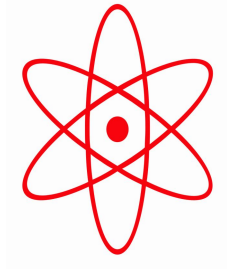


НПО УЧЕБНОЙ ТЕХНИКИ «ТУЛАНАУЧПРИБОР»

МЕТОДИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОР-
НОЙ РАБОТЫ



**МОДУЛЬ «УЧЕБНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК
ПИТАНИЯ»**

РТИПЛ-5

ИЗУЧЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ

Тула, 2013 г

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА.

ИЗУЧЕНИЕ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И РАБОТЫ ИМПУЛЬСНОГО БЛОКА ПИТАНИЯ.

Цель работы: ознакомиться с устройством и принципом работы импульсного блока питания, изучить принцип стабилизации на основе широтно-импульсной модуляции, исследовать влияние изменения внешних параметров питания на работу блока.

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ.

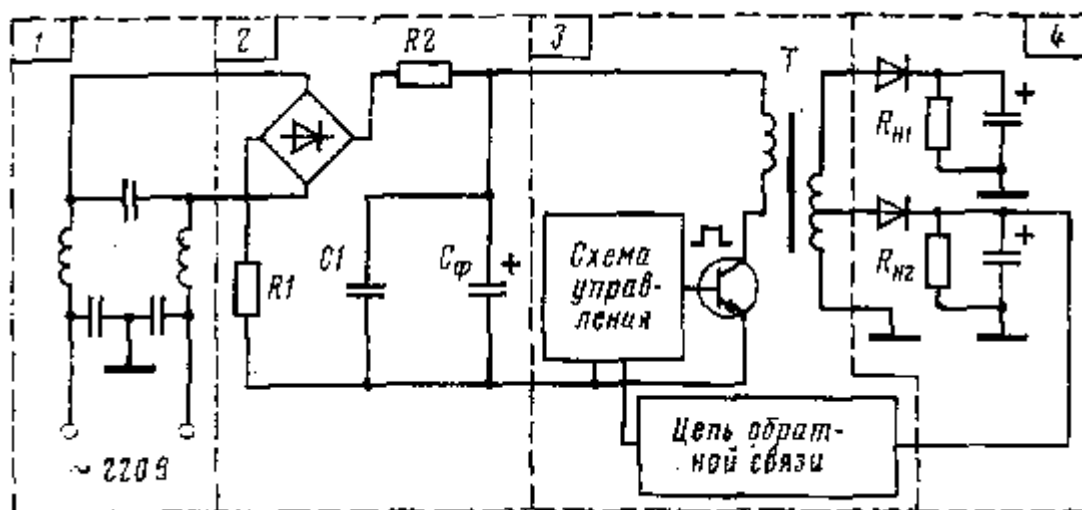
Введение.

Отечественная промышленность из года в год наращивает выпуск различной бытовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). При этом наметилась тенденция в выпуске большего числа моделей повышенного качества. В бытовую РЭА вводятся дополнительные сервисные устройства: дистанционное управление, таймеры для включения — выключения, разнообразные виды индикации на передних панелях, микропроцессорные устройства обработки звуковых и видеосигналов. Микропроцессорные системы управления внедряются и в электромеханическую бытовую аппаратуру — стиральные машины, холодильники, кондиционеры, швейные машинки. Однако новейшие достижения электронной техники сегодня уже не мало затронули источники вторичного электропитания бытовой радиоэлектронной аппаратуры. Блоки электропитания составляют ощутимую долю массы серийных радиоустройств.

Решение проблемы снижения материалоемкости и энергопотребления бытовой РЭА связано с широким использованием импульсных источников вторичного электропитания (ИИЭ). Их преимущества по сравнению с традиционными источниками электропитания обеспечиваются заменой силового трансформатора, работающего на частоте промышленной сети 50 Гц, малогабаритным импульсным трансформатором, работающим на частотах 16 — 200 кГц, а также использованием импульсных методов стабилизации вторичных напряжений взамен компенсационных. Это приводит к снижению материалоемкости в 2 — 3 раза и повышению КПД до 80 -90%.

