состояния $V3$, $V4$ равен $T - t_{м.в.}$ и совпадает с временем действия напряжения «лог. 1». С ростом уровня U_c длительность импульса $U_{вых} DD4$, наоборот, уменьшается. При $U_c > 3$ В напряжение на выходах ЛЭ $DD4$ неизменно и равно «лог. 0», оба триода находятся в состоянии отсечки.

Если $V3$ и $V4$ с помощью внешних цепей и элементов включены по схеме с общим коллектором (ОК, или повторитель), то напряжение на нагрузке $U_{н.}$, а это обычно управляющие цепи силовых приборов, повторяет

форму $U_{\text{ВЫХ}} DD4$ (см. рис. 1.3, *а*, график $U_{\text{ВЫХ}} DD4$ для схемы с ОК). Следовательно, длительность импульса U_2 изменяется в пределах $(T - t_{\text{м.в}}) \dots 0$. Если же $V3$ и $V4$ включены по схеме с общим эмиттером (ОЭ, или инвертор), то напряжение $U_{\text{кэ}}$ инверсно по отношению к $U_{\text{ВЫХ}} DD4$ (см. рис. 1.3, *а*, график $U_{\text{кэ}}$ для схемы с ОЭ). При $U_c \leq U_{\text{см}}$ длительность импульсов $U_{\text{кэ}}$ $T_{\text{и.мин}} = t_{\text{м.в}}$. С ростом U_c длительность импульсов увеличивается, а при $U_c > 3 \text{ В}$ триоды остаются в состоянии насыщения в течение всего периода. Форма $U_{\text{кэ}}$ повторяет $U_{\text{ВЫХ}} DD1$.

Группа элементов функциональной схемы контроллера (компараторы $CA1$, $CA2$, ЛЭ $DD1$, генератор пилы G) образует устройство, которое называют широтно-импульсным модулятором (ШИМ). ШИМ преобразует аналоговый сигнал U_c , поступающий с выходов $DA1$ или $DA2$, в импульсы, ширина (длительность) которых зависит от уровня U_c .

В однотактном режиме работы контроллера выходные триоды меняют свое состояние одновременно, поэтому могут быть включены параллельно; в этом случае общий ток коллекторов $I_k = 500 \text{ мА}$.

1.3. Двухтактный режим работы

Обычным для двухтактного режима работы является условие $U_c < U_{\text{см}}$ или $U_c = 0$, поэтому на счетный вход C (вход триггера) и нижние входы ЛЭ $DD4$ в течение каждого периода пилы поступают только короткие, длительностью $t_{\text{м.в}}$, импульсы с уровнем «лог. 1». Вывод $I3$ соединяется с выводом $I4$, значит, на верхних входах ЛЭ И постоянно действует напряжение «лог. 1» и они «пропускают» сигналы с выходов триггера на входы $DD4.1$, $DD2$. Каждый короткий импульс, поступающий на счетный вход, переключает триггер. Например, в первом периоде пилы (интервал $0 \dots T$, рис. 1.3, *а*, *б*) на инверсном выходе триггера действует напряжение «лог. 1», на прямом — «лог. 0». Следующий импульс «опрокинет» триггер, и уровни напряжений на выходах поменяются.

В первом периоде пилы на верхний вход $DD4.1$ с выхода $DD3.1$ подается напряжение «лог. 1», следовательно, $U_{\text{ВЫХ}} DD4.1$ равно «лог. 0» и триод $V3$ закрыт (находится в состоянии отсечки). В этом же периоде с выхода $DD3.2$ на верхний вход $DD4.2$ подается сигнал «лог. 0», а на нижнем входе сигнал «лог. 1» действует только в течение короткого интервала «мертвого времени» $t_{\text{м.в}}$.

При $t > t_{\text{м.в}}$ на обоих входах $DD4.2$ действует сигнал «лог. 0», а на выходе соответственно — «лог. 1». Триод $V4$ в интервале $T - t_{\text{м.в}}$ первого периода находится в состоянии насыщения. В следующем периоде пилы триоды поменяются местами. Период повторения импульсов с уровнем «лог. 1» на каждом из выходов ЛЭ $DD4$ равен $2T$.

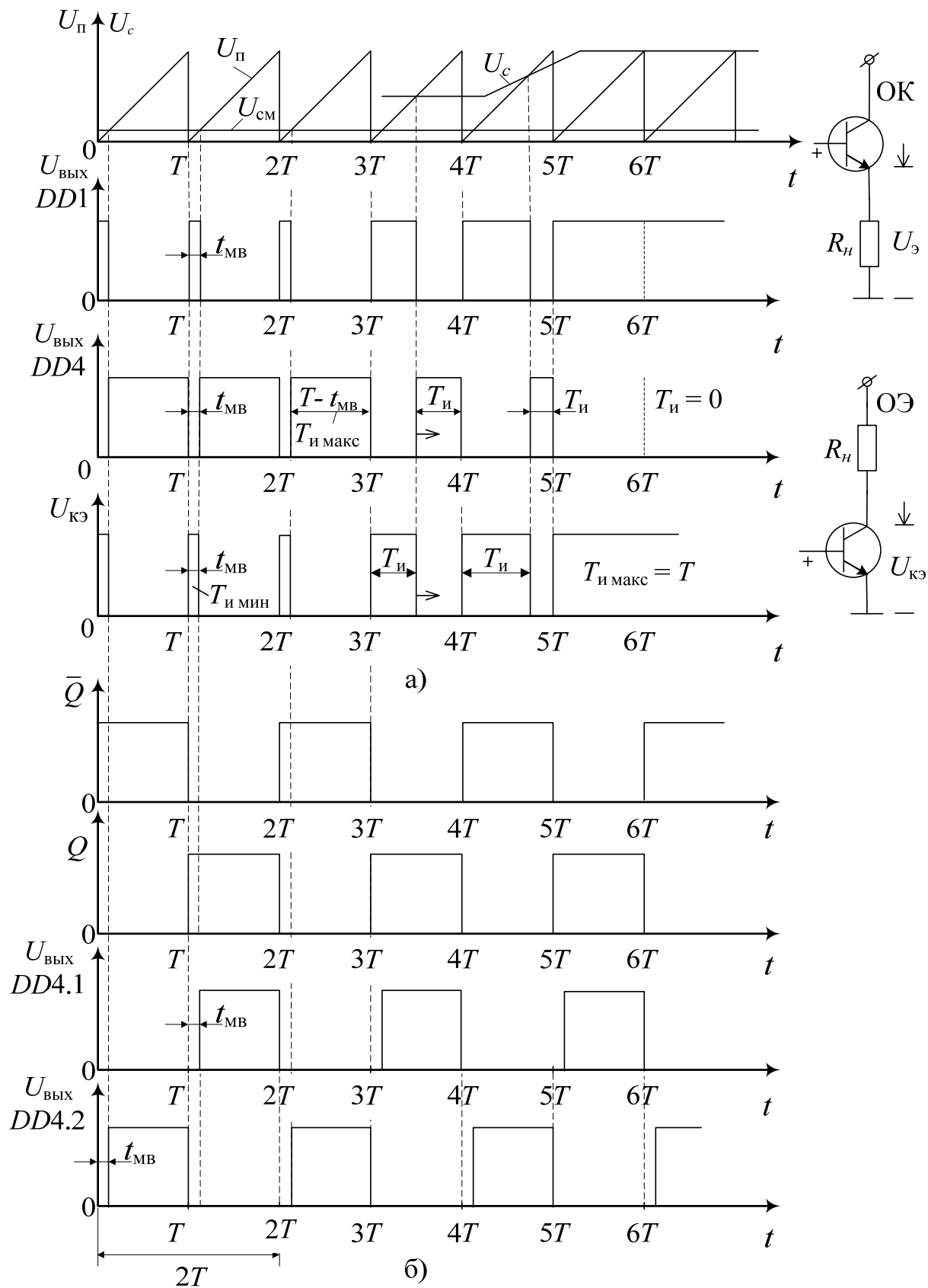


Рис. 1.3

В двухтактном режиме контроллеры работают в схемах управления силовыми элементами двухтактных и мостовых транзисторных преобразователей. Интервал «мертвого времени» здесь необходим для завершения переходных процессов в силовых цепях. Напомним, что этот интервал регулируется и при необходимости может быть изменен.

2. Тестирование ШИМ-контроллера *TL494*

К работе допускаются студенты, изучившие описание ШИМ-контроллера, конструкцию стенда, особенности блока питания и прошедшие контроль знаний.

Тестирование предполагает сборку на стенде ряда схем, которые позволяют не только убедиться в работоспособности контроллера и ознакомиться с основными включениями, но и перейти в дальнейшем к наладке и исследованию практических устройств на его основе.

Сборка производится с помощью «мягких» перемычек со штекерами, элементов, дополняющих схему (резисторов), кольцевых наконечников. Некоторые из перемычек с одной стороны имеют по два штекера для удобства сборки. К кольцевым наконечникам подключают кабель осциллографа для наблюдения и контроля за формой и амплитудой напряжения генератора пилы G , а также за импульсным напряжением на коллекторах или эмиттерах выходных триодов контроллера.

Перед началом работы выполняют следующие подготовительные операции.

1. Сетевой выключатель БП необходимо поставить в положение «0» (нижнее).

2. Переключатель выбора силового напряжения U_1 необходимо перевести на минимальное значение.

3. Необходимо поставить выключатель $S1$ на панели стенда в положение «0» (выкл).

Далее последовательность действий определяется схемой ТП, исследуемого на стенде. Если источник питания включен в цепь эмиттера силового триода ТП, то необходимы следующие операции.

Следует подключить стенд к клеммам силового напряжения БП двухпроводным шнуром, соблюдая полярность («+» — красный; «-» — синий).

Следует подключить БП, а также приборы измерения и контроля к сети 220 В, 50 Гц, перевести сетевой выключатель БП в положение «Вкл» (верхнее), измерить вольтметром силовое напряжение. Оно не должно быть выше 40 В.

Если источник питания включается в цепь коллектора силового триода ТП, то необходимы следующие операции.

Следует подключить стенд к клеммам двухполярного источника питания +15, –15 В с общей точкой с помощью трехпроводного шнура, соблюдая полярность: +15 В — красный наконечник; –15 В — синий наконечник; 0 (общая точка) — черный наконечник.

Следует подключить БП, а также приборы измерения и контроля к сети 220 В, 50 Гц, перевести сетевой выключатель БП в положение «Вкл» (верхнее), измерить вольтметром напряжение на клеммах БП.

В ходе тестирования силовое напряжение к стенду не подключается. При исследовании характеристик ТП с источником питания в цепи коллектора силовое напряжение подводится от БП двухпроводным шнуром с цветной маркировкой: «+» — красный; «–» — синий.

2.1. Двухтактный режим работы

2.1.1. Схема 1. Порядок выполнения работы. 1. С помощью перемычек собрать схему 1, изображенную на рис. 2.1. Для контроля перечислим соединения. Перемычка П1 соединяет выводы 12 и 8, 11; в перемычку встроены два резистора с сопротивлением 2 кОм каждый. П2 соединяет выводы 9, 10 и 7. П3 — выводы 13 и 14. П4 соединяет резистор, подключенный к выводу источника V_{ref} и выводы 2, 15. П5 — выводы 4 и 7. П6 — выводы 1, 16 и 7 (общая шина).

При выполненных соединениях выходное напряжение ОУ $U_c = 0$ В; «мертвое время» определяется действием $U_{cm} = 0,1$ В; триггер DD2, работающий в счетном режиме, через открытые для логических сигналов ЛЭ И (DD3.1, DD3.2) поочередно воздействует на входы DD4.1, DD4.2 и состояние триодов V3, V4. Выходные триоды включены по схеме с ОЭ. Собранная схема согласно описанию ШИМ-контроллера будет работать в двухтактном режиме.

2. Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 5, 7, 8, 11. Подключить вход осциллографа к выводам 5, 7 для контроля напряжения пины.

3. Включить стенд выключателем S1. На экране осциллографа появится изображение напряжения пилообразной формы с амплитудой около 3 В. Изменяя сопротивление резистора R_t , установить по осциллографу период пины 100 мкс, что соответствует частоте 10 кГц.

4. Подключить вход осциллографа к выводу 8 или 11. На экране осциллографа появится изображение импульсного напряжения прямоугольной формы.

Если осциллограф двухлучевой, то соединив его входы с коллекторами $C1$ и $C2$ одновременно, можно убедиться, что импульсы появляются поочередно, период их следования в два раза больше периода пиры, т.е. $2T$, а коэффициент заполнения $K_3 = T_{\text{п}}/2T$ несколько больше 0,5. Следовательно, импульсы на коллекторах имеют небольшую область перекрытия. Высокий уровень на коллекторе $C1$ или $C2$ означает, что входной триод находится в состоянии отсечки (закрыт), низкий уровень соответствует состоянию насыщения. В интервале перекрытия импульсов оба триода закрыты. Этот интервал, когда один из триодов уже перешел в состояние отсечки, а другой еще находится в состоянии отсечки, называют интервалом «мертвое время» и обозначают $t_{\text{м.в.}}$.

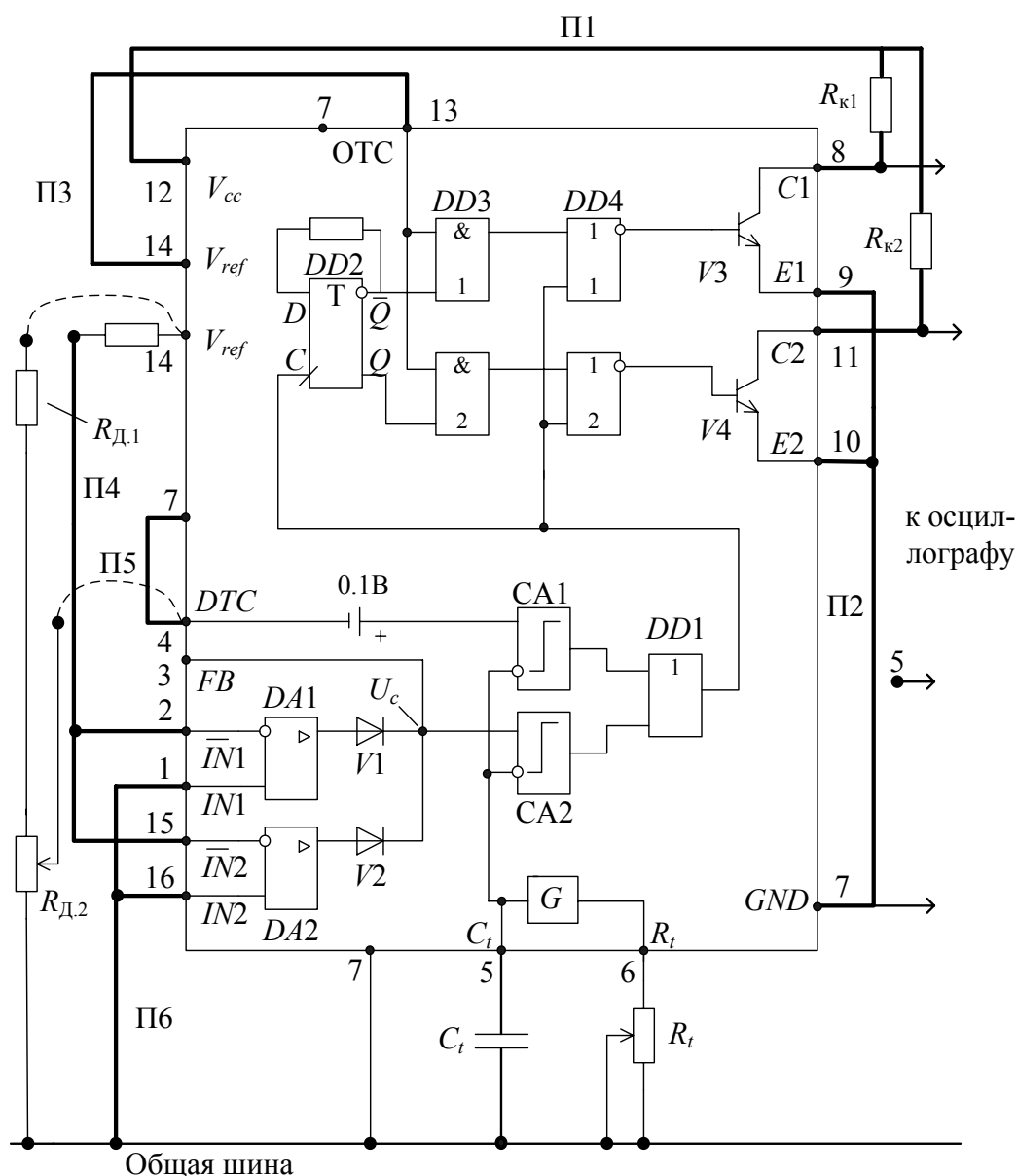


Рис. 2.1

Длительность $t_{м.в}$ можно увеличить, подавая на вывод 4 дополнительное напряжение смещения, например от резисторного делителя, подключенного к выводу источника опорного напряжения 14. Регулировка «мертвого времени» рассматривается на примере схемы 2. Нужно сразу оговориться, что этот способ регулировки $t_{м.в}$ не применяют для управления коэффициентом заполнения K_3 . Определите по осциллографу приближенное значение $t_{м.в}$ при выбранной частоте напряжения пила.

5. Отключить стенд (поставить выключатель $S1$ в положение «0»). Снять вход (входы) осциллографа с выводов схемы и кольцевые наконечники.

2.1.2. Схема 2. Порядок выполнения работы. 1. Собрать схему согласно рис. 2.2. Для контроля перечислим соединения. Перемычки ПЗ, П4 и П6 остаются на прежних местах, а перемычки П1 и П2 меняются местами. П1 соединяет выводы 9, 10 и 7; П2 — выводы 11, 8 и 12, т.е. коллекторы $C1$, $C2$ с источником питания микросхемы V_{cc} . Теперь триоды $V3$, $V4$ включены по схеме с ОК как эмиттерные повторители. П5 соединяет вывод 4 с движком потенциометра $R_{д2}$ резисторного делителя напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$. П7 соединяет вывод 14 источника опорного напряжения V_{ref} с делителем. Таким образом, с движка потенциометра $R_{д2}$ на вход 4 будет подаваться дополнительное напряжение смещения $U_{см1}$.

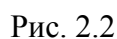
2. Повернуть движок потенциометра $R_{д2}$ против часовой стрелки до упора, что должно соответствовать $U_{см1} = 0$ В.

3. Вставить кольцевые наконечники в гнездо выводов 9, 10. Подключить вход осциллографа к выводу 9 или 10. Включить стенд.

Напряжение на любом из эмиттеров будет иметь форму прямоугольных импульсов.

Если осциллограф двухлучевой, то при подключении входов к эмиттерам $E1$, $E2$ на экране наблюдаются две последовательности прямоугольных импульсов, следующих поочередно с периодом $2T$ и коэффициентом заполнения $K_3 = T_{и}/2T$ несколько меньше 0,5. Высокие уровни напряжения на эмиттерах соответствуют открытому состоянию триодов $V3$, $V4$, низкие уровни — состоянию отсечки. Между импульсами на разных эмиттерах нет области перекрытия, как это было в предыдущем опыте. Наоборот, наблюдается интервал времени, в котором на обоих эмиттерах уровень напряжения низкий. Этот интервал — «мертвое время» $t_{м.в}$. Если поворачивать движок $R_{д2}$ по часовой стрелке, увеличивать $U_{см1}$, длительность $t_{м.в}$ будет расти, а длительность импульсов — уменьшаться.

Для перехода в одноканальный режим работы контроллера достаточно перенести штекер перемычки ПЗ из гнезда вывода 14 в гнездо вывода 7, иначе говоря, заземлить вывод 13, определяющий выбор режима работы. Из описания ШИМ-контроллера известно, что «лог. 0» на верхней паре входов ЛЭ И DD3 блокирует действие выходных сигналов триггера DD2 на состояние триодов V3, V4.



В одноктактном режиме длительностью (шириной) импульсов можно управлять, изменяя U_{cm1} на выводе 4. На практике этот способ модуляции ширины импульсов не используется. Модуляция T_n осуществляется с помощью сигналов, поданных на вход (входы) операционных усилителей контроллера.

Контрольные вопросы

1. Нанесите на схему контроллера переключки-соединения, которые обеспечивают двухтактный режим работы. Объясните назначение каждой переключки.

2. Нарисуйте графики импульсов выходного напряжения при различных включениях триодов $V3$ и $V4$. Укажите на графиках интервал «мертвого времени».

3. Объясните взаимодействие элементов функциональной схемы контроллера в ходе формирования выходного сигнала при $U_{cm1} = 0$; при $U_{cm1} > 0$.

4. Назовите числовые значения следующих параметров контроллера: пределы напряжения питания; опорное напряжение; амплитуда пилы; напряжения насыщения выходных триодов в схемах включения с ОЭ и ОК; ток коллектора $V3$, $V4$.

2.2. Одноктактный режим работы

2.2.1. Схема 3. Порядок выполнения работы. 1. Собрать схему 3 согласно рис. 2.3, *а*. В схему введены резисторы, которые обозначены на стенде, но в предыдущих экспериментах не использовались: R_{oc} , $R1$, $R2$, $R3$, $R4$. Для контроля перечислим соединения. Переключка П1 соединяет эмиттеры $E1$, $E2$ выходных триодов с выводом 7 (GND , общая шина). П2 соединяет вывод 12 с коллекторами $C1$, $C2$, П3 — выводы 7 и 13. П4 подключает резисторный делитель напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$ к источнику опорного напряжения V_{ref} (вывод 14). П5 соединяет резистор источника V_{ref} с резистором инвертирующего входа ОУ $DA2$. П6 соединяет выводы 4 и 7, П7 — резистор R_{oc} цепи обратной связи ОУ $DA1$ с инвертирующим входом последнего (вывод 2). П8 соединяет движок потенциометра $R_{д2}$ с резистором $R2$ прямого входа $DA1$. П9 соединяет резисторы $R1$ и $R4$ усилителей $DA1$ и $DA2$ соответственно с общей шиной.

Пояснения. Схема реализует одноктактный режим работы, поскольку вывод выбора режима 13 заземлен. ОУ DA2 находится в пассивном состоянии. На прямом входе DA2 (вывод 16) напряжение равно нулю, а на инвертирующий вход 15 через резистор R3 подано положительное смещение от источника V_{ref} , поэтому $U_{вых\ DA2}$ тоже равно нулю.

На ОУ DA1 собран неинвертирующий усилитель (рис. 2.3, б, в) с коэффициентом передачи $K = 1 + R_{oc}/R1 = U_c/U_{вх}$.

Схемы рис. 2.3, б и в идентичны. Рис. 2.3, б повторяет расположение элементов общей схемы стенда; рис. 2.3, в дает традиционное изображение неинвертирующего включения ОУ. Напряжение, снимаемое с движка потенциометра $R_{д2}$, имитирует входной сигнал. Триоды V3, V4 включены по схеме с ОК.

2. Повернуть движок потенциометра $R_{д2}$ против часовой стрелки до упора, что должно соответствовать $U_{вх} = U_c = 0$.

3. Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 9, 10 и 3. Подключить вход (входы) осциллографа к выводам 9 или 10 (или к обоим). Включить стенд.

Напряжение на любом из эмиттеров имеет форму прямоугольных импульсов длительностью $T_{и} = T - t_{м.в}$ и периодом следования T . Если осциллограф двухлучевой, то на экране наблюдаются две синхронные последовательности импульсов. Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$ по часовой стрелке, меняя таким образом $U_{вх}$ и U_c , можно управлять длительностью импульсов. При некотором $U_c > 3$ В $T_{и} = 0$.

4. Вернуть движок потенциометра $R_{д2}$ в исходное положение ($U_{вх} = U_c = 0$). Подключить к выводу 3 (FB) вольтметр с большим входным сопротивлением (например цифровой В7-38) для измерения напряжения U_c .

Согласно описанию ШИМ-контроллера длительность интервала $t_{м.в}$ составляет примерно 5 мкс, следовательно, при $T = 100$ мкс ($f = 10$ кГц) максимальная длительность импульса $T_{и. макс} = T - t_{м.в}$ равна примерно 95 мкс.

Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$, фиксируйте изменения длительности импульсов и напряжение U_c . Занесите в табл. 2.1 показания вольтметра, соответствующие длительности импульсов, указанных в ней. Рассчитайте значения коэффициента заполнения $K_3 = T_{и}/T$.

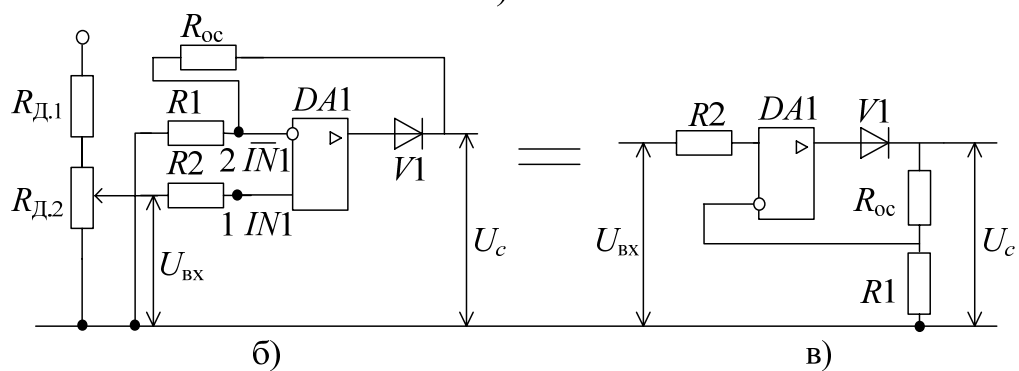
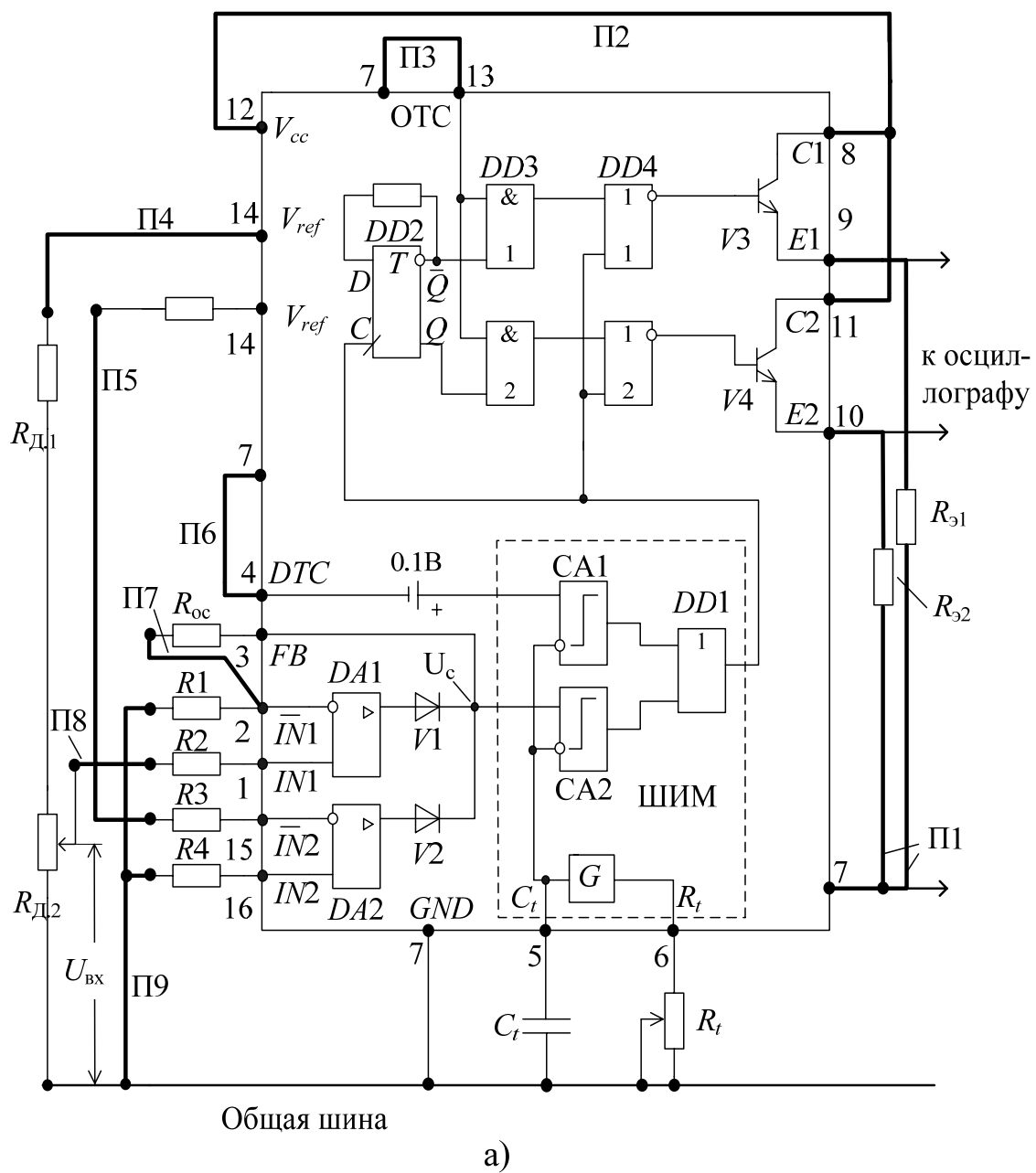


Рис. 2.3

Таблица 2.1

$U_c, \text{ В}$	0							
$T_{\text{и}}, \text{ мкс}$	95	95	80	60	40	20	10	0
K_3								

Зафиксируйте в третьем столбце табл. 2.1 значение U_c , при котором начинается изменение длительности импульсов, и в последнем столбце — $U_{c, \text{ макс.}}$.

Если известны сопротивления резисторов R_1 и R_{oc} , $R_{д1}$ и $R_{д2}$, то можно рассчитать коэффициент усиления и диапазон входных напряжений, в пределах которого коэффициент заполнения изменяется от $K_{3, \text{ макс}}$ до нуля (соответственно $0 \leq U_c \leq U_{c, \text{ макс.}}$).

5. По окончании наблюдений и измерений вернуть движок потенциометра $R_{д2}$ в исходное положение. Выключить стенд. Отключить входы осциллографа и вольтметра.

2.2.2. Методические указания по оформлению результатов эксперимента. 1. Рассчитать по известным значениям R_1 , R_{oc} , $R_{д1}$, $R_{д2}$ коэффициент усиления усилителя, собранного на ОУ DA1, и диапазон изменения $U_{вх}$, в пределах которого коэффициент заполнения K_3 изменяется от $K_{3, \text{ макс}}$ до нуля. Построить амплитудную характеристику усилителя на ОУ DA1 $U_c = f(U_{вх})$.

2. Используя данные табл. 2.1, построить характеристику модулятора ШИМ-контроллера (модуляционную характеристику) $K_3 = f(U_c)$.

Контрольные вопросы

1. Нанесите на схему контроллера переключки-соединения, которые обеспечивают однокантный режим работы. Объясните назначение каждой переключки.

2. Объясните взаимодействие элементов функциональной схемы контроллера при $U_c = 0$; при $0 \leq U_c \leq U_{c, \text{ макс.}}$.

3. Объясните, каким образом формируется интервал «мертвого времени» $t_{м.в.}$.

4. Согласно описанию ШИМ-контроллера амплитуда пилы $U_{п.м}$ составляет не более 3 В. Объясните, почему диапазон изменения U_c для управления коэффициентом заполнения от $K_{3, \text{ макс}}$ до нуля больше амплитуды напряжения пилы?

5. Что представляет собой широтно-импульсный модулятор? Какова его функция?

6. Продумайте ответ на следующий вопрос: как подключить базу внешнего силового биполярного триода к выводам 10 или 9, чтобы управлять его режимом работы?

2.2.3. Схема 4. Порядок выполнения работы. 1. Собрать схему 4 согласно рис. 2.4, а. Схема отличается от предыдущей только местоположением перемычек П1 и П2. Перемычка П1 со встроенными резисторами соединяет источник питания контроллера V_{cc} (вывод 12) с коллекторами С1 и С2 (выводы 8 и 11). П2 соединяет эмиттеры Е1, Е2 (выводы 9 и 10) с общей шиной. Таким образом, выходные триоды $V3$, $V4$ включаются по схеме с ОЭ, т.е. как инвертирующие ключи.

2. Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 8 и 11. Подключить вход (входы) осциллографа к выводам 8 или 11 (или к обоим). Включить стенд.

Напряжение на любом из коллекторов имеет форму прямоугольных импульсов длительностью $T_{и} = t_{м.в}$ и периодом следования T . Если осциллограф двухлучевой, то на экране наблюдаются две последовательности коротких импульсов. Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$ по часовой стрелке, можно управлять длительностью импульсов. При некотором $U_c > 3$ В $T_{и} = T$.

3. Вернуть движок потенциометра $R_{д2}$ в исходное положение ($U_{вх} = U_c = 0$). Подключить к выводу 3 (FB) вольтметр с большим входным сопротивлением (например цифровой В7-38) для измерения напряжения U_c .

Длительность интервала $t_{м.в}$ составляет примерно 5 мкс, следовательно, при $U_c = 0$ $T_{и. мин} = t_{м.в} \approx 5$ мкс. Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$, фиксируйте изменения длительности импульсов и напряжения U_c . Запишите в табл. 2.2 показания вольтметра, соответствующие длительности импульсов, указанных в ней. Рассчитайте значения коэффициента заполнения $K_3 = T_{и}/T$.

Таблица 2.2

U_c , В	0								
$T_{и}$, мкс	5	5	15	20	40	60	80	90	100
K_3									

Зафиксируйте в третьем столбце табл. 2.2 значение U_c , при котором начинается изменение длительности импульсов, и в последнем столбце — $U_{c. \max}$ (когда $K_3 = 1$).

Если известны сопротивления резисторов R_1 , R_{oc} , $R_{д1}$ и $R_{д2}$, то можно рассчитать коэффициент усиления и диапазон входных напряжений, в пределах которого коэффициент заполнения изменяется от $K_{з. \min}$ до единицы (соответственно $0 \leq U_c \leq U_{c. \max}$).

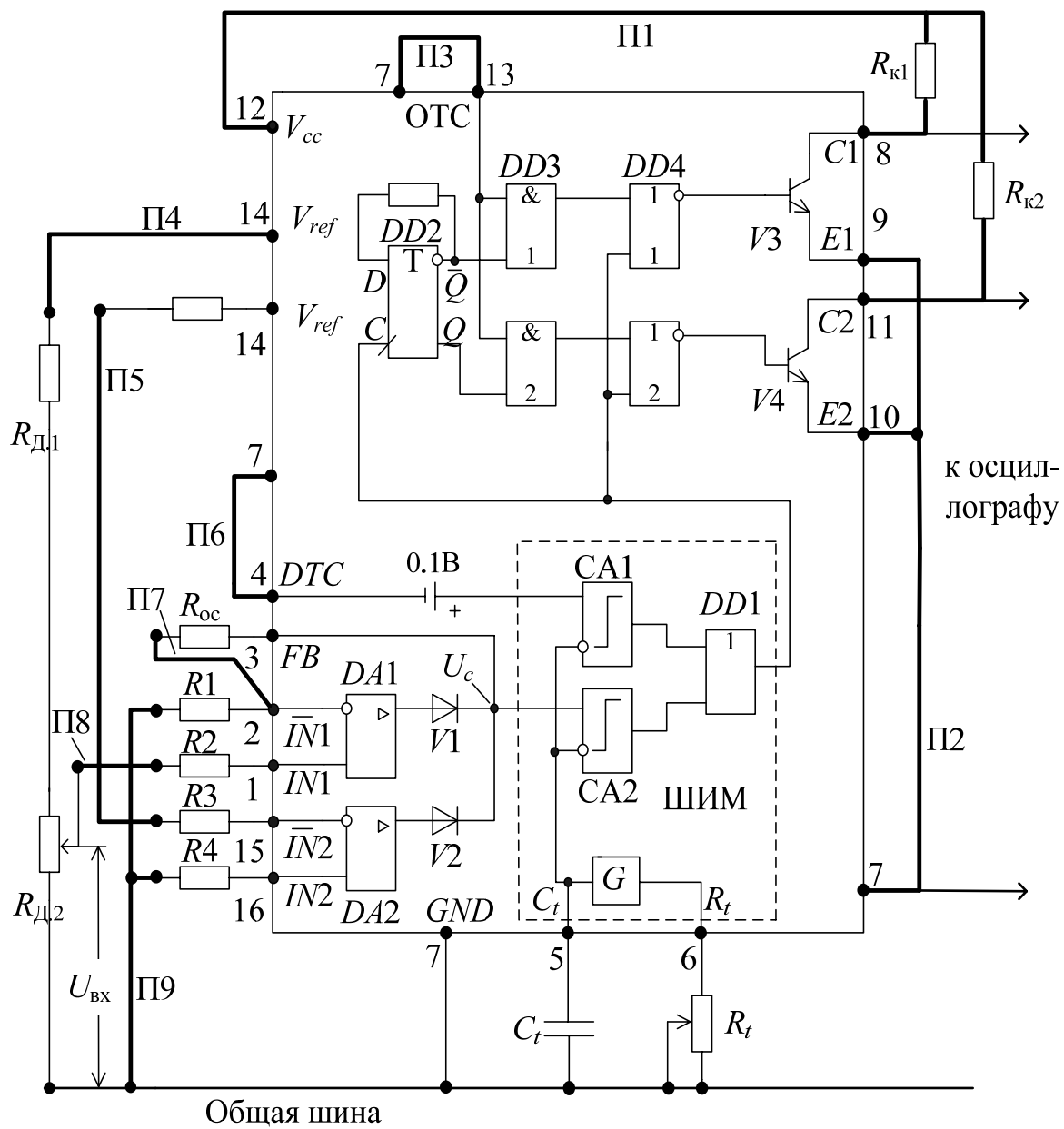
4. Проверить один из способов дистанционного выключения генератора пилы контроллера. Для этого необходимо сделать следующее: а) поставить движок потенциометра $R_{д2}$ в положение, при котором $K_3 \approx 0,5$; б) замкнуть перемычкой вывод 5 (C_l) на общую шину (GND). При замыкании выводов 5 и 7 (общая шина) выходные триоды контроллера V_3 , V_4 закрываются и на коллекторах $C1$, $C2$ напряжения устанавливаются на уровне V_{cc} .

5. По окончании измерений вернуть движок потенциометра $R_{д2}$ в исходное положение. Выключить стенд и источник питания. Отключить входы осциллографа. Снять кольцевые наконечники и перемычки. Отключить приборы от питающей сети.

2.2.4. Методические указания по оформлению результатов эксперимента. 1. По данным табл. 2.2 построить модуляционную характеристику ШИМ $K_3 = f(U_c)$ в одной координатной системе с модуляционной характеристикой предыдущего эксперимента.

2. На рис. 2.4, б представлена диаграмма, включающая в себя три графика. Два из них, $U_{п}$ и $U_c = f(t)$, а также $U_{кз}(t)$ были приведены на рис. 1.3, а. График зависимости $U_c = f(U_{вх})$ — это амплитудная характеристика прямого включения операционного усилителя $DA1$. Диаграмма необходима для уяснения связи между изменением входного сигнала $U_{вх}$ и длительности импульсов $U_{кз3}$, $U_{кз4}$ на коллекторах выходных триодов контроллера.

3. Пользуясь результатами эксперимента и расчетами, постройте диаграмму, которая соответствует реальной картине процессов в ШИМ-контроллере.



а)

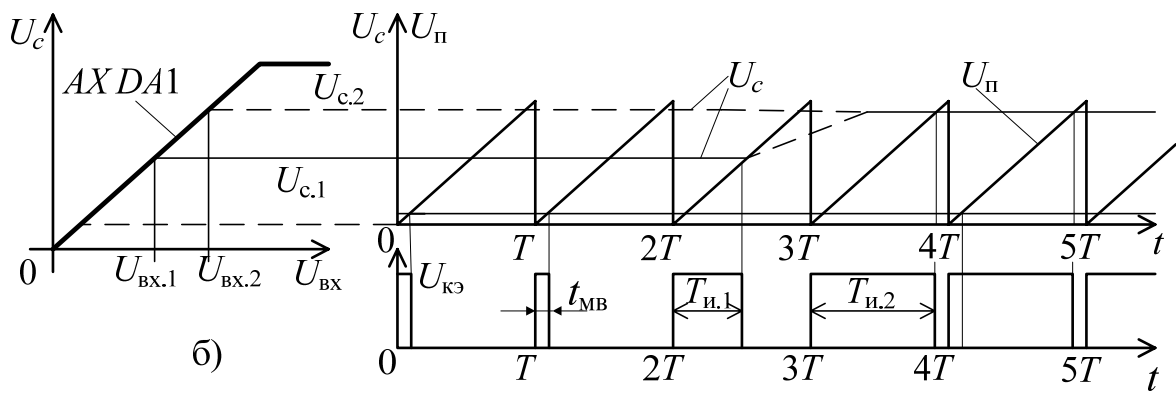


Рис. 2.4

Контрольные вопросы

1. Нанесите на схему контроллера переключки-соединения, которые обеспечивают однокантный режим работы. Объясните назначение каждой переключки.
2. Объясните взаимодействие элементов функциональной схемы контроллера при $U_c = 0$; при $0 < U_c < U_{c, \text{ макс.}}$.
3. Объясните переход в режим отсечки триодов V_3 , V_4 при замыкании выводов 5 и 7 переключкой.
4. Согласно описанию ШИМ-контроллера амплитуда пилы $U_{п.м}$ составляет не более 3 В. Объясните, почему диапазон изменения U_c для управления коэффициентом заполнения от $K_{з. \text{ мин}}$ до единицы больше амплитуды напряжения пилы?
5. Объясните, каким образом формируется интервал «мертвого времени».
6. Назовите группу элементов функциональной схемы контроллера, образующих широтно-импульсный модулятор. Изобразите диаграмму напряжений, поясняющую его работу.

3. Описание ШИМ-контроллера TL598 [1]

Если в схеме транзисторного преобразователя в качестве силового ключа используется МДП-триод (*MOSFET*) или *IGBT*, то для управления им от микросхемы *TL494* приходится создавать промежуточный буферный каскад (БК). Это приводит к усложнению схемы преобразователя и нередко требует привлечения дополнительных источников питания.

Удачной разработкой для управления силовыми приборами с полевым входом является микросхема *TL598* фирмы *TEXAS INSTRUMENTS*, США. Основные отличия ее от *TL494*: а) блокировка работы микросхемы при понижении напряжения питания; б) два выходных каскада, построенных на квазикомплементарных (тотемных) парах триодов. *TL598* выпускается в том же корпусе, что и *TL494*, количество выводов, их наименования и назначения во многом совпадают. Функциональная схема контроллера представлена на рис. 3.1.

3.1. Описание элементов функциональной схемы

Содержание описания *TL598* мало отличается от описания контроллера *TL494*. Чтобы не отвлекаться на сравнения каждый раз, когда появляются отличия, придется повторить текст всех подразделов описания.

Питание ШИМ-контроллера. Подводится к выводам 12 (V_{cc}) и 7 (GND). Положительный полюс источника подключается к выводу 12, отрицательный — к выводу 7 (общая шина). Допустимые пределы напряжения питания составляют $+(7...40)$ В. Таким образом, напряжение питания контроллера однополярное, потенциалы выводов в исходном состоянии выше потенциала общей шины. При пониженном напряжении за работу контроллера отвечает элемент DA3. Описание работы этого элемента будет дано ниже. В составе функциональной схемы имеется источник опорного напряжения (ИОН) $(5 \pm 0,25)$ В, соединенный с выводом 14 (V_{ref}). Нагрузочная способность ИОН — не более 10 мА (на схеме ИОН не показан).