Импульсный источник электропитания вырабатывает постоянные и переменные напряжения, необходимые для электропитания блоков аппаратуры, путем ключевого преобразования выпрямленного сетевого напряжения промышленной частоты 50 Гц. Его основными функциональными частями являются (см. рис. Функциональная схема ИИЭ) входной помехоподавляющий фильтр (1), сетевой выпрямитель со сглаживающим емкостным фильтром (2), ключевой преобразователь напряжения с импульсным трансформатором и схемой управления (3), цепи вторичных напряжений (выпрямленных или переменных), не имеющие гальванической связи с питающей сетью, (4). Ключевой преобразователь работает, как правило, на частоте 16 — 40 кГц, поэтому габаритные размеры и масса импульсного трансформатора в несколько

раз меньше, чем сетевого, работающего на частоте 50 Гц. Это обстоятельство, а также более высокий КПД объясняют преимущества использования импульсных источников электропитания (ИИЭ) в бытовой РЭА.



функциональная схема ИИЭ

Выпрямительная секция ИИЭ, как правило, выполняется по мостовой схеме. Промышленностью освоен ряд мостовых выпрямителей в моноблочном исполнении (см. табл. П1), которые могут быть использованы в ИИЭ, рассчитанных на различные мощности до 300 — 500 Вт. На входе выпрямителя устанавливается LC-фильтр, назначение которого — ослабить уровень помех, поступающих от преобразователя в сеть. Последовательно в цепь нагрузки и конденсатора сглаживающего фильтра C_f иногда включают резисторы R_1 , R_2 сопротивлением 1 — 50 Ом (в зависимости от мощности ИИЭ), служащие для ограничения импульсных токов через диоды моста.

В зависимости от назначения и заданных параметров ИИЭ может содержать различные дополнительные блоки и цепи: стабилизаторы напряжений, устройства защиты от перегрузок и аварийных режимов, цепи первоначального запуска, подавления помех и др. Однако определяющим узлом любого ИИЭ является ключевой преобразователь напряжения и в первую очередь его силовая часть (мощный выходной каскад). Выходные каскады преобразователей напряжения можно разделить на два больших класса: однотактные и двухтактные.

К ИИЭ, применяемым в бытовой РЭА, предъявляются жесткие и противоречивые требования, заставляющие разработчика тщательно подходить к выбору элементной базы, схемотехники и конструкции. Во-первых, это требование низкой стоимости. Стоимость современных блоков питания с сетевыми трансформаторами составляет не более 10 — 15% от стоимости самой аппаратуры. На таком же уровне желательно сохранить и стоимость ИИЭ. Во-вторых, техника безопасности требует, чтобы изоляция между сетевыми проводами и вторичными цепями ИИЭ выдерживала пробивное напряжение не менее 2 кВ. Это предъявляет серьезные требования к качеству изготовле-

ния импульсного трансформатора, а также к конструкции ИИЭ в целом, которая должна к тому же обеспечивать высокую ремонтпригодность.

Наконец, очень высоки требования к уровню помех, излучаемых в сеть и наводимых на цепи аппаратуры. Так, согласно ГОСТ 23511 — 79 квазипиковое напряжение помехи, создаваемой на сетевых зажимах бытовой радиоаппаратуры (кроме телевизоров) в диапазоне частот от 0,15 до 0,5 МГц, не должно превышать 1000 мкВ, а для частот выше 0,5 МГц — 400 мкВ. Согласно ГОСТ 24388 — 80 отношение сигнал-шум для высококачественных стереофонических усилителей, в которых использование ИИЭ дает наиболее ощутимый экономический эффект, должно быть не менее 58 дБ. Это заставляет очень тщательно проектировать конструкцию ИИЭ.

Однотактные каскады

Однотактные преобразователи напряжения с транзисторным ключом получили в настоящее время наибольшее распространение в бытовой и промышленной аппаратуре. Надо заметить, что в виду высокой частоты преобразования и незначительного уровня пульсаций в выходных цепях преобразователя предпочтительно использовать однополупериодные схемы выпрямления, что обеспечивает экономию числа быстродействующих выпрямительных диодов. Схема **рисунке 1а**, получившая наибольшее распространение, характеризуется обратным включением выпрямительных диодов, проводящих ток в интервале времени, когда транзистор заперт. Данный преобразователь обладает рядом преимуществ по сравнению с преобразователем с прямым включением выпрямительных диодов.

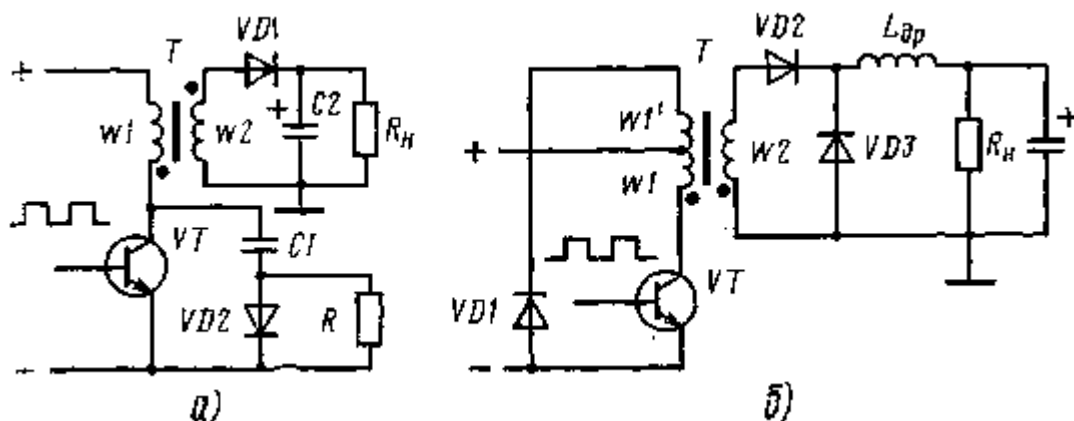


Рисунок 1. Схемы однотактных транзисторных преобразователей: с обратным (а) и прямым (б) включением выпрямителей тока нагрузки.

Его работа поясняется с помощью эквивалентной схемы (рисунок 2а) и временных диаграмм (рисунок 2б).

Нагрузка на схеме (рисунок 2а) приведена к первичной обмотке, поэтому напряжение на эквивалентном сопротивлении нагрузки обозначено $nU_{\text{Вых}}$, где $n = w_1/w_2$. В течение интервала времени δT , когда транзистор открыт, через индуктивность L_1 первичной обмотке протекает линейно нарастающий ток, максимальное значения которого $I_{VD1} = U_{\text{ВХ}}/L_1 \delta T$. Когда транзи-

стор закрывается, полярность напряжения на L_1 изменяется и накопленная в ней энергия передается в нагрузку через диод VD1. Спад тока через L_1 в интервале $(1 - \delta)T$ равен

$$I_2 = \frac{nU_{\text{вых}} T}{L_1(1-\delta)} \quad (1)$$

где $\delta = T_1/T$ (T_1 — интервал открытого состояния транзистора). В стационарном режиме $I_{VD1} = I_{VD2}$. Отсюда следует, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{ex}}}{n} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)} \quad (2)$$