Генератор пилы G. Генератор вырабатывает на внешнем времязадающем конденсаторе C_t , подключенном к выводу 5, напряжение пилообразной формы (пилу) с амплитудой примерно 3 В. Частота напряжения пилы рассчитывается по формуле $f = 1/(C_t R_t)$, где R_t — сопротивление внешнего времязадающего резистора, подключаемого к выводу 6. Рекомендуемые частоты и параметры времязадающей цепи: $f = (1...300)$ кГц; $R_t = (1...500)$ кОм; $C_t = 470$ пФ...10 мкФ.

Температурный дрейф частоты (без учета дрейфа R_t и C_t) составляет примерно 7 %, а уход частоты из-за нестабильности напряжения питания находится в пределах 0,1 % во всем допустимом диапазоне.

Контроллер может работать с внешним генератором пилы. Для этого вывод 6 замыкается на вывод 14 (V_{ref}), а вывод 5 подключается к выходу внешнего генератора.

Иногда возникает необходимость дистанционного выключения генератора. В этом случае можно внешним ключом замкнуть вывод 6 на ИОН (вывод 14) или вывод 5 на общую шину (GND).

Операционные усилители сигналов ошибки DA1, DA2. Входы ОУ, инвертирующие и прямые, соединены с выводами микросхемы 2, 1 ($\overline{IN1}$, $IN1$) и 15, 16 ($\overline{IN2}$, $IN2$) соответственно. ОУ полностью скорректированные; коэффициент усиления на низкой частоте — 95 дБ ($K_U \approx 56\,000$); коэффициент подавления синфазного сигнала — 80 дБ; частота единичного усиления $\omega_T = 5 \cdot 10^6$ с⁻¹.

Входные каскады ОУ построены на p - n - p -триодах, поэтому входные токи вытекают из схемы, а не втекают в нее. Токи $I_{вх}$ достаточно большие для современных ОУ, около 1 мкА, в связи с этим следует избегать применения высокоомных резисторов в цепях управления (не более 100 кОм). В

то же время благодаря использованию *p-n-p*-триодов диапазон синфазных сигналов велик: $-0,3 \text{ В} \dots +38 \text{ В}$.

Выходы усилителей объединены диодным ИЛИ. Если сигнал, например, на выходе *DA1* больше, чем на выходе *DA2*, то диод *V2* смещается обратно и закрывается, а следующим элементом схемы контроллера управляет выходной сигнал *DA1*. Если же соотношение между сигналами обратное, то закрывается диод *V1* и управление схемой перехватывает *DA2*. Напряжение на объединенном выходе ОУ изменяется в области положительных значений и не превышает обычно $3,5 \text{ В}$. Объединенный выход соединен с выводом 3 (*FB*) и входом компаратора ошибки *CA2*.

С помощью вывода 3 (*FB*) на практике строят цепь общей линейной обратной связи устройства, в котором работает контроллер. Причем петлей обратной связи будет замкнут только один из ОУ, так как выходной сигнал другого блокируется закрытым диодом. Другой ОУ может быть использован как усилитель аварийного сигнала, например, для дистанционного выключения.

Блокировка при пониженном напряжении питания. Источник опорного напряжения V_{ref} (вывод 14), который не показан на функциональной схеме, соединен с входом компаратора *DA3*. *DA3* имеет гистерезисную характеристику с шириной петли $0,1 \text{ В}$. Если в ходе работы напряжение питания микросхемы станет меньше порогового напряжения, равного 6 В , то на выходе *DA3* появится сигнал с уровнем «лог. 1». Выход *DA3* соединен с входами *DD4.1*, *DD4.2*, которые реализуют логическую функцию ИЛИ-НЕ. Если на входах *DD4* действует хотя бы один сигнал «лог. 1», то на выходах при любых сочетаниях логических сигналов на других входах всегда будет действовать «лог. 0». Низкие уровни напряжения на базах триодов *VT1*, *VT3* переводят последние в состояние отсечки. Таким образом, с помощью *DA3* осуществляется блокировка работы выходных каскадов контроллера.

Компараторы CA1 и CA2. *CA1* — компаратор регулировки «мертвого времени» ($t_{м.в.}$). На входах *CA1* сравниваются напряжение пины $U_{п}$ и напряжение с вывода регулировки «мертвого времени» *DTC* (4). Если этот вывод заземлен (замкнут на общую шину 7), то на прямом входе *CA1* действует небольшое, порядка $0,1 \text{ В}$, постоянное напряжение смещения $U_{см.}$. Сравнимые напряжения имеют одинаковые знаки. Графики на рис. 3.2, *а*, *б* поясняют работу компаратора. Напряжение пины, действующее на инвертирующем входе компаратора в течение периода T , линейно нарастает от 0 до 3 В .

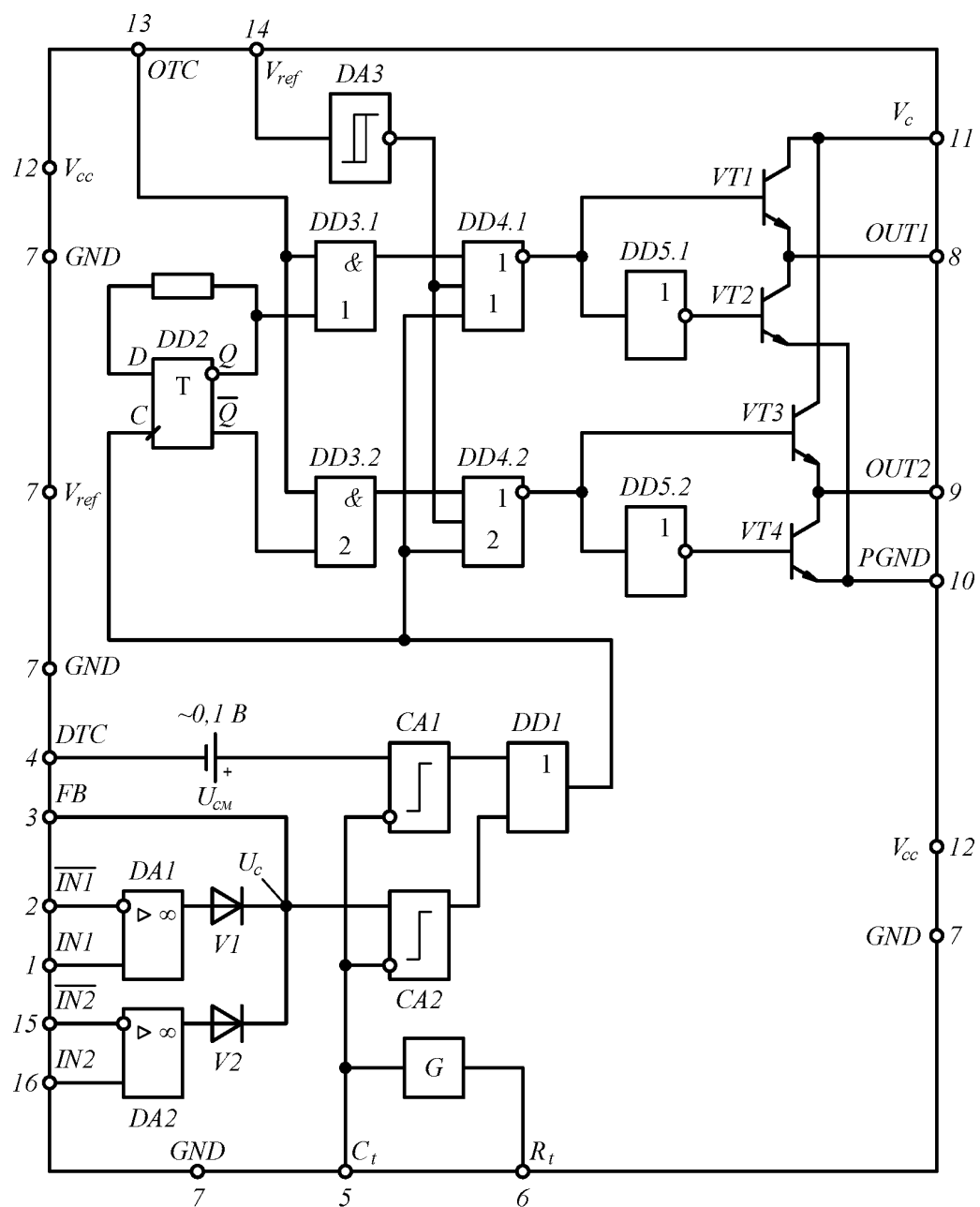


Таблица истинности

$X1$	$X2$	И	ИЛИ	$\overline{\text{ИЛИ}}$
		Y	Y	$\bar{Y}$
0	0	0	0	1
0	1	0	1	0
1	0	0	1	0
1	1	1	1	0

Рис. 3.1

Пока $U_{\text{см}} = 0,1 \text{ В}$, поданное на прямой вход $CA1$, больше $U_{\text{п}}$, оно определяет уровень логического сигнала на выходе $CA1$, т.е. $U_{CA1} = \text{«лог. 1»}$. При $U_{\text{п}} > 0,1 \text{ В}$ выходной сигнал $CA1$ падает до уровня «лог. 0» и сохраняется таким до конца периода T . Длительность короткого импульса $t_{\text{м.в.}}$, который формируется на выходе $CA1$, не превышает 4 % от длительности периода пилообразного сигнала вплоть до частоты 150 кГц (период $T = 6,67 \text{ мкс}$). При необходимости $t_{\text{м.в.}}$ можно увеличить, подключив к выводу 4 (DTC) дополнительный внешний источник смещения, который будет действовать согласно с внутренним источником $U_{\text{см}}$.

На прямом и инвертирующем входах компаратора $CA2$ сравниваются соответственно напряжение ошибки $U_{\text{с}}$, поступающее с выхода одного из операционных усилителей, и напряжение пилообразного сигнала $U_{\text{п}}$. Диапазон изменения $U_{\text{с}}$ (0...3,5) В перекрывает амплитуду пилообразного сигнала, поэтому ширина импульса на выходе $CA2$ может меняться от 0 до T (рис. 3.2 а, в).

$DD1$ — логический элемент (ЛЭ) ИЛИ. Выполняет функцию логического суммирования выходных сигналов компараторов $CA1$ и $CA2$. Очевидно, длительность импульсов на выходе $DD1$ при любых значениях сигнала ошибки $U_{\text{с}}$ будет не меньше длительности интервала $t_{\text{м.в.}}$ (см. таблицу истинности для ЛЭ ИЛИ на рис. 3.1).

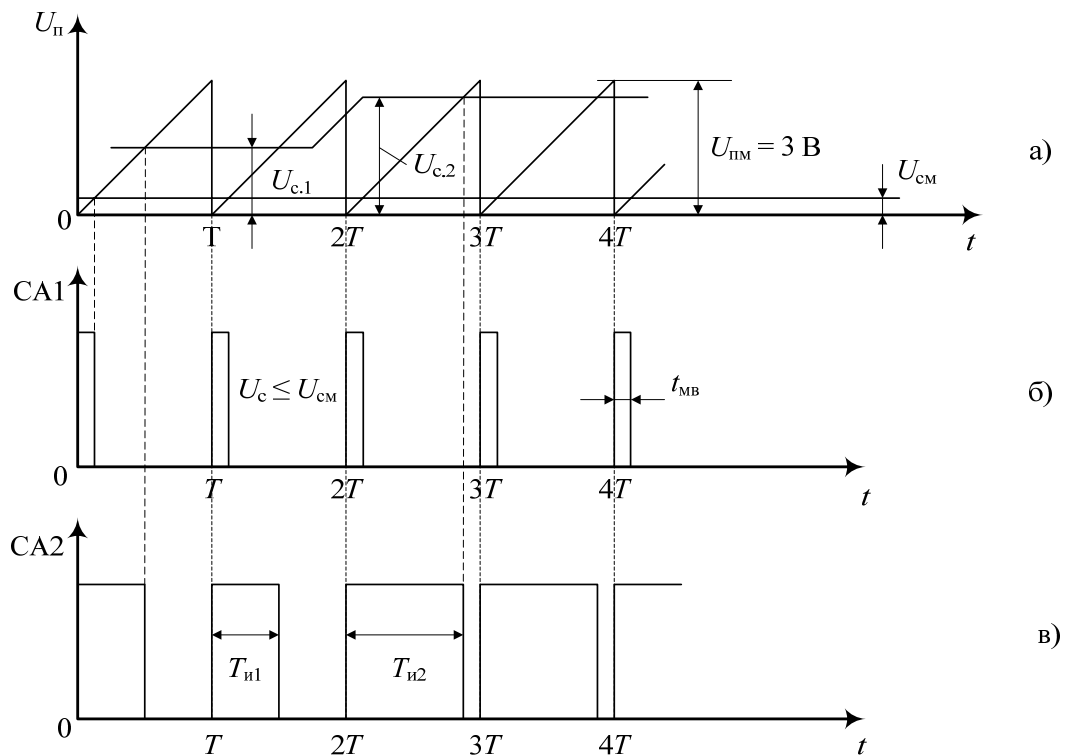


Рис. 3.2

DD2, DD3, DD4, DD5. Эту группу элементов называют логикой схемы контроллера.

DD2 — *T*-триггер (счетный), построенный на основе *D*-триггера, с обратной связью. Является делителем на два частоты импульсов, поступающих на счетный вход *C*.

DD3.1, DD3.2 — двухвходовые ЛЭ И. Верхние выводы ЛЭ соединены с выводом *I3* (выбор режима работы, *ОТС*). ЛЭ И выполняет функцию блокировки или пропуска выходных сигналов триггера *DD2* на входы ЛЭ *DD4*. Если хотя бы на одном из входов *DD3.1* (или *DD3.2*) действует сигнал «лог. 0», то и на выходе ЛЭ всегда действует сигнал «лог. 0», что соответствует блокировке, или запрету. Если на всех входах *DD3.1* (*DD3.2*) действует сигнал «лог. 1», то на выходе появится «лог. 1» — пропуск (см. таблицу истинности для ЛЭ И на рис. 3.1).

DD4.1, DD4.2 — трехвходовые ЛЭ ИЛИ-НЕ. Пара нижних входов, как и счетный вход триггера делителя частоты, соединена с выходом логического сумматора *DD1*. Пара средних входов соединена с выходами *DD3.1, DD3.2*. Наконец, пара верхних входов соединена с выходами *DA3*, который осуществляет блокировку работы микросхемы при чрезмерно низком напряжении питания.

DD5.1, DD5.2 — логические инверторы НЕ, реализуют функцию инвертирования логического уровня сигнала, поступающего с выходов *DD4.1, DD4.2* на базы триодов *VT2, VT4* соответственно. Если, например, на выходе *DD4.1* сформирован сигнал «лог. 1», то верхний триод квазикомплементарной пары (*VT1, VT2*) *VT1* находится в состоянии насыщения, а нижний триод *VT2* благодаря инверсии логической единицы в «лог. 0» находится в состоянии отсечки.

Квазикомплементарные (тотемные) выходные каскады VT1 – VT4. В микросхеме *TL598* триоды *VT1, VT2* и *VT3, VT4* образуют так называемые драйверы внешних ключей. Они оптимизированы для управления внешним биполярным или полевым триодом. Один из триодов драйвера *VT1* (*VT3*) обеспечивает ток управления в открытом состоянии силового ключа, а второй триод *VT2* (*VT4*) создает низкоомную цепь сброса заряда при закрытии ключа. В зарубежной литературе квазикомплементарную схему называют тотемной (*totem pole*). Ток коллектора каждого триодного каскада — не более 250 мА.

3.2. Однотактный режим работы

Для реализации однотактного режима вывод $I3$ замыкается на общую шину (вывод 7). На верхних входах ЛЭ $DD3$ действует напряжение «лог. 0», поэтому при любых сигналах на нижней паре входов выходные сигналы $DD3.1$, $DD3.2$ равны «лог. 0» (см. таблицу истинности ЛЭ И на рис. 3.1). Таким образом, нулевой потенциал на выводе $I3$ блокирует действие счетного триггера на состояние триодов выходных каскадов и можно сразу обратиться к цепи, соединяющей выход $DD1$ и нижние входы ЛЭ $DD4.1$, $DD4.2$.

Согласно таблице истинности для ЛЭ ИЛИ-НЕ (см. рис. 3.1) напряжение «лог. 1» на его выходе появляется при сигналах «лог. 0» на всех входах. При любых других сочетаниях входных сигналов на выходе действует «лог. 0». Выход $DD4.1$ напрямую соединен с цепью базы $VT1$ и через инвертор $DD5.1$ с цепью базы $VT2$. Аналогично выход $DD4.2$ соединен с $VT3$ и через $DD5.2$ с $VT4$. ЛЭ $DD4.1$ и $DD4.2$ управляют выходными каскадами $VT1$, $VT2$ и $VT3$, $VT4$ соответственно. Напряжение «лог. 1» переводит триоды $VT1$ и $VT3$ в состояние насыщения, а $VT2$ и $VT4$ — в состояние отсечки. Напряжение «лог. 0» переводит триоды $VT1$ и $VT3$ в состояние отсечки, а $VT2$ и $VT4$ — в состояние насыщения. На рис. 3.3, а представлена диаграмма, поясняющая работу контроллера в однотактном режиме.

Известно, что диапазон изменения сигнала ошибки перекрывает размах колебаний пила $U_{\text{п}}$. Пока $U_{\text{с}} \leq U_{\text{см}}$ импульс с уровнем «лог. 1» на нижних входах $DD4.1$, $DD4.2$ появляется на короткое время $t_{\text{м.в}}$, при этом на выходах обоих ЛЭ ИЛИ-НЕ действует напряжение «лог. 0» и триоды $VT1$, $VT3$ закрыты, а $VT2$, $VT4$ открыты. По окончании действия импульса ($t \geq t_{\text{м.в}}$) на всех входах $DD4.1$, $DD4.2$ устанавливаются сигналы «лог. 0», на выходах — «лог. 1». Триоды $VT1$, $VT3$ одновременно переходят в состояние насыщения, а $VT2$, $VT4$ — в состояние отсечки до конца периода пила.

Максимальный интервал времени насыщенного состояния $VT1$, $VT3$ (и состояния отсечки $VT2$, $VT4$) равен $T - t_{\text{м.в}}$ и совпадает со временем действия логической единицы на выходах $DD4$. С ростом уровня $U_{\text{с}}$ длительность импульса $U_{\text{вых}} DD1$ увеличивается, а длительность импульса $U_{\text{вых}} DD4$ уменьшается. При $U_{\text{с}} > 3$ В напряжение на выходах $DD4.1$ и $DD4.2$ в течение всего периода равно «лог. 0», триоды $VT1$, $VT3$ находятся в состоянии отсечки, а $VT2$, $VT4$ — в состоянии насыщения.

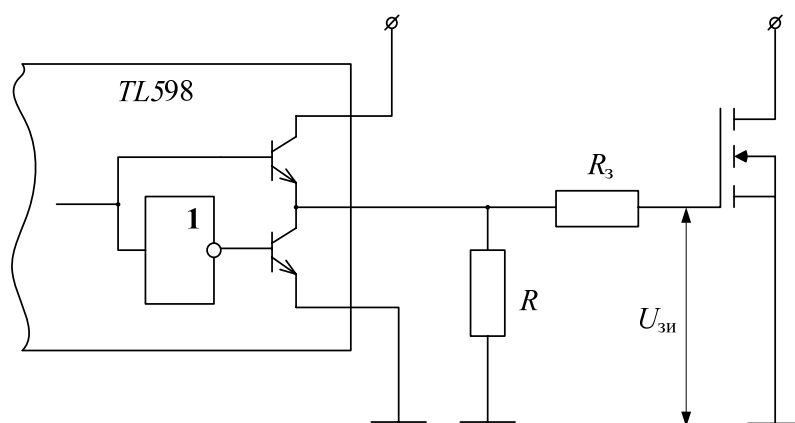
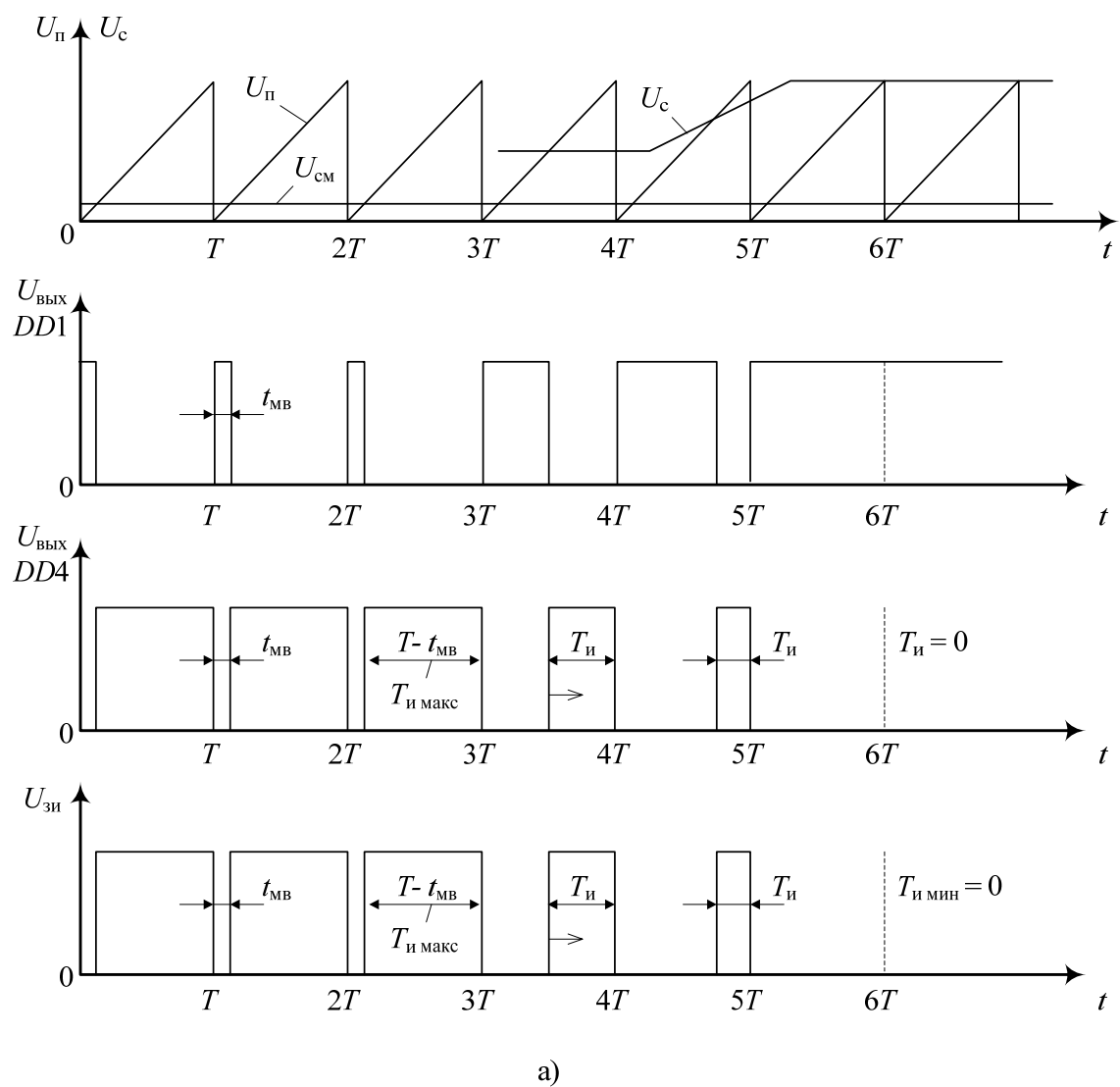


Рис. 3.3

Группа элементов функциональной схемы контроллера (компараторы $CA1$, $CA2$; ЛЭ $DD1$, генератор пилы G) образует устройство, которое называют широтно-импульсным модулятором (ШИМ). ШИМ преобразует аналоговый сигнал U_c , поступающий с выходов $DA1$ или $DA2$, в импульсы, ширина (длительность) которых зависит от уровня U_c .

Схема подключения одного из выходных каскадов контроллера к входной цепи силового триода представлена на рис. 3.3, б. В качестве силового используется МДП-триод с индуцированным каналом. В зарубежной литературе МДП-триоды называют *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Они используются в основном в мощной силовой технике, так как способны пропускать токи в десятки и сотни ампер. На рис. 3.3, а приведен график напряжения $U_{зи}$, действующего на затворе *MOSFET* относительно земли.

В однотактном режиме работы контроллера выходные триоды меняют свое состояние одновременно, поэтому могут быть включены параллельно. Для этого выводы 8 и 10 объединяют. Общий ток коллектора в этом случае $I_k = \pm 500$ мА.

3.3. Двухтактный режим работы (рис. 3.4)

Обычным для двухтактного режима работы является условие $U_c \leq U_{см}$, поэтому на счетный C -вход триггера и нижние входы ЛЭ $DD4$ в течение каждого периода пилы поступают только короткие импульсы с уровнем «лог. 1» длительностью $t_{м.в.}$. Вывод 13 соединяется с выводом 14, значит, на верхних входах ЛЭ И ($DD3$) постоянно действует напряжение «лог. 1» и он пропускает сигналы с выходов триггера $DD2$ на средние входы $DD4.1$, $DD4.2$. Каждый короткий импульс, поступающий на счетный вход, переключает триггер. Например, в первом периоде пилы (интервал $0 \dots T$, рис. 3.4) на инверсном выходе триггера действует напряжение «лог. 1», на прямом — «лог. 0». Следующий импульс «опрокинет» триггер, и уровни напряжений на выходах поменяются. На верхних входах $DD4.1$, $DD4.2$ постоянно действует сигнал «лог. 0», поступающий с выхода компаратора $DA3$ (при напряжении питания в пределах 7...40 В).

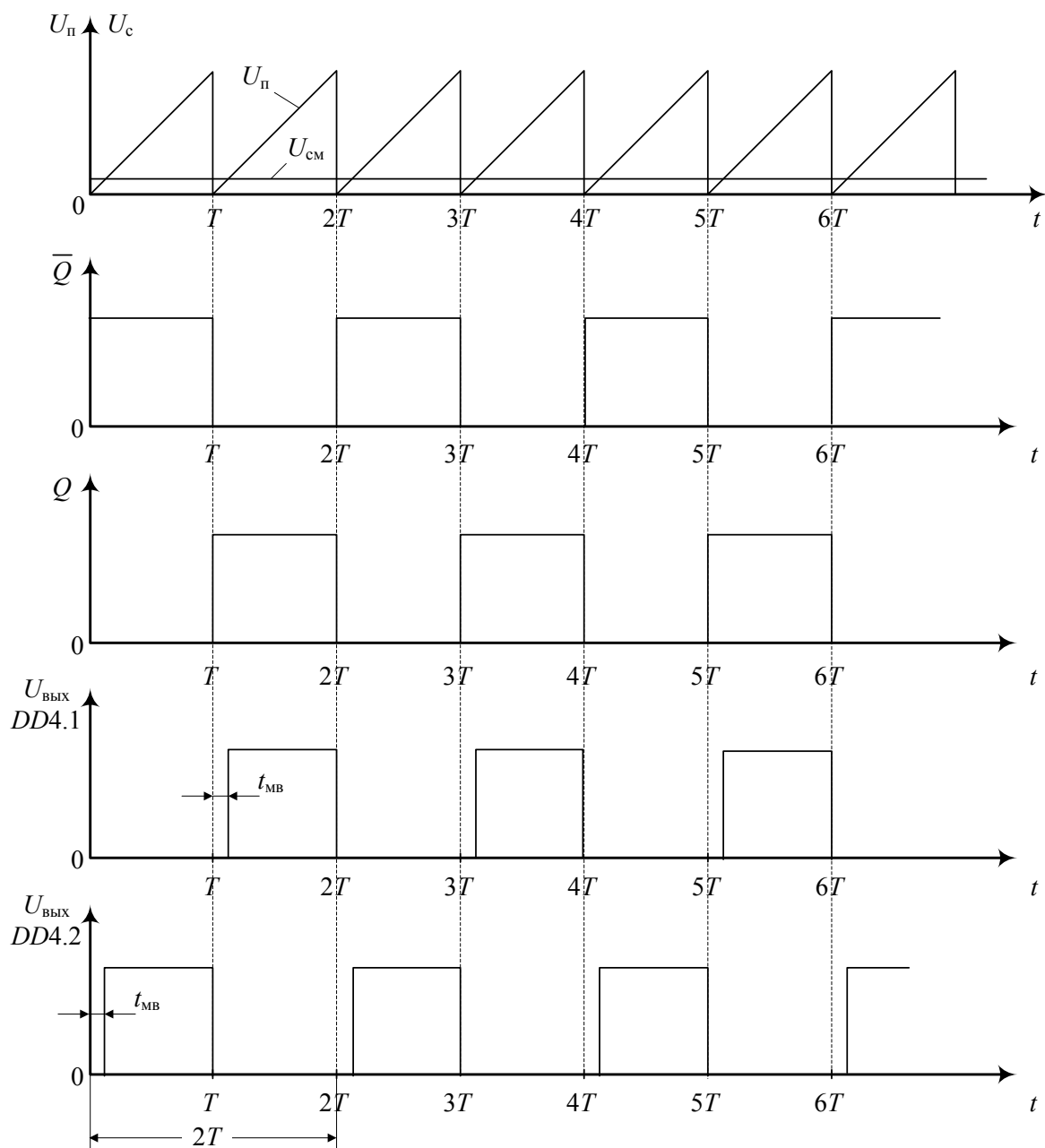


Рис. 3.4

Теперь рассмотрим подробнее работу контроллера. В первом периоде пины на средний вход $DD4.1$ с выхода $DD3.1$ подается сигнал «лог. 1», следовательно, $U_{\text{ВЫХ}} DD4.1$ равно «лог. 0». Триод $VT1$ находится в состоянии отсечки, закрыт; $VT2$ — в состоянии насыщения, открыт. В этом же периоде с выхода $DD3.2$ на средний вход $DD4.2$ подается сигнал «лог. 0», а на нижнем входе сигнал «лог. 1» действует только в течение короткого интервала «мертвого времени» $t_{\text{м.в}}$. При $t \geq t_{\text{м.в}}$ на всех входах $DD4.2$ действуют «лог. 0», а на выходе — соответственно «лог. 1». Триод $VT3$ в интервале $T - t_{\text{м.в}}$ первого периода находится в состоянии насыщения, триод $VT4$ —

в состоянии отсечки. В следующем периоде пины состояния триодов $VT1$, $VT3$ и $VT2$, $VT4$ соответственно поменяются.

Частота пины, как и ранее, определяется соотношением $f = 1/(C_i R_i)$, а частота импульсов на выводах 8 и 9 в два раза меньше частоты пины (см. рис. 3.4). В двухтактном режиме контроллеры работают в схемах управления силовыми элементами двухтактных и мостовых транзисторных преобразователей. Интервал $t_{м.в}$ здесь необходим для завершения переходных процессов в силовых цепях. Напомним, что этот интервал регулируется и при необходимости может быть изменен.

4. Тестирование ШИМ-контроллера TL598

Тестирование предполагает сборку на стенде ряда схем, которые позволяют убедиться в работоспособности контроллера, ознакомиться с основными включениями и перейти в дальнейшем к наладке и исследованию практических устройств на его основе.

С помощью мягких перемычек со штекерами и кольцевых наконечников производится сборка элементов, дополняющих схему. Некоторые перемычки с одной стороны имеют по два штекера для удобства сборки. К кольцевым наконечникам подключаются измерительные приборы и осциллограф.

Перед началом работы необходимо выполнить следующие подготовительные операции.

1. Поставить сетевой выключатель БП в положение «0» (нижнее).
2. Поставить выключатель S на панели стенда в положение «0».
3. Подключить стенд к клеммам двухполярного источника питания +15, –15 В с общей точкой с помощью трехпроводного шнура, соблюдая полярность: +15 В — красный наконечник; –15 В — синий наконечник; 0 (общая точка) — черный наконечник.
4. Подключить БП, а также приборы измерения и контроля к сети 220 В, 50 Гц.
5. Перевести сетевой выключатель БП в положение «Вкл» (верхнее); измерить вольтметром напряжения на клеммах источника.

Примечание. В ходе тестирования силовое напряжение к стенду не подключается. При исследовании характеристик ТП, построенного на полевом МДП-триоде с индуцированным каналом, силовое напряжение подводится от БП двухпроводным шнуром с цветной маркировкой: «+» — красный, «–» — синий.

4.1. Двухтактный режим работы

4.1.1. Схема 1. Порядок выполнения работы. 1. С помощью перемычек собрать схему, изображенную на рис. 4.1. Перемычки на схеме обо-

значены буквой «П», пронумерованы и проведены жирными линиями. Для контроля перечислим соединения. Переключатель П1 соединяет выводы 11 и 12, переключатель П2 — выводы 8, 9 и 7. В переключатель встроены два резистора сопротивлением 2 кОм каждый. П3 соединяет выводы 10 и 7, П4 — выводы 13 и 14. П5 соединяет резистор, подключенный к выводу 14 (V_{ref}), и выводы 2, 15; П6 — выводы 4 и 7, П7 — выводы 1, 16 и 7 (общая шина).

При выполненных соединениях выходное напряжение ОУ $U_c = 0$ В; «мертвое время» определяется действием $U_{cm} = 0,1$ В. Триггер DD2, работающий в счетном режиме, через открытые для логических сигналов логические элементы И (DD3.1 и DD3.2) воздействует на входы DD4.1, DD4.2 и состояние триодов квазикомплементарных пар VT1, VT2 и VT3, VT4. Собранная схема, согласно описанию ШИМ-контроллера, будет работать в двухтактном режиме.

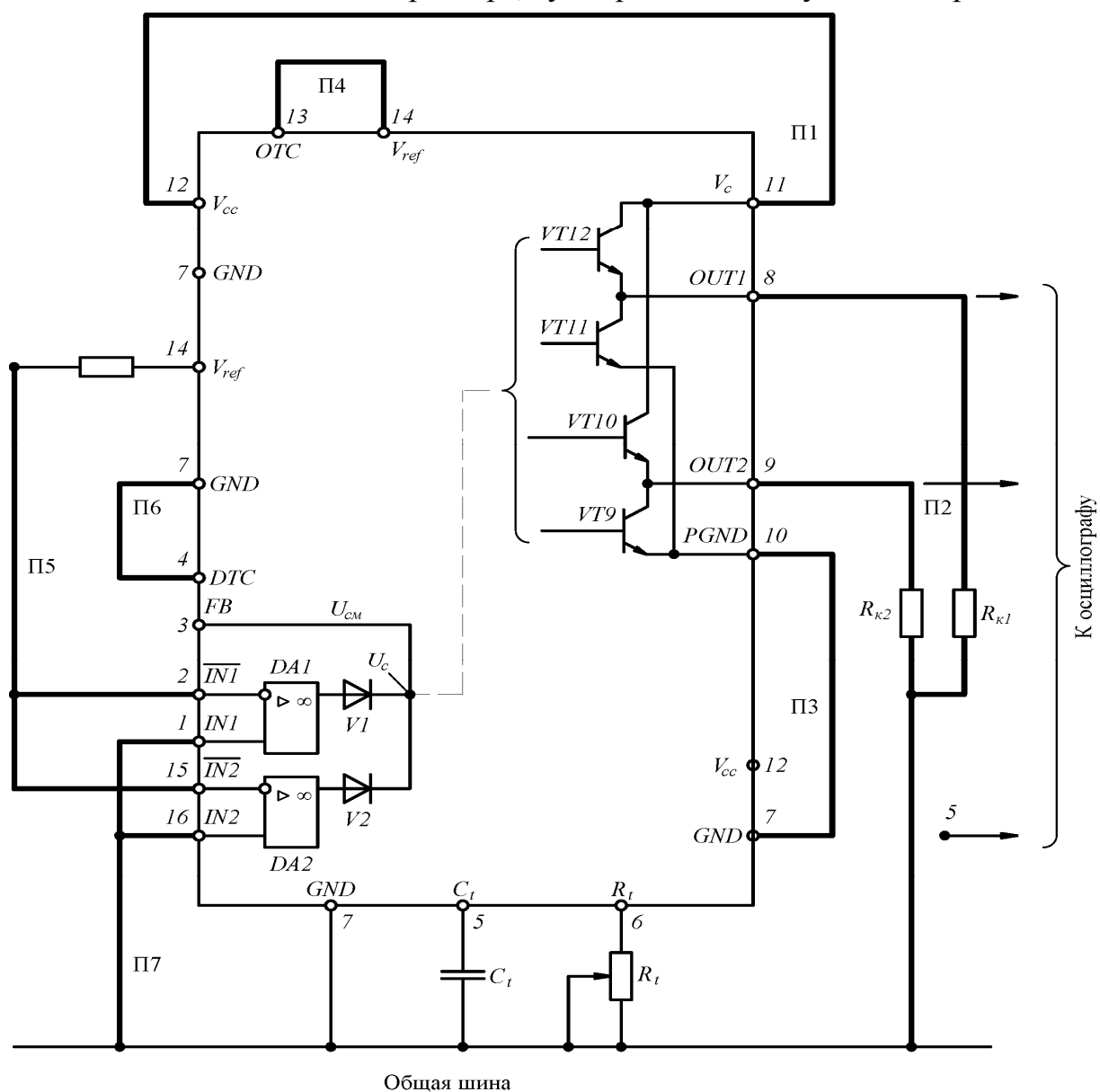


Рис. 4.1

2. Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 5, 7, 8, 9. Подключить вход осциллографа к выводам 5, 7 для контроля напряжения пины.

Внимание! Перед включением стенда преподаватель, ведущий занятия, в обязательном порядке проверяет собранную схему.

3. Включить стенд выключателем S . На экране осциллографа появится изображение напряжения пилообразной формы с амплитудой около 3 В. Изменяя сопротивление резистора R_t , установить по осциллографу период пины 100 мкс, что соответствует частоте 10 кГц.

4. Подключить вход осциллографа к выводу 8 или 9. На экране осциллографа появится изображение импульсного напряжения прямоугольной формы.

Если осциллограф двухлучевой, то соединив его входы с выводами 8 и 9 одновременно, можно убедиться, что импульсы находятся в противофазе, период их следования в два раза больше периода пины, т.е. $2T$, а коэффициент заполнения $K_z = T_{\text{и}}/2T$ несколько меньше 0,5. Высокий уровень на выводе 8 (или 9) означает, что триод $VT1$ находится в состоянии насыщения, а $VT2$ — в состоянии отсечки (или $VT3$ — в насыщении, а $VT4$ — в отсечке). Низкий уровень на выводе 8 (или 9) соответствует состоянию отсечки триода $VT1$ и состоянию насыщения $VT2$ или состоянию отсечки $VT3$ и состоянию насыщения $VT4$.

Максимальная длительность импульса напряжения на выводе 8 (или 9) меньше половины периода пины на величину интервала времени $t_{\text{м.в}}$. Оцените примерное значение $t_{\text{м.в}}$ с помощью осциллографа. Длительность $t_{\text{м.в}}$ можно увеличить, подавая на вывод 4 дополнительное напряжение смещения, например от резисторного делителя, подключенного к выводу источника опорного напряжения 14. Регулировка $t_{\text{м.в}}$ рассматривается на примере схемы 2.

5. Отключить стенд (поставить выключатель $S1$ в положение «0»). Снять вход (входы) осциллографа с выводов схемы и кольцевые наконечники.

4.1.2. Схема 2. Порядок выполнения работы. 1. Собрать схему согласно рис. 4.2. Схема во многом совпадает с предыдущей. Перемычки П1, П2, П3, П4, П5 и П7 остаются на прежних местах. Перемычку П6 снимают с вывода 7 (GND) контроллера и подключают вывод 4 (DTC) к движку потенциометра $R_{д2}$. Новая перемычка П8 подключает делитель напряжения, построенный на резисторе $R_{д1}$ и потенциометре $R_{д2}$, к выводу 14 (источник опорного напряжения V_{ref}). Теперь в процессе работы с движком потенцио-

метра можно подавать дополнительное напряжение смещения $U_{см1}$ на вывод 4 (DTC).

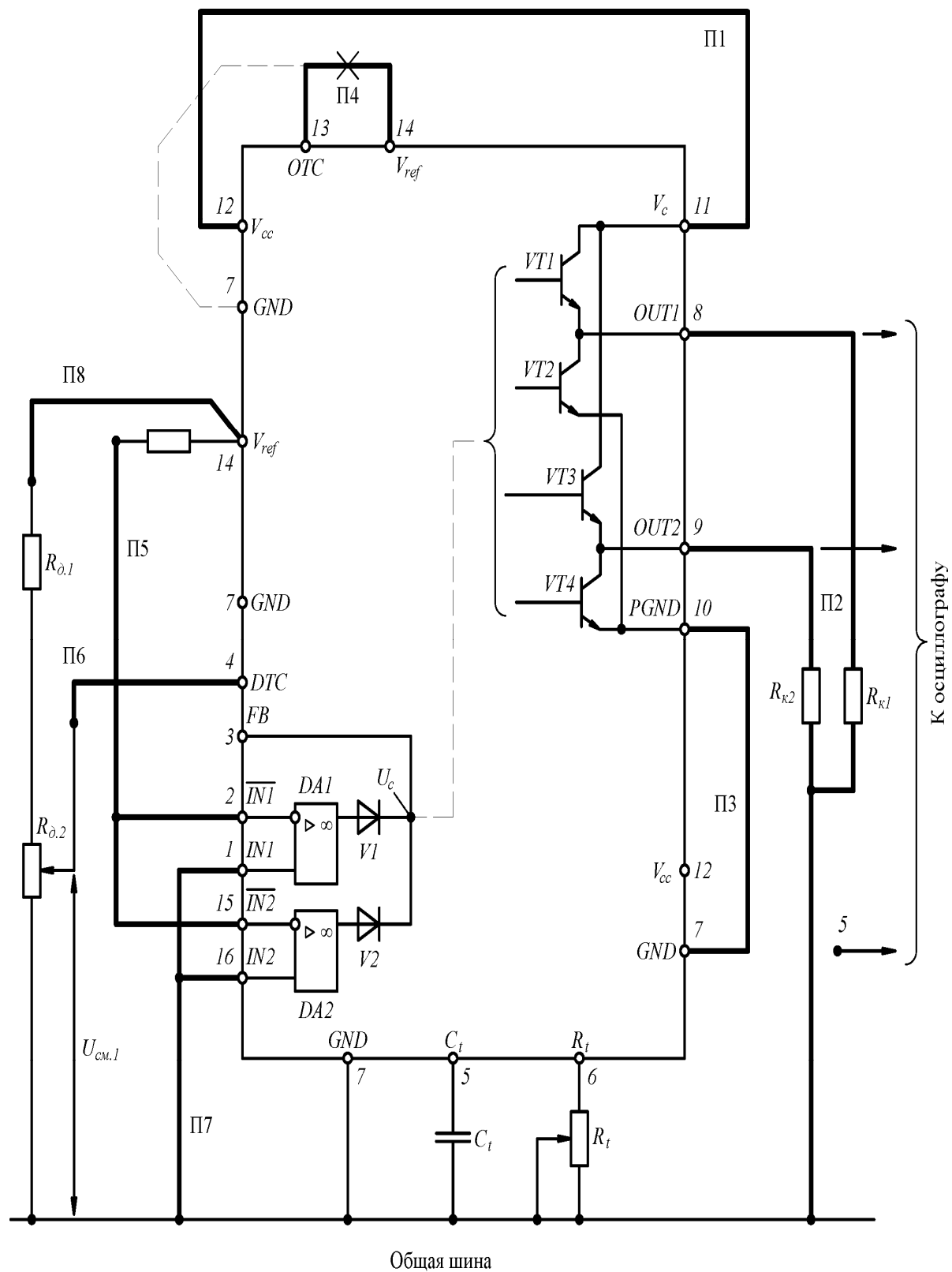


Рис. 4.2

2. Повернуть движок потенциометра $R_{д2}$ против часовой стрелки до упора, что должно соответствовать $U_{см1} = 0$ В. Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 8 и 9. Подключить вход (входы) осциллографа к выводу 8 или 9 (или к обоим).

3. Включить стенд. Напряжение на любом из выводов имеет форму прямоугольных импульсов. Если осциллограф двухлучевой, то при подключении входов к выводам 8 и 9 на экране наблюдаются две последовательности прямоугольных импульсов, следующих поочередно с периодом $2T$ и коэффициентом заполнения $K_3 = T_{и}/2T$ несколько меньше 0,5. $K_3 < 0,5$ из-за интервала «мертвого времени». Если поворачивать движок $R_{д2}$ по часовой стрелке, т.е. увеличивать $U_{см1}$, то длительность $t_{м.в}$ будет расти, а длительность импульсов $T_{и}$ — уменьшаться.

4. По окончании наблюдений вернуть движок $R_{д2}$ в исходное положение. Выключить стенд. Снять входы осциллографа, кольцевые наконечники и перемычки. Выключить приборы.

Для перехода в одноктактный режим работы контроллера достаточно перенести штекер перемычки П4 из гнезда вывода 14 в гнездо вывода 7, иначе говоря, заземлить вывод 13, определяющий выбор режима работы. Из описания ШИМ-контроллера известно, что «лог. 0» на верхней паре входов ЛЭ И DD3 блокирует действие сигналов триггера DD2 на состояние триодов VT1, VT2 и VT3, VT4.

В одноктактном режиме длительностью импульсов можно управлять, изменяя $U_{см}$ на выводе 4 (DTC). На практике этот способ модуляции ширины (длительности) импульсов не используется. Модуляция $T_{и}$ осуществляется с помощью сигналов, поданных на вход (входы) ОУ контроллера.

Контрольные вопросы

1. Нанесите на схему контроллера перемычки-соединения, которые обеспечивают двухтактный режим работы. Объясните назначение каждой перемычки.

2. Нарисуйте графики импульсов выходного напряжения на выводах 8 и 9 в схеме (см. рис. 4.2). Укажите на графиках интервал «мертвого времени».

3. Объясните взаимодействие элементов функциональной схемы контроллера в ходе формирования выходного сигнала при $U_{см1} = 0$; при $U_{см1} > 0$.

4. Назовите числовые значения следующих параметров контроллера: пределы напряжения питания; опорное напряжение; амплитуда пины; ток коллектора триодов квазикомплементарных пар.

5. Назовите группу элементов функциональной схемы контроллера, образующих широтно-импульсный модулятор. Какова функция ШИМ?

4.2. Однотактный режим работы

4.2.1. Схема 3. Порядок выполнения работы. 1. Собрать схему согласно рис. 4.3, а. В схему введены резисторы, которые обозначены на стенде, но в предыдущих экспериментах не использовались: R_{oc} , $R1$, $R2$, $R3$, $R4$. Для контроля перечислим соединения. Перемычка П1 соединяет выводы 11 и 12 (V_c и V_{cc}). Перемычка со встроенными сопротивлениями П2 соединяет выводы 8 и 9 с общей шиной ($OUT1$, $OUT2$ и GND). П3 соединяет объединенные эмиттеры квазикомплементарных пар, вывод 10 и общую шину (вывод 7, $PGND$ и GND). П4 соединяет выводы 13 и 7 (OTC и GND). П5 подключает резисторный делитель напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$ к источнику опорного напряжения V_{ref} (вывод 14). П6 соединяет резистор источника V_{ref} с резистором инвертирующего входа ОУ $DA2$. П7 соединяет выводы 7 и 4, П8 — резистор цепи обратной связи R_{oc} с инвертирующим входом ОУ $DA1$ (вывод 2). П9 соединяет резисторы $R1$ и $R4$ усилителей $DA1$ и $DA2$ соответственно с общей шиной. П10 соединяет движок потенциометра $R_{д2}$ с резистором $R2$ прямого входа $DA1$.

Пояснения. Схема реализует однотактный режим работы контроллера, поскольку вывод выбора режима работы 13 заземлен. ОУ $DA2$ находится в пассивном состоянии. На прямом входе $DA2$ (вывод 16) напряжение равно нулю, а на инвертирующий вход (вывод 15) через резистор $R3$ подано положительное смещение от источника V_{ref} , поэтому $U_{вых} DA2$ равно нулю. На ОУ $DA1$ собран неинвертирующий усилитель (рис. 4.3, б) с коэффициентом передачи $K = 1 + R_{oc}/R1 = U_c/U_{вх}$.

Схемы рис. 4.3, б и в идентичны. Рис 4.3, б повторяет расположение элементов общей схемы стенда; рис. 4.3, в дает традиционное изображение неинвертирующего включения ОУ. Напряжение, снимаемое с движка потенциометра $R_{д2}$, имитирует входной сигнал.

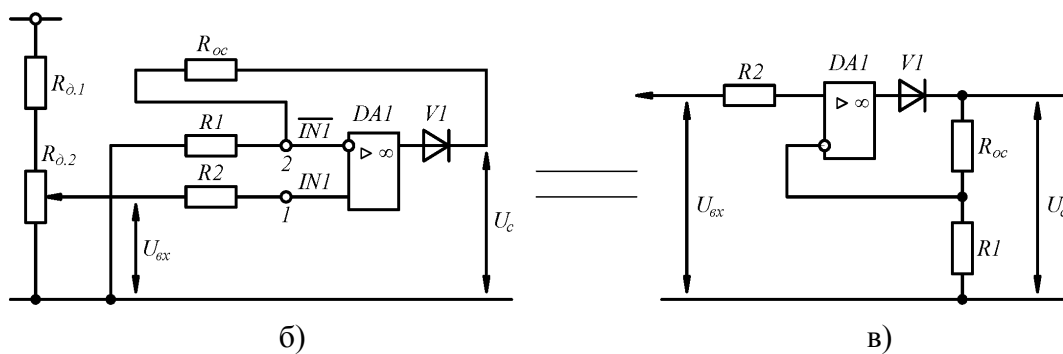
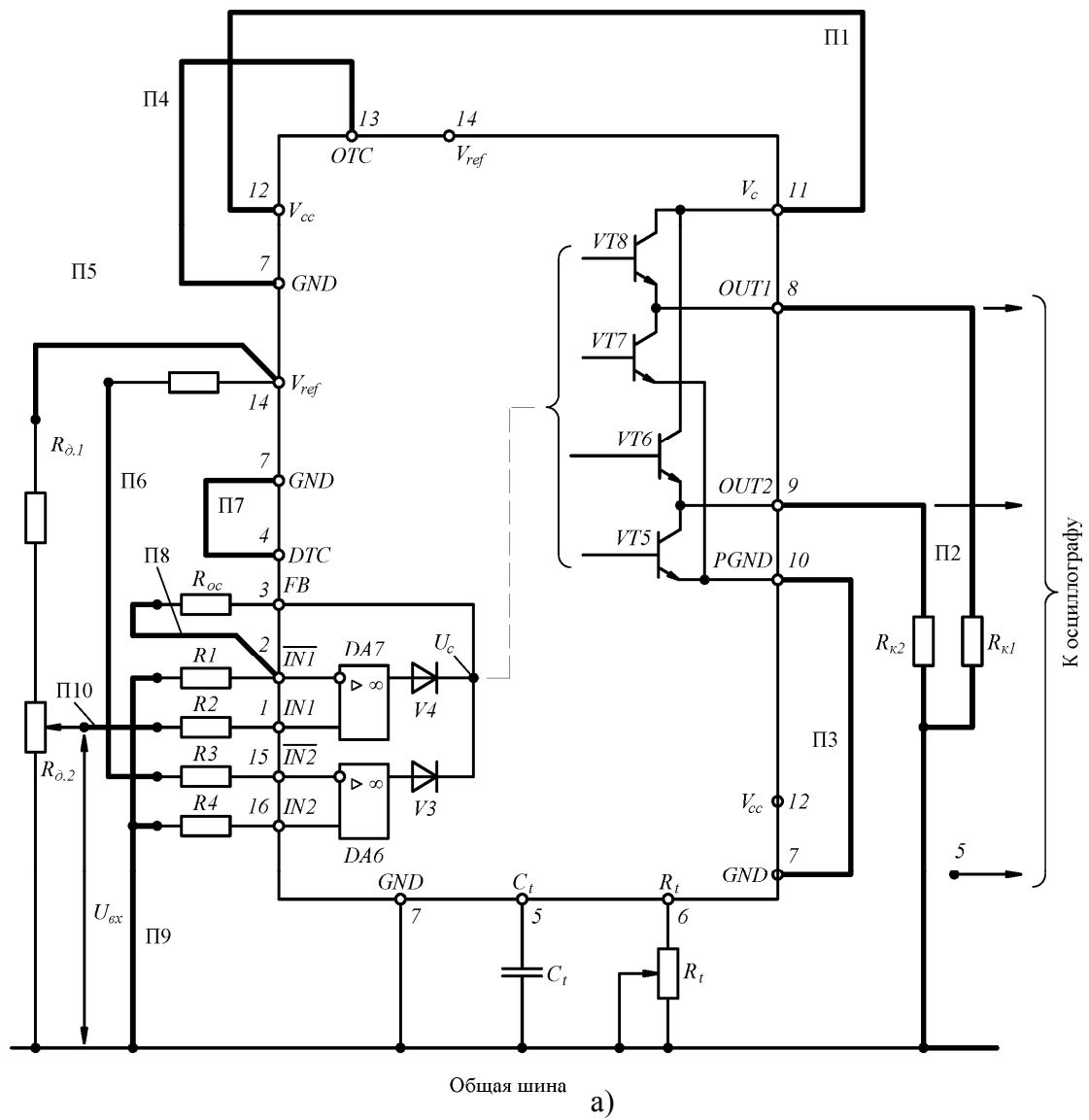


Рис. 4.3

2. Повернуть движок потенциометра $R_{Д2}$ против часовой стрелки до упора, что должно соответствовать $U_{вх}=0$ и $U_c=0$.

Вставить кольцевые наконечники в гнезда выводов 8 и 9. Подключить вход (входы) осциллографа к выводу 8 или 9 (или к обоим, если осциллограф двухлучевой). Включить стенд. Напряжение на любом из выводов имеет форму прямоугольных импульсов длительностью $T_{\text{и}} = T - t_{\text{м.в}}$ и периодом следования T . Если осциллограф двухлучевой, то на экране наблюдаются две синхронные последовательности импульсов. Поворачивая движок потенциометра $R_{\text{д2}}$ по часовой стрелке и меняя таким образом $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{с}}$, можно управлять длительностью импульсов. При некотором $U_{\text{с}} > 3$ В $T_{\text{и}} = 0$.

3. Вернуть движок потенциометра $R_{\text{д2}}$ в исходное положение ($U_{\text{вх}} = U_{\text{с}} = 0$). Подключить к выводу 3 (FB) вольтметр с большим входным сопротивлением (например цифровой В7-38) для измерения $U_{\text{с}}$.

Согласно описанию ШИМ-контроллера длительность интервала $t_{\text{м.в}}$ составляет примерно 5 мкс. При $T = 100$ мкс ($f = 10$ кГц) максимальная длительность импульса $T_{\text{и.макс}} = T - t_{\text{м.в}} \approx 95$ мкс.

Поворачивая движок потенциометра $R_{\text{д2}}$, фиксируйте изменения длительности импульсов и напряжения $U_{\text{с}}$. Занесите в таблицу показания вольтметра, соответствующие длительности импульсов, указанных в ней. Рассчитайте значения коэффициента заполнения $K_3 = T_{\text{и}}/T$.

$U_{\text{с}}, \text{В}$								
$T_{\text{и}}, \text{мкс}$	95	85	80	60	40	20	10	0
K_3								

Зафиксируйте во втором столбце таблицы значение $U_{\text{с}}$, при котором начинается изменение длительности импульса, а в последнем столбце — $U_{\text{с.макс}}$.

Если известны сопротивления резисторов R_1 , $R_{\text{ос}}$, $R_{\text{д1}}$ и $R_{\text{д2}}$, то можно рассчитать коэффициент усиления и диапазон входных напряжений, в пределах которого коэффициент заполнения изменяется от $K_{3.\text{макс}}$ до нуля (соответственно $0 \leq U_{\text{с}} \leq U_{\text{с.макс}}$).

4. По окончании наблюдений и измерений вернуть движок потенциометра $R_{\text{д2}}$ в исходное положение. Выключить стенд, отключить входы осциллографа, снять кольцевые наконечники. Отключить приборы и БП стенда от питающей сети.

4.2.2. Методические указания по оформлению результатов эксперимента. 1. Рассчитать по известным значениям R_1 , $R_{\text{ос}}$, $R_{\text{д1}}$, $R_{\text{д2}}$ коэффициент усиления усилителя, собранного на ОУ DA1, и диапазон изменения $U_{\text{вх}}$, в пределах которого коэффициент заполнения изменяется от $K_{3.\text{макс}}$ до нуля. Построить амплитудную характеристику усилителя на ОУ DA1 $U_{\text{с}} = f(U_{\text{вх}})$.

2. Используя данные таблицы со с. 42, построить характеристику модулятора ШИМ-контроллера (модуляционную характеристику) $K_3 = f(U_c)$.

Контрольные вопросы

1. Объясните взаимодействие элементов функциональной схемы контроллера при $U_c = 0$; при $0 \leq U_c \leq U_{c, \text{ макс.}}$.

2. Нанесите на схему контроллера переключки-соединения, которые обеспечивают одноктактный режим работы. Объясните назначение каждой переключки.

3. Объясните, каким образом формируется интервал «мертвого времени» $t_{м.в.}$.

4. Согласно описанию ШИМ-контроллера амплитуда пилы $U_{п.м}$ составляет не более 3 В. Объясните, почему диапазон изменения U_c для управления коэффициентом заполнения от $K_{з. \text{ макс}}$ до нуля больше амплитуды напряжения пилы?

5. Поясните работу элементов, образующих широтно-импульсный модулятор контроллера.

6. Поясните работу элементов логики контроллера в одноктактном и двухтактном режимах.

7. На основании данных эксперимента покажите, как выглядит зависимость $K_3 = f(U_{вх})$? Сравните ее с модуляционной характеристикой.

5. Понижающие транзисторные преобразователи на ШИМ-контроллерах TL494, TL598 [1, 2, 3]

5.1. Оборудование и приборы

При проведении работы потребуется следующее оборудование и приборы: источники низковольтного напряжения, осциллограф, измерительные приборы (амперметр и вольтметр магнитоэлектрической системы, реагирующие на постоянную составляющую измеряемой величины, вольтметр переменного напряжения). Осциллограф предназначен не только для наблюдения формы сигнала, но и для измерения периода или длительности импульсов, амплитуды напряжения пилы и пр.

Источниками питания ТП могут быть: нестабилизированные по напряжению сетевые блоки питания, построенные на основе понижающего трансформатора с выпрямителем на вторичной стороне и сглаживающим фильтром; стабилизированные стандартные блоки питания, например Б5-7 с выходным регулируемым напряжением 0...30 В и максимальным током 3 А;

аккумуляторные батареи (АБ). Качество источника питания существенно влияет на качественные показатели самого преобразователя, в частности на уровень пульсаций напряжения и тока нагрузки. Чтобы снизить пульсации, приходится увеличивать габариты выходного сглаживающего фильтра ТП или частоту, на которой работает преобразователь.

Напряжения питания подводятся к стендам двух- или трехпроводными шнурами с цветной маркировкой: «+» — красный; «-» — синий; «0» — черный.

На стендах можно исследовать различные варианты понижающих ТП, а также электронные системы стабилизации напряжения на их основе. Варианты ТП будем различать по типу силового триода, месту включения источника питания, типу контроллера.

Предполагается, что схема контроллера изучена, поэтому в дальнейшем не имеет смысла подробно повторять ее изображение. На рисунках приводятся только те элементы контроллера, на которые подается входной сигнал или с которых снимается выходной сигнал, а также выводы, переключки, провода соединений, необходимые для сборки реализуемого устройства.

5.2. ТП с источником питания в цепи эмиттера силового триода.

ШИМ-контроллер TL494

Схема понижающего ТП изображена на рис. 5.1. Собственно ТП состоит из силового триода V_{PE} (индекс «РЭ» означает «регулирующий элемент»), обратного диода V_0 , индуктивного L - или индуктивно-емкостного LC -фильтра. Эквивалентом нагрузки может быть реостат или набор проводочных резисторов марки ПЭВ достаточной мощности. Силовой триод работает в режиме ключа и управляется от ШИМ-контроллера.

Краткое описание работы ТП. На рис. 5.2 дана сводка осциллограмм, которые можно наблюдать в ходе выполнения работы, подключая осциллограф к следующим выводам контроллера: 5 — осциллограмма напряжения пины; 8 — осциллограмма напряжения U_{KE} ; к коллектору силового триода — осциллограмма U_{V0} ; к верхнему выводу резистора нагрузки при отключенном конденсаторе C_0 — осциллограмма U_0 .

Поворачивая движок потенциометра R_{D2} по часовой стрелке и изменяя U_{BX} от нуля до некоторого максимального значения, можно управлять шириной импульсов U_{KE} от минимального значения $T_{и} = t_{м.в}$ до максимального $T_{и} = T$. Высокий уровень напряжения на коллекторах $C1$, $C2$ соответ-

ствуется закрытому состоянию триодов $V3$, $V4$, т.е. состоянию отсечки; низкий, почти нулевой, уровень напряжения $U_{кэ}$ — состоянию насыщения.

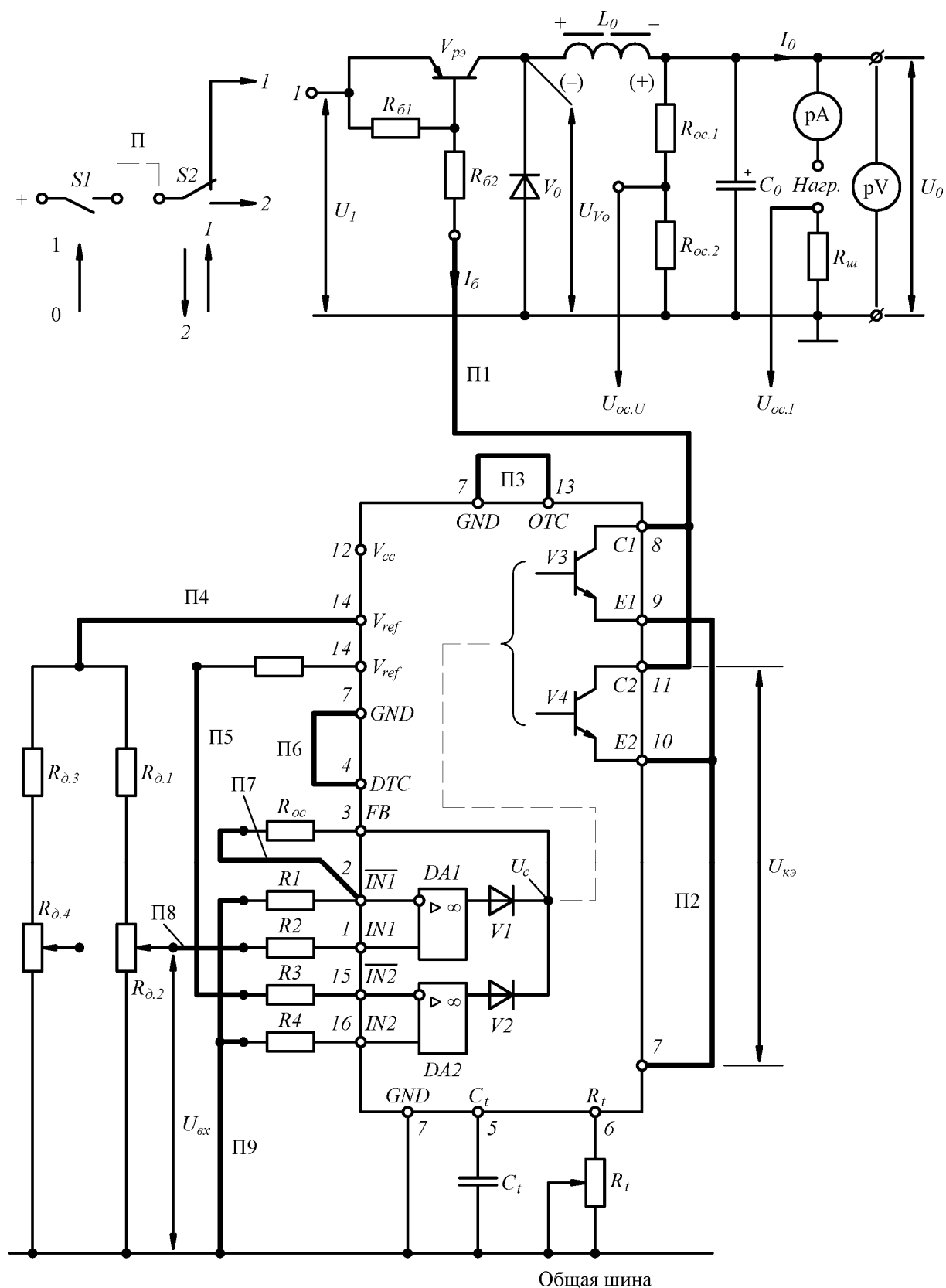


Рис. 5.1

Каким образом обеспечивается режим ключа силового триода? Ток базы $V_{PЭ} — I_6$ может протекать только через триоды контроллера $V3, V4$. Если $V3, V4$ находятся в состоянии отсечки (закрыты), то $I_6 = 0$ и, следовательно, $V_{PЭ}$ тоже закрыт. Цепь нагрузки отключена от источника питания и напряжение $U_{V0} = 0$. Если $V3, V4$ находятся в состоянии насыщения, по ним протекает ток базы $I_6 = I_{6н}$, силовой триод также полностью открыт и насыщен.

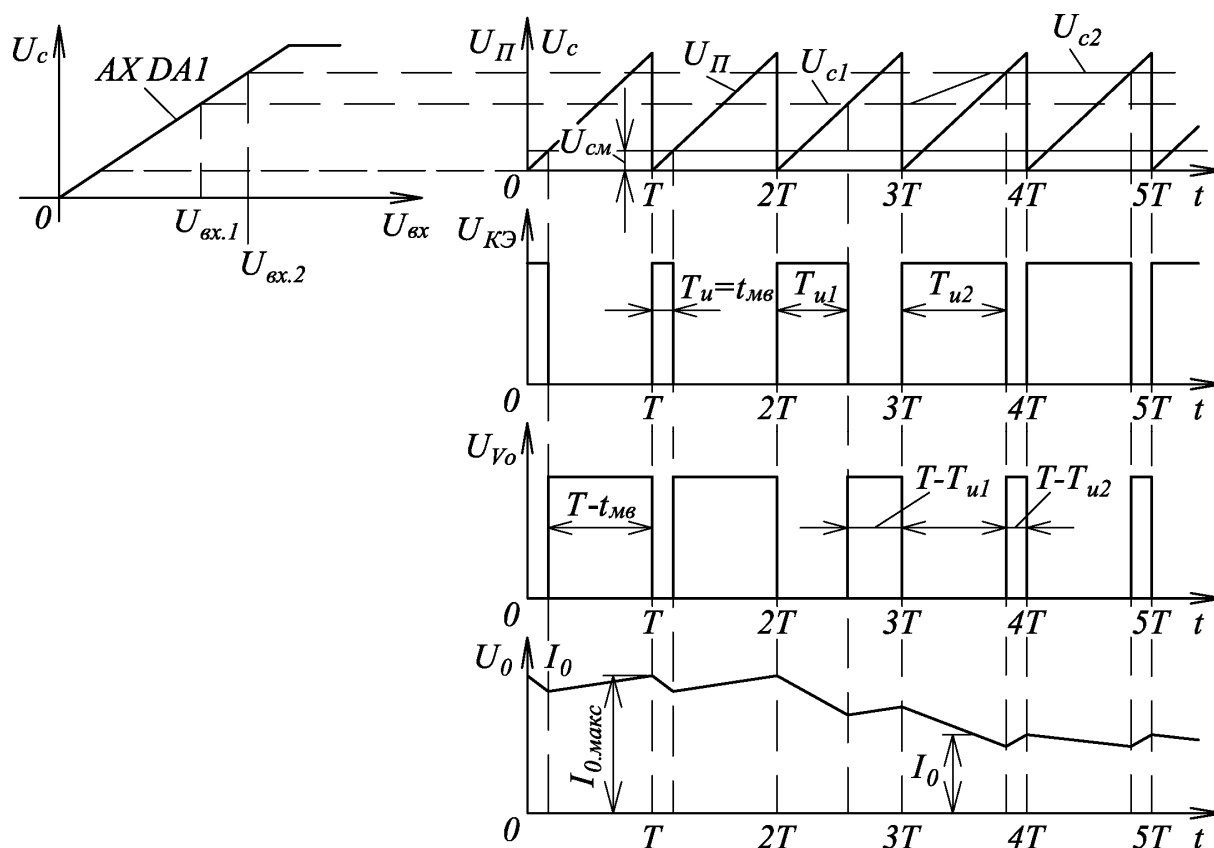


Рис. 5.2

В состоянии насыщения падение напряжения на участке эмиттер — коллектор $V_{PЭ}$ пренебрежимо мало, и практически все напряжение источника питания прикладывается к цепи нагрузки (на осциллограмме (рис. 5.2 это высокий уровень U_{V0}).

Судя по осциллограммам на рис. 5.2, минимальным по длительности импульсам $U_{КЭ}$ ($T_{и} = t_{м.в}$) соответствуют импульсы U_{V0} максимальной длительности ($T - t_{м.в}$). Очевидно, в этом случае средние значения тока нагрузки I_0 и напряжения U_0 будут наибольшими. При увеличении $T_{и}$ длительность импульсов U_{V0} и соответственно средние значения I_0, U_0 уменьшаются. Изменяя $U_{вх}$, можно управлять средними значениями напряжения и тока нагрузки (см. рис. 5.2).

5.3. ТП с источником питания в цепи коллектора силового триода.

ШИМ-контроллер TL494

Схема ТП представлена на рис. 5.3, а. Источник питания включен между коллектором силового триода $V_{PЭ}$ (или коллекторами двух и более триодов, соединенных параллельно для увеличения мощности) и нагрузкой. Изображены также выходной триод $V3$ ШИМ-контроллера и буферный каскад (БК). Поясним назначение БК.

Если ТП работает на повышенных частотах, то потери на переключение в силовых триодах могут оказаться существенными. Большая часть потерь при этом приходится на этап выключения. Причина состоит в том, что ток базы насыщения $I_{бн}$, включающий триод, выбирается с запасом по отношению к минимальному току базы $I_{б.мин}$, достаточному для насыщения: $I_{бн} = SI_{б.мин}$, где $S = 1,2 \dots 1,5$ — степень насыщения. Этап выключения складывается из двух интервалов времени: рассасывания t_p и спада t_c ; $t_{выкл} = t_p + t_c$. В первом интервале триод выходит из состояния насыщения, связанного с рассасыванием неосновных носителей в базе, во втором интервале происходит спад тока коллектора практически до нуля. Чтобы ускорить процесс рассасывания неосновных носителей, уменьшить $t_{выкл}$ и потери, прибегают к активному принудительному выключению БП триодов. В буферном каскаде и формируется с помощью одного или двух дополнительных маломощных источников напряжения сигнал для ускоренного выключения силового триода.

Краткое описание работы ТП. Выходной триод контроллера $V3$ выполняет функцию коммутатора тока базы $I_{б5}$ триода $V5$ буферного каскада. Если триод контроллера закрыт, то $I_{б5}=0$, значит, закрыт и находится в состоянии отсечки и триод $V5$. Источник $E1$ отключен от цепи базы силового триода $V_{PЭ}$. Другой вспомогательный источник $E2$ смещает эмиттерный переход $V_{PЭ}$ прямо. Под действием $E2$ по контуру $+E2 - R_3 -$ эмиттерный переход $V_{PЭ} - R4 - R3 - -E2$ протекает ток базы насыщения $I_{бн}$. Силовой триод полностью открыт, и напряжение источника питания U_1 прикладывается к цепи нагрузки, что соответствует высокому уровню U_{V0} . Сразу оговоримся: $R4$ мало по сравнению с $R3$, а R_3 пренебрежимо мало и обычно не превышает нескольких десятых долей Ом.

Когда триод $V3$ контроллера открывается, триод $V5$ переводится в состояние насыщения током базы $I_{б5}$, который замыкается по цепи $+E1 - V4 -$ насыщенный триод $V3 -$ земля $- -E1$. Если пренебречь падением напряжения на прямо смещенном триоде $V5$, то можно считать, что на-

напряжение источника $E1$ прикладывается между узлом A и общей шиной, смещая эмиттерный переход $V_{pэ}$ в обратном направлении. Силовой триод переходит в состояние отсечки, а напряжение U_{V0} скачком падает до нуля.

На рис. 5.3, б триод $V5$ условно заменен эквивалентным ключом $S1$, который отключает или подключает источник $E1$ к эмиттерному переходу $V_{pэ}$. Действие $E1$ ускоряет процесс выключения $V_{pэ}$.

Диаграмма, изображенная на рис. 5.3, в, позволяет составить представление о форме сигналов и изменении длительности импульсов напряжения на коллекторе выходного триода контроллера ($U_{кэ3}$), на базе силового триода ($U_{б3}$) и на входе LC -фильтра цепи нагрузки (U_{V0}) в зависимости от уровня сигнала $U_{вх}$.

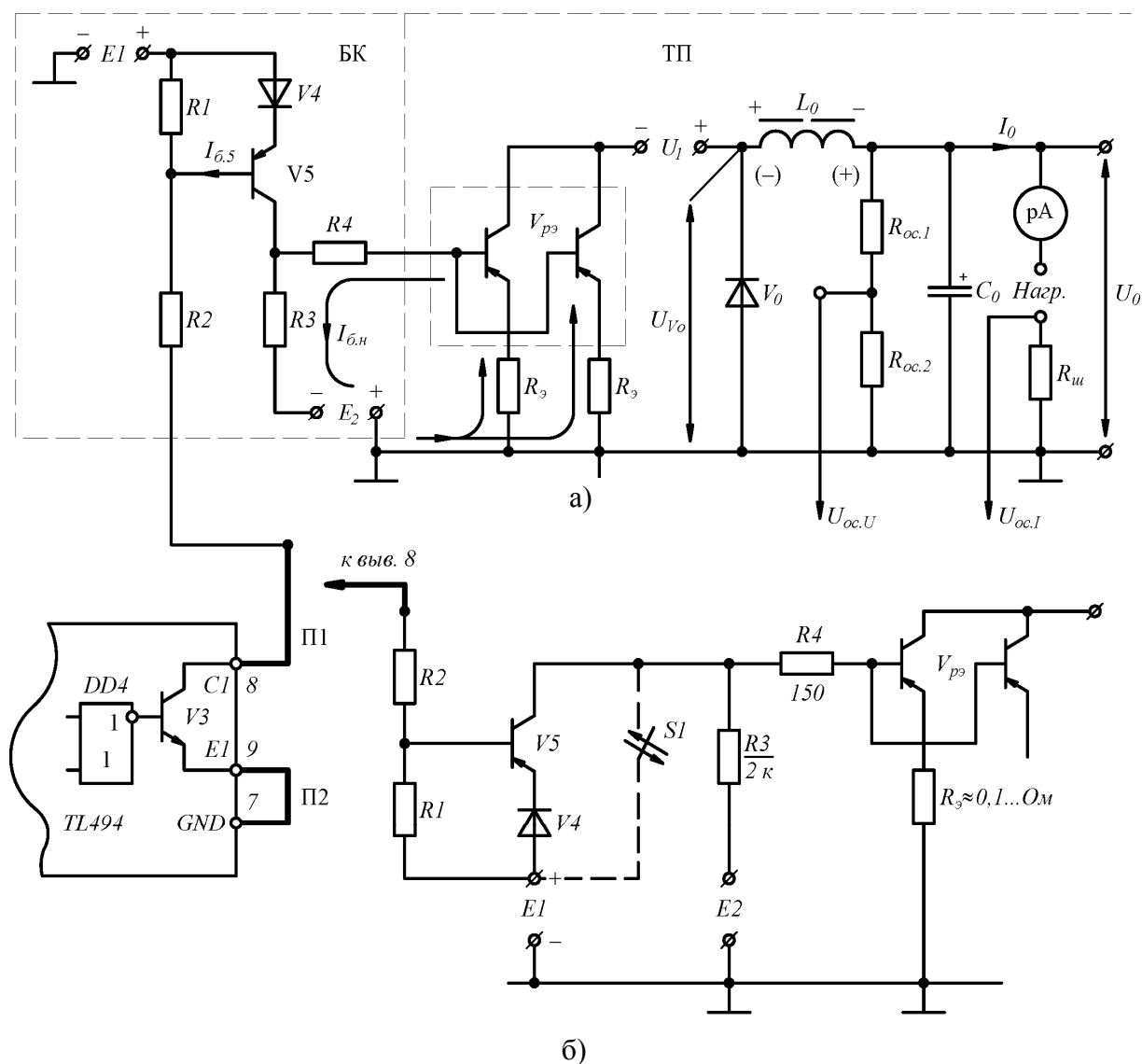


Рис. 5.3. Начало

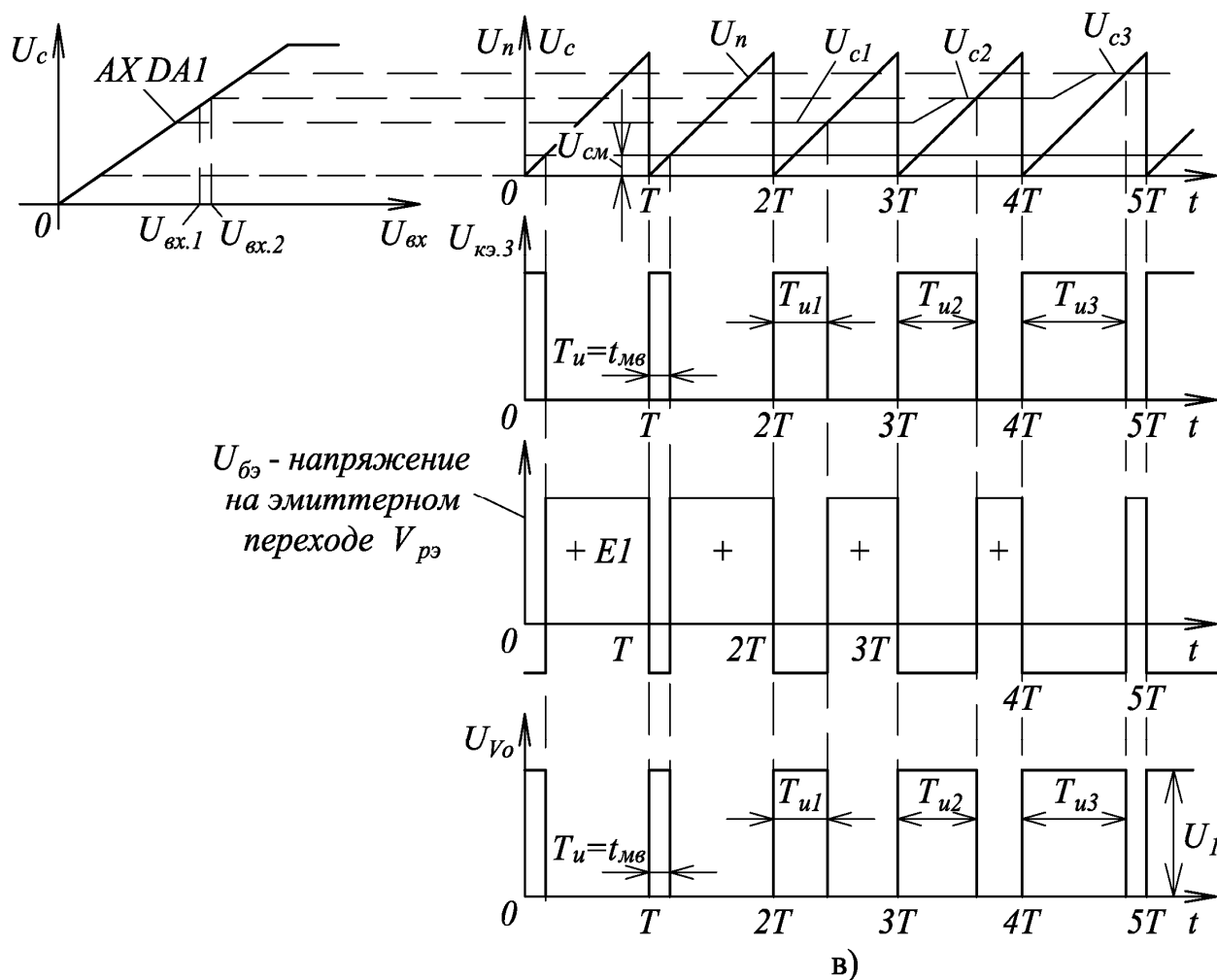


Рис. 5.3. Окончание

5.4. Понижающий ТП с МДП-триодом в силовой цепи.

ШИМ-контроллер TL494

Если в схеме транзисторного преобразователя в качестве силового ключа используется МДП-триод (*MOSFET*) или *IGBT*, то для управления им от ШИМ-контроллера *TL494* необходимо применение промежуточного буферного каскада. С чем это связано?

Известно, что входная цепь полевого триода является емкостной нагрузкой для источника сигнала, а входная емкость $C_{вх}$ больше любой из междуэлектродных паразитных емкостей триода $C_{зи}$ и $C_{зс}$. $C_{вх}$ определяется формулой

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_U),$$

где K_U — коэффициент усиления устройства, собранного на полевом триоде.

Известно также, что полевые триоды, в том числе и МДП, управляются напряжением $U_{зи}$. Если МДП-триод работает в режиме ключа, то время включения и выключения определится скоростью заряда и разряда $C_{вх}$ под действием $U_{зи}$. Чем больше $C_{вх}$, тем меньше скорость изменения $U_{зи}$. Из этих рассуждений следует требование к буферному каскаду: схема БК должна обеспечить минимальное время заряда и разряда $C_{вх}$ МДП-триода в режиме ключа.

На рис. 5.4, а в качестве примера приведена упрощенная схема соединения одного из выходных триодов ШИМ-контроллера ($V3$) с входной цепью МДП-триода. На $V3$ построен эмиттерный повторитель, работающий в режиме ключа. Когда $V3$ открыт, схема повторителя, обладая очень малым выходным сопротивлением, способна достаточно быстро зарядить $C_{вх}$ и включить МДП-триод. Но быстрый разряд $C_{вх}$ через заземленный резистор R_3 после выключения $V3$ невозможен, поскольку напряжение на емкости, а значит $U_{зи}$, будет спадать по закону экспоненты. Для запираания МДП-триода напряжение $U_{зи}$ должно снизиться от уровня примерно 10 В до $U_{зи.пор}$, обычно около 3 В, т. е. процесс выключения затянут. В итоге при высокой частоте переключения потери в силовом МДП-ключе могут оказаться неприемлемо большими.

В [2, 3] предлагаются два варианта схем БК (рис. 5.4, а, б). Разница между схемами внешне невелика. В одной из них заряд $C_{вх}$ происходит через диод $V1$, в другой — через триод $V1$.

Вариант 1 (с одним диодом $V1$), работа БК. Когда триод $V3$ переходит в состояние насыщения, напряжение на базе триода $V2$ $U_б$ возрастает скачком, причем потенциал базы оказывается выше потенциала эмиттера на величину падения напряжения на диоде $V1$, поэтому $V2$ находится в состоянии отсечки. Входная емкость МДП-ключа $V_{рз}$ быстро заряжается по низкоомной цепи $+E1 - \text{участок } C1 - E1$ открытого триода $V3 - \text{диод } V1 - R2 - C_{вх} - \text{земля} - -E1$. Ключ $V_{рз}$ открывается, а на нагрузке появляется напряжение источника питания U_1 .

При выключенном $V3$ энергия, накопленная в емкости $C_{вх}$, создает ток базы $V2$, текущий по цепи $+C_{вх} - R2 - \text{эмиттерный переход } V2 - R1 - \text{земля} - -C_{вх}$. Триод $V2$ открывается, происходит быстрый разряд емкости

$C_{\text{вх}}$ и спад напряжения $U_{\text{зи}}$. Силовой ключ $V_{\text{рз}}$ отключает источник питания от нагрузки.

Основной недостаток первого варианта схемы БК: у мощных МДП-триодов, работающих на высоких частотах переключения, среднее значение тока заряда входной емкости $C_{\text{вх}}$ может превышать допустимый средний ток выходных триодов $V3$, $V4$ контроллера ($I_{\text{ср.доп}}=200$ мА).

Вариант 2 (см. рис. 5.4, б). Представим, что вместо диода $V1$ в схему БК введен триод $V1$; нижняя часть схемы остается без изменений. Основную токовую нагрузку по заряду входной емкости МДП-ключа несет триод $V1$, а не выходной триод контроллера.

Когда $V3$ открывается, эмиттерный переход $V1$ смещается прямо, поэтому $V1$ тоже открывается и переходит в насыщение. $C_{\text{вх}}$ заряжается по цепи $+E1$ – участок $C1$ – $E1$ насыщенного $V1$ – $R2$ – $C_{\text{вх}}$ – земля – $-E1$. $U_{\text{зи}}$ быстро достигает уровня $U_{\text{зи.пор}}$, силовой МДП-триод включается, и на нагрузке появляется напряжение питания U_1 . Триод $V2$ закрыт. При выключении $V3$ триод $V2$ открывается, происходит скоротечный разряд $C_{\text{вх}}$, падает напряжение $U_{\text{зи}}$, МДП-триод закрывается и отключает источник питания U_1 от нагрузки.

Комплементарная пара триодов $V1$, $V2$ подбирается с запасом по допустимому импульсному току коллекторов и с высокими частотными свойствами. Такой БК пригоден для работы с любым мощным МДП-триодом.

Отметим, что в настоящее время зарубежными фирмами, например *International Rectifier*, освоен выпуск специальных интегральных микросхем (драйверов), выполняющих роль БК между схемой управления и входной цепью мощных силовых приборов: МДП-триодов и *IGBT*.

На рис. 5.4, в приведена диаграмма, поясняющая работу схемы управления и ТП. При $U_{\text{вх}} \leq 0,1$ В длительность импульса $U_{\text{зи}}$ (U_6) на затворе силового триода $V_{\text{рз}}$ максимальная ($T_{\text{и.макс}} = T - T_{\text{м.в}}$), триод включен и на входе сглаживающего LC -фильтра действует напряжение $U_1 = U_{\text{и0}}$ отрицательной полярности. С ростом $U_{\text{вх}}$ длительность импульсов $U_{\text{и0}}$ значительно уменьшается, следовательно, снижаются уровни напряжения U_0 и тока I_0 нагрузки.

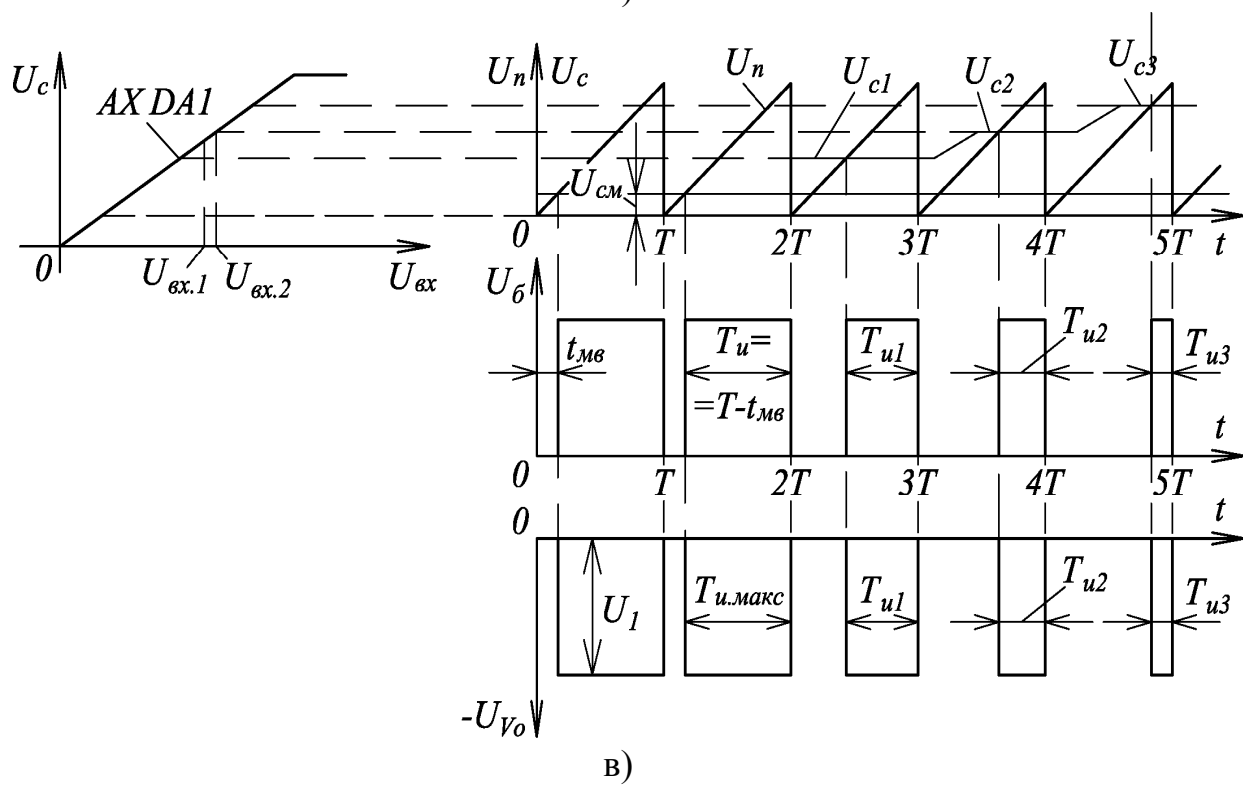
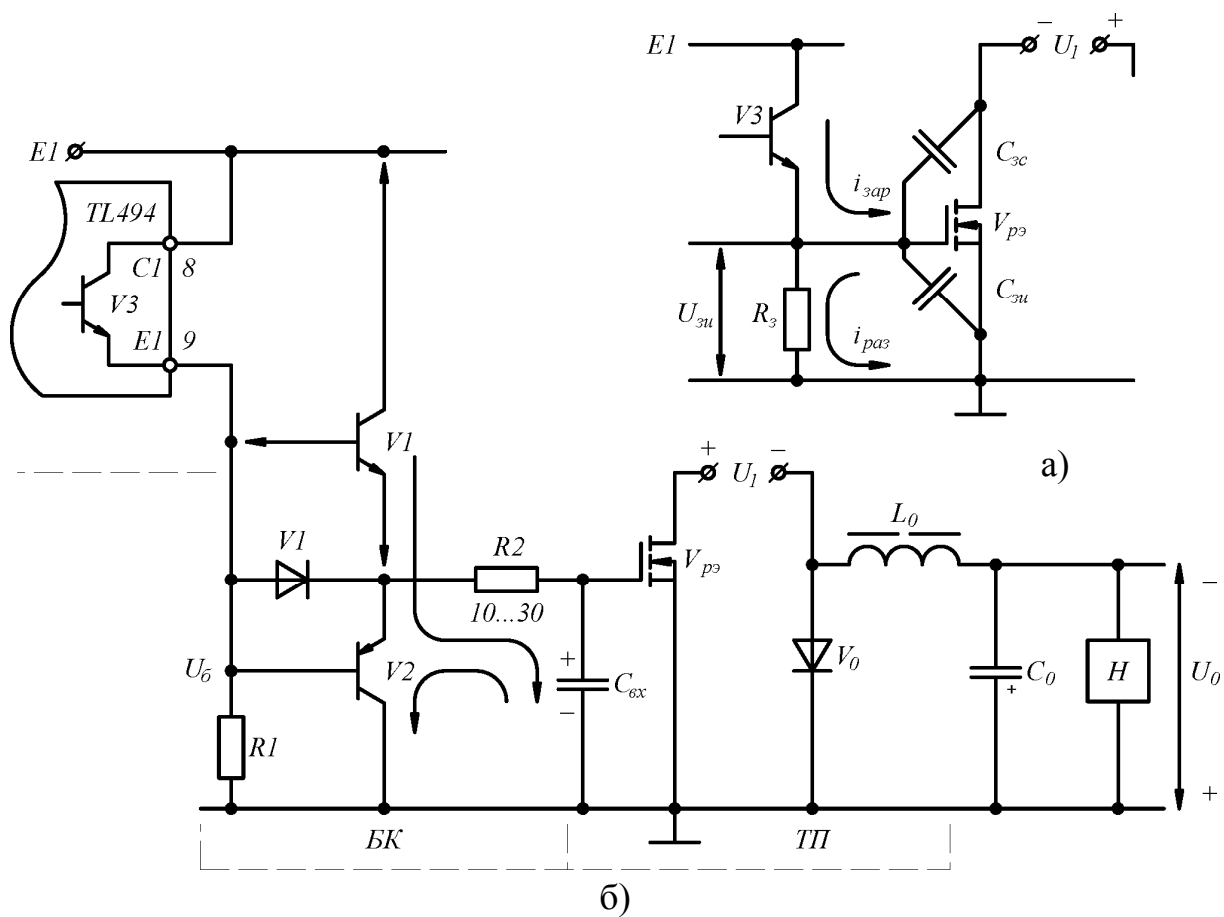


Рис. 5.4

5.5. Понижающий ТП с МДП-триодом в силовой цепи.

ШИМ-контроллер TL598

Схема ТП представлена на рис. 5.5. Источник питания U_1 включен между стоком силового триода $V_{PЭ}$ и нагрузкой. $V_{PЭ}$ — полевой МДП-триод с индуцированным каналом n -типа. Цепь нагрузки включает в себя обратный диод V_0 , сглаживающий индуктивный L - или индуктивно-емкостный LC -фильтр, набор проволочных резисторов марки ПЭВ достаточной мощности или реостат.

Силовой триод $V_{PЭ}$ работает в режиме ключа и управляется от ШИМ-контроллера. Сигнал управления на затворе $V_{PЭ}$ формируется верхней парой триодов контроллера $VT1$, $VT2$. Вывод 8 соединен через резистор R_3 с затвором $V_{PЭ}$.

Питание собственно ШИМ-контроллера в стенде осуществляется от отдельного источника с напряжением +15 В. Напряжение подводится к выводам 12 и 7.

Краткое описание работы ТП. На рис. 5.6 дана сводка осциллограмм, которые можно наблюдать, подключая осциллограф в ходе выполнения работы к следующим выводам контроллера: 5 — осциллограмма напряжения пины; 8 — осциллограмма напряжения $U_{зи}$; к стоку силового триода $V_{PЭ}$ — осциллограмма $U_{си}$; к аноду обратного диода V_0 — осциллограмма U_{V0} ; к верхнему выводу резисторов нагрузки — осциллограмма U_0 .

В исходном состоянии движок потенциометра $R_{д2}$ повернут против часовой стрелки до упора, $U_{вх} = 0$. Этому уровню входного сигнала соответствует максимальная длительность $T_{и.макс} = T - t_{м.в}$ импульсов $U_{зи}$ (когда насыщен верхний триод $VT1$ комплементарной пары контроллера, $VT2$ закрыт). В течение интервала времени $T_{и.макс}$ $V_{PЭ}$ открыт и насыщен, $U_{си} \approx 0$, а напряжение U_1 практически полностью приложено к цепи нагрузки, поэтому $U_{V0} \approx U_1$.

В конце периода при $t = T$ триод $VT1$ закрывается, триод $VT2$, наоборот, включается и остается насыщенным как минимум в интервале времени $t_{м.в}$ следующего периода работы контроллера и ТП. Заряд, накопленный во входной емкости силового триода $V_{PЭ}$, быстро «сбрасывается» на общую шину (землю), т.е. происходит скоротечный разряд $C_{вх}$, $V_{PЭ}$ быстро закрывается.

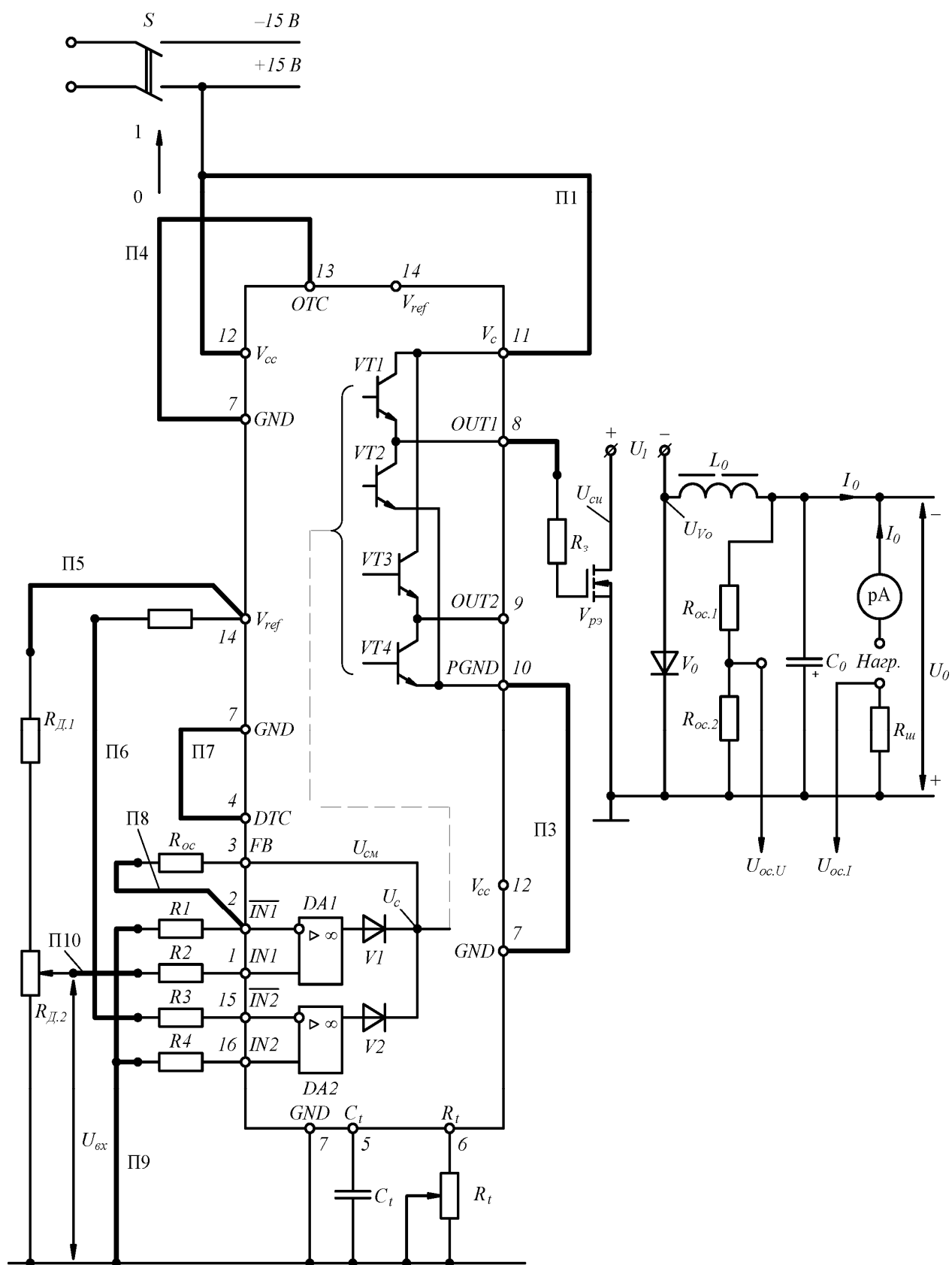


Рис. 5.5

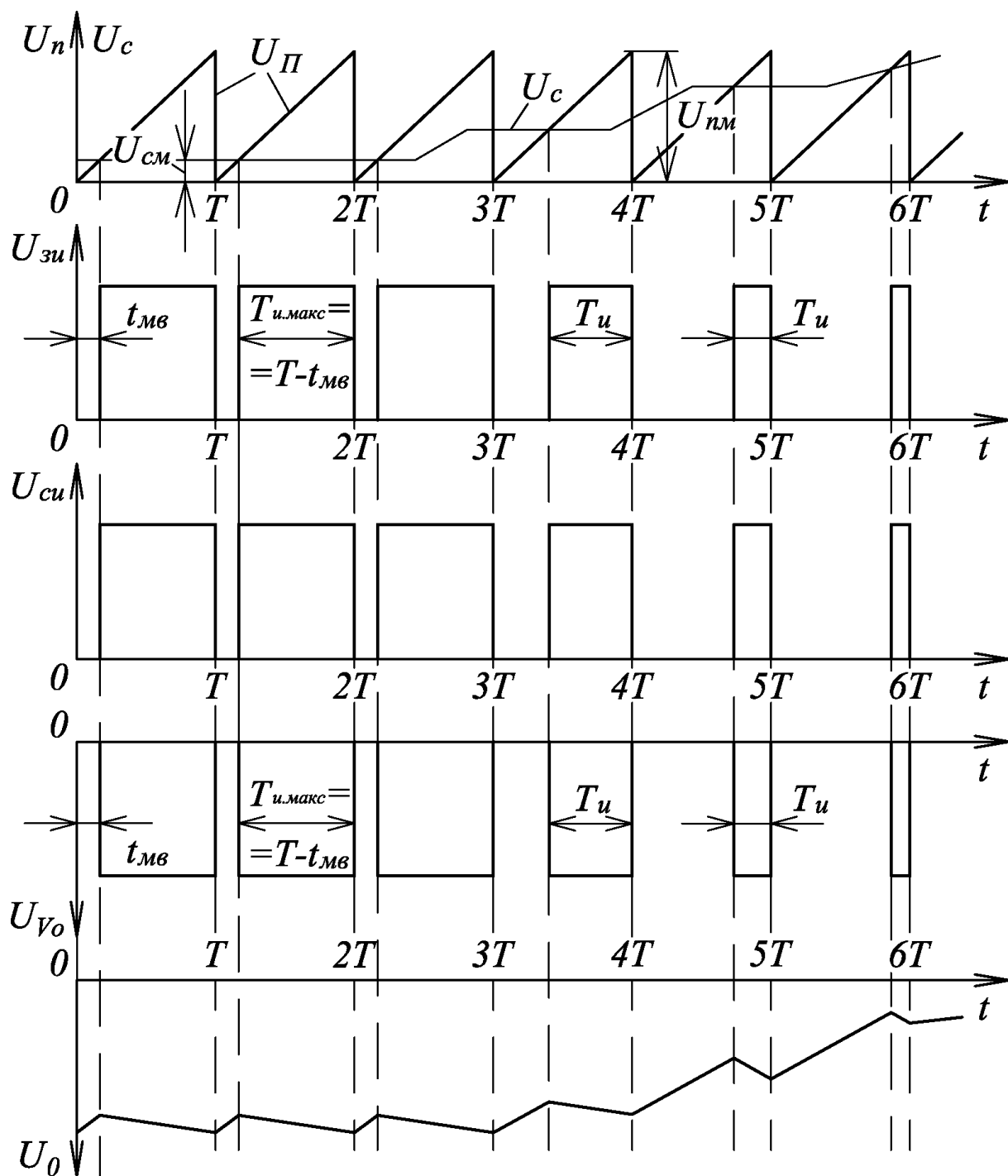


Рис. 5.6

Поскольку длительность импульсов U_{V0} при $U_{Bx}=0$ максимальна, то и напряжение на нагрузке U_0 достигает максимума. Поворачивая движок $R_{д2}$ по часовой стрелке и изменяя U_{Bx} от нуля до 3 В, можно управлять длительностью импульсов $U_{зи}$ и U_{V0} в пределах $(T - t_{м.в}) \geq T \geq 0$. По мере

уменьшения $T_{\text{и}}$ снижается уровень среднего значения напряжения на нагрузке U_0 .

Особенность ТП — то, что напряжение на обратном диоде U_{V0} инверсно по отношению к напряжению на стоке $V_{\text{РЭ}}$, соответственно напряжение U_0 отрицательно относительно общей шины.

Сглаживающий L - или LC -фильтр преобразует импульсное напряжение U_{V0} в некоторое среднее напряжение на нагрузке U_0 . В интервале импульса U_{V0} напряжение U_0 растет, и одновременно в элементах фильтра идет процесс накопления энергии; в интервале паузы накопленная энергия расходуется на поддержание уменьшающегося напряжения на нагрузке.

5.6. Расчетное задание

Перед выполнением расчетного задания исследуемую схему необходимо разбить на ряд последовательно соединенных статических звеньев. Статическим называют звено, в котором установившемуся значению входного сигнала соответствует вполне определенное значение выходного сигнала и для которого может быть построена зависимость $x_{\text{вых}} = f(x_{\text{вх}})$ — статическая характеристика. Связь между входным и выходным сигналами устанавливается коэффициентом передачи.

Такие устройства, как источник питания, выключатели, переключки, предохранители и прочие, необходимы для нормальной работы преобразователя, но к звеньям, преобразующим сигнал, не относятся.

Звенья схемы: усилитель на ОУ DA1, широтно-импульсный модулятор (ШИМ) и собственно транзисторный преобразователь (рис. 5.7, а). Статические характеристики представляют собой графики зависимостей $U_{\text{с}} = f(U_{\text{вх}})$; $K_3 = T_{\text{и}}/T$ или $K_3 = (T - T_{\text{и}})/T$; $U_0 = f(K_3)$.

Если разместить статические характеристики в трех квадрантах одной координатной системы в порядке, указанном на рис. 5.7, б, то, задав значения входного сигнала первого звена, по характеристикам следующих нетрудно определить значения выходного сигнала всего соединения звеньев, а затем построить статическую характеристику соединения.

Характеристики, которые будут построены в ходе выполнения конкретной работы, могут отличаться от приведенных в качестве примера на рис. 5.7, б.

1. Рассчитать и построить зависимость напряжения пульсаций $U_{\sim}$ от величины коэффициента заполнения K_3 при следующих параметрах LC -фильтра в цепи нагрузки: $L_0 =$; $C_0 =$; $f =$. Числовые значения L_0, C_0, f задает преподаватель, ведущий занятия.



2. Рассчитать коэффициент усиления усилителя, собранного на ОУ DA1 и формирующего напряжение сигнала U_c на входе широтно-импульсного модулятора. DA1 и ШИМ — элементы схемы контроллера. Построить амплитудную характеристику усилителя как зависимость $U_c = f(U_{BX})$. Для расчетов используют номиналы резисторов, установленных на стенде.

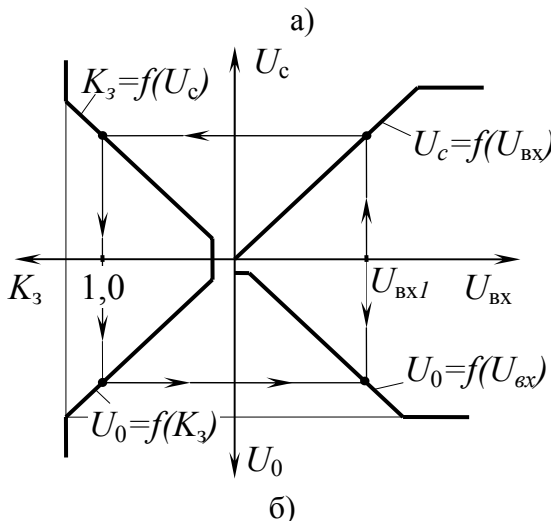


Рис. 5.7

3. Построить характеристику широтно-импульсного модулятора. $K_3 = f(U_c)$. При построении воспользоваться результатами тестирования ШИМ-контроллера.

4. Рассчитать и построить регулировочную характеристику ТП как зависимость $U_0 = f(K_3)$. Предполагается, что в качестве источника питания используют стабилизированный БП или АБ с $R_{BH} \approx 0$. ЭДС блока питания принимается равной $E_1 = 24$ В (на схемах рис. 5.1, 5.3, 5.4, 5.5 обозначено напряжение U_1). Максимальный потребляемый ток — 2,5...2,8 А; сопротивление нагрузки $R_H = 20$ Ом.

5. Для расчетов потребуются справочные данные диодов и транзисторов силовой цепи ТП, а также методика, изложенная в [4].

6. Повторить расчеты и построения по п. 4 для случая, когда в качестве источника питания используется нестабилизированный БП (выданный преподавателем, ведущим занятия) с известными параметрами и характеристиками: R_{BH} ; $U_0 = f(I_0)$; $U_{\sim} = f(I_0)$.

7. По характеристикам $U_c = f(U_{BX})$, $K_3 = f(U_c)$, $U_0 = f(K_3)$ построить статическую характеристику последовательного соединения звеньев $U_0 = f(U_{BX})$.

5.7. Рабочее задание

Внимание! При выполнении работы на стенде каждый раз по окончании очередных измерений и перед началом новых, требующих изменений в исследуемой схеме (смены и переключения перемычек, смены вида нагрузки, измерительных приборов), необходимо отключать стенд от источника питания. Для этого выключатель $S1$ или выключатель на панели блока питания приводится в положение «0».

Для подключения измерительных приборов, осциллографа, нагрузки (реостата) к стенду используют кольцевые наконечники.

На правой стороне стендов установлен набор проволочных резисторов марки ПЭВ, которые при необходимости могут выполнять роль нагрузки ТП или электронной системы стабилизации напряжения, тока, собранной на основе ТП. Сопротивление набора резисторов можно менять, переставляя мягкую перемычку.

Собрать схему согласно рис. 5.1 (или рис. 5.3, или рис. 5.5). Перемычка со встроенными резисторами при сборке не используется. Соединить вход (входы) осциллографа с выводом 8 или 11 (или с обоими); подключить приборы: амперметр и вольтметр магнитоэлектрической системы для измерения тока I_0 и напряжения U_0 нагрузки.

1. Включить шнуры питания осциллографа и вспомогательного цифрового вольтметра в сеть 220 В, 50 Гц. Подключить к выводам «Нагр» проволочный резистор марки ПЭВ сопротивлением не менее 20...30 Ом.

Выключатель $S1$ поставить в положение «0», а выключатель $S2$ — в положение «1».

Источники питания ТП: стабилизированный БП или АБ (с суммарной эдс 24 В). Подключить БП к сети 220 В, 50 Гц и установить выходное напряжение БП 24 В. В ходе эксперимента ток, потребляемый от источника питания (БП или АБ), не должен превышать 2...2,5 А. Подключить стенд к источнику питания, соблюдая полярность.

Преподаватель, ведущий занятия, в обязательном порядке проверяет собранную схему.

2. Отсоединить конденсатор C_0 сглаживающего фильтра; таким образом, нагрузка ТП становится активно-индуктивной, сглаживающий фильтр — индуктивным L_0 .

Перевести выключатель $S1$ в положение «1»; с помощью потенциометра R_t установить частоту преобразования 10 кГц. Вставить перемычку «П» между выключателями $S1$ и $S2$. На некоторых стендах перемычка «П»

отсутствует, и стенд подключается к БП силовой цепи двухпроводным шнуром после сборки схемы.

Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$ по часовой стрелке, с помощью измерительных приборов и осциллографа снять зависимости $U_c = f(U_{вх})$, $K_3 = f(U_{вх})$, $U_0 = f(U_{вх})$. Результаты измерений, не менее 10 точек, поместить в таблицу.

Номер замера Параметр	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{вх}$										
U_c										
$(T-T_{и})/T$										
U_0										

Вернуть движок потенциометра $R_{д2}$ в исходное положение (повернуть движок против часовой стрелки до упора), снять перемычку «П».

3. Подключить конденсатор C_0 . Номинал C_0 должен совпадать с принятым в расчетах. Сглаживающий выходной фильтр индуктивно-емкостный, L_0 , C_0 ; частота преобразования $f = 10$ кГц. Вставить перемычку «П». Поворачивая движок потенциометра $R_{д2}$, снять зависимость $U_{\sim} = f(K_3)$ по показаниям вольтметра, реагирующего на переменную составляющую напряжения нагрузки, и осциллографа (не менее 5 – 6 точек). Снять перемычку «П», вернуть движок потенциометра в исходное состояние.

4. Потенциометром R_t установить частоту преобразования 15 или 20 кГц (по выбору преподавателя, ведущего занятия); вставить перемычку «П». Снять зависимость $U_{\sim} = f(K_3)$, 5 – 6 точек.

Снять перемычку «П», вернуть движок $R_{д2}$ в исходное состояние, поставить выключатель $S1$ в положение «0».

5. Заменить проволочный резистор нагрузки на реостат сопротивлением не менее 50 Ом. При отсутствии реостата можно воспользоваться набором проволочных резисторов марки ПЭВ, установленных на стенде. Перевести выключатель $S1$ в положение «1»; частота преобразования $f = 20$ кГц (убедиться). Установить по осциллографу значение $K_3 = 0,5$. Вставить перемычку «П»; снять зависимость $U = f(I_0)$; ток нагрузки изменяется с помощью реостата или набора резисторов и не должен превышать 2,0...2,5 А. Установить реостат на максимальное сопротивление, убрать перемычку «П».

6. Потенциометром R_t установить частоту преобразования 10 кГц; вставить перемычку «П»; снять зависимость $U_0 = f(I_0)$ при $K_3 = 0,5; 0,6; 0,8$. По окончании эксперимента установить реостат на мак-

симальное сопротивление, снять перемычку «П», перевести выключатель $S1$ в положение «0»; заменить реостат проволочным резистором марки ПЭВ сопротивлением не менее 20...30 Ом.

7. Произвести замену стабилизированного БП или АБ на нестабилизированный сетевой блок питания. Подключить стенд к БП, соблюдая полярность; проверить собранную схему. Повторить экспериментальные измерения последовательно по пп. 3, 4 и 7.

8. Собрать схему эксперимента, изображенную на рис. 5.8. Состав схемы: лабораторный автотрансформатор (ЛАТР); нестабилизированный блок питания; стенд с понижающим ТП; вольтметры для измерения постоянных напряжений U_1 и U_0 . Нагрузка Н представляет собой реостат сопротивлением $R_H \approx 20...30$ Ом.

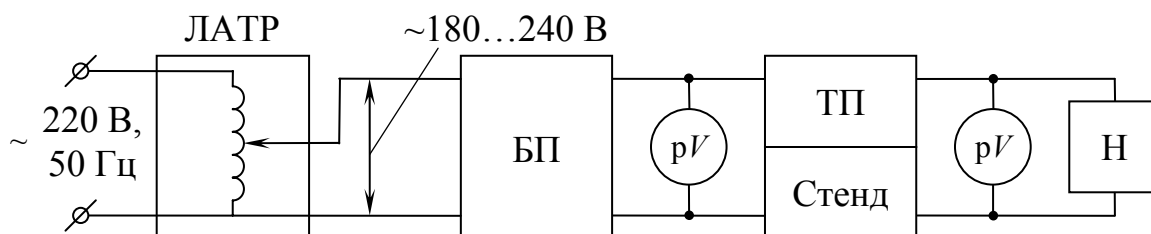


Рис. 5.8

Снять зависимость $U_0 = f(U_1)$ при различных значениях коэффициента заполнения $K_3 = \text{const}$ ($K_3 = 0,4; 0,6; 0,8$).

5.8. Методические указания по оформлению расчетных и экспериментальных данных

1. Построить расчетные и экспериментально снятые зависимости $U_c = f(U_{\text{вх}})$, $K_3 = f(U_c)$, $U_0 = f(K_3)$, $U_0 = f(U_{\text{вх}})$ в одной координатной системе по образцу рис. 5.7, б.

2. Рассчитать коэффициенты передачи (усиления) каждого звена и соединения звеньев.

3. Графики зависимостей $U_c = f(K_3)$, расчетные и экспериментальные, построить в одной координатной системе. На основании сравнения расчетной и экспериментальной зависимостей найти реальное значение индуктивности дросселя сглаживающего LC -фильтра. Для расчетов принять значение $K_3 = 0,5$.

4. Рассчитать и построить нагрузочные характеристики ТП $U_0 = f(I_0)$ при $K_3 = 0,4; 0,6; 0,8$ для двух вариантов источников питания:

БП стабилизированный или АБ; нестабилизированный БП. Нагрузочные характеристики, полученные в ходе эксперимента, построить в одной координатной системе с расчетными. По нагрузочным характеристикам определить выходное сопротивление ТП.

5. Построить зависимость $U_0 = f(K_3)$ для трех значений напряжения питания ТП: U_1 , $U_1 + 0,2U_1$, $U_1 - 0,2U_1$. Рассчитать значения коэффициента передачи ТП $K_1 = \Delta U_0 / \Delta U_1$ по воздействию со стороны источника питания U_1 при $K_3 = 0,6$.

На рис. 5.9, 5.10 приведены примеры оформления экспериментально снятых зависимостей, перечисленных в п. 1.

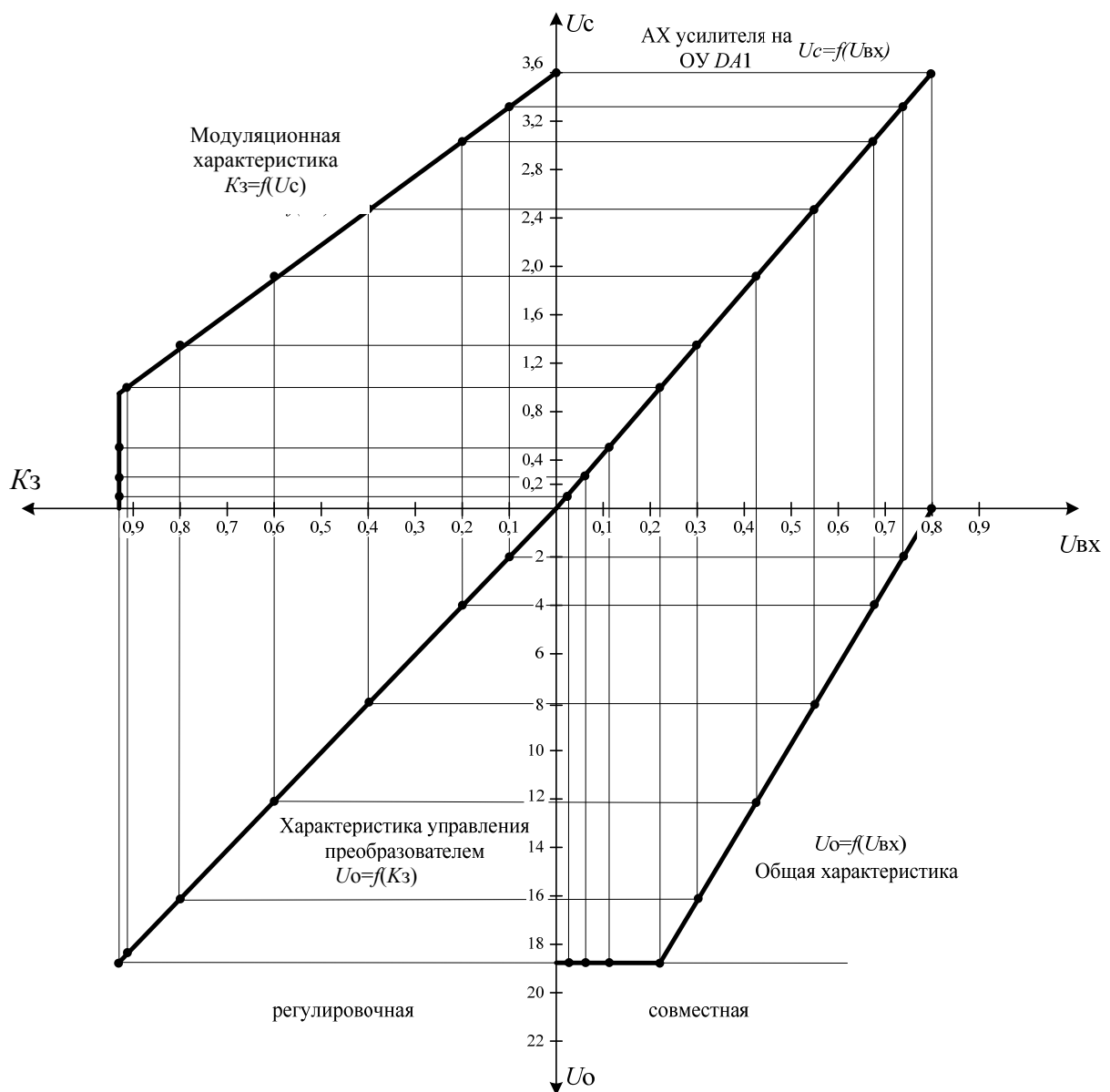


Рис. 5.9

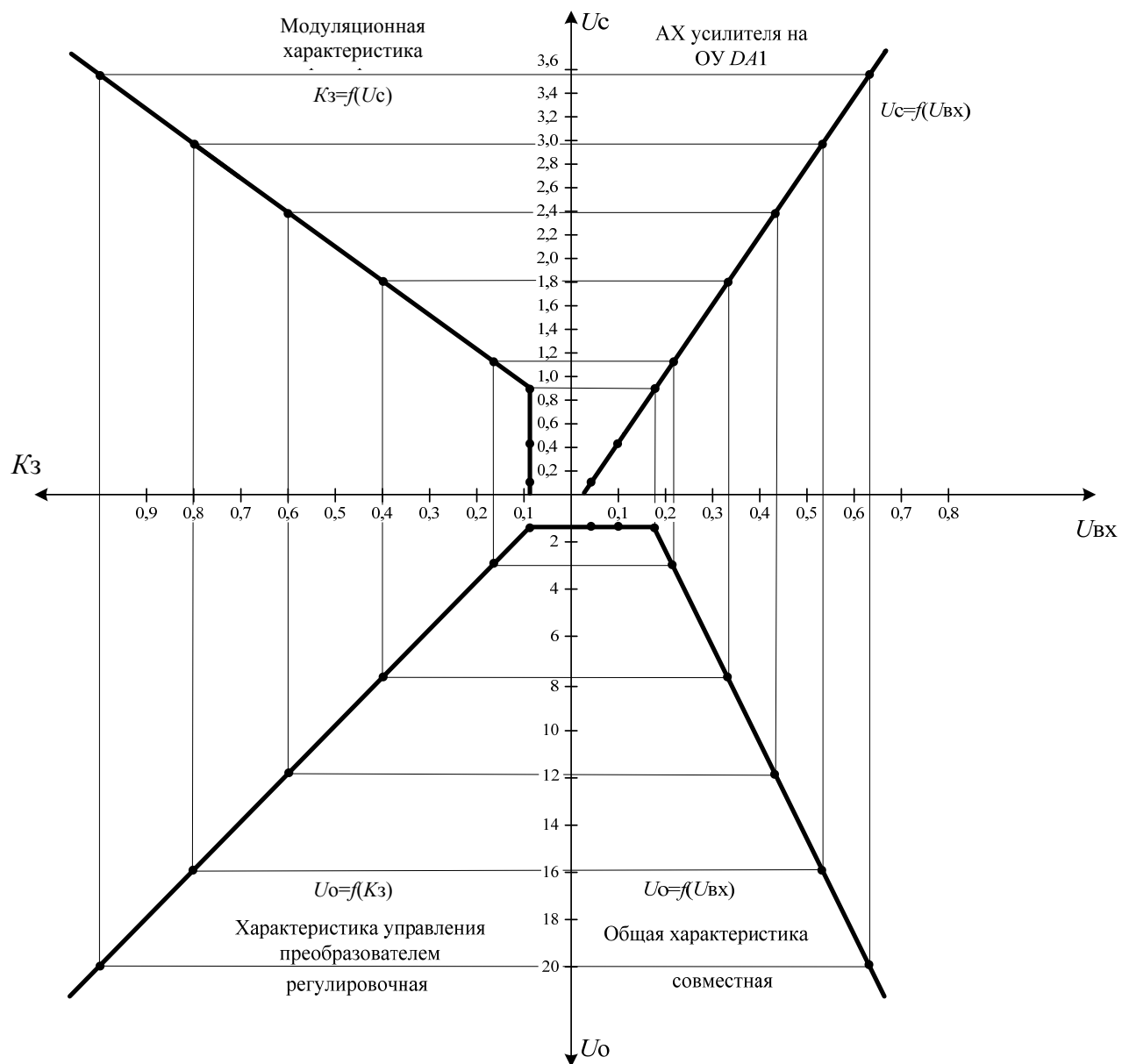


Рис. 5.10

ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

6. Типовые схемы. Общие положения работы стабилизаторов [4, 5]

Стабилизаторы напряжения и тока – это системы стабилизации с отрицательной обратной связью по напряжению или току. Общие положения рассмотрены на примере работы стабилизатора напряжения.

На рисунке приведены упрощенные принципиальные схемы стабилизаторов: непрерывного (а) и импульсного (б). Звенья, из которых построены стабилизаторы: $V_{РЭ}$ – регулирующий элемент (РЭ), обычно это мощный силовой триод или группа параллельно соединенных триодов; Н – нагрузка, объект регулирования; ОС – звено обратной связи, в простейшем случае звено ОС – резисторный делитель напряжения с коэффициентом передачи $K_{ос} = R_{ос2} / (R_{ос1} + R_{ос2})$; ИОН – источник опорного напряжения (эталонного, задания, напряжения уставки), в практических схемах функцию ИОН может выполнять, например, параметрический стабилизатор $R1, V_{ст}$. Напряжение $U_{оп}$ или $U_{уст}$ снимается непосредственно со стабилитрона.

Следующие звенья – элемент сравнения (ЭС) и усилитель (У). На схемах рисунка эти звенья приходится выделять искусственно. Дифференциальный усилитель, собранный на ОУ DA1, совмещает функции сравнения $U_{оп}$ с напряжением обратной связи $U_{ос}$ и усиления выделенной разности U_{ϵ} , т.е.

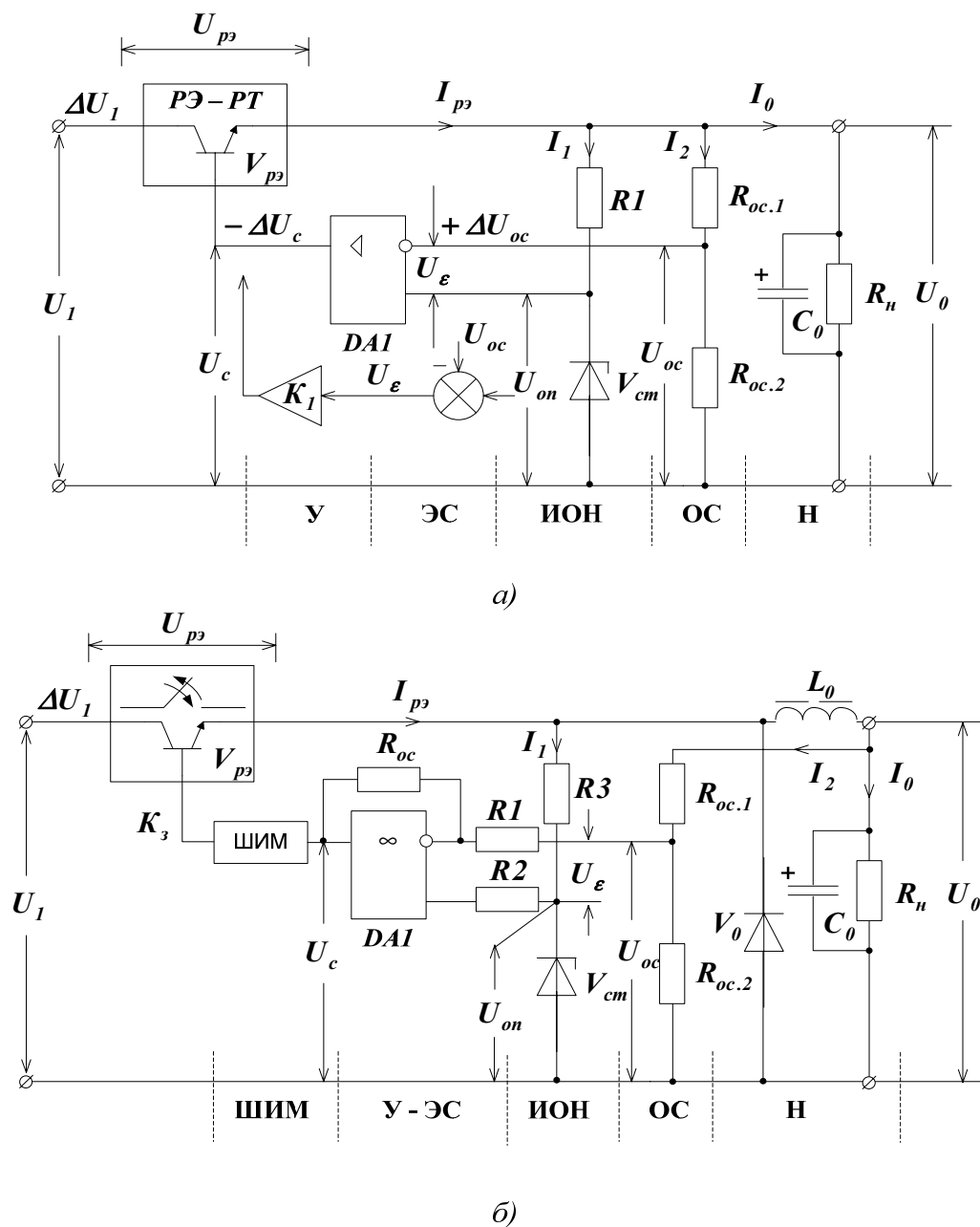
$$U_{оп} - U_{ос} = U_{\epsilon}; \quad U_c = K_y U_{\epsilon},$$

где U_c – напряжение сигнала на выходе усилителя.

В непрерывных стабилизаторах регулирующий триод $V_{РЭ}$ работает в режиме класса А и, по сути, выполняет роль управляемого сопротивления, включенного последовательно с нагрузкой. Сигнал U_c подается на базу (затвор) $V_{РЭ}$ и управляет величиной этого сопротивления.

В импульсных стабилизаторах $V_{РЭ}$ работает в режиме класса D (ключа), выполняя также роль сопротивления, которое в данном случае зависит от величины коэффициента заполнения K_3 . Для управления $V_{РЭ}$ требуется сигнальный преобразователь – широтно-импульсный модулятор (ШИМ). Таким образом, напряжение U_c управляет сопротивлением $V_{РЭ}$ посредством звена ШИМ. Некоторое усложнение схемы импульсного ста-

билизатора по сравнению с непрерывным окупается более высоким КПД первого.



Смысл работы стабилизатора заключается в следующем. При отсутствии колебаний в питающей сети напряжение U_1 стабильное и распределяется между нагрузкой и РЭ:

$$U_1 = U_{РЭ} + U_0; \quad U_0 = U_1 - U_{РЭ}.$$

С ростом напряжения U_1 сопротивление РЭ должно увеличиваться, а с уменьшением U_1 — уменьшаться. Таким образом, любое по знаку приращение U_1 приводит к соответствующему изменению падения напряжения

на сопротивлении РЭ $U_{РЭ}$, при этом U_0 должно оставаться практически постоянным. Рассмотрим более подробно взаимодействие звеньев в ходе работы непрерывного стабилизатора как более простого.

В установившемся режиме триод $V_{РЭ}$ открыт, по нагрузке течет ток I_0 , который, если пренебречь токами I_1 и I_2 , ответвляющимися в цепи источника опорного напряжения и делителя обратной связи, равен $I_{РЭ}$. В практических схемах I_1 , I_2 действительно пренебрежимо малы по сравнению с номинальным значением I_0 . На прямой вход $DA1$ подается стабильное опорное напряжение $U_{оп}$ (напряжение уставки, задания). На инвертирующий вход от делителя $R_{ос1}$, $R_{ос2}$ подается напряжение обратной связи $U_{ос}$, прямо пропорциональное U_0 : $U_0 : U_{ос} = K_{ос} U_0$. На входах $DA1$ напряжения сравниваются. $U_{оп}$ и $U_{ос}$ имеют один знак, но уровень $U_{оп}$ должен быть несколько выше, чем уровень $U_{ос}$. В этом случае выходное напряжение $DA1$ U_c положительное по знаку, причем $U_c > U_0$ и, значит, эмиттерный переход $V_{РЭ}$ смещен прямо.

Пусть напряжение питания U_1 получило положительное приращение $+\Delta U_1$. В первый момент времени произойдет увеличение напряжений нагрузки на $+\Delta U_0$ и обратной связи на $\Delta U_{ос} = +K_{ос} \Delta U_0$. Опорное напряжение на прямом входе $DA1$ остается неизменным. $U_{оп}$ принимают за некоторый нулевой уровень, относительно которого отсчитывается разность $U_\varepsilon = U_{оп} - U_{ос}$. Поскольку дифференциальное напряжение (разность), действующее на входах ОУ, уменьшится: $U_\varepsilon = U_{оп} - (U_{ос} + \Delta U_{ос})$, то понизится и уровень $U_{ос}$. Можно считать, что действие $+\Delta U_{ос}$ на инвертирующем входе приведет к появлению отрицательного приращения $-\Delta U_c$ на выходе ОУ. В итоге прямое смещение эмиттерного перехода триода $V_{РЭ}$ уменьшится, триод прикроется, его сопротивление увеличится, падение напряжения $U_{РЭ}$ возрастет на ΔU_1 , а напряжение нагрузки восстановит прежнее значение. Аналогично описывается действие звеньев схемы при отрицательном приращении ΔU_1 .

В импульсном стабилизаторе установившемуся режиму (при $\Delta U_1 = 0$) соответствует некоторое постоянное значение коэффициента заполнения K_{30} и напряжение нагрузки $U_0 = K_{30} U_1$. Если появляется приращение $\pm \Delta U_1$, то

под действием сигнала U_c на входе ШИМ изменяется значение K_3 , причем так, чтобы U_0 оставалось практически неизменным:

$$U_0 = (K_{30} \pm \Delta K_3)(U_1 \mp \Delta U_1) \approx \text{const.}$$

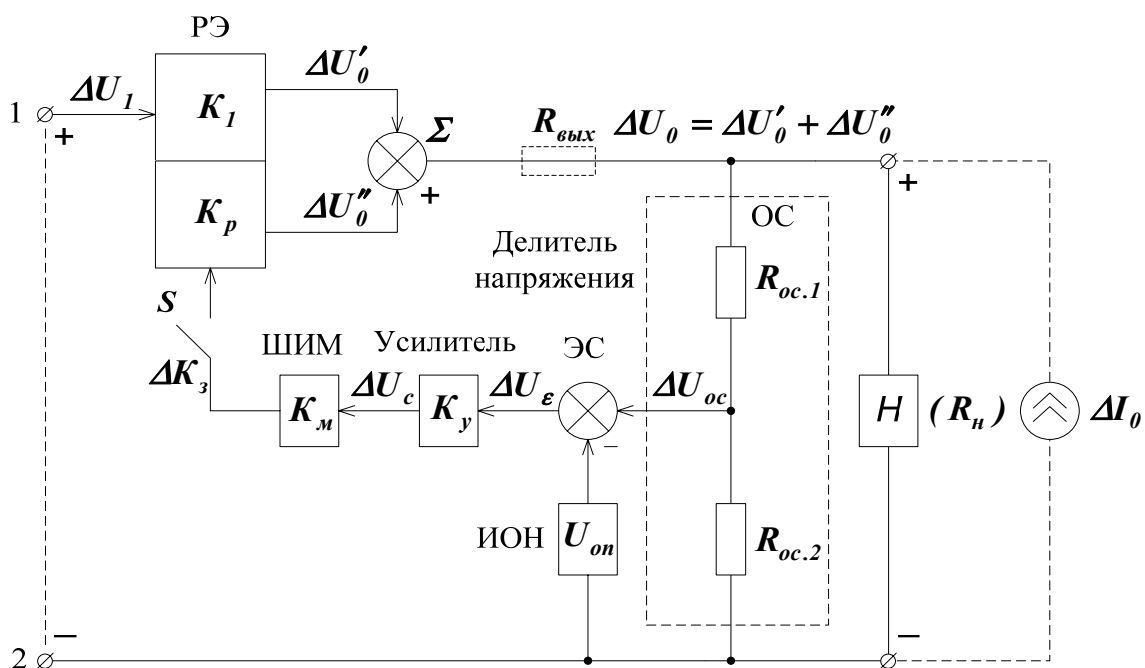
Напомним, что коэффициент заполнения – это относительная длительность импульса T_n/T , или интервал времени, в течение которого регулирующий триод открыт (насыщен) и энергия от источника питания поступает в нагрузку.

РЭ импульсного стабилизатора (триод $V_{РЭ}$) совместно с нагрузкой и фильтром образуют схему транзисторного преобразователя среднего значения напряжения или тока, поэтому приращения ΔU_1 , ΔU_0 или ΔI_0 – это отклонения относительно средних значений U_1 , U_0 , I_0 .

7. Качественные показатели систем стабилизации напряжения [1, 4]

Качественные показатели электронных систем стабилизации, в том числе импульсных: коэффициент стабилизации, статическая ошибка, выходное сопротивление стабилизатора как источника питания.

Соотношения для расчета качественных показателей в общей форме могут быть получены в ходе анализа работы функциональной схемы электронной системы (рисунок), составленной из звеньев, описанных выше. Функциональная схема справедлива для приращений токов, напряжений и других величин, характеризующих состояние системы.



На схеме приняты следующие обозначения: РЭ – регулирующий элемент (триод); Σ – сумматор; ОС – звено обратной связи; Н – нагрузка; ЭС – элемент сравнения; усилитель; ШИМ – широтно-импульсный модулятор.

Звенья характеризуются коэффициентами передачи. K_1 и K_p – коэффициенты передачи РЭ по воздействиям со стороны источника питания U_1 и ШИМ соответственно.

$$K_1 = \frac{\Delta U_0'}{\Delta U_1}; K_p = \frac{\Delta U_0''}{\Delta K_3}.$$

K_1 и K_p определяют по характеристикам $U_0 = f(U_1)$ и $U_0 = f(K_3)$, которые снимают в ходе исследования свойств понижающего ТП.

Сумматор и элемент сравнения имеют единичные коэффициенты передачи. Звено обратной связи, делитель напряжения на резисторах, характеризуется коэффициентом передачи $K_{oc} = R_{oc2}/(R_{oc1} + R_{oc2})$.

K_y и K_m – коэффициенты передачи усилителя и модулятора: $K_y = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_\varepsilon}$; $K_m = \frac{\Delta K_\varepsilon}{\Delta U_c}$. Если в электронной системе используется типовой ШИМ-контроллер с операционными усилителями, то K_y легко рассчитывать по известным формулам. K_m определяется по экспериментально снятой модуляционной характеристике $K_3 = f(U_c)$.

$R_{вых}$ – выходное сопротивление ТП – рассчитывают по одной из нагрузочных характеристик $U_0 = f(I_0)$, снятых при различных значениях K_3 :

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}.$$

Причинами неустойчивости U_0 будем считать изменения (приращения) напряжения источника питания U_1 и сопротивления нагрузки Н (R_H). На схеме они отражены приращениями ΔU_1 и ΔI_0 (факторы неустойчивости). Полное отклонение напряжения нагрузки от некоторого заданного значения под действием обоих факторов неустойчивости (в нормально функционирующей системе стабилизации напряжения)

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta U_1}{K_{ст}} \pm \Delta I_0 R_{вых.ос},$$

где $K_{ст}$ – коэффициент стабилизации; $R_{вых.ос}$ – выходное сопротивление системы как источника питания.

Чтобы упростить анализ будем поочередно полагать $\Delta I_0 = 0$, затем $\Delta U_0 = 0$. Пусть сначала $\Delta I_0 = 0$. Звенья системы: ШИМ, усилитель, элемент сравнения, образуют канал, по которому сигнал обратной связи ΔU_{oc} , преобразованный и усиленный, воздействует на регулирующий элемент. Если обратную связь отключить (ключ S разомкнут), то отклонению ΔU_1 с учетом коэффициента передачи РЭ со стороны источника питания будет соответствовать приращение напряжения нагрузки $\Delta U'_0 = K_1 \Delta U_1$.

При замыкании обратной связи величина отклонения напряжения нагрузки изменится. Теперь она определяется алгебраической суммой частных отклонений $\Delta U'_0$ и $\Delta U''_0$: $\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0$, где $\Delta U''_0$ – отклонение, вызванное воздействием на РЭ со стороны ШИМ. Определим $\Delta U''_0$.

В режиме покоя (при отсутствии любых отклонений) на входах и выходе элемента сравнения действуют напряжения покоя

$$U_{\varepsilon 0} = U_{оп} - U_{oc0}. \quad (7.1)$$

Здесь $U_{oc0} = K_{oc} U_0$; $U_{оп} = \text{const}$; $U_{\varepsilon 0}$ – напряжение рассогласования.

При появлении $\Delta U_{oc} = K_{oc} \Delta U_0$ напряжение рассогласования изменится:

$$\Delta U_{\varepsilon} = U_{оп} - (U_{oc0} + \Delta U_{oc}) = U_{\varepsilon 0} - \Delta U_{oc};$$

отсюда находим

$$\Delta U_{\varepsilon} = U_{\varepsilon} - U_{\varepsilon 0} = -\Delta U_{oc} = -K_{oc} \Delta U_0.$$

Приращения на выходе усилителя

$$\Delta U_c = -K_y K_{oc} \Delta U_0,$$

на выходе модулятора

$$\Delta K_3 = -K_m K_y K_{oc} \Delta U_0,$$

наконец,

$$\Delta U''_0 = -K_p K_m K_y K_{oc} \Delta U_0.$$

Полное отклонение напряжения на нагрузке с учетом знака $\Delta U''_0$

$$\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0 = K_1 \Delta U_1 - K_p K_m K_y K_{oc} \Delta U_0. \quad (7.2).$$

Таким образом, при отрицательной обратной связи полное отклонение ΔU_0 от установившегося значения меньше, чем при отсутствии ОС. При положительной ОС ΔU_0 оказывается больше $\Delta U'_0$ и стабилизации не будет.

Из (7.2) находим формулу для расчета статической ошибки системы стабилизации

$$\Delta U_0 = \frac{K_1}{1 + K_p K_m K_y K_{oc}} \Delta U_1 = \frac{K_1}{1 + KK_{oc}} \Delta U_1, \quad (7.3)$$

где $K = K_p K_m K_y$, KK_{oc} – коэффициент передачи по петле обратной связи.

Абсолютный коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_0} = \frac{1 + KK_{oc}}{K_1}. \quad (7.4)$$

Теперь предположим, что $\Delta U'_1 = 0$, т. е. по переменному току точки 1 и 2 (см. рисунок на с. 66) можно закоротить. При отключенной цепи обратной связи выходное сопротивление системы определяется выходным сопротивлением регулирующего элемента $R_{вых}$. Следовательно, отклонения от некоторого установившегося значения U_0 , вызванные колебаниями нагрузки (фактор неустойчивости ΔI_0),

$$\Delta U'_0 = \Delta I_0 R_{вых}.$$

При наличии отрицательной ОС появляется воздействие на РЭ со стороны канала обратной связи и отклонения ΔU_0 уменьшаются:

$$\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0 = \Delta I_0 R_{вых} - K_p K_m K_y K_{oc} \Delta U_0. \quad (7.5)$$

Отсюда находим выходное сопротивление системы стабилизации с ООС:

$$R_{вых.оос} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} = \frac{R_{вых}}{1 + K_p K_m K_y K_{oc}} = \frac{R_{вых}}{1 + KK_{oc}}. \quad (7.6)$$

Из полученных соотношений следует вывод: чем больше коэффициент усиления (передачи) $K = K_p K_m K_y$, тем больше абсолютный коэффициент стабилизации и соответственно меньше выходное сопротивление стабилизатора. В идеале $R_{вых}$ должно быть равно нулю. В этом случае стабилизатор напряжения приобретает свойства источника эдс.

8. Электронные стабилизаторы тока [1, 5]

Функциональная схема стабилизатора тока изображена на рисунке. В отличие от стабилизатора напряжения сигнал обратной связи U'_0 снимается с датчика тока. В качестве датчика тока часто используют шунт, включенный последовательно с нагрузкой.

[illegible]

В состав функциональной схемы стабилизатора введен дополнительный усилитель. Объяснение следующее. Падение напряжения на шунте $U_{\text{ш}} = U'_{\text{ос}}$ невелико, а приращение $\Delta U'_{\text{ос}} = \Delta U_{\text{ш}}$ еще меньше, поэтому сигнал обратной связи $U'_{\text{ос}}$ необходимо усилить до уровня, сравнимого с $U_{\text{оп}}$.

70

S разомкнут) приращению ΔU_1 будет соответствовать приращение напряжения нагрузки $\Delta U_0' = \Delta U_1 K_1$.

При замкнутой обратной связи появляется регулирующее воздействие $\Delta U_0''$ и полное отклонение равно сумме частных отклонений $\Delta U_0 = \Delta U_0' + \Delta U_0''$. Найдем $\Delta U_0''$.

Исходный сигнал для цепи обратной связи – приращение ΔU_0 , которое с помощью шунта преобразуется в приращение

$$\Delta U_{oc}' = \frac{R_{ш}}{R_{н} + R_{ш}} \Delta U_0.$$

Далее, не повторяя рассуждений и выкладок, которые были приведены при анализе работы стабилизатора напряжения, запишем выражение

$$\Delta U_0'' = -K_p K_m K_y K_{y1} \Delta U_{oc}'.$$

Полное отклонение напряжения на нагрузке с учетом знака $\Delta U_0''$

$$\Delta U_0 = K_1 \Delta U_1 - K_p K_m K_y K_{y1} \frac{R_{ш}}{R_{н} + R_{ш}} \Delta U_0. \quad (8.1)$$

Введем обозначения: $K = K_p K_m K_y K_{y1}$, $K_{oc} = \frac{R_{ш}}{R_{н} + R_{ш}}$, тогда

$$\Delta U_0 = \frac{K_1}{1 + KK_{oc}} \Delta U_1 = \Delta I_0 (R_{н} + R_{ш}). \quad (8.2)$$

Полученная формула совпадает с (7.3). Отсюда следует вывод, что при постоянном сопротивлении нагрузки разницы между стабилизаторами напряжения и тока нет.

Найдем выражение для расчета статической ошибки системы стабилизации тока:

$$\Delta I_0 = \frac{K_1}{(R_{н} + R_{ш}) \left(1 + \frac{KR_{ш}}{R_{н} + R_{ш}} \right)} \Delta U_1 = \frac{K_1}{R_{н} + R_{ш} (1 + K)} \Delta U_1. \quad (8.3)$$

Теперь предположим, что $\Delta U_1 = 0$, т.е. по приращениям точки 1 и 2 можно считать закороченными. Нестабильность тока обусловлена колебаниями сопротивления нагрузки. Формально нестабильность отражена на рисунке со с. 70 генератором ΔI_0 , подключенным к выходу стабилизатора вместо нагрузки.

При отключенной цепи ОС выходное сопротивление системы – это выходное сопротивление транзисторного преобразователя, выполняющего роль РЭ. Приращение напряжения на нагрузке $\Delta U'_0 = \Delta I_0 R_{\text{вых}}$; знаки приращений на сопротивлениях $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{вых}}$ указаны в скобках на рисунке со с. 70.

При наличии отрицательной обратной связи по току полное отклонение напряжения ΔU_0 определяется суммой частных отклонений: $\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0$. Найдем $\Delta U''_0$. С учетом выбранного направления тока

$$\begin{aligned}\Delta U'_{\text{ос}} &= -\Delta I_0 R_{\text{ш}}; \\ \Delta U_{\text{ос}} &= -K_{y1} \Delta I_0 R_{\text{ш}}; \\ \Delta U_{\varepsilon} &= +K_{y1} \Delta I_0 R_{\text{ш}},\end{aligned}$$

Далее, последовательно проводя подстановки, получим

$$\Delta U''_0 = K_p K_m K_y K_{y1} \Delta I_0 R_{\text{ш}} = K \Delta I_0 R_{\text{ш}}.$$

где $K = K_p K_m K_y K_{y1}$.

Полное отклонение

$$\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0 = \Delta I_0 (R_{\text{вых}} + K R_{\text{ш}}).$$

Выходное сопротивление системы стабилизации тока

$$R_{\text{вых.ос}} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} = R_{\text{вых}} + K R_{\text{ш}}. \quad (8.4)$$

Из выражения (8.4) следует вывод: чем больше коэффициент передачи канала, усиливающего сигнал обратной связи, тем больше $R_{\text{вых.ос}}$; в идеале $R_{\text{вых.ос}} \rightarrow \infty$, а стабилизатор приобретает свойства источника тока.

Возможно и другое толкование работы стабилизатора тока. Его можно рассматривать как систему стабилизации напряжения на сопротивлении шунта. Используя методику определения качественных показателей для стабилизаторов напряжения, но не повторяя выкладок, представим формулы для расчета статической ошибки и коэффициента стабилизации:

$$\Delta U_{\text{ш}} = \frac{K_1 K_{\text{ш}}}{1 + K_p K_m K_y K_{y1} K_{\text{ш}}} \Delta U_1, \quad (8.5)$$

$$K_{\text{ст}} = \frac{1 + K_p K_m K_y K_{y1} K_{\text{ш}}}{K_1 K_{\text{ш}}} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_{\text{ш}}}. \quad (8.6)$$

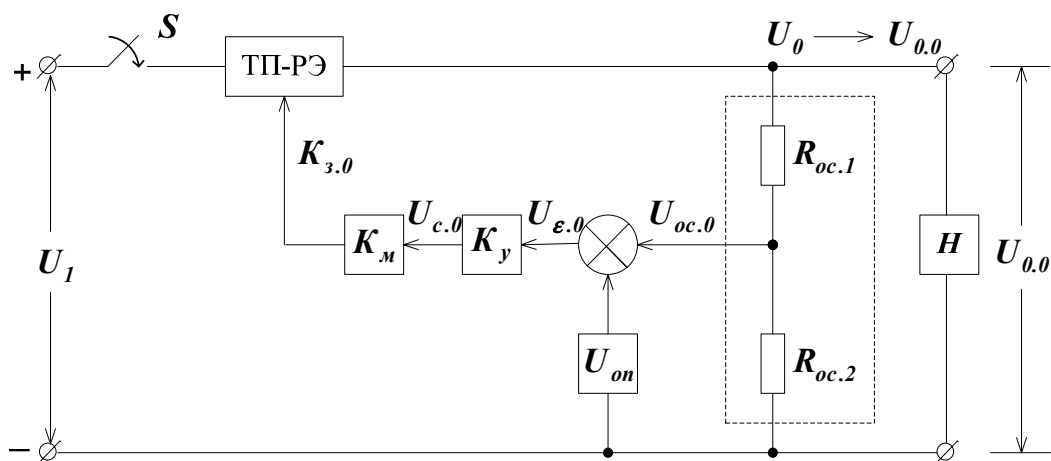
Для расчета выходного сопротивления можно воспользоваться формулой (8.4).

9. Режимы пуска и покоя стабилизаторов. Вольт-секундная площадь импульсов напряжения на нагрузке

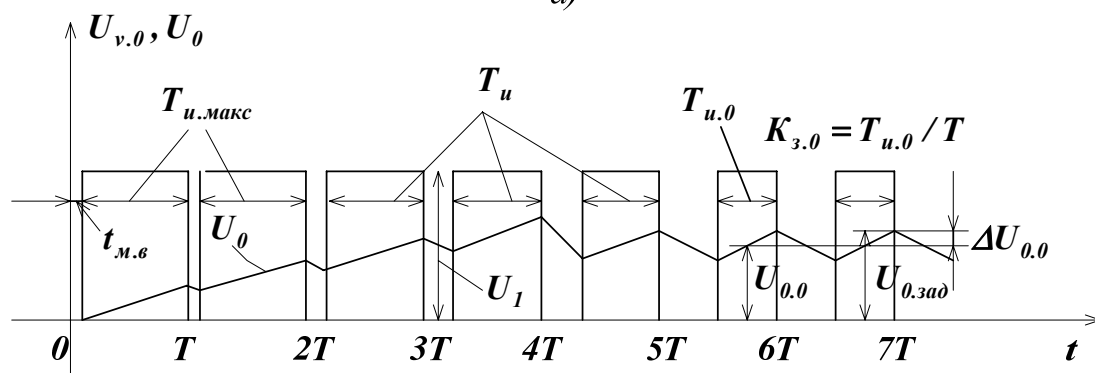
Система стабилизации строится так, чтобы сразу после подключения к источнику питания интервал проводимости транзисторов преобразователя, выполняющего функцию РЭ, был максимальным. С каждым периодом работы преобразователя напряжение нагрузки U_0 быстро нарастает (рис. 9.1, а, б). Одновременно появляется и растет напряжение обратной связи. В первые периоды U_{oc} еще пренебрежимо мало, и длительность импульсов напряжения нагрузки T_u определяется только уровнем $U_{оп}$.

Коэффициент передачи элемента рассогласования равен единице, поэтому сигнал рассогласования (ошибка) $U_\varepsilon = U_{оп} - U_{oc} \approx U_{оп}$. Как раз этому напряжению $U_\varepsilon \approx U_{оп}$ соответствуют предельные значения напряжения U_c на выходе усилителя и коэффициента заполнения

$$K_{з.макс} = \frac{T_{и.макс}}{T} \text{ на выходе модулятора.}$$



а)



б)

Рис. 9.1

По мере увеличения U_0 и U_{oc} напряжение U_ε , а вместе с ним K_3 уменьшаются. Таким образом, действие U_{oc} сводится к уменьшению длительности импульсов $T_{и}$ напряжения на нагрузке. Рост U_0 и U_{oc} постепенно замедляется.

Когда переходный процесс включения заканчивается, напряжения на входах и выходах звеньев принимают установившиеся значения: $U_{0,0}$, U_{oc0} , $U_{\varepsilon 0}$, $U_{с.уст}$, K_{30} . Это состояние при отсутствии дестабилизирующих факторов ($\Delta U_1 = \Delta I_0 = 0$) называют состоянием покоя.

Элемент сравнения выделяет разницу между $U_{оп}$ и U_{oc} (ошибку). $U_{oc} = K_{oc} U_{0,0}$, где K_{oc} можно рассматривать как коэффициент масштаба между $U_{0,0}$ и U_{oc0} . Если поделить U_{oc0} на K_{oc} , то получим реальное значение напряжения на нагрузке $U_{0,0}$. Если поделить $U_{оп}$ на K_{oc} , то получим некоторое $U_{0зад}$ – напряжение на нагрузке, которое стабилизатор должен поддерживать по заданию. Разница между $U_{0зад}$ и $U_{0,0}$ – ошибка $\Delta U_{0,0}$, с которой система поддерживает стабилизируемый параметр. $U_{\varepsilon 0} = U_{оп} - U_{oc0}$ в масштабе отражает ту же ошибку, соответствующую состоянию покоя.

Чтобы уменьшить U_ε , приходится увеличивать коэффициент усиления усилителя, т. е. повышать его чувствительность к сигналу ошибки. Но в любом случае в данной системе стабилизации наличие напряжения ошибки принципиально необходимо. Действительно, если U_ε ($U_{\varepsilon 0}$) будет равно нулю, то и U_c , K_3 и, наконец, U_0 также будут равны нулю.

Ранее был проведен анализ и получены формулы для расчета качественных показателей системы стабилизации, в частности статической ошибки, коэффициента стабилизации, выходного сопротивления. Анализ проведен по функциональной схеме, справедливой для приращений ΔU_0 , ΔU_{oc} , ΔU_ε , ΔK_3 . В рассуждениях, которые приведены в данном пункте, говорится о статической ошибке установившегося режима $\Delta U_{0,0} = \Delta U_{0зад} - U_{0,0}$ (см. рис. 9.1, б). В обоих случаях речь идет о статической ошибке независимо от того, какому режиму она соответствует – покоя или приращений $\Delta U_1, \Delta I_0$. Например, если появляется дестабилизирующий фактор ΔU_1 , то после переходного процесса в схеме стабилизато-

ра вновь установится состояние покоя, при этом новое значение статической ошибки изменится и станет равным $\Delta U_{0,0} + \Delta U_0$ или $\Delta U_{0,0} - \Delta U_0$ в зависимости от знака приращения ΔU_1 .

Электронные системы, которые по принципу действия работают со статической ошибкой, называют статическими.

На рис. 9.2 изображены графики нагрузочных характеристик и импульсов на нагрузку, соответствующие разным условиям работы стабилизатора. Функция стабилизатора сводится к поддержанию постоянной вольт-секундной площади импульса напряжения на нагрузке за период работы. Например, если напряжение источника питания U_1 скачком изменится от уровня $U_{1,0}$ на ΔU_1 (рис. 9.2, а), то после переходного процесса в новом состоянии покоя система стабилизации должна уменьшить длительность импульсов так, чтобы сохранилось (или практически сохранилось) прежнее значение вольт-секундной площади импульсов $T_{и1}U_{1,0} \approx T_{и2}(U_{1,0} + \Delta U_1) = S_1$ (рис. 9.2, б).

Система стабилизации должна также поддерживать с высокой точностью вольт-секундную площадь импульсов и при изменении тока нагрузки в пределах $I_{0,мин} \dots I_{0,макс}$ (см. рис. 9.2, а), что соответствует постоянству напряжения на нагрузке $U_{0,0}$.

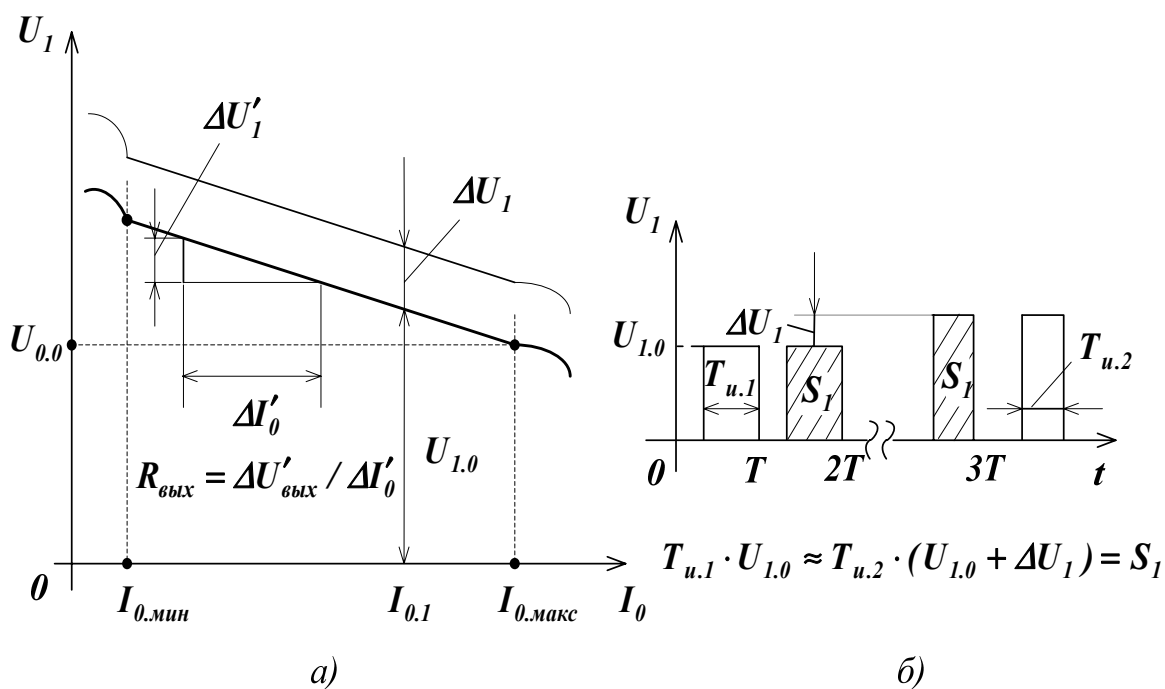


Рис. 9.2

10. Усилительные звенья. Формирование регулирующего воздействия [5, 7, 8]

В электронных системах стабилизации, предлагаемых для изучения, применяются ШИМ-контроллеры *TL494*, *TL598*, *SG3825*. Питание контроллеров осуществляется от источника постоянного положительного относительно общей шины напряжения, поэтому и операционные усилители контроллеров имеют однополярные амплитудные характеристики в отличие от большинства традиционных ОУ с двухполярным питанием.

ОУ контроллеров в практических схемах стабилизаторов выполняют функции сравнения, усиления и формирования закона, по которому РЭ (ТП) оказывает регулирующее воздействие на нагрузку.

В зависимости от места включения силового источника питания в схеме преобразователя и типа преобразователя напряжение обратной связи U_{oc} может быть положительным или отрицательным относительно общей шины. Тип преобразователя и его полярность определяют схему сравнения, которая будет построена на одном из операционных усилителей контроллера. Если знаки напряжения $U_{оп}$ и U_{oc} разные, то сравнение выполняется на одном входе ОУ, если знаки $U_{оп}$ и U_{oc} совпадают, то – на разных входах. Рассмотрим варианты схем сравнения и усиления сигналов.

10.1. Суммирующий усилитель. Сравнение сигналов на одном входе

Принципиальная и эквивалентная схемы суммирующего усилителя изображены на рис. 10.1, а, б. Предположим, что $R_1 = R_2$, тогда в общем случае выходной сигнал определяется формулой

$$U_c = -\frac{R_{oc}}{R_1}(U_{оп} - U_{oc}) = -\frac{R_{oc}}{R_1}U_\varepsilon, \quad (10.1)$$

где $U_{оп} - U_{oc} = U_\varepsilon$.

В установившемся режиме $U_c = U_{c.уст}$; $U_{oc} = U_{oc0}$; $U_\varepsilon = U_{\varepsilon0}$, поэтому

$$U_{c.уст} = -\frac{R_{oc}}{R_1}(U_{оп} - U_{oc0}) = -\frac{R_{oc}}{R_1}U_{\varepsilon0}. \quad (10.2)$$

Приращения ΔU_1 или ΔI_0 выводят систему стабилизации из состояния покоя, в результате появляются приращения обратной связи ΔU_{oc} и ΔU_c на выходе усилителя:

$$U_c = U_{c,уст} + \Delta U_c = -\frac{R_{oc}}{R_1} \underbrace{[U_{оп} - (U_{oc0} + \Delta U_{oc})]}_{U_\varepsilon}$$

или

$$\underbrace{U_{c,уст} + \Delta U_c}_{U_{\varepsilon 0}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} (U_{оп} - U_{oc0}) + \frac{R_{oc}}{R_1} \Delta U_{oc},$$

С учетом (10.2) находим

$$\Delta U_c = \frac{R_{oc}}{R_1} \Delta U_{oc} = K_y \Delta U_{oc}. \quad (10.3)$$

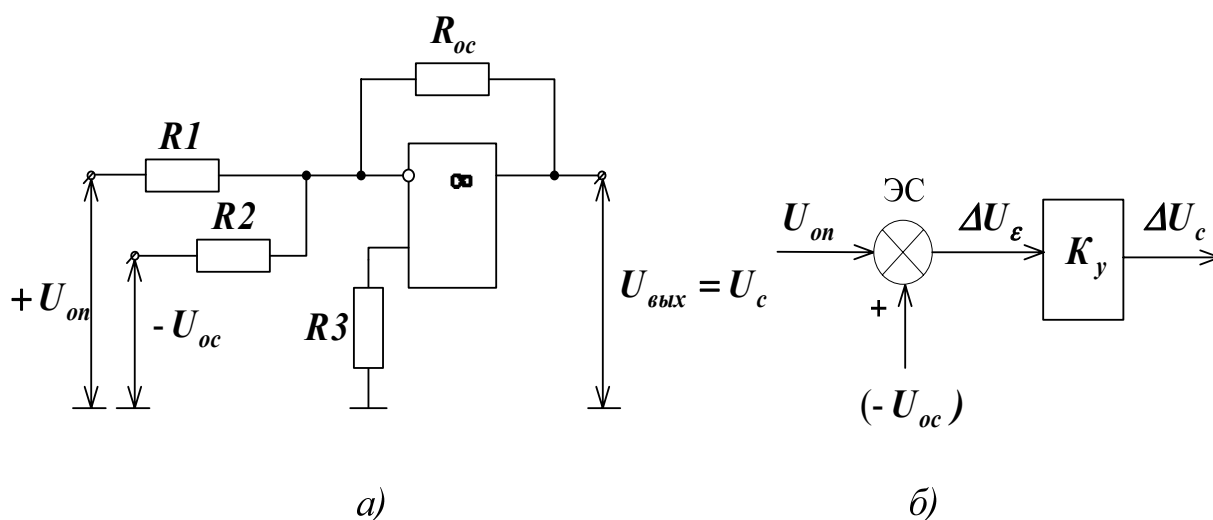


Рис. 10.1

Выражение в квадратных скобках $U_\varepsilon = U_{оп} - U_{oc0} - \Delta U_{oc} = U_{\varepsilon 0} - \Delta U_{oc}$. Перенос $U_{\varepsilon 0}$ влево, получим приращение $\Delta U_\varepsilon = -\Delta U_{oc}$.

Приведенные выкладки формально указывают на следующее: 1) обратная связь в системе стабилизации отрицательная, так как $\Delta U_\varepsilon = -\Delta U_{oc}$; 2) выходное напряжение усилителя U_c изменяется в области положительных напряжений («над нулем») согласно (10.3); 3) коэффициент усиления сигнала $K_y = \frac{R_{oc}}{R_1}$.

На рис. 10.2 дан пример построения амплитудных характеристик $U_c = f(U_{oc})_{U_{оп} = \text{const}}$ по формуле (10.1).

В качестве параметра принято опорное напряжение $U_{оп}$, входная величина (аргумент) – напряжение обратной связи U_{oc} . Согласно справочным данным типовое значение амплитуды «пилы» генераторов в ШИМ-контроллерах не превышает 3 В, поэтому при расчетах введено ограничение на максимальное значение выходного напряжения усилителя $U_{с.макс} \leq 4$ В.

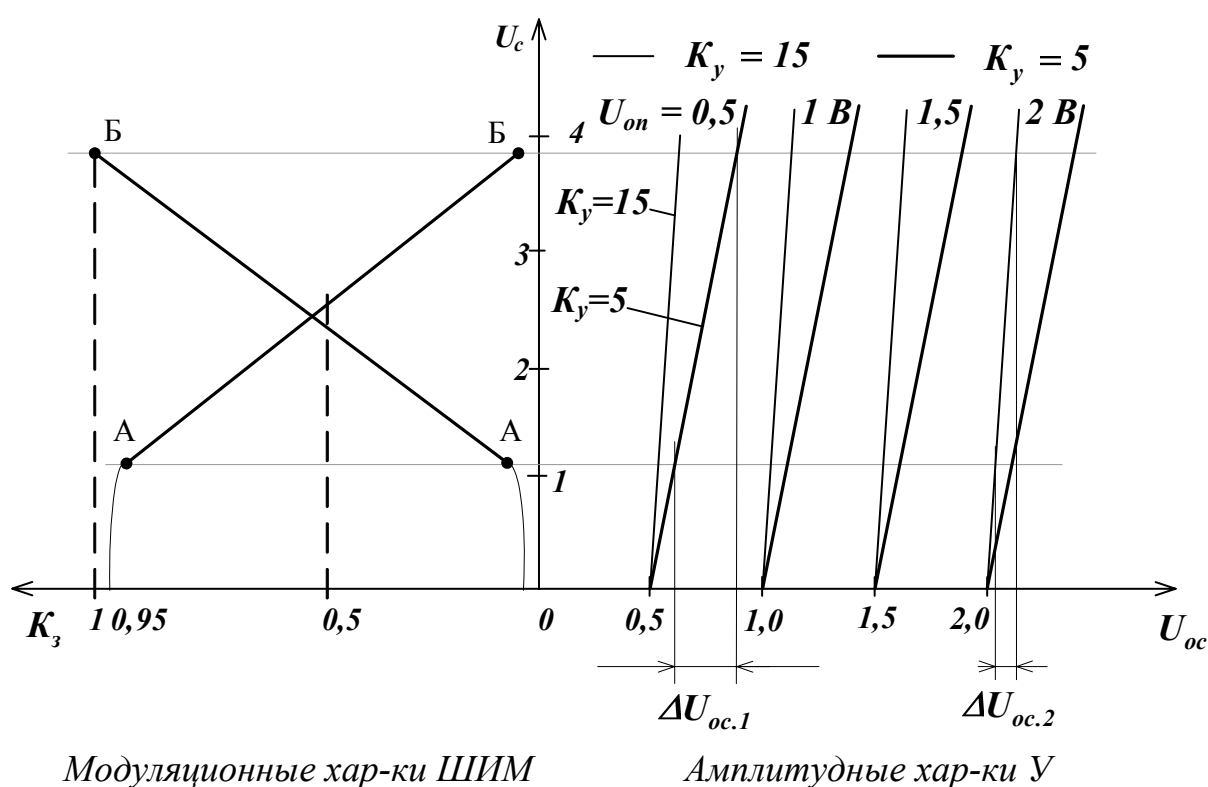


Рис. 10.2

Исходные данные для построения графиков характеристик: $U_{оп} = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0$ В; $K_y = 5; 15$.

Еще раз напомним, что U_c не может быть отрицательным. Все отрицательные значения U_c , полученные в ходе расчетов, приравниваются к нулю, а $U_{оп}$ следует рассматривать как напряжение смещения. Характеристики представляют собой семейство прямых, проведенных с наклоном, который определяется коэффициентом усиления ($K_y = 5$ или $K_y = 15$), и смещенных на величину напряжения $U_{оп}$.

Амплитудные характеристики построены совместно с модуляционными $K_y = f(U_c)$. Измерения, проведенные в процессе тестирования ШИМ-контроллера, показывают, что активный участок АБ (см. рис. 10.2) модуляционной характеристики сдвинут вверх и начинается при напряжении $U_c \approx 1$ В. Спроектировав точки А и Б на амплитудные характеристики, можно найти диапазон значений статических ошибок (ΔU_{oc1} , ΔU_{oc2}) системы стабилизации при выбранном значении K_y . Очевидно, чем больше K_y , тем меньше ΔU_{oc} и ΔU_o в установившемся режиме работы стабилизатора.

10.2. Дифференциальный усилитель.

Сравнение сигналов на разных входах

На рис. 10.3 изображены принципиальная и эквивалентная схемы дифференциального усилителя. Поскольку $U_{оп} = \text{const}$, то его можно рассматривать как некоторое постоянное напряжение смещения. Выходной сигнал в общем случае определяется формулой

$$U_c = \left(-\frac{R_{oc}}{R_1}\right)U_{оп} + \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right)U_{oc}. \quad (10.4)$$

Преобразуем выражение (10.4) к более удобному виду, прибавив и отняв в правой части $U_{оп}$:

$$U_c = U_{оп} - (U_{оп} - U_{oc})\left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right) = U_{оп} - U_{\varepsilon}K_y, \quad (10.5)$$

где $U_{\varepsilon} = U_{оп} - U_{oc}$; $K_y = (1 + R_{oc}/R_1)$.

В установившемся режиме $U_c = U_{c,уст}$; $U_{oc} = U_{oc0}$; $U_{\varepsilon} = U_{\varepsilon0}$, поэтому

$$U_{c,уст} = U_{оп} - (U_{оп} - U_{oc0})K_y = U_{оп} - U_{\varepsilon0}K_y. \quad (10.6)$$

Приращения ΔU_o или ΔI_o выводят систему из состояния покоя, в результате появляются приращения ΔU_{oc} , ΔU_c .

$$U_{c,уст} + \Delta U_c = U_{оп} - [U_{оп} - (U_{oc0} + \Delta U_{oc})]K_y = U_{оп} - (U_{\varepsilon0} + \Delta U_{\varepsilon})K_y.$$

С учетом (10.5) и по аналогии с предыдущим вариантом схемы сравнения и усиления получим

$$\Delta U_c = \Delta U_{oc}K_y \quad \text{и} \quad \Delta U_{\varepsilon} = -\Delta U_{oc}.$$

На рис. 10.4 дан пример построения амплитудных характеристик $U_c = f(U_{oc})$ по формуле (10.4). Исходные данные для построения графиков характеристик: $U_{он} = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0$ В; $K_y = 5; 16$.

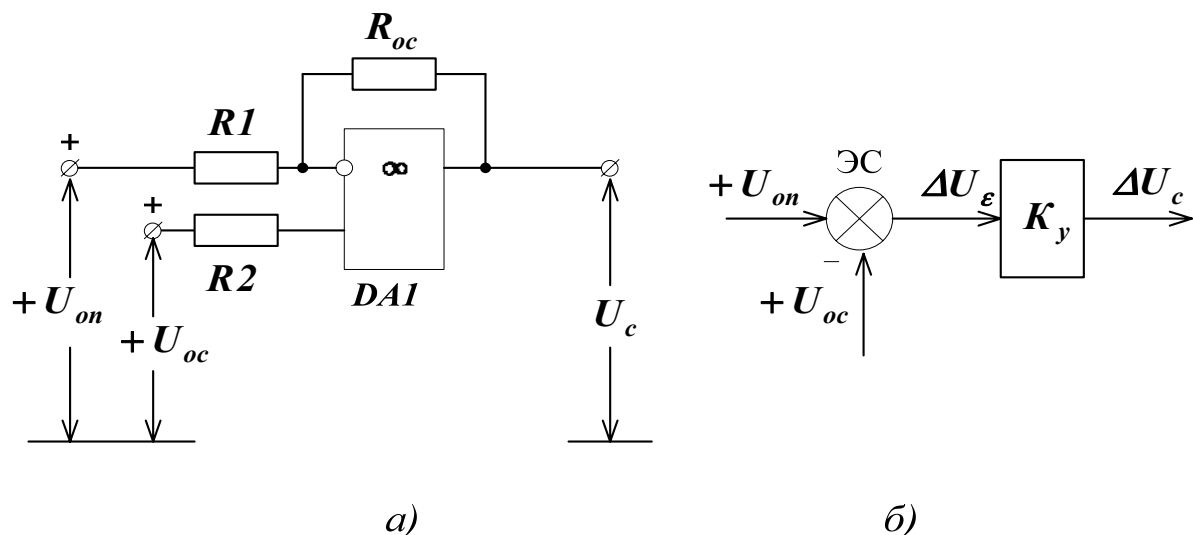


Рис. 10.3

Как и в первом случае, амплитудные характеристики построены совместно с модуляционными характеристиками ШИМ-контроллера. Проектировав точки А и Б, ограничивающие активный участок модуляционной характеристики, на амплитудные характеристики, можно найти диапазон значений статических ошибок ($\Delta U_{oc1}, \Delta U_{oc2}$) системы стабилизации при выбранном значении K_y .

Чем больше коэффициент усиления, тем больше крутизна амплитудной характеристики и меньше ΔU_{oc} в установившемся режиме. При $K_y \rightarrow \infty$ характеристика проводится вертикально, что указывает на отсутствие ошибки, $\Delta U_{oc} \rightarrow 0$. В статической системе стабилизации условие $\Delta U_{oc} = [U_\varepsilon] = 0$ принципиально недостижимо.

Если необходимо построить стабилизатор с очень высокой точностью стабилизации уровня напряжения или тока, то в схему вводят астатическое звено. Главная особенность астатических звеньев – отсутствие статической характеристики. Простейшим примером таких звеньев могут быть интеграторы и пропорционально-интегральные усилители (ПИУ), которые легко реализуются на операционных усилителях. Прежде чем переходить к практическим схемам астатических звеньев, которые при-

меняются в электронных стабилизаторах, целесообразно остановиться на свойствах интегратора и ПИУ.

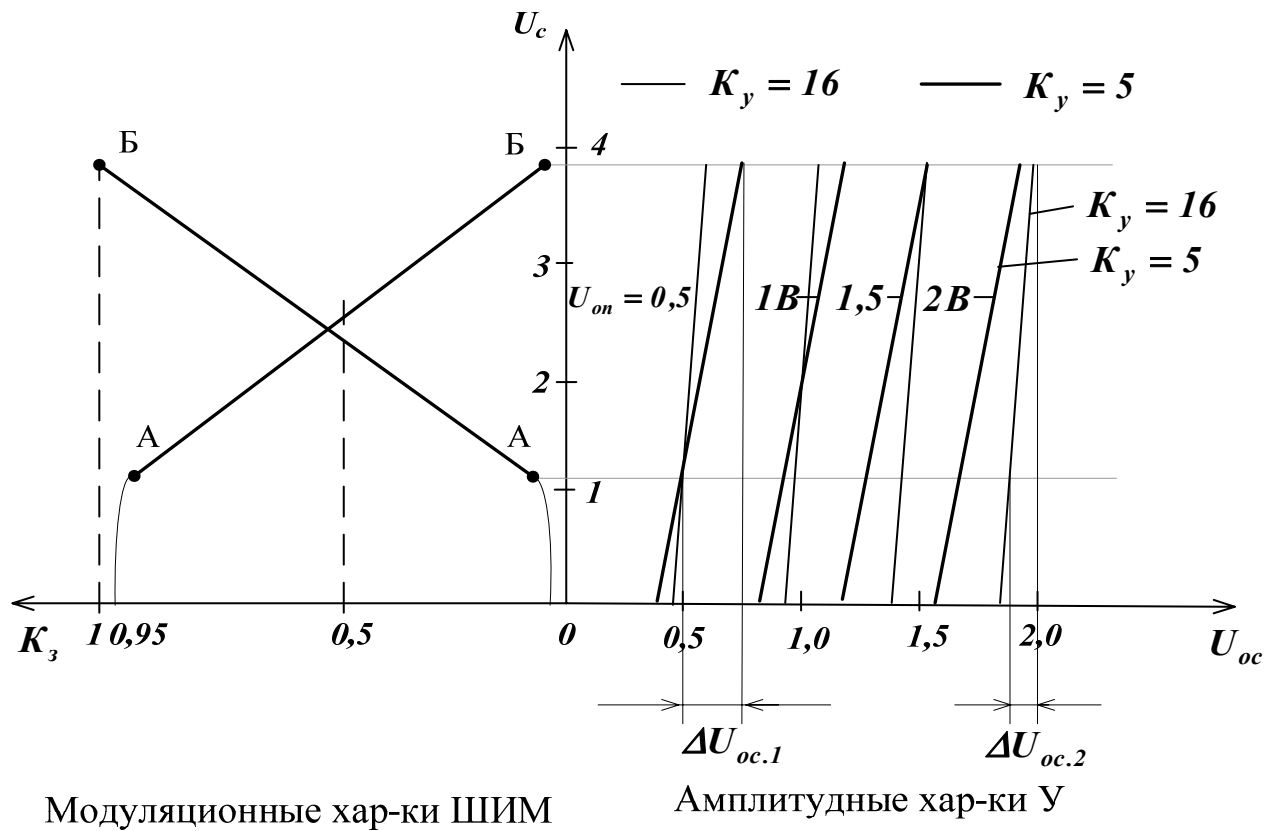


Рис. 10.4

10.3. Инвертирующий интегратор (рис. 10.5, а)

Коэффициент передачи интегратора в операторной форме имеет вид $K(s) = -Z_2(s)/Z_1(s)$,

где $Z_2 = \frac{1}{sC}$, $Z_1 = R_1$, или

$$K(s) = \frac{U_c(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = -\frac{1}{sCR_1} = -\frac{1}{Ts},$$

где T – постоянная времени интегратора; $U_{\text{вых}} = U_c$. Далее находим изображение и оригинал выходного сигнала

$$U_c(s) = -\frac{1}{Ts} U_{\text{вх}}(s); \quad U_c(t) = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt.$$

Предположим, что на вход интегратора подан сигнал в виде единичной функции $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}0} \cdot 1(t)$ (рис. 10.5, б), тогда выходной сигнал описывается уравнением

$$U_c(t) = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вх}0} dt = -\frac{U_{\text{вх}0}}{T} t, \quad (10.7)$$

т.е. $U_{\text{вых}}$ с течением времени неограниченно растет.

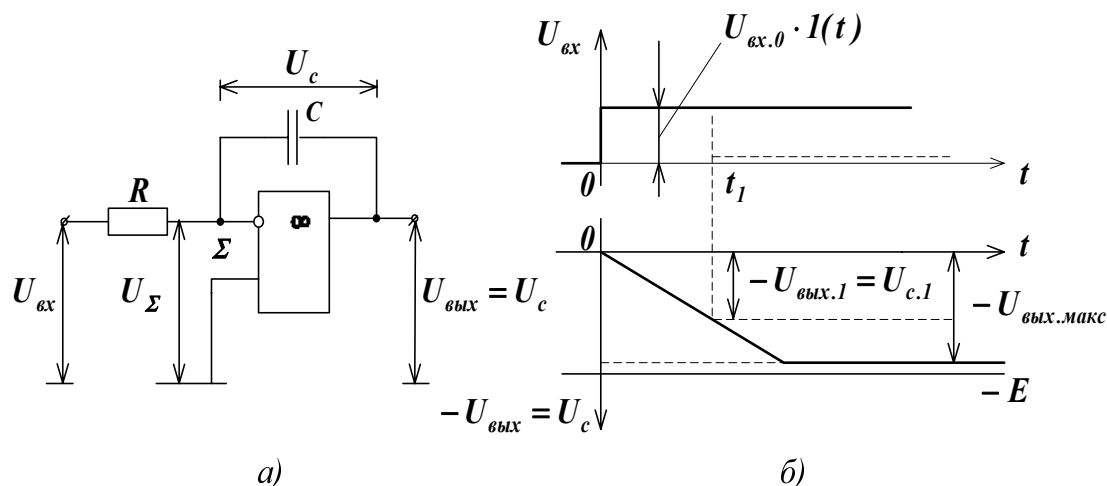


Рис. 10.5

Реально ограничение $U_{\text{вых}}$ существует, но оно функционально не связано с уровнем $U_{\text{вх}}$ и определяется лишь параметрами операционного усилителя и напряжением источника питания схемы.

На что следует обратить внимание? Интегратор содержит накопитель энергии сигнала – конденсатор C . Если учесть, что напряжение в узле схемы $U_{\Sigma} \rightarrow 0$, то $U_{\text{вых}} = -U_c$. Пока на входе интегратора действует сколь угодно малый сигнал, идет процесс интегрирования, обусловленный зарядом (или разрядом) конденсатора, поэтому выходной сигнал не принимает установившегося значения.

После каждого условно принятого за «точку отсчета» момента времени, например $t = t_1$, выходное напряжение можно считать равным

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{T} \int_{t_1=0}^t U_{\text{вх}0} dt + (-U_{\text{вых}1}) = -\frac{U_{\text{вх}0}}{T} t - U_{\text{вых}1}, \quad (10.8)$$

где $U_{\text{ВЫХ}1}$ – напряжение $U_{\text{С}1}$, накопленное на обкладках конденсатора к моменту времени t_1 .

Как следует из (10.7), значение $U_{\text{ВХ}0}$ определяет скорость изменения $U_{\text{ВЫХ}}$. Если в момент времени $t = t_1$ входной сигнал скачком спадет до нуля, то и скорость изменения $(U_{\text{ВХ}0}/T)=0$, а выходное напряжение зафиксировано на уровне $-U_{\text{ВЫХ}1}$. Это важное свойство характерно и для других схем астатических звеньев. Таким образом, у астатических звеньев при $U_{\text{ВХ}}=0$ выходной сигнал может отличаться от нуля.

10.4. Пропорционально-интегральный усилитель (рис. 10.6, а)

Коэффициент передачи пропорционально-интегрального усилителя в операторной форме имеет вид

$$K(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC_2}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} - \frac{1}{sC_2R_1} = -K - \frac{1}{Ts},$$

где K – коэффициент усиления; T – постоянная времени интегрирования.

Находим изображение и оригинал выходного сигнала

$$U_{\text{ВЫХ}}(s) = -\left(K + \frac{1}{Ts}\right)U_{\text{ВХ}}(s); \quad U_{\text{ВЫХ}}(t) = -KU_{\text{ВХ}}(t) - \frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

Напомним, что на вход интегратора подан сигнал в виде единичной функции $U_{\text{ВХ}}(t) = U_{\text{ВХ}0} \cdot 1(t)$, тогда выходной сигнал определяется выражением

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -KU_{\text{ВХ}0} - \frac{U_{\text{ВХ}0}}{T}t = U_{\text{с}}(t),$$

где $-KU_{\text{ВХ}0}$ – пропорциональная составляющая выходного сигнала; $-U_{\text{ВХ}0}t/T$ – интегральная составляющая выходного сигнала. В интервале времени $0 \dots t_1$ (рис. 10.6, б) скорость нарастания интегральной составляющей $U_{\text{ВЫХ}}$ равна V_0 . В интервале времени $t_1 \dots t_2$ выходной сигнал претерпевает скачкообразное уменьшение пропорциональной составляющей (с момента времени t_1 $U_{\text{ВХ}}=U_{\text{ВХ}1}$) и снижение скорости нарастания до значения V_1 . В момент времени t_2 входной сигнал спадает до нуля, а $U_{\text{ВЫХ}}$ скачком уменьшается до уровня $U_{\text{ВЫХ}2}$ и далее остается постоянным.

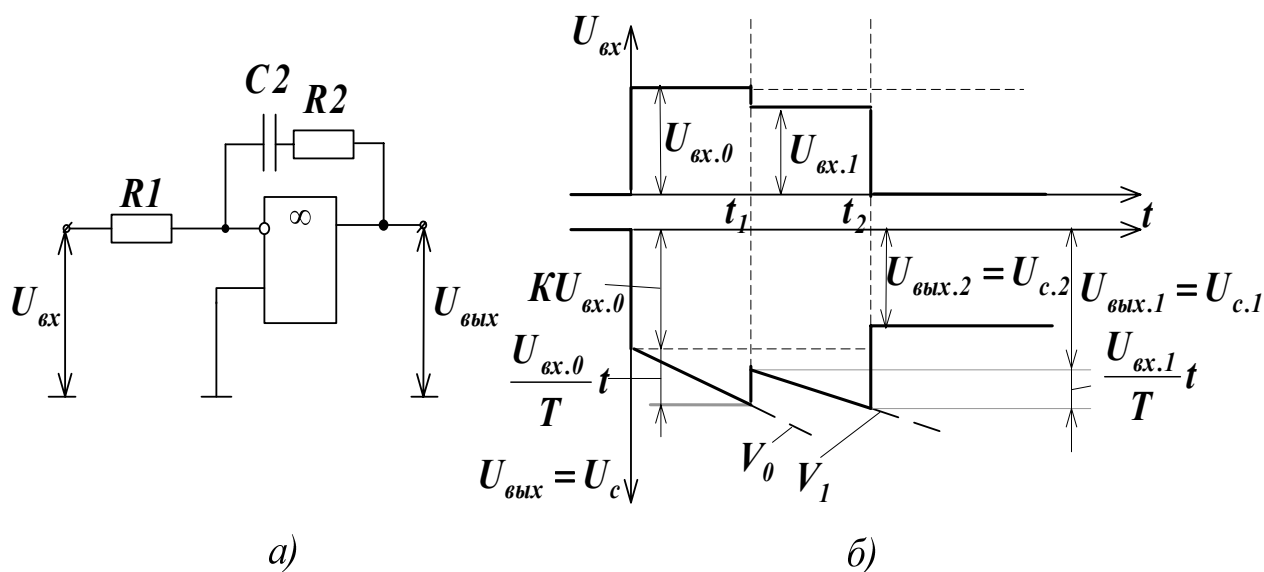


Рис. 10.6

Отличительная особенность ПИУ – более высокое быстродействие, чем у простого интегратора, благодаря наличию в выходном сигнале пропорциональной составляющей.

10.5. Суммирующий интегратор. Сравнение сигналов на одном входе

Принципиальная, эквивалентная схемы и графики, поясняющие работу интегратора, представлены на рис. 10.7. Предполагается, что интегратор является элементом системы стабилизации напряжения. Схема совмещает в себе функции астатического звена и элемента сравнения. Для реализации сравнения $U_{оп}$ и $U_{ос}$ должны иметь разные знаки.

С целью упрощения выкладок предположим, что $R1 = R2$, тогда напряжение выходного сигнала определяется формулой

$$U_{вых} = U_c = -\frac{1}{T} \int_0^t (U_{оп} - U_{ос}) dt + U_{c.0},$$

где $T = R_1 C$ – постоянная времени интегрирования; $U_{c.0}$ – напряжение интегратора, соответствующее некоторым начальным условиям работы.

В режиме покоя напряжение обратной связи $U_{ос0} = U_{оп}$, тогда

$$U_c = -\frac{1}{T} \int_0^t (U_{он} - U_{ос.0}) dt + U_{c.0} = U_{c.0} = U_{c.уст}$$

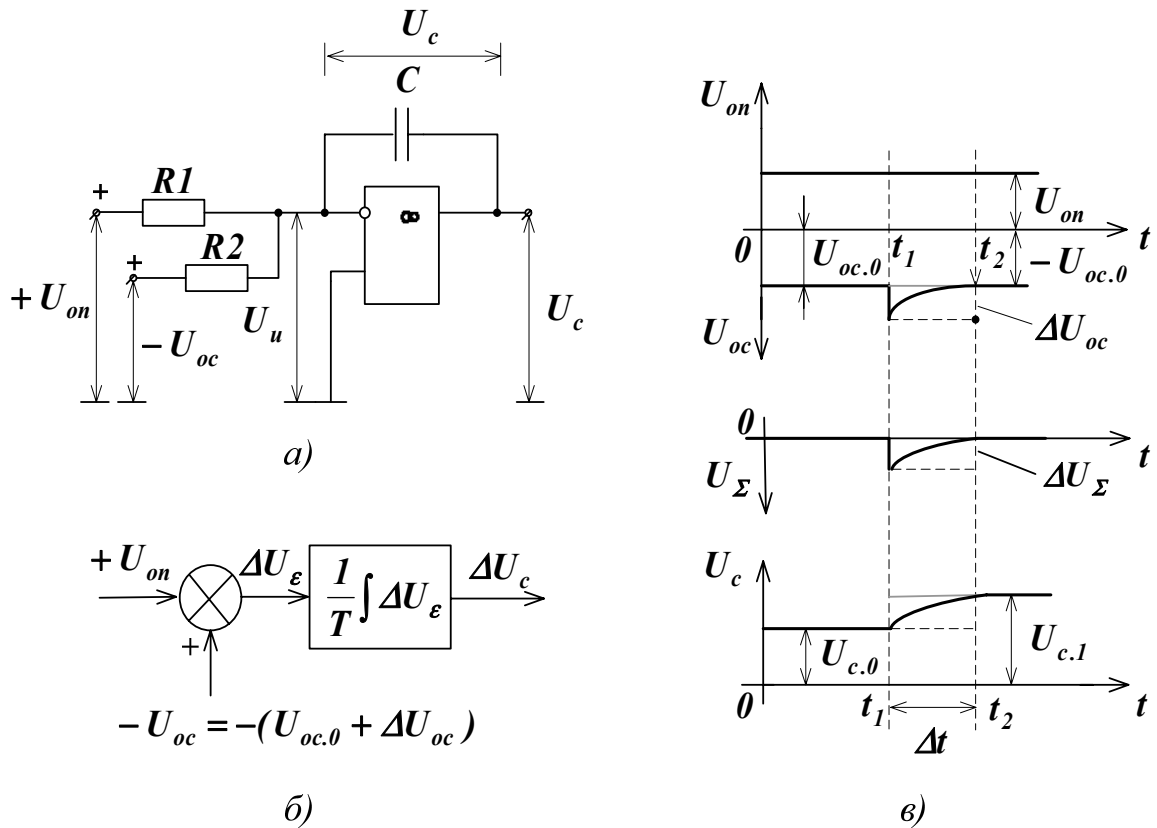


Рис. 10.7

Уровень $U_{c.уст}$ определяет величину коэффициента заполнения K_{30} и напряжение на нагрузке в состоянии покоя $U_{0.0}$. Если же под действием дестабилизирующих факторов (ΔU_0 или ΔI_0) появляется отклонение напряжения нагрузки и вследствие этого приращение $\Delta U_{oc} = -\Delta U_{\epsilon}$, то согласно выражению

$$U_c = -\frac{1}{T} \int_0^t [U_{оп} - (U_{oc0} + \Delta U_{oc})] dt + U_{c0} = \frac{1}{T} \int_0^t \Delta U_{oc} dt + U_{c0}$$

начинается процесс интегрирования. Напряжение на выходе интегратора U_c растет или уменьшается в зависимости от знака приращения ΔU_{oc} . В результате изменяются коэффициент заполнения, напряжения нагрузки U_0 и обратной связи U_{oc} . Процесс интегрирования прекратится, когда ΔU_{oc} станет равным нулю, $U_{oc} = U_{оп}$ и будет восстановлено прежнее значение напряжения на нагрузке $U_0 = U_{0.0}$. Новому состоянию покоя соответствует другое значение сигнала на выходе интегратора $U_c = U_{c1}$ и, очевидно, коэффициента заполнения K_{31} .

10.6. Суммирующий пропорционально-интегральный усилитель.

Сравнение сигналов на одном входе

Принципиальная и эквивалентная схемы усилителя, а также графики, поясняющие его работу, представлены на рис. 10.8. Предполагается, что суммирующий ПИУ является элементом системы стабилизации напряжения. В качестве исходных данных для вывода соотношений принимаем: а) $R_1 = R_2$; б) $U_{оп}$ и $U_{ос}$ имеют разные знаки.

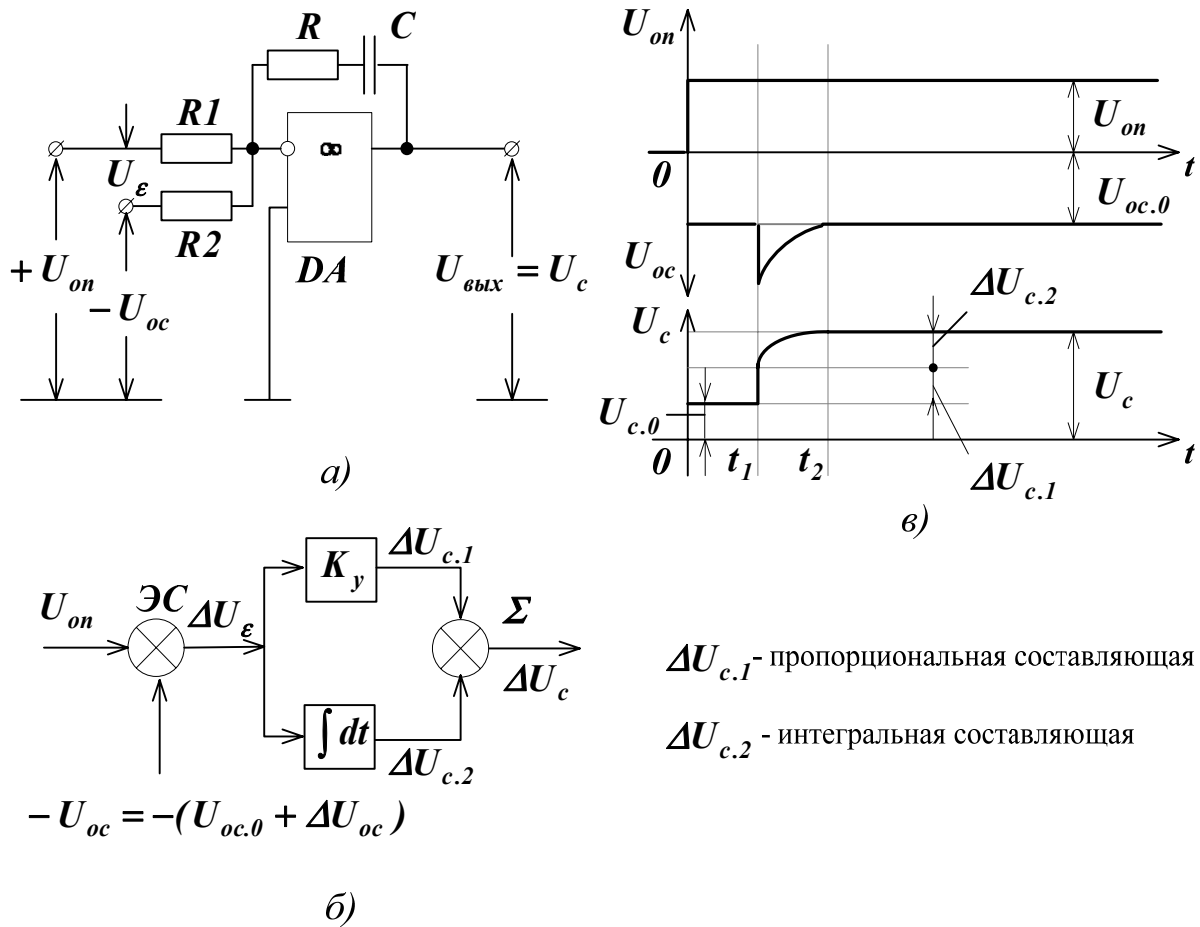


Рис. 10.8

Напряжение выходного сигнала определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = U_c = -K_y(U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}}) - \frac{1}{T} \int_0^t (U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}}) dt + U_{c0}, \quad (10.9)$$

где $T = R_1 C$ – постоянная времени интегрирования; $K_y = R/R_1$ – коэффициент усиления.

В выражении (10.9) первое слагаемое $-K_y(U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}})$ – пропорциональная составляющая выходного сигнала; второе слагаемое – интегральная составляющая; третье слагаемое – напряжение на выходе ПИУ, соответствующее некоторым начальным условиям работы.

В режиме покоя напряжение обратной связи $U_{\text{ос}0} = U_{\text{оп}}$, поэтому

$$U_{\text{с.уст}} = -K_y(U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}0}) - \frac{1}{T} \int_0^t (U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}0}) dt + U_{\text{с}0} = U_{\text{с}0}. \quad (10.10)$$

Как и в предыдущем примере, уровень $U_{\text{с.уст}}$ определяет величину коэффициента заполнения K_{30} и в конечном счете напряжение нагрузки $U_{0,0}$ режима покоя.

Под действием хотя бы одного из дестабилизирующих факторов появляется отклонение напряжения нагрузки ΔU_0 и вследствие этого $\Delta U_{\text{ос}} = -\Delta U_{\text{с}}$. Выражение (10.10) принимает вид

$$U_{\text{с}} = -K_y[U_{\text{оп}} - (U_{\text{ос}0} + \Delta U_{\text{ос}})] - \frac{1}{T} \int_0^t [U_{\text{оп}} - (U_{\text{ос}0} + \Delta U_{\text{ос}})] dt + U_{\text{с}0}$$

или с учетом $U_{\text{оп}} - U_{\text{ос}0} = 0$

$$U_{\text{с}} = K_y \Delta U_{\text{ос}} + \frac{1}{T} \int_0^t \Delta U_{\text{ос}} dt + U_{\text{с}0}. \quad (10.11)$$

Перенос $U_{\text{с}0}$ в левую часть (10.11), получим уравнение в приращенных, для которого справедлива эквивалентная схема суммирующего ПИУ (см. рис. 10.8):

$$U_{\text{с}} - U_{\text{с.уст}} = \Delta U_{\text{с}} = K_y \Delta U_{\text{ос}} + \frac{1}{T} \int_0^t \Delta U_{\text{ос}} dt.$$

Отличительная особенность суммирующего ПИУ по сравнению с суммирующим интегратором – наличие помимо интегральной пропорциональной составляющей в выходном сигнале. Отсюда следует более высокое быстродействие системы стабилизации при переходе в новое установившееся состояние. На рис. 10.7, 10.8 длительности переходных процессов Δt_1 и Δt_2 отличаются, причем $\Delta t_2 < \Delta t_1$.

10.7. Дифференциальный пропорционально-интегральный усилитель. Сравнение сигналов на разных входах

На рис. 10.9 изображены принципиальная, эквивалентная схемы усилителя и графики, поясняющие его работу.

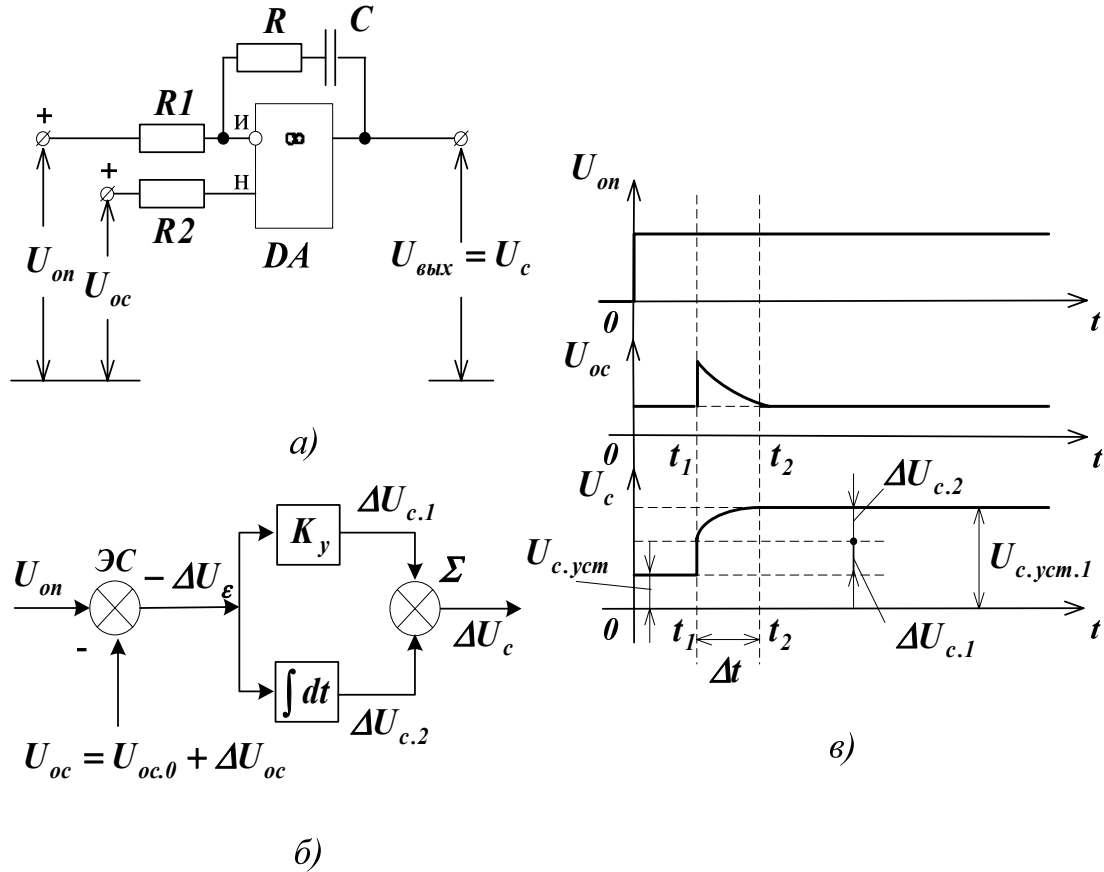


Рис. 10.9

Предполагается, что дифференциальный ПИУ является элементом системы стабилизации напряжения. В качестве исходных принимаем условия: а) $U_{оп}$ и $U_{ос}$ имеют одинаковые знаки; б) сопротивление резистора R_2 не принимать во внимание, так как входное сопротивление ОУ по неинвертирующему входу $R_{вх.оу} \rightarrow \infty$, и считать, что напряжение $U_{ос}$ действует непосредственно на входе «н».

Выходной сигнал в операторной форме определяется выражением

$$U_c(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} U_{оп}(s) + \left(1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right) U_{ос}(s),$$

где $Z_2 = R + 1/sC$; $Z_1 = R_1$.

Переходя к оригиналу (напряжениям U_c , U_{oc} в функции времени), получим

$$U_c = -\frac{R}{R_1}U_{оп} - \frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_{оп} dt - U'_{c0} + U_{oc} + \frac{R}{R_1}U_{oc} + \frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_{oc} dt + U''_{c0}. \quad (10.12)$$

Преобразуем (10.12) к более удобному виду, прибавив и отняв в правой части $U_{оп}$:

$$U_c = -K_y(U_{оп} - U_{oc}) - \frac{1}{T} \int_0^t (U_{оп} - U_{oc}) dt + U_{c0} + U_{оп}, \quad (10.13)$$

где $K_y = 1 + \frac{R}{R_1}$, $U_{c0} = U''_{c0} - U'_{c0}$, $U_{оп} - U_{oc} = U_\varepsilon$.

В выражении (10.13) первое слагаемое $-K_y(U_{оп} - U_{oc})$ – пропорциональная составляющая выходного сигнала; второе слагаемое – интегральная составляющая; третье слагаемое – напряжение на выходе ПИУ, соответствующее некоторым начальным условиям работы.

В режиме покоя напряжения обратной связи и опорное равны, т.е. $U_{оп} - U_{oc0} = U_{\varepsilon 0} = 0$,

$$U_{c,уст} = U_{c0} + U_{оп}.$$

Приращения ΔU_1 или ΔI_0 выводят систему из состояния покоя, появляются приращения ΔU_{oc} и ΔU_c . Сигнал рассогласования $U_\varepsilon = U_{\varepsilon 0} + \Delta U_\varepsilon = [U_{оп} - (U_{oc0} + \Delta U_{oc})]$ или $\Delta U_\varepsilon = -\Delta U_{oc}$. Таким образом, выражение (10.13) можно представить в приращениях,

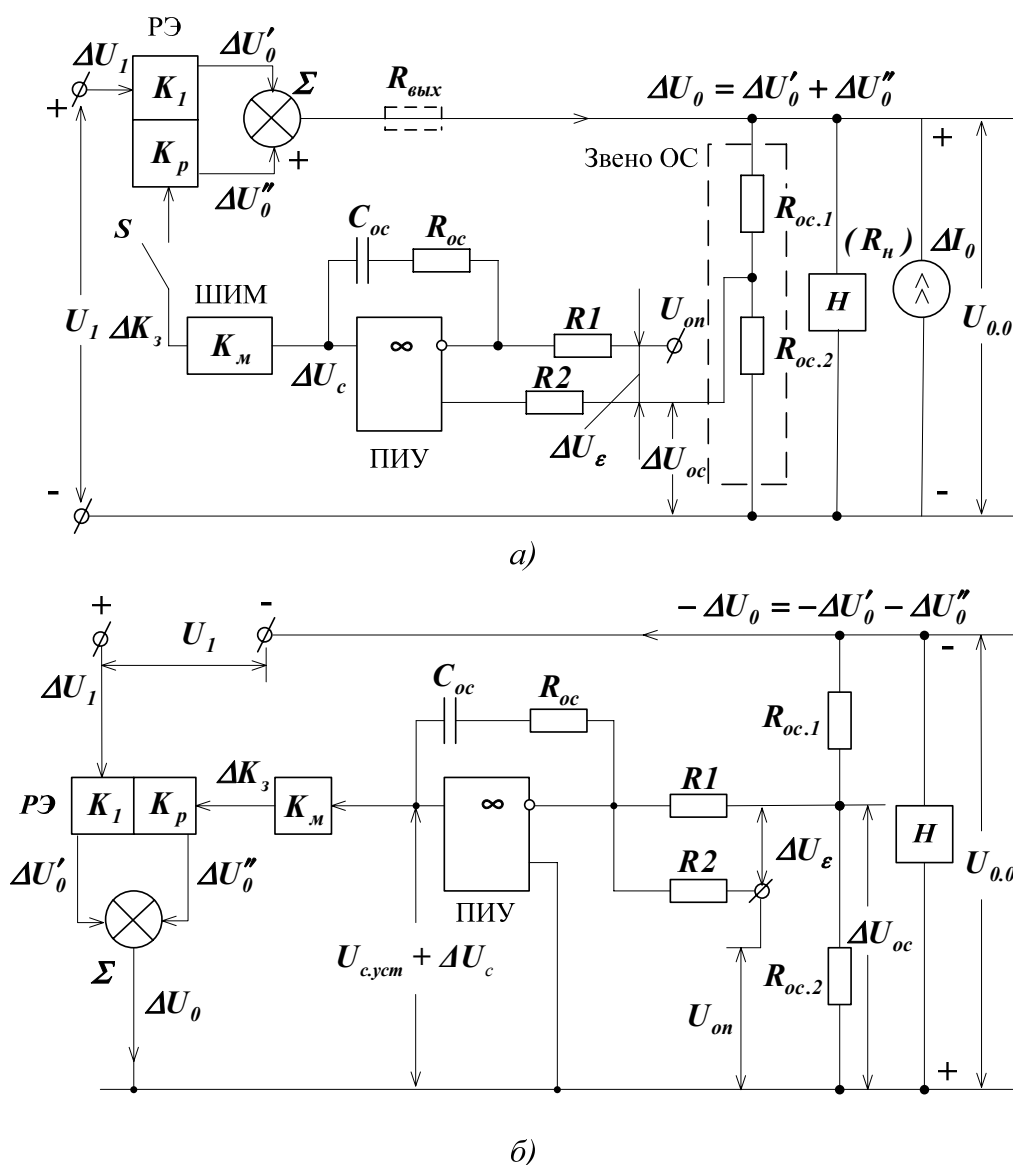
$$\cancel{U_{c,уст}} + \Delta U_c = K_y \Delta U_c + \frac{1}{T} \int_0^t \Delta U_c dt + \cancel{U_{c0}} + \cancel{U_{оп}}, \quad (10.14)$$

для него справедлива эквивалентная схема дифференциального ПИУ.

Напряжение на выходе ПИУ получает приращение: растет или уменьшается в зависимости от знака ΔU_{oc} . Изменяется коэффициент заполнения K_z , напряжения нагрузки U_0 и обратной связи U_{oc} . Интегрирование прекратится, когда $\Delta U_{oc} = |-\Delta U_\varepsilon|$ станет равным нулю, $U_{оп} = U_{oc}$ и будет восстановлено напряжение $U_0 = U_{0,0}$. Новому состоянию покоя соответствует другое значение сигнала на выходе ПИУ $U_{c,уст1}$.

11. Стабилизаторы с астатическим звеном (астатические системы стабилизации)

На рисунке приведены функциональные схемы стабилизаторов с астатическими звеньями: дифференциальным ПИУ (а) и суммирующим ПИУ (б). В отличие от других звеньев ПИУ в обоих случаях представлены принципиальными схемами. Анализ работы системы стабилизации проводится на примере дифференциального ПИУ.



Как и ранее (для статических стабилизаторов), причинами неустойчивости будем считать факторы ΔU_1 и ΔI_0 . Если канал обратной связи отключен (ключ S разомкнут), то отклонению ΔU_1 соответствует прираще-

ние напряжения нагрузки $\Delta U'_0 = K_1 \Delta U_1$. Рассмотрим, как формируется регулирующее воздействие $\Delta U''_0$ на нагрузку.

При замкнутом ключе S полное отклонение напряжения нагрузки $\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0$. Сигнал рассогласования $\Delta U_\varepsilon = -\Delta U_{oc} = -K_{oc} \Delta U_0$. Сигнал на выходе ПИУ в соответствии со схемой замещения (см. рис. 10.9)

$$\Delta U_c = \Delta U'_c + \Delta U''_c = -K_y K_{oc} \Delta U_0 - \frac{1}{T} \int_0^t K_{oc} \Delta U_0 dt.$$

Если частота, на которой работает транзисторный преобразователь (РЭ), достаточно высока, то изменения ΔU_0 за каждый период невелики и в первом приближении интегральную составляющую допустимо представлять в виде

$$-\frac{1}{T} \int_0^t K_{oc} \Delta U_0 dt \approx -\frac{K_{oc} \Delta U_0}{T} t,$$

тогда

$$\Delta U_c = -K_y K_{oc} \Delta U_0 - K_{oc} \Delta U_0 \frac{t}{T}.$$

Приращение на выходе модулятора

$$\Delta K_3 = -K_m K_{oc} \left(K_y + \frac{t}{T} \right) \Delta U_0.$$

Регулирующее воздействие на нагрузку

$$\Delta U''_0 = -K_p K_m K_{oc} \left(K_y + \frac{t}{T} \right) \Delta U_0.$$

Полное отклонение напряжения на нагрузке с учетом знака $\Delta U''_0$

$$\Delta U_0 = \Delta U'_0 + \Delta U''_0 = K_1 \Delta U_1 - K_p K_m K_{oc} \left(K_y + \frac{t}{T} \right) \Delta U_0.$$

Из последнего выражения находим ошибку системы стабилизации с астатическим звеном

$$\Delta U_0 = \frac{K_1}{1 + K_p K_m K_{oc} \left(K_y + t/T \right)} \Delta U_1. \quad (11.1)$$

По аналогии нетрудно найти

$$R_{\text{вых.ос}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K_p K_M K_{\text{ос}} (K_y + t/T)}. \quad (11.2)$$

Второе слагаемое знаменателя в формулах (11.1), (11.2) за счет интегральной составляющей регулирующего воздействия с течением времени неограниченно растет, а ошибка ΔU_0 и $R_{\text{вых.ос}}$ стремятся к нулю. Эквивалентные схемы дифференциального и суммирующего ПИУ одинаковы, поэтому полученные формулы справедливы и для системы стабилизации, изображенной на рисунке со с. 90.

Итак, в установившемся режиме $U_0 = U_{0.0}$, т.е. при любом токе нагрузки I_0 стабилизатор будет поддерживать $U_{0.0}$. На практике, если не принять мер по ограничению роста I_0 , может произойти разрушение транзисторов РЭ.

Системы стабилизации, которые по принципу действия работают без статической ошибки, называют астатическими.

Замечания. 1. Резисторы и конденсаторы цепей местной обратной связи в схемах ПИУ (рисунок со с. 90) обозначены так же, как они обозначены на лицевых панелях стендов: $R_{\text{ос}}$ и $C_{\text{ос}}$. 2. На рисунке со с. 90 положительные (или отрицательные) приращения ΔU_0 , $\Delta U'_0$, $\Delta U''_0$ на входах и выходе эквивалентного сумматора Σ приводят к отрицательным (и наоборот) напряжениям на верхнем выводе нагрузки, что соответствует действительности.

Контрольные вопросы

1. Приведите упрощенные принципиальные схемы непрерывного и импульсного стабилизаторов. Объясните назначение звеньев систем, принцип действия, разницу между непрерывным и импульсным стабилизаторами.

2. Приведите функциональную схему типовой системы стабилизации напряжения. Какие характеристики и параметры используются для оценки звеньев системы?

3. Расскажите о качественных показателях систем стабилизации напряжения. Как они определяются?

4. Приведите функциональную схему типовой системы стабилизации тока. Какие характеристики и параметры используются для оценки звеньев систем стабилизации тока?

5. Расскажите о качественных показателях систем стабилизации тока. Как они определяются? В чем отличие системы стабилизации напряжения и тока?

6. Расскажите о режимах пуска и покоя электронных импульсных стабилизаторов напряжения и тока. Поясните с помощью графиков принцип действия импульсного электронного стабилизатора напряжения (тока).

7. Изобразите схему суммирующего усилителя, устройства сравнения сигналов на одном входе. Приведите формулы амплитудной характеристики и графики для двух-трех значений опорного напряжения $U_{оп}$.

8. Изобразите схему дифференциального усилителя, устройства сравнения сигналов на двух входах. Приведите формулы амплитудной характеристики и графики для двух-трех значений опорного напряжения $U_{оп}$.

9. Изобразите схемы инвертирующих интегратора и пропорционально-интегрального усилителя. Каков принцип действия интегратора и ПИУ? Поясните с помощью графиков.

10. Изобразите схему суммирующего интегратора. Каков принцип действия суммирующего интегратора в качестве схемы сравнения сигналов на одном входе?

11. Изобразите схему суммирующего ПИУ. Поясните принцип действия ПИУ в качестве схемы сравнения сигналов на одном входе.

12. Изобразите схему дифференциального ПИУ. Поясните графиками и формулами принцип действия его в качестве схемы сравнения сигналов на разных входах.

13. Изобразите функциональную схему типового электронного импульсного стабилизатора с астатическим звеном. Расскажите о принципе действия и качественных показателях астатической электронной системы.

12. Методика расчета статических параметров стабилизаторов напряжения и тока

На рис. 12.1 представлена функциональная схема электронной статической системы стабилизации напряжения и тока. В отличие от рассмотренных ранее схема дополнена амплитудным детектором

Работа селектора заключается в следующем. Если напряжение $U_{ocU} > U_{ocI}$, то на выходе селектора появляется U_{ocU} . Это же напряжение действует на инвертирующих входах обоих ОУ. Так как по условию $U_{ocU} > U_{ocI}$, то напряжение на выходе $DA4$ во много раз меньше U_{ocU} и диод $V4$ будет смещен обратно, т.е. закрыт. В то же время ОУ $DA3$ охвачен глубокой (единичной) отрицательной обратной связью и, следовательно, работает как повторитель напряжения U_{ocU} . Если же U_{ocI} , больше U_{ocU} , то $DA4$ будет работать в режиме повторения U_{ocI} , действие U_{ocU} блокируется. Таким образом, в зависимости от соотношения U_{ocU} и U_{ocI} система переходит в режим стабилизации напряжения или тока. Для определенности рассмотрим сначала режим стабилизации напряжения.

12.1. Режим стабилизации напряжения

В ходе тестирования контроллера и исследования транзисторного преобразователя получены: модуляционная характеристика ШИМ $K_3 = f(U_c)$; регулировочная характеристика ТП $U_0 = f(K_3)$. Расчетным путем могут быть также получены характеристики звена обратной связи и амплитудные характеристики усилителя, построенного на одном из ОУ ШИМ-контроллера, например на DA1 (рис. 1.1, а).

Характеристика звена обратной связи по напряжению описывается уравнением

$$U_{oc} = K_{oc} U_0,$$

где $K_{oc} = R_{oc2} / (R_{oc1} + R_{oc2})$.

Если напряжения $U_{оп}$ и U_{oc} имеют разные знаки, то для сравнения и усиления разности собирают схему суммирующего усилителя, амплитудная характеристика которого рассчитывается по уравнению (10.1):

$$U_c = -\frac{R_{oc}}{R_1} (U_{оп} - U_{oc}).$$

Если $U_{оп}$ и U_{oc} имеют одинаковые знаки, то в качестве элемента сравнения собирают схему дифференциального усилителя, статическая характеристика рассчитывается по уравнению (10.4).

$$U_c = U_{оп} - (U_{оп} - U_{oc}) \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right).$$

Далее предлагается провести расчет качественных показателей системы стабилизации, используя для этого и формулы, и графические построения.

На рис. 12.2 изображены статические характеристики звеньев, построенные в четырех квадрантах единой координатной системы.

Первый квадрант (четверть) отведен под два семейства амплитудных характеристик $U_c = f(U_{oc})|_{U_{оп}=\text{const}}$, рассчитанных по формуле (10.4). Для расчетов приняты следующие значения опорного напряжения и коэффициента усиления: $U_{оп} = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0$ В; $K_y = 4; 10$, где $K_y = 1 + R_{oc} / R_1$.

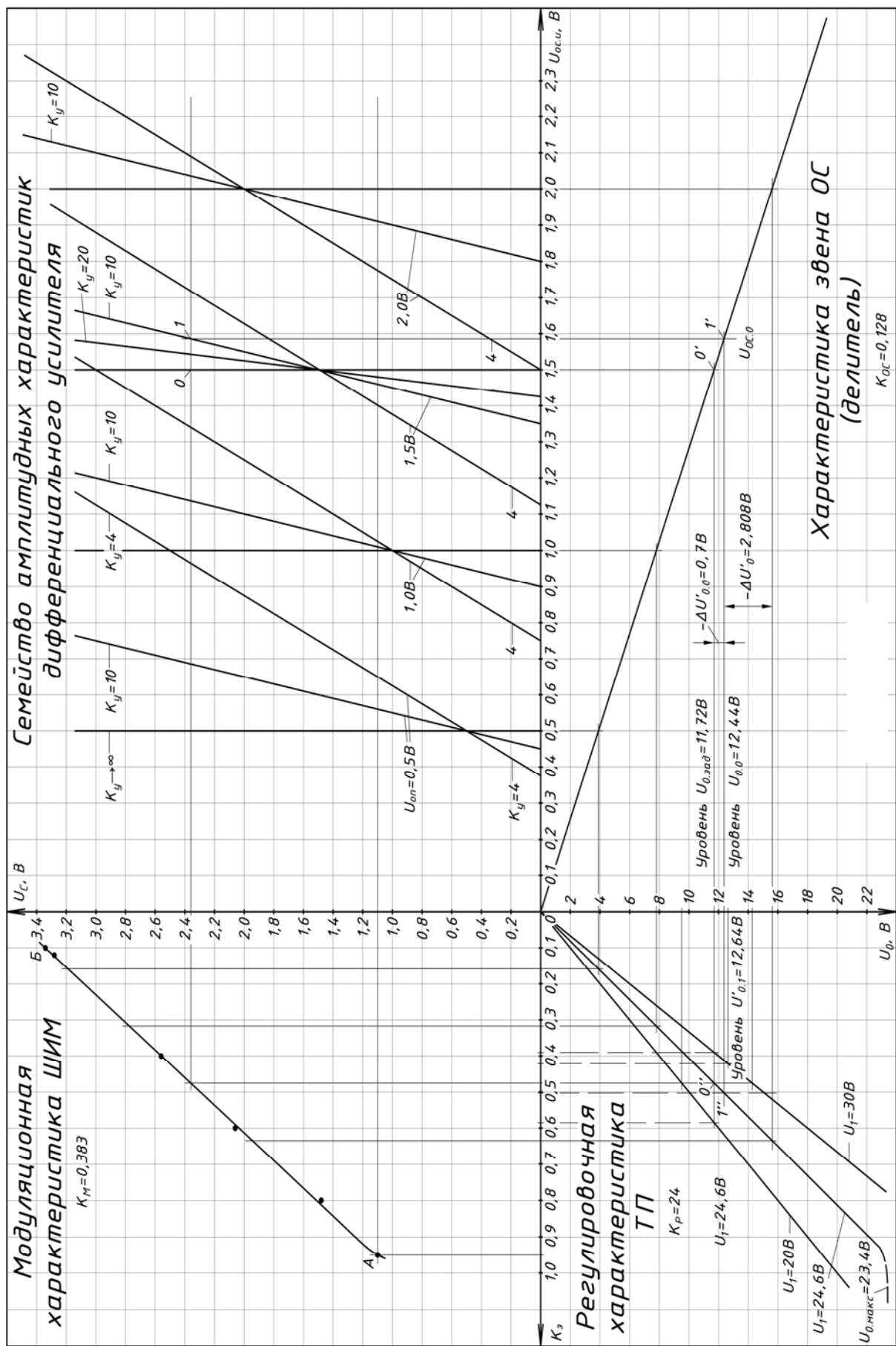


Рис. 12.2

Второй и третий квадранты отведены под модуляционную характеристику ШИМ $K_3 = f(U_c)$ и регулировочную характеристику транзисторного преобразователя $U_0 = f(K_3)$. Чтобы не усложнять выкладки, воспользуемся регулировочной характеристикой, снятой при питании ТП от аккумуляторной батареи или стабилизированного источника с внутренним сопротивлением $r_{вн} \approx 0$.

В этом случае она близка к идеальной, т.е. линейной, рассчитанной по формуле $U_0 = K_3 U_1$. Напряжение питания принято равным 24,6 В (аккумуляторные батареи), коэффициент передачи ТП $K_p \approx 24$.

Модуляционная характеристика ШИМ имеет протяженный пассивный участок, на котором коэффициент заполнения K_3 практически не зависит от U_c и остается равным примерно 0,95. Активный участок характеристики – наклонный (АБ). Коэффициент передачи ШИМ на этом участке $K_m \approx 0,383$.

Характеристика обратной связи построена в четвертом квадранте, $K_{ос} = 0,128$.

Обратимся к семействам АХ (первый квадрант). Из построений следует, что чем выше значение коэффициента усиления, тем больше крутизна АХ. Вертикали, проведенные через деления 0,5; 1,0; 1,5; 2,0 В оси напряжений $U_{ос}$, соответствуют выбранным величинам $U_{оп}$. В то же время их можно рассматривать как амплитудные характеристики дифференциального усилителя с предельным значением коэффициента усиления $K_y \rightarrow \infty$.

Известно, что $U_{оп}$, поделенное на $K_{ос}$, равно напряжению нагрузки, которое стабилизатор должен поддерживать в идеале на уровне $U_{0зад}$. Чтобы определить $U_{0зад}$ графическим путем, достаточно продолжить линию $U_{оп}$ до пересечения с характеристикой ОС и перенести точку пересечения 0' на

ось напряжений U_0 . Например, при $U_{оп} = 1,5$ В $U_{0зад} = 11,72$ В = $\frac{U_{оп}}{K_{ос}}$. Про-

должив перенос на регулировочную характеристику ТП, точка 0'', а затем на модуляционную характеристику ШИМ, можно найти значения коэффициента заполнения K_3 и напряжения на выходе усилителя U_c :

$$K_3 = 0,48; \quad U_c = 2,36.$$

На практике построить статический стабилизатор, который абсолютно точно поддерживает заданный уровень напряжения нагрузки, невозможно. Но в астатической системе даже при небольшом K_y (точнее K) благодаря процессу интегрирования сигнала ошибки установившееся $U_{0\text{зад}}$ точно соответствует $U_{\text{оп}}$, что формально равносильно наличию в системе усилителя с $K_y \rightarrow \infty$.

Предположим, что $K_y = 10$, тогда при $U_{\text{оп}} = 1,5$ В в установившемся режиме напряжение обратной связи $U_{\text{ос.0}}$ равно 1,59 В. Чтобы найти $U_{\text{ос.0}}$, следует точку 1 (точка пересечения горизонтали уровня $U_c = 2,36$ В с амплитудной характеристикой, построенной при $K_y = 10$) перенести на ось напряжений $U_{\text{ос}}$ и характеристику обратной связи, точка 1'. Разность $U_{\text{оп}} - U_{\text{ос.0}} = |0,09|$ В – это напряжение рассогласования $U_{\varepsilon 0}$, которое в масштабе отражает статическую ошибку стабилизатора $\Delta U_{0,0} = U_{0,0} - U_{0\text{зад}}$. Перенеся точку 1' в третий квадрант на регулировочную характеристику (точка 1''), получим числовые значения реального напряжения на нагрузке $U_{0,0} = 12,42$ В и коэффициента заполнения $K_3 = 0,52$. Статическая ошибка стабилизатора $\Delta U_{0,0} = 12,44 - 11,72 \approx 0,7$ В. Тот же результат будет получен, если поделить $U_{\varepsilon 0}$ на $K_{\text{ос}}$:

$$\Delta U_{0,0} = \frac{0,09}{0,128} = 0,7 \text{ В.}$$

Предположим, что напряжение источника питания возросло до 30 В (нестабильность $\Delta U_1 = 30 - 24,6 = 5,4$ В). Приращение напряжения на нагрузке $\Delta U_0'$, которое появилось бы при отсутствии регулирующего воздействия со стороны канала обратной связи, определяется из соотношения $\Delta U_0' = K_1 \Delta U_1$, где $K_1 = K_3$ к моменту появления приращения ΔU_1 ; $\Delta U_0' = 0,52 \cdot 5,4 = 2,808$ В.

С учетом регулирующего воздействия после переходного процесса в системе согласно выражению (7.3)

$$\Delta U_{0,1} = \frac{K_1}{1 + K_{\text{ос}} K_y K_m K_p} \Delta U_1 = \frac{2,808}{1 + 0,128 \cdot 10 \cdot 0,383 \cdot 24} = 0,22 \text{ В.}$$

Отсюда следует, что в новом установившемся состоянии напряжение на нагрузке возрастет:

$$U_{0,1} = U_{\text{ос}} + \Delta U_{0,1} = 12,42 + 0,22 = 12,64 \text{ В,}$$

полное отклонение от $U_{0\text{зад}}$ (статическая ошибка)

$$\Delta U_0 = \Delta U_{0,0} + \Delta U_{0,1} = 0,7 + 0,22 = 0,92 \text{ В.}$$

Изменится и значение коэффициента заполнения. Напряжению $U_{0,1} = 12,64 \text{ В}$ будет соответствовать $K_3 = 0,42$. В третьей четверти помимо основной построены регулировочные характеристики при $U_1 = 20; 30 \text{ В}$. Значение $K_3 = 0,42$ определяется точкой пересечения 2 горизонтали уровня $U_{0,1} = 12,64 \text{ В}$ и характеристики, снятой при $U_1 = 30 \text{ В}$.

12.2. Пример расчета параметров установившегося режима работы системы стабилизации напряжения

Исходные условия, рекомендации. Модуляционная характеристика с протяженным пассивным участком – свойство ШИМ-контроллера. Она, как и предельное значение выходного напряжения усилителя, построенного на ОУ DA1 (или DA2), должна быть известна после тестирования контроллера. Параметры и характеристики остальных звеньев определяются и подбираются в процессе проектирования системы стабилизации.

Для того чтобы диапазон стабилизируемых нагрузок был достаточно широким, желательно размещать рабочие точки, соответствующие исходному, номинальному, режиму работы системы, на середине характеристик звеньев. В частности, коэффициент заполнения должен быть равен примерно 0,5; выходное напряжение усилителя $U_c = 2,2 \dots 2,3 \text{ В}$.

Напряжения обратной связи и опорное должны быть соизмеримы. Контроллеры TL и SG имеют внутреннюю схему прецизионного источника опорного напряжения (ИОН), $U_{\text{ИОН}} = 5 \text{ В}$. Этот источник рекомендуется использовать для формирования опорного напряжения системы стабилизации.

Исходные данные. 1. Напряжение источника питания $U_1 = (30 \pm 5) \text{ В}$; фактор нестабильности $\Delta U_1 = \pm 5 \text{ В}$; внутреннее сопротивление источника питания $r_{\text{вн}} \approx 0$. 2. Усилитель дифференциальный. 3. Стабилизированное напряжение нагрузки $U_0 = (15 \pm 0,2) \text{ В}$. Статическая ошибка $\Delta U_0 \leq \pm 0,2 \text{ В}$. Коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}} \geq 40$.

Описание звеньев, расчет и выбор элементов схем звеньев. Широтно-импульсный модулятор. Характеристика известна. Коэффициент передачи на активном участке $K_m = 0,383$; при $U_c = 2,2 \text{ В}$ $K_3 = 0,5$.

Транзисторный преобразователь. Характеристика ТП известна из эксперимента и может быть также рассчитана теоретически по формуле $U_0 = K_3 U_1$, так как $r_{вн}$ принято равным нулю; $K_{3, \max} = 0,95$, $U_{0 \max} = 0,95 \cdot 30 = 28,5$ В. Коэффициент передачи $K_p = 30$.

Дифференциальный усилитель. Формула амплитудной характеристики имеет вид

$$U_c = U_{оп} - (U_{оп} - U_{ос}) K_y; \quad K_y = 1 + R_{ос} / R_1; \quad U_{оп} = 1,5 \text{ В}; \quad K_y = 20 \dots 30.$$

Если $R_1 = 4,7$ кОм, тогда при $K_y = 20$ рассчитаем $R_{ос}$: $20 = 1 + R_{ос} / 4,7$; $R_{ос} = 89,3$ кОм.

Округляем сопротивление резистора $R_{ос}$ до стандартного 91 кОм; $K_y = 1 + 91 / 4,7 = 20,36 \approx 20$.

Если $K_y = 30$, то $R_{ос} = 136$ кОм.

Звено обратной связи – резисторный делитель $R_{ос1}, R_{ос2}$. Коэффициент деления (передачи) подбирается из следующего условия: при $U_0 = 15$ В напряжение обратной связи $U_{ос} = 1,5$ В. Таким образом, $K = U_{ос} / U_0 = 0,1$.

Для расчета сопротивлений резисторов $R_{ос1}, R_{ос2}$ зададим ток делителя, например $I = 1$ мА при $U_0 = 15$ В. Полное сопротивление делителя $R_{ос1} + R_{ос2} = 15$ кОм. Сопротивление резистора $R_{ос1}$ можно принять равным 15 кОм, тогда реальное значение коэффициента обратной связи

$$K_{ос} = R_{ос2} / (R_{ос1} + R_{ос2}) = 1,5 / (15 + 1,5) = 0,091 \approx 0,1.$$

Задатчик опорного напряжения – резисторный делитель $R_{д1}, R_{д2}$. Делитель подключается к выводам прецизионного ИОН ШИМ-контроллера. Задатчик регулируемый, т.е. $R_{д2}$ – потенциометр. Опорное напряжение $U_{оп}$ снимается с движка потенциометра относительно общей шины.

Расчет сопротивлений проводится из условия, что $U_{оп, \max}$ должно быть в 1,5...2,0 раза больше $U_{оп} = 1,5$ В. Предположим, что ток делителя $I = 1$ мА, $U_{ИОН} = 5$ В, тогда полное сопротивление резисторов делителя $R_{д1} + R_{д2} = 5$ кОм. Сопротивление резистора (потенциометра) $R_{д2}$ принимается равным 2,7 кОм; $R_{д1} = 2,3 \dots 2,7$ кОм.

Если бы статическая ошибка была равна нулю, то напряжение на нагрузке $U_0 = U_{ос} / K_{ос} = 15$ В. Коэффициент передачи ТП (РЭ) со стороны канала ОС $K = 30$, отсюда следует, что коэффициент заполнения при $U_0 = 15$ В $K_3 = U_0 / U_1 = 0,5$. Воспользовавшись экспериментально снятой характеристикой ШИМ, получим, что при $K_3 = 0,5$ $U_c = 2,3$ В.

В реальной статической системе стабилизации $U_{ос}$ отличается от $U_{оп}$. Предположив в формуле амплитудной характеристики $U_c = 2,3$ В; $U_{оп} = 1,5$ В; $K_y = 20$, найдем $U_{ос}$:

$$2,3 = 1,5 - (1,5 - U_{ос}) 20; \quad U_{ос} = 1,5 + (2,3 - 1,5) / 20 = 1,54 \text{ В}.$$

Обозначим рассчитанное значение напряжения обратной связи как установившееся $U_{oc0} = 1,54$ В. Разность $|U_{оп} - U_{oc0}|$ – напряжение рассогласования в режиме покоя $U_{\varepsilon 0} = 0,04$ В. $U_{\varepsilon 0}$ отражает в масштабе статическую ошибку системы $\Delta U_{0,0} = U_{0,0} - U_{0 \text{ зад}}$

$$\Delta U_{0,0} = U_{\varepsilon 0} / K_{oc} = 0,04 / 0,1 = 0,4 \text{ В.}$$

Таким образом, в установившемся режиме при $U_{оп} = 1,5$ В напряжение на нагрузке $U_{0,0} \approx 15,4$ В.

Поскольку задатчик опорного напряжения регулируемый, то на практике нетрудно установить $U_{оп}$ таким, чтобы напряжение на нагрузке $U_{0,0}$ было равно 15 В.

Предположим, что напряжение питания изменилось на $\Delta U_1 = \pm 5$ В. Рассчитаем $\Delta U_{0,1}$ – статическую ошибку, соответствующую новому значению $U_1 = 30 \pm \Delta U_1$.

$$\Delta U_{0,1} = \frac{K_1}{1 + K_p K_m K_y K_{oc}} \Delta U_1 = \frac{0,5 \cdot 5}{1 + 30 \cdot 0,383 \cdot 20 \cdot 0,1} = 0,109 \text{ В.}$$

Коэффициент стабилизации системы

$$\frac{\Delta U_1}{U_{0,1}} = K_{ст} = \frac{1 + K_p K_m K_y K_{oc}}{K_1} = \frac{1 + 30 \cdot 0,383 \cdot 20 \cdot 0,1}{0,5} = 48.$$

Рассчитанные значения $\Delta U_{0,1}$ и $K_{ст}$ удовлетворяют п. 3 исходных данных.

Если из эксперимента известна нагрузочная характеристика ТП, снятая при $K_3 = 0,5$, то, определив $R_{вых}$, можно рассчитать $R_{вых. oc}$ по формуле (7.6).

12.3. Режим стабилизации тока

В этом режиме через селектор на вход схемы сравнения поступает сигнал обратной связи, пропорциональный падению напряжения на сопротивлении шунта.

На рис. 12.3 изображены статические характеристики звеньев, построенные в четырех квадрантах единой координатной системы. Первый квадрант отведен под амплитудные характеристики $U_c = f(U_{oc})$, рассчитанные по формуле (10.4). K_y принято равным 10 и 20, $U_{оп} = 1,5$ В.

Второй и третий квадранты отведены под модуляционную характеристику ШИМ $K_3 = f(U_c)$ и регулировочную характеристику ТП $U_{ш} = f(K_3)$. Последняя может быть построена по формуле

$$U_{ш} = \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_H} U_1 K_3 = K_3 K_{ш} U_1. \quad (12.1)$$

Для расчета и построения характеристики $U_{ш} = f(K_3)$ приняты следующие исходные данные: $U_1 = 24,6$ В; $r_{вн} \approx 0$; сопротивление нагрузки и

шунта $R_n = 10 \text{ Ом}$, $R_{ш} = 0,1 \text{ Ом}$ (характеристика 1). Изменение R_n или U_1 приводит к изменению наклона характеристики. В частности, график 2 справедлив для данных $U_1=24,6 \text{ В}$ и $R_n=8,096 \text{ Ом}$ или $U_1=30 \text{ В}$ и $R_n = 10 \text{ Ом}$.

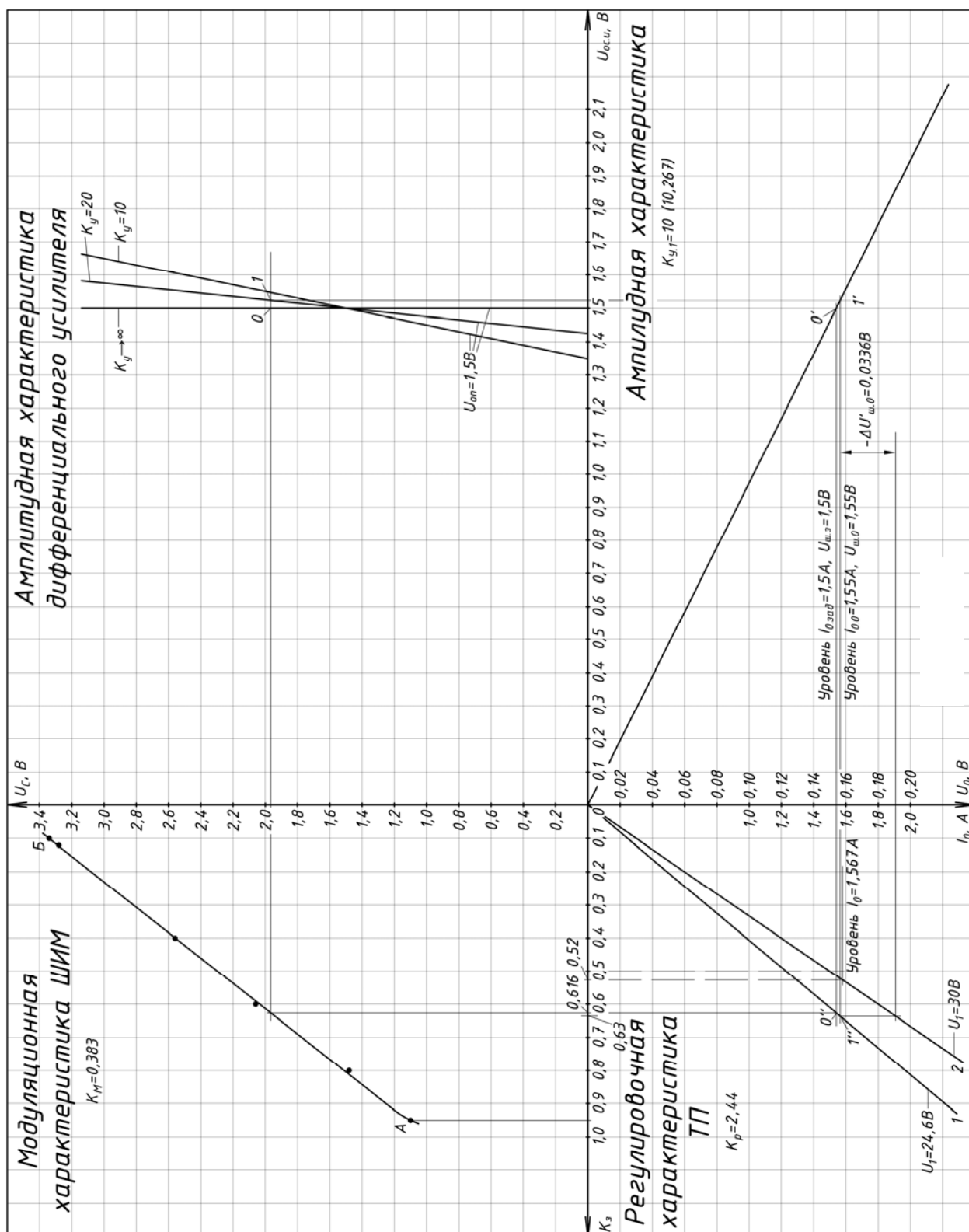


Рис. 12.3

В четвертый квадрант помещена характеристика звена обратной связи. По существу это амплитудная характеристика усилителя, собранного на ОУ DA5. Поскольку падение напряжения на шунте невелико и обычно несоизмеримо с $U_{оп}$, то коэффициент усиления должен быть достаточно большим. В данном случае $K_{y1} = 10$.

Если бы электронная система была астатической, то в установившемся режиме $U_{ос0} - U_{оп} = U_{\varepsilon 0} = 0$. При выбранных параметрах звеньев и $U_{оп} = 1,5$ В $K_3 = 0,616$, $U_c = 1,96$ В, $U_{ос.зад} = K_{y1} \cdot U_{ш.зад} = 0,15$ В, $I_{0зад} = 1,5$ А. Режимные уровни значений $U_{ш.зад}$, K_3 , U_c , $U_{ос.зад}$ соответствуют точкам 0, 0', 0'' на характеристиках звеньев (см. рис. 12.3).

В астатическом стабилизаторе приращение U_1 или R_n вызывает лишь изменение величины коэффициента заполнения K_3 . Например, при $\Delta U_1 = 30 - 24,6 = 5,4$ В или $\Delta R_n = 8,1 - 10 = -1,9$ Ом коэффициент заполнения уменьшается от 0,616 до 0,5, в то же время уровни $U_{ш}$ и I_0 остаются неизменными, равными заданным.

Предположим, что система стабилизации статическая. $K_y = 20$, тогда согласно построениям при $U_{оп} = 1,5$ В в состоянии покоя $U_{ос0} = 1,53$ В. Чтобы найти $U_{ос0}$, следует точку 1 (точка пересечения горизонтали уровня $U_c = 1,96$ В с амплитудной характеристикой) перенести на ось напряжений $U_{ос}$ и характеристику обратной связи, точка 1'. Разность $U_{оп} - U_{ос0} = |0,03|$ В – напряжение рассогласования $U_{\varepsilon 0}$, которое в масштабе отражает статическую ошибку стабилизатора $\Delta U_{ш0,0} = U_{ш0} - U_{ш.зад}$. Перенеся точку 1' в третий квадрант на регулировочную характеристику, точка 1'', получим числовое значение реальных падения напряжения на шунте $U_{ш0} = 0,155$ В ($I_0 = 1,55$ А) и коэффициента заполнения $K_3 = 0,63$. Статическая ошибка стабилизатора $\Delta U_{ш0,0} = 0,005$ В ($\Delta I_{0,0} = 0,05$ А).

Предположим, что напряжение источника питания выросло до 30 В, т.е. $\Delta U_1 = 5,4$ В. Приращение напряжения на шунте $\Delta U'_{ш0}$ ($\Delta I'_0$), которое появилось при отсутствии регулирующего воздействия со стороны канала обратной связи, рассчитывается по формуле (12.1), причем K_1 берется равным значению K_3 на момент появления приращения:

$$\Delta U'_{ш0} = \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_n} \Delta U_1 K_3 = \frac{0,1}{0,1 + 10} 5,4 \cdot 0,63 = 0,0336 \text{ В.}$$

С учетом регулирующего воздействия после переходного процесса в системе согласно выражению (8.5)

$$\Delta U'_{ш0,1} = \frac{\Delta U'_{ш0}}{1 + K_{ш} K_p K_m K_y K_{y1}} = \frac{0,0336}{1 + 0,0099 \cdot 24,4 \cdot 0,383 \cdot 10 \cdot 20} = 0,00173 \text{ В.}$$

Приращение тока нагрузки составит $\Delta I_0 = \Delta U_{ш0.1} / R_{ш} = 17,3 \text{ мА}$. В новом установившемся состоянии падение напряжения на шунте возрастает

$$U_{ш0.1} = U_{ш0.0} + \Delta U_{ш0.1} = 0,155 + 0,00173 = 0,1567 \text{ В},$$

ток нагрузки $I_0 = 1,567 \text{ А}$.

Коэффициент стабилизации по формуле (8.6)

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_{ш}} = \frac{1 + 24,4 \cdot 0,383 \cdot 10 \cdot 20 \cdot 0,0099}{0,63 \cdot 0,0099} = 3145.$$

Большая величина $K_{ст}$ затрудняет оценку качества системы как стабилизатора тока. Объясняется это тем, что сопротивление шунта должно быть много меньше минимального сопротивления нагрузки, поэтому падение напряжения $U_{ш}$, а тем более приращение $\Delta U_{ш}$ очень мало. Предпочтительно определение коэффициента стабилизации по току как отношения $\Delta I_1 / \Delta I_0$, где ΔI_1 – изменения тока, потребляемого силовой цепью стабилизатора, при колебаниях напряжения питания или сопротивления нагрузки.

Выходное сопротивление стабилизатора $R_{вых.ос}$ рассчитывается по формуле (8.4), если из эксперимента известно выходное сопротивление ТП (РЭ) $R_{вых}$.

12.4. Система стабилизации с суммирующим усилителем в качестве элемента сравнения. Уточнение характеристик звеньев

Статические характеристики звеньев (ШИМ, усилителя, ТП, звена ОС) были сняты и построены в ходе исследования ШИМ-контроллера и ТП. Форма статических характеристик, протяжённость их линейных участков известна, коэффициенты передачи легко рассчитываются. Однако необходимо иметь в виду, что схема включения ОУ, выполняющего функцию элемента сравнения в системе стабилизации, может отличаться от схемы включения этого же ОУ в проведённых ранее экспериментах. Значит, может поменяться знак угла наклона характеристик одного-двух звеньев.

При аналитическом расчете качественных показателей стабилизаторов ΔU_0 , $K_{ст}$, $R_{вых.ос}$, ΔI_0 знаки коэффициентов передачи звеньев автоматически учитываются в формулах (7.3), (7.4), (7.6), (8.4), (8.5), (8.6). Графический же расчет (см. рис. 12.2, 12.3) требует точного знания знаков угла наклона статических характеристик звеньев действующей системы.

Ранее были приведены примеры графоаналитического расчета электронной системы в режимах стабилизации напряжения и тока. В качестве элемента сравнения (ЭС) использовался дифференциальный усилитель. В

этой схеме ЭС напряжения обратной связи U_{oc} и опорное $U_{оп}$ сравниваются на разных входах ОУ. Применение ЭС с суммированием напряжение на одном входе ОУ имеет некоторые особенности, которые приходится учитывать при построении графиков статических характеристик звеньев общей обратной связи и усилителя.

Рассмотрим пример графоаналитического расчета стабилизатора напряжения с суммирующим усилителем в качестве ЭС. На рис. 12.4, а представлен фрагмент схемы общей обратной связи по напряжению. Первая особенность заключается в том, что делитель общей ОС R_{oc1} , R_{oc2} «нагружается» резистором R_2 , который подключен к точке суммирования сигналов « Σ » на инвертирующем входе ОУ $DA1$. Напряжение в точке суммирования благодаря большому коэффициенту усиления ОУ практически равно нулю $U_{\Sigma} \approx 0$ (виртуальный нуль), поэтому эту точку можно считать заземленной (рис. 12.4, б).

Коэффициент передачи звена ОС рассчитывается по формуле

$$K_{oc} = \frac{R_{oc2} \parallel R_2}{R_{oc2} \parallel R_2 + R_{oc1}},$$

где $R_{oc2} \parallel R_2 = \frac{R_{oc2} R_2}{R_{oc2} + R_2}$.

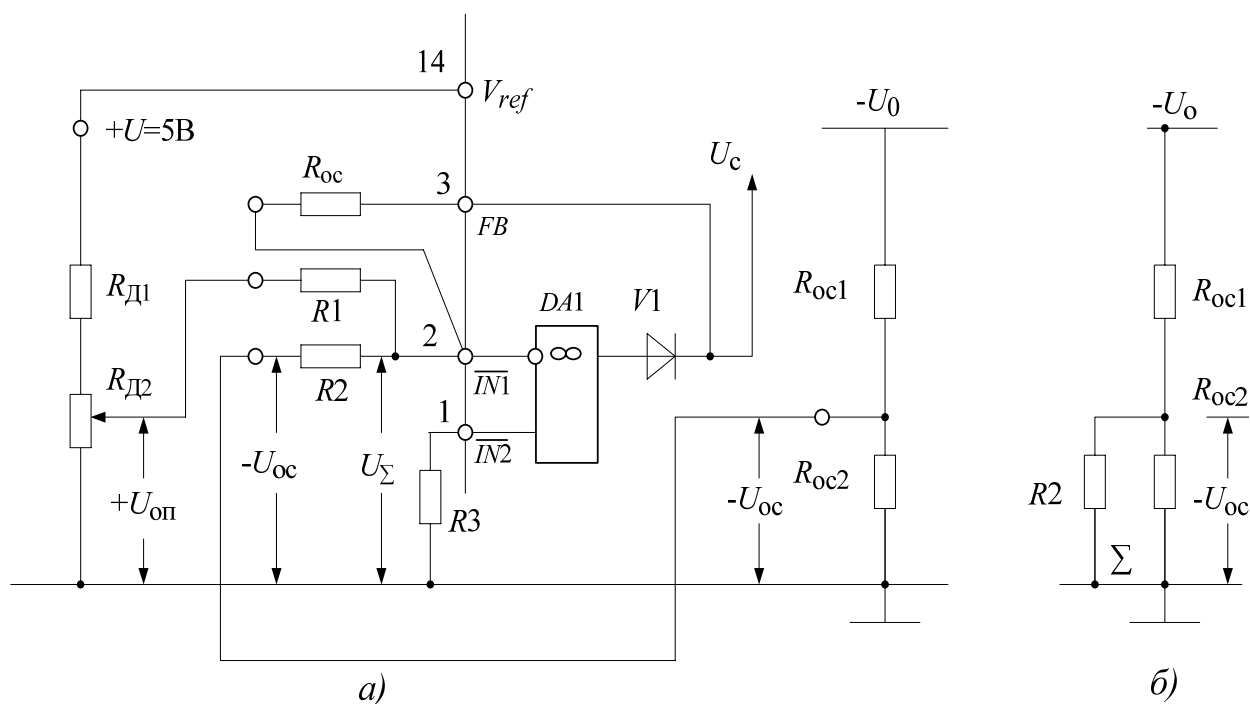


Рис. 12.4

Другая особенность – размещение статических характеристик звеньев системы. Если напряжения на нагрузке U_0 и обратной связи U_{oc} отрицательные, то рекомендуется следующий порядок размещения характеристик: модуляционная – в первой четверти, усилителя – во второй, звена общей ОС – в третьей, регулировочная – в четвертой.

Очевидно, статическая характеристика усилителя должна иметь отрицательный наклон. Пример построений для системы стабилизации с ЭС в виде суммирующего усилителя дан на рис. 12.5.

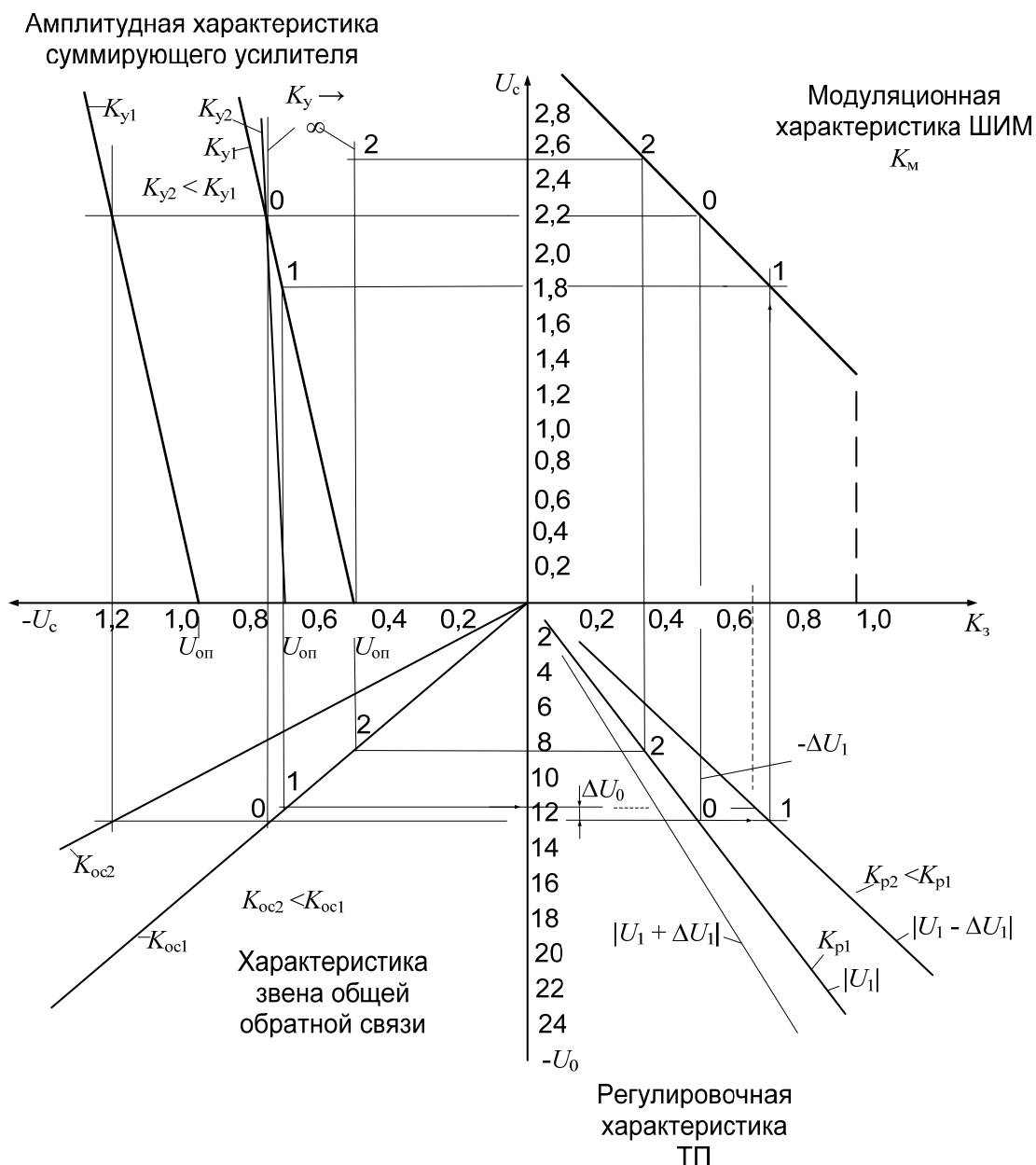


Рис. 12.5

Предположим, что напряжение источника питания $U_1 = 24$ В, а напряжение стабилизации, которое требуется обеспечить на нагрузке, $U_0 = -12$ В. При заданных коэффициентах передачи K_m , K_{p1} , K_{oc1} , K_{y1} и $U_{оп1} = 0,5$ В установившемся режиму работы системы, обозначенному цифрами «0», соответствуют: $K_3 = 0,5$; $U_c = 2,2$ В; $U_{oc} = -0,75$ В.

Пусть напряжение источника питания уменьшается на величину $-\Delta U_1$ (регулирующая характеристика с коэффициентом K_{p2}). Тогда после переходного процесса в системе установится новый режим, который на статических характеристиках обозначен цифрами «1». Напряжение на нагрузке в первом приближении уменьшится на ΔU_0 .

Если увеличивать коэффициент усиления суммирующего усилителя при сохранении $U_{оп} = 0,5$ В, то это приведет к изменению коэффициента заполнения и, как следствие, напряжения нагрузки U_0 . В пределе при введении астатизма ($K_y \rightarrow \infty$) установится режим, обозначенный цифрами «2»: $U_{oc} = -0,5$ В; $K_3 = 0,33$; $U_c = 2,64$ В; $U_0 = -8$ В.

Если есть необходимость сохранить $K_3 = 0,5$ и повысить точность системы стабилизации, например за счёт увеличения K_y , то придется изменить опорное напряжение (характеристика усилителя с K_{y2} при $U_{оп} = 0,7$ В).

На рис. 12.5 показан также пример выбора режима работы стабилизатора при измененном значении коэффициента передачи звена общей ОС ($K_{oc} = K_{oc.3}$).

Примечание. Прежде чем переходить к исследованию системы стабилизации, необходимо провести измерения, уточняющие ход характеристик звеньев будущей системы. Схемы эксперимента приведены на рис. 12.6, 12.7, 12.8. Общая особенность всех систем – разомкнутая цепь ООС. Для создания разомкнутой цепи делители R_{oc1} , R_{oc2} отключают от выходной цепи стабилизатора и подключают к регулируемому источнику напряжения E .

В процессе эксперимента снижают характеристики звеньев системы при нескольких заданных значениях $U_{оп} = \text{const}$. Например, $U_{оп} = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0$ В. Сигнал, имитирующий действие напряжения обратной связи U_{oc} , изменяют с помощью регулируемого источника E . Получив данные измерений и построив характеристики, можно приступить к графическому и аналитическому расчету системы стабилизации.

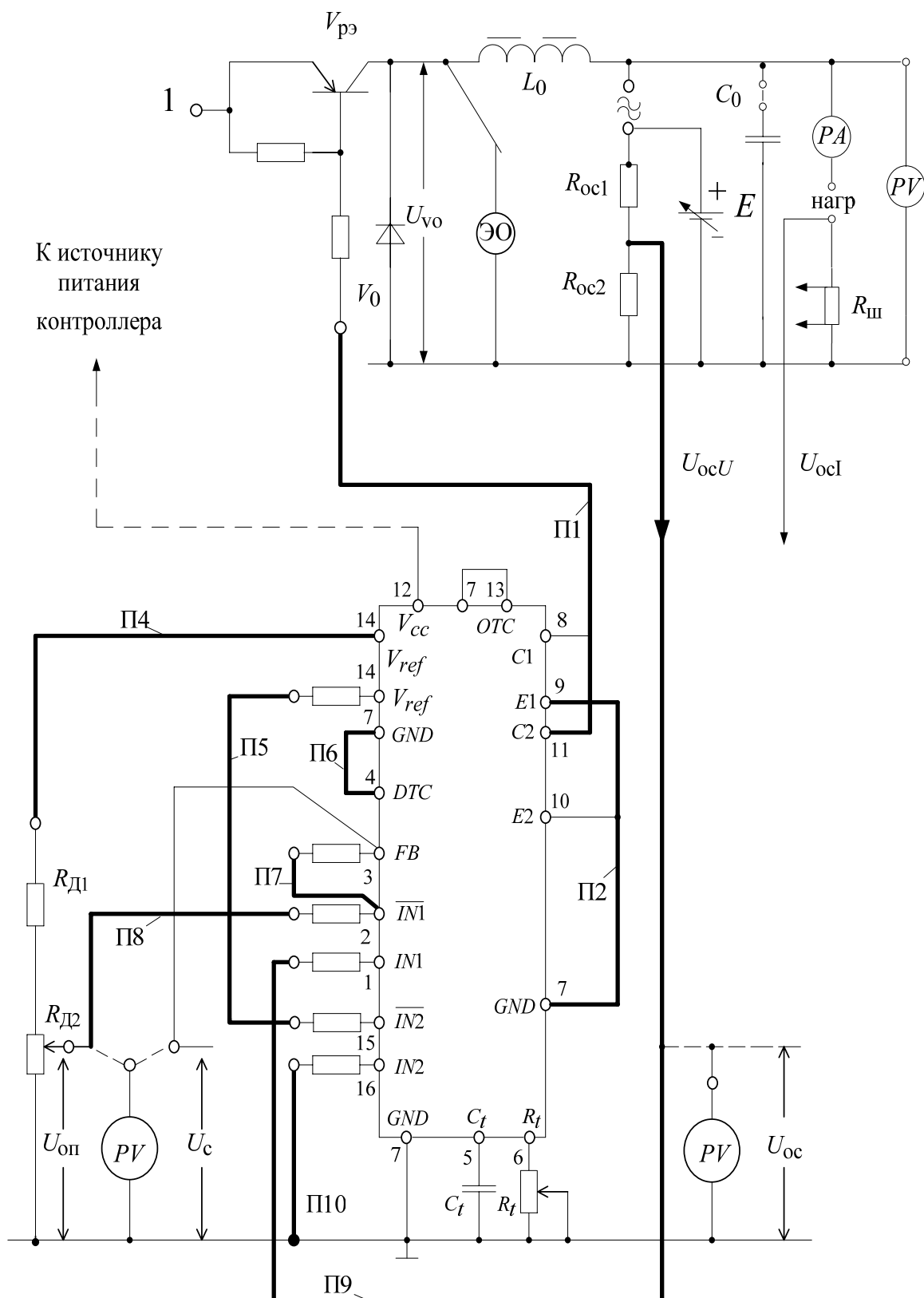


Рис. 12.6

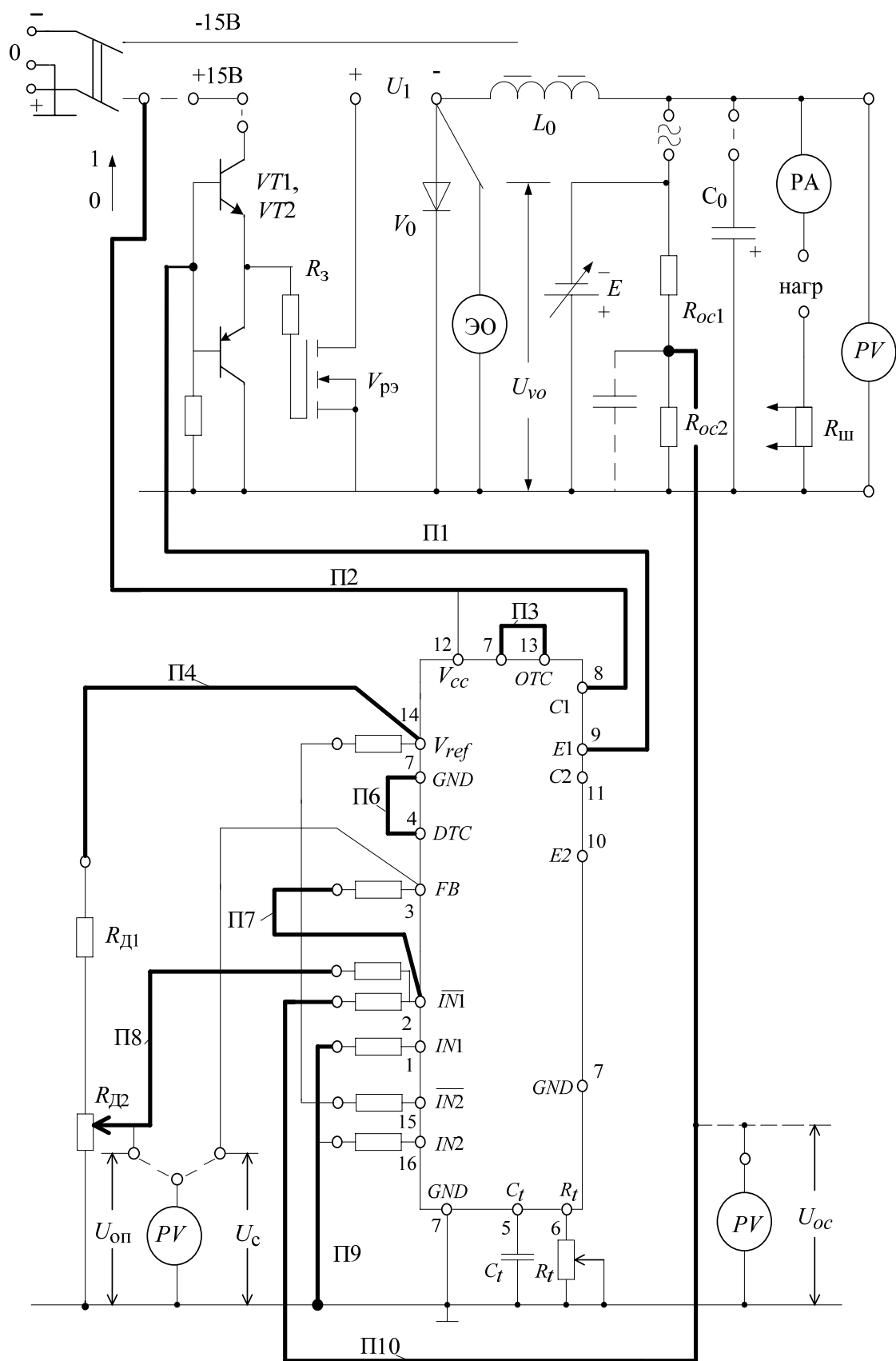


Рис. 12.7

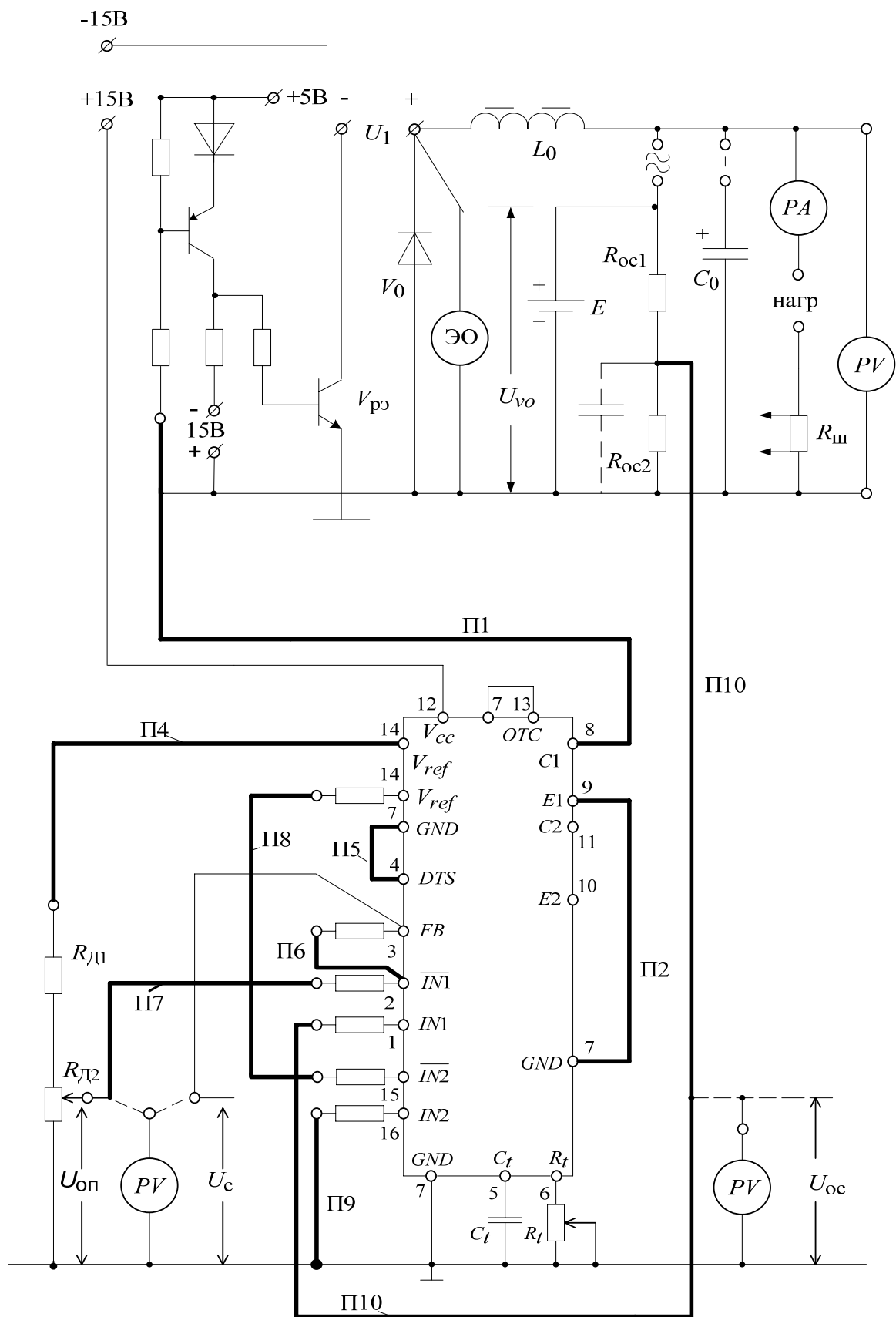


Рис. 12.8

12.5. Задание по расчету и исследованию характеристик и показателей качества электронных стабилизаторов

Рассчитать качественные показатели электронной статической системы стабилизации напряжения или тока: ΔU_0 , ΔI_0 , $K_{стU}$, $K_{стI}$, $R_{вых.ос}$; собрать на стенде схему электронного стабилизатора; провести измерения реальных значений качественных показателей и сравнить их с расчетными.

Исходные данные. Источник питания – аккумуляторная батарея с напряжением на клеммах примерно 24 В. Напряжение стабилизации находится в пределах от 12 до 18 В; ток стабилизации – от 1 до 1,8 А. Параметры элементов схемы электронной системы стабилизации указаны на стенде.

Замечания. 1. Стабилизируемый параметр (напряжение или ток) выбирает преподаватель, ведущий занятия по курсовому проектированию.

2. Величину стабилизируемого параметра выбирает студент самостоятельно в пределах, указанных в исходных данных.

3. Аккумуляторная батарея может быть заменена сетевым источником питания.

Задание. 1. Рассчитайте статические характеристики и постройте графики: ШИМ, устройства сравнения сигналов, транзисторного преобразователя, звена обратной связи.

2. По выбранной величине напряжения или тока стабилизации определите напряжение $U_{оп}$.

3. Рассчитайте коэффициент стабилизации по напряжению или току, статическую ошибку ΔU_0 ($\Delta U_{ш0}$, ΔI_0), выходное сопротивление $R_{вых.ос}$.

4. Проведите построения, поясняющие оценку качественных показателей электронной системы стабилизации.

Экспериментальная часть. 1. Собрать на стенде схему электронной статической системы стабилизации напряжения или тока.

2. Провести измерения, позволяющие оценить показатели электронной статической системы. Сравнить данные, полученные в ходе расчетов и эксперимента.

3. Ввести в цепь обратной связи усилителя, выполняющего функции устройства (звена) сравнения сигналов, конденсатор $C_{ос}$, т.е. реализовать астатическую систему стабилизации. Повторить измерения согласно п. 2. Сравнить показатели качества статической и астатической систем стабилизации.

Примерные схемы систем стабилизации даны в приложении.

Заключение

Приведенный в настоящей работе материал знакомит студентов с практикой применения ШИМ-контроллеров семейств *TL494*, *TL598* в системах высокочастотных импульсных транзисторных преобразователей и электронных импульсных стабилизаторов.

Задания первого раздела связаны в основном с тестированием контроллеров и исследованием характеристик ТП. Второй раздел, кроме заданий, содержит теоретические сведения о работе узлов электронных стабилизаторов на основе понижающих ТП.

Составители полагают, что навыки, полученные при выполнении учебно-исследовательской работы, помогут студентам в дальнейшем более свободно пользоваться контроллерами других типов для решения различных инженерных задач.

ПРИЛОЖЕНИЕ

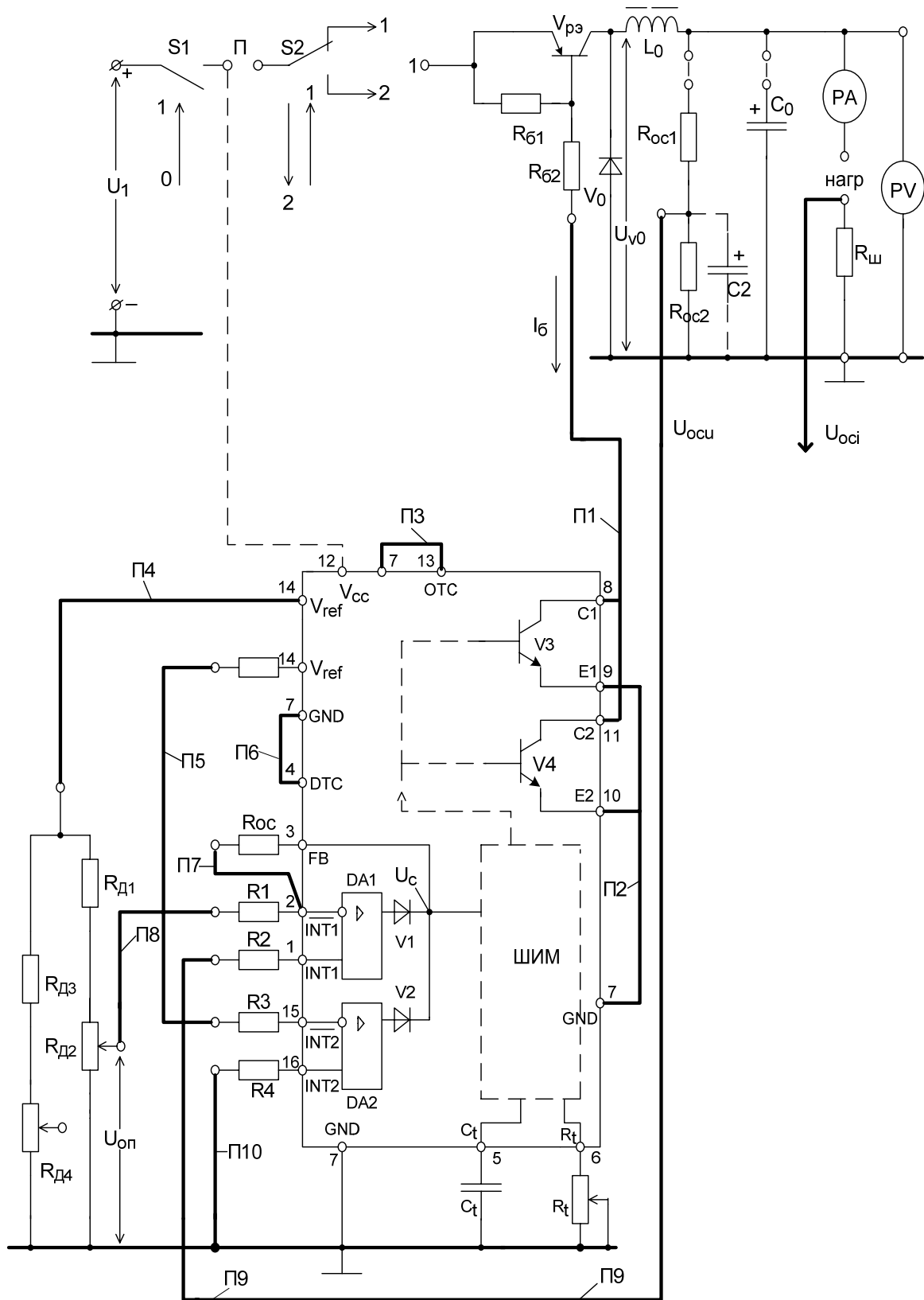


Рис. 1

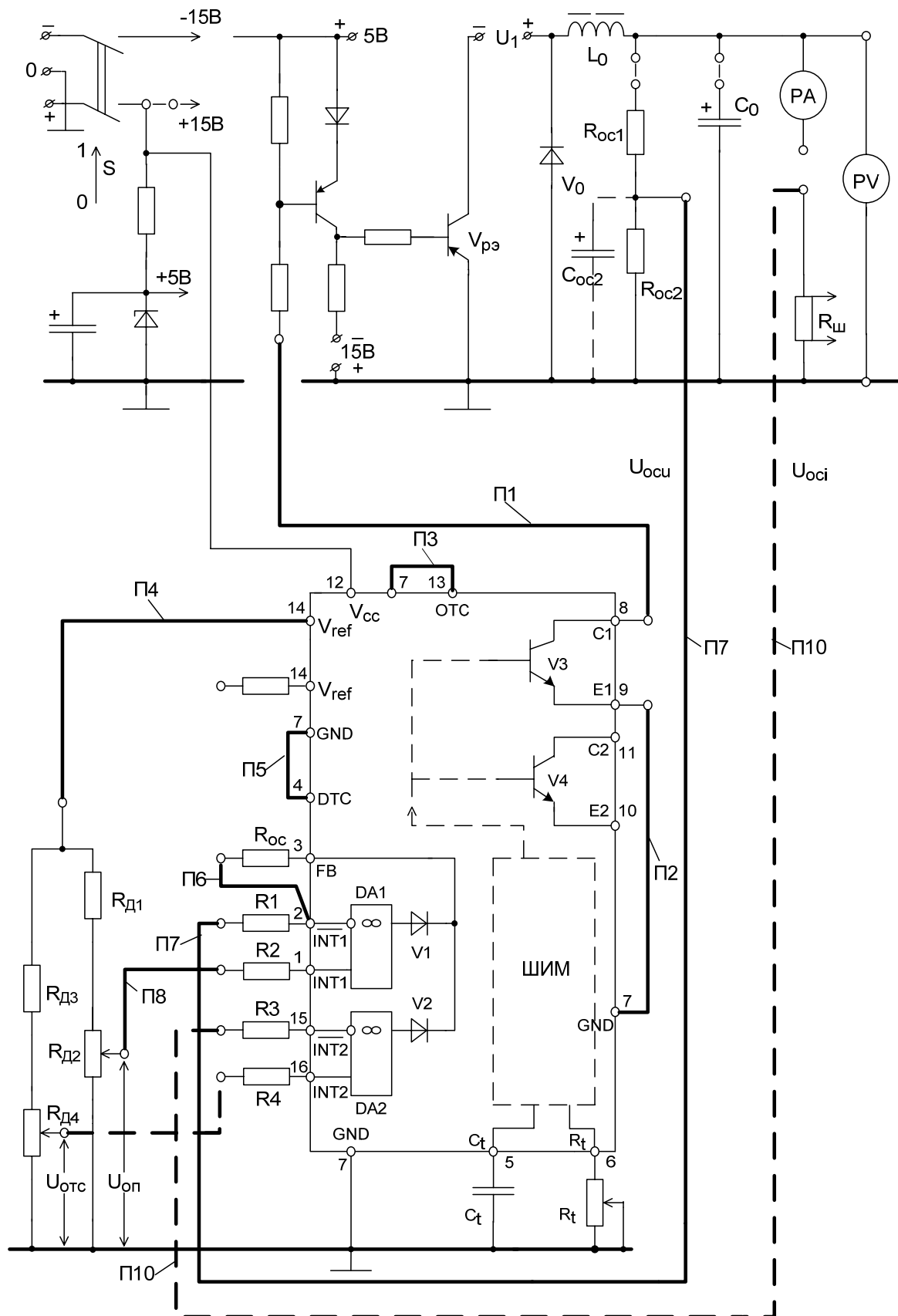


Рис. 2

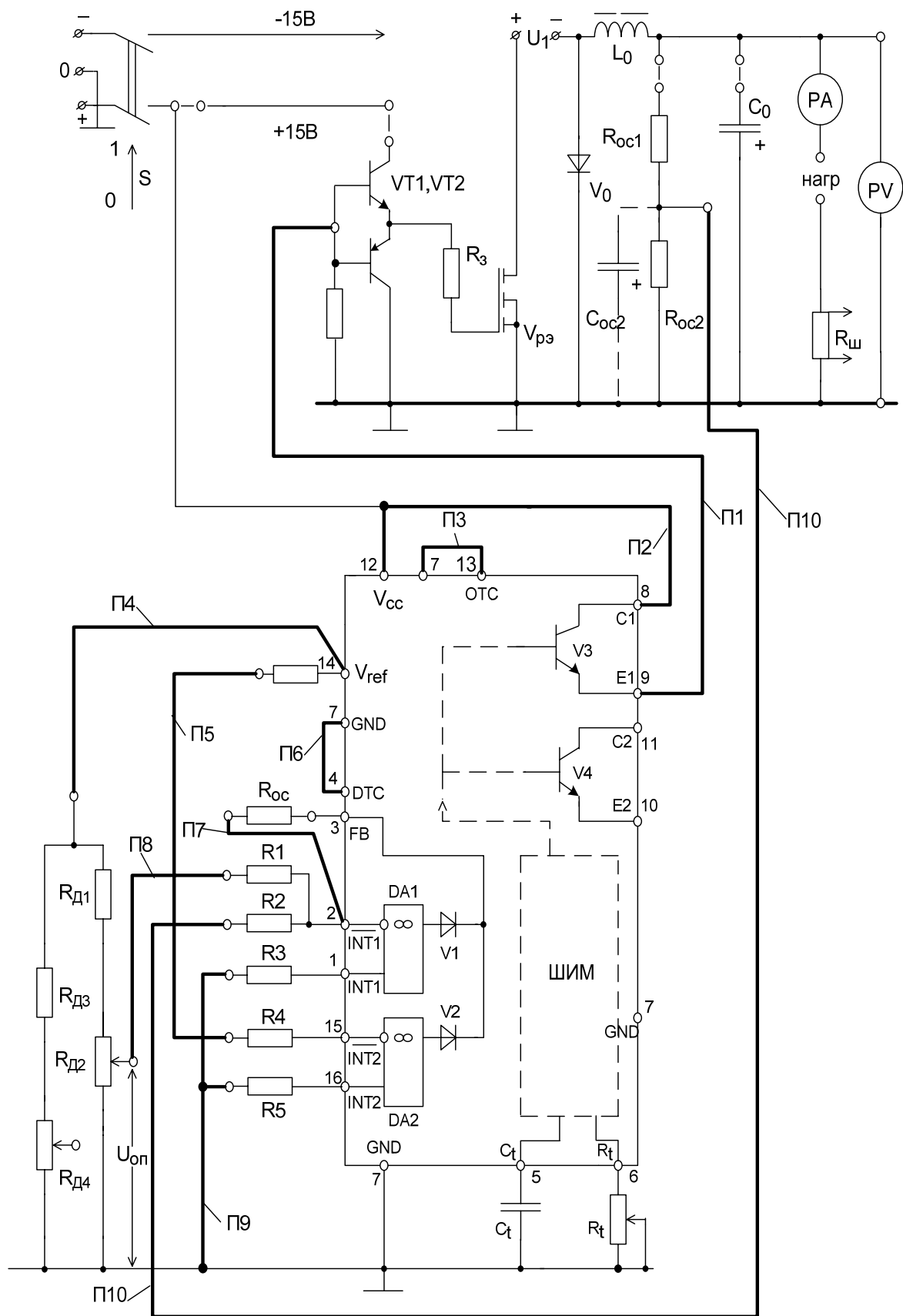


Рис. 3

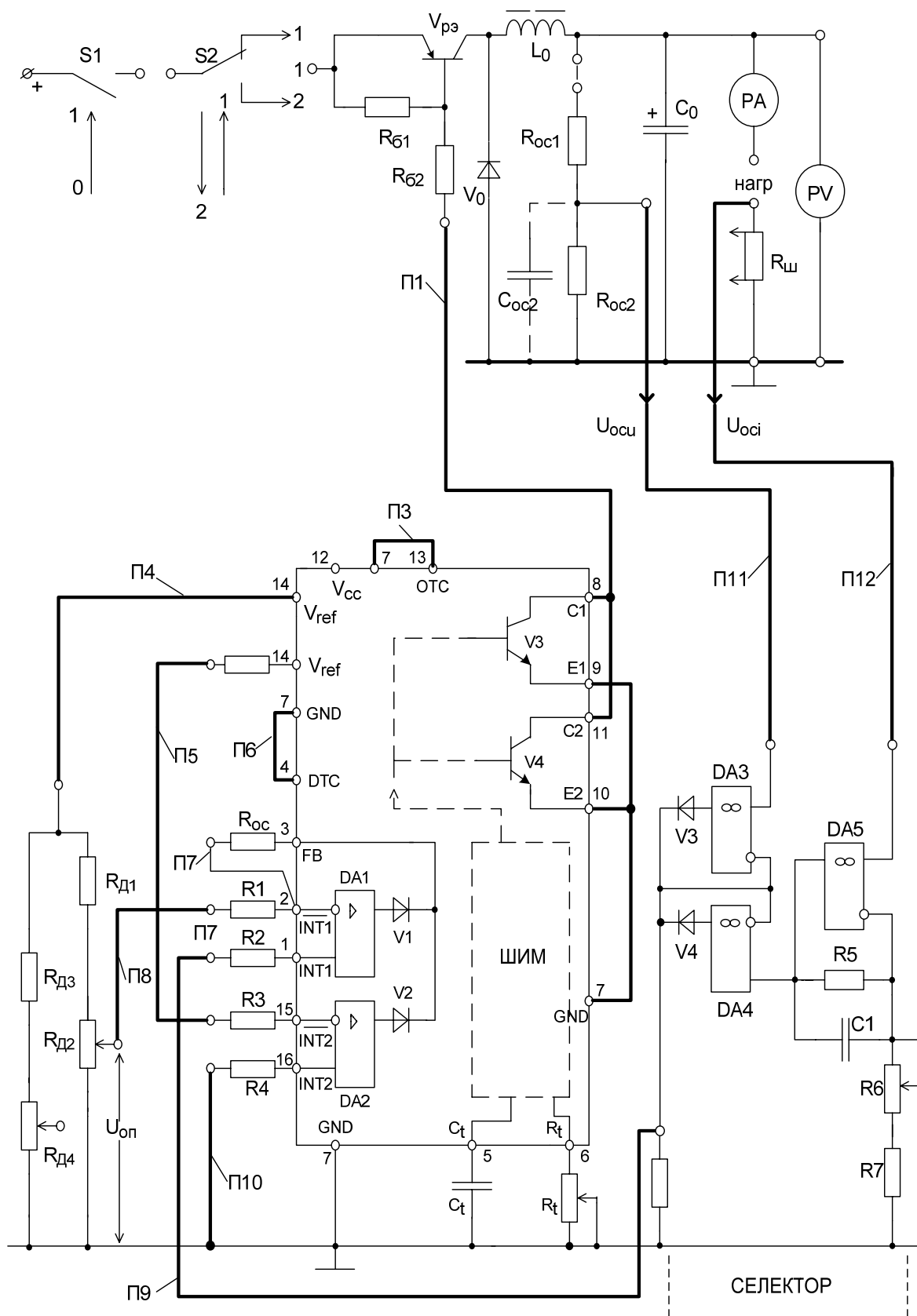


Рис. 4

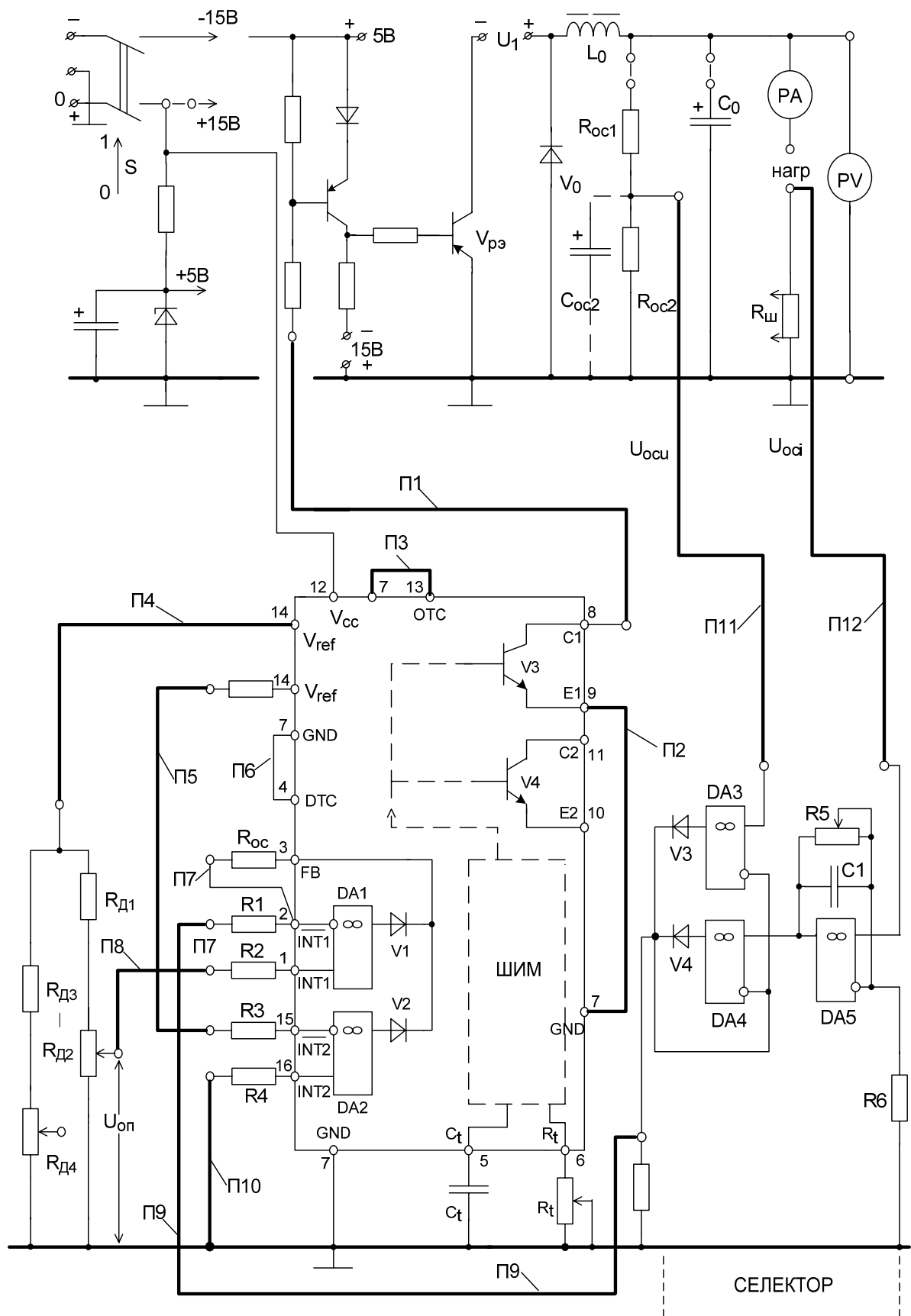


Рис. 5

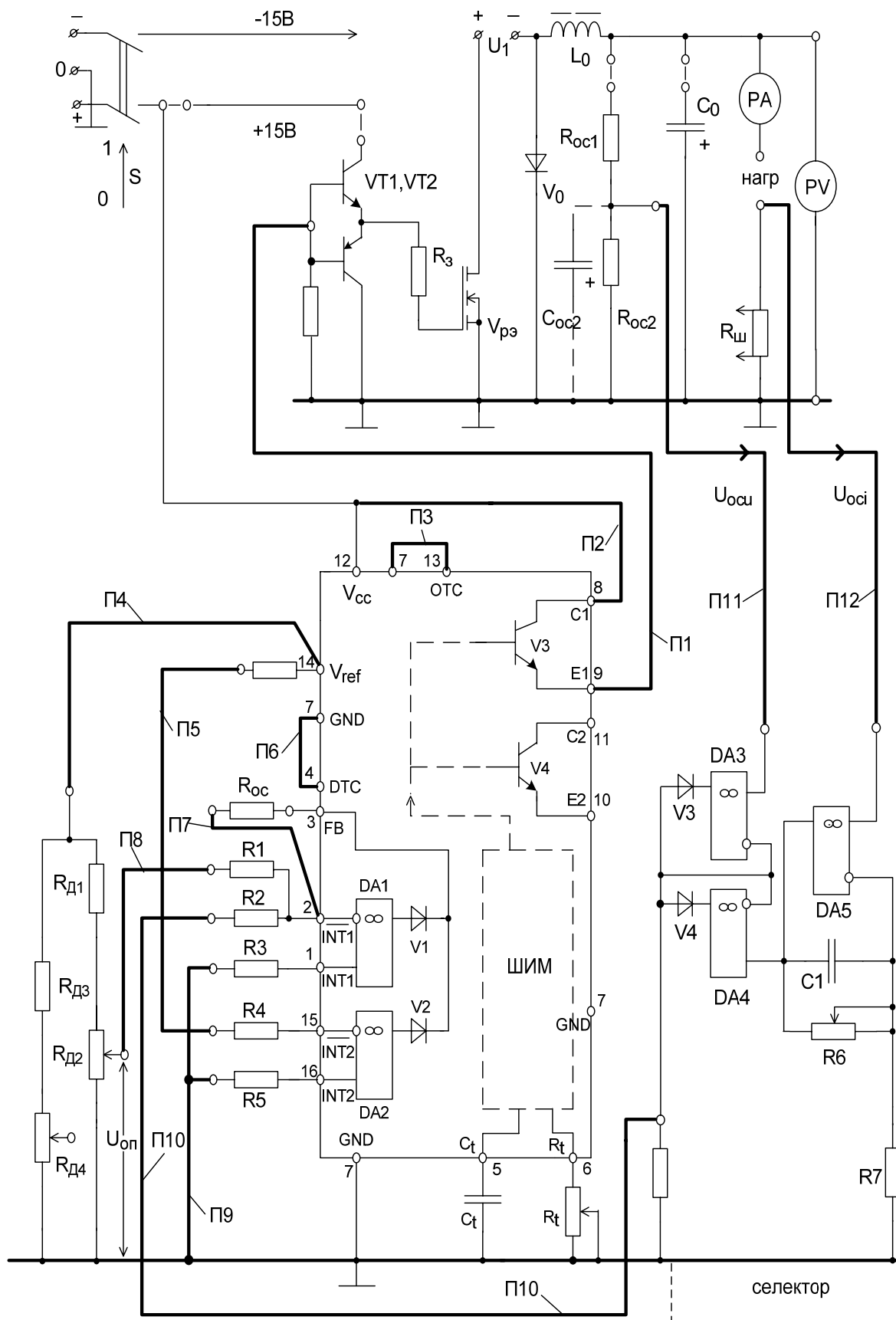


Рис. 6

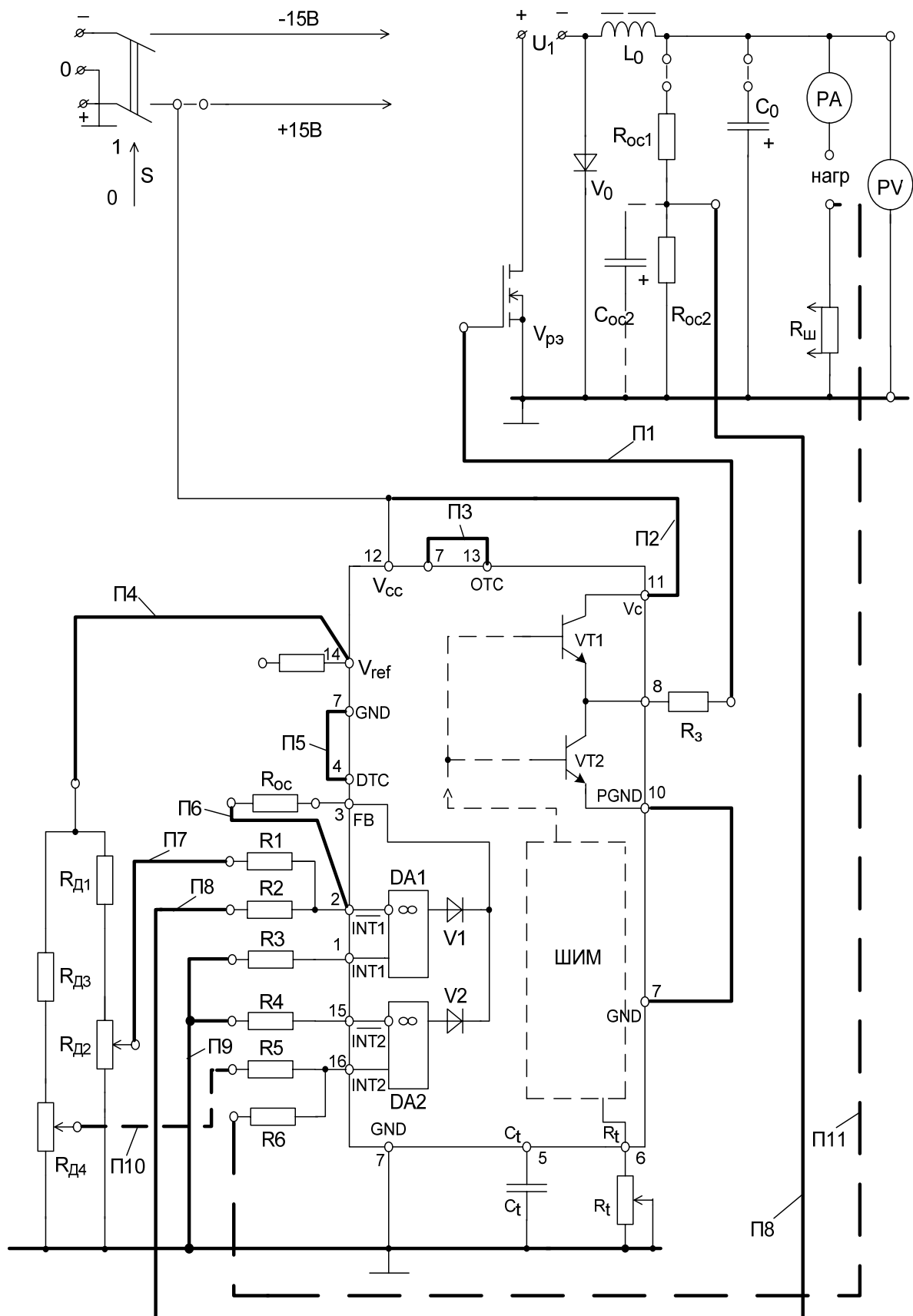


Рис. 7

Библиографический список

1. Интегральные микросхемы. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение : справочник. – М. : Додека, 1997. – 224 с. – ISBN 5-87835-001-6.
2. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника / Б. Ю. Семенов. – М. : Солон – Р, 2001. – 321 с. – ISBN 5-93455-089-6.
3. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи : семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. – М. : Додека – XXI, 2005. – 384 с. – ISBN 5-94120-087-0.
4. Импульсные высокочастотные транзисторные преобразователи : метод. указания к курсовому проектированию по дисциплине «Электроника» / Владим. гос. ун-т ; сост. : А. С. Грибакин, В. С. Грибакин, О. М. Кочуров. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2007. – 56 с.
5. Прянишников, В. А. Электроника : курс лекций / В. А. Прянишников. – СПб. : Корона принт, 1998. – 400 с. – ISBN 5-7931-0081-0.
6. Фолкенберри, Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. – М. : Мир, 1985. – 572 с.
7. Электрические измерения : учеб. пособие для вузов / под ред. В. Н. Малиновского. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 416 с.
8. Коломбет, Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991. – 376 с.
9. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
ПРИМЕНЕНИЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ (ТП).....	6
1. Описание ШИМ-контроллера TL494 (1114ЕУ4)	6
1.1 Описание элементов функциональной схемы.....	7
1.2. Однотактный режим работы.....	10
1.3. Двухтактный режим работы.....	11
2. Тестирование ШИМ-контроллера TL494.....	13
2.1 Двухтактный режим работы.....	14
2.1.1. Схема 1. Порядок выполнения работы.....	14
2.1.2. Схема 2. Порядок выполнения работы.....	16
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>18</i>
2.2. Однотактный режим работы.....	18
2.2.1. Схема 3. Порядок выполнения работы.....	18
2.2.2. Методические указания по оформлению результатов эксперимента.....	21
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>21</i>
2.2.3. Схема 4. Порядок выполнения работы.....	22
2.2.4. Методические указания по оформлению результатов эксперимента.....	23
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>25</i>
3. Описание ШИМ-контроллера TL598	25
3.1. Описание элементов функциональной схемы.....	25
3.2. Однотактный режим работы.....	31
3.3. Двухтактный режим работы.....	33
4. Тестирование ШИМ-контроллера TL598.....	35
4.1. Двухтактный режим работы.....	35
4.1.1. Схема 1. Порядок выполнения работы.....	35
4.1.2. Схема 2. Порядок выполнения работы.....	37
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>39</i>
4.2. Однотактный режим работы.....	40
4.2.1. Схема 3. Порядок выполнения работы.....	40
4.2.2. Методические указания по оформлению результатов эксперимента.....	42
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>43</i>

5. Понижающие транзисторные преобразователи на ШИМ-контроллерах TL494, TL598	43
5.1. Оборудование и приборы.....	43
5.2. ТП с источником питания в цепи эмиттера силового триода. ШИМ-контроллер TL494.....	44
5.3. ТП с источником питания в цепи коллектора силового триода. ШИМ-контроллер TL494.....	47
5.4. Понижающий ТП с МДП-триодом в силовой цепи. ШИМ-контроллер TL494.....	49
5.5. Понижающий ТП с МДП-триодом в силовой цепи. ШИМ-контроллер TL598.....	53
5.6. Расчетное задание.....	56
5.7. Рабочее задание.....	58
5.8. Методические указания по оформлению расчетных и экспериментальных данных.....	60
ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА.....	63
6. Типовые схемы. Общие положения работы стабилизаторов.....	63
7. Качественные показатели систем стабилизации напряжения.....	66
8. Электронные стабилизаторы тока.....	69
9. Режимы пуска и покоя стабилизаторов. Вольт-секундная площадь импульсов напряжения на нагрузке.....	73
10. Усилительные звенья. Формирование регулирующего воздействия.....	76
10.1. Суммирующий усилитель. Сравнение сигналов на одном входе.....	76
10.2. Дифференциальный усилитель. Сравнение сигналов на разных входах.....	79
10.3. Инвертирующий интегратор	81
10.4. Пропорционально-интегральный усилитель	83
10.5. Суммирующий интегратор. Сравнение сигналов на одном входе.....	84
10.6. Суммирующий пропорционально-интегральный усилитель. Сравнение сигналов на одном входе.....	86
10.7. Дифференциальный пропорционально-интегральный усилитель. Сравнение сигналов на разных входах.....	88

11. Стабилизаторы с астатическим звеном (астатические системы стабилизации).....	90
<i>Контрольные вопросы.....</i>	<i>92</i>
12. Методика расчета статических параметров стабилизаторов напряжения и тока.....	93
12.1. Режим стабилизации напряжения.....	95
12.2. Пример расчета параметров установившегося режима работы системы стабилизации напряжения.....	99
12.3. Режим стабилизации тока.....	101
12.4. Система стабилизации с суммирующим усилителем в качестве элемента сравнения. Уточнение характеристик звеньев.....	104
12.5. Задание по расчету и исследованию характеристик и показателей качества электронных стабилизаторов.....	111
Заключение.....	112
Приложение	113
Библиографический список.....	120

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
К УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИМ РАБОТАМ
ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОНИКА»

ШИМ-контроллеры в импульсных транзисторных
преобразователях. Электронные стабилизаторы

Составители
ГРИБАКИН Александр Семенович
ГРИБАКИН Виктор Семенович
КОЧУРОВ Олег Михайлович

Ответственный за выпуск – зав. кафедрой доцент А. Б. Градусов

Подписано в печать 30.11.09.
Формат 60х84/16. Усл. печ. л. 7,21. Тираж 100 экз.
Заказ
Издательство
Владимирского государственного университета.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.