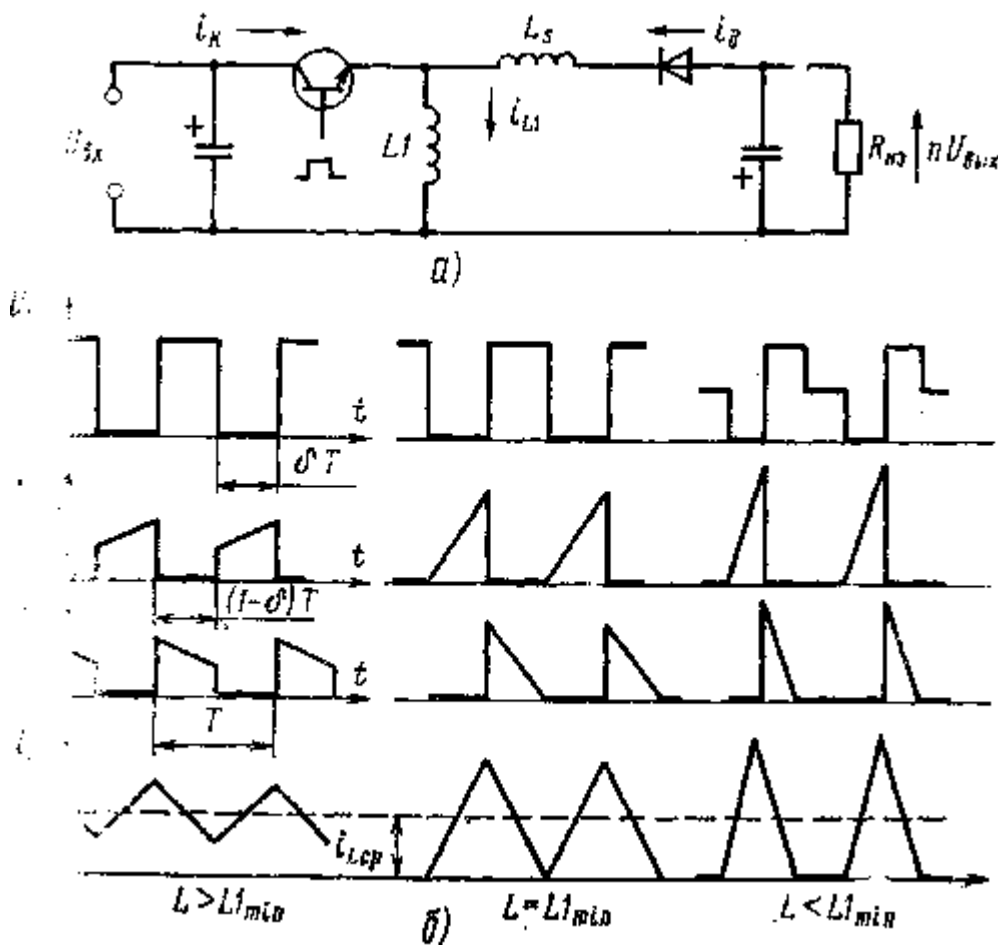


Рисунок 2 Эквивалентная схема (а) временные диаграммы (б) преобразователя с обратным включением выпрямителей

Таким образом, регулируя $\delta = T_1/T$ (где T_1 — интервал открытого состояния транзистора), можно регулировать выходное напряжение. Размахи импульсов тока через транзистор и диод зависят от индуктивности L_1 . Если она слишком мала, ток через диод может прекратиться раньше окончания периода работы преобразователя. Этот случай изображен на правой диаграмме

рисунок 2б. Данный режим является неблагоприятным, так как при заданной мощности в нагрузке возрастают импульсные токи через транзистор и диод.

Существует минимальное значение индуктивности L_1 , при которой, как это видно из рисунка 2б, максимальный ток через L_1 вдвое превышает средний ток через нее. При этом ток через диод прекращается как раз в момент включения транзистора. Средний приведенный ток через нагрузку равен $I'_{н.ср.} = I_{LCP}(1 - \delta)$, получаем:

$$L_{1\min} > \frac{U_{вых}^2 \delta^2}{2FP_{вых}} \quad (3)$$

где $P_{вых} = U_{вых} I_n$ выходная мощность преобразователя; $F=1/T$.

С другой стороны, индуктивность L_1 при заданной мощности и частоте преобразования F ограничена сверху значением δ_{\max} . Последняя обусловлена выбранным диапазоном частот преобразования и реальными временами неуправляемых переходных процессов в современных высоковольтных мощных транзисторах: рассасывания, спада и нарастания тока. Можно также получить выражения для максимального тока через транзистор $I_{к\max}$ и максимального напряжения на нем $U_{кэ\max}$:

$$I_{к\max} = \frac{P_{вых}}{U_{вх} \delta} + \frac{U_{вх} \delta T}{2L_1}; \quad (4)$$

$$U_{кэ\max} = U_{вх} + n U_{вых}. \quad (5)$$

Представленные выше формулы удобны для предварительной оценки требований к основным элементам преобразователя.

Как правило, преобразователь имеет одну вторичную цепь, потребляющую наибольшую мощность, и несколько маломощных дополнительных цепей. Из рассмотренного следует, что с увеличением L_1 уменьшаются импульсные токи через транзистор и диод. Однако с увеличением L_1 растет индуктивность рассеяния L_s , в которой в интервале времени, когда транзистор открыт, запасается энергия $L_s I_{к\max}^2 / 2$. Эта энергия вызывает на коллекторе транзистора при его выключении дополнительный выброс напряжения. Для его ограничения используются **диодно-резистивно-емкостные цепочки - демпферные**, которые поглощают запасенную в L_s энергию. Это снижает КПД преобразователя, но делает режим транзистора более безопасным.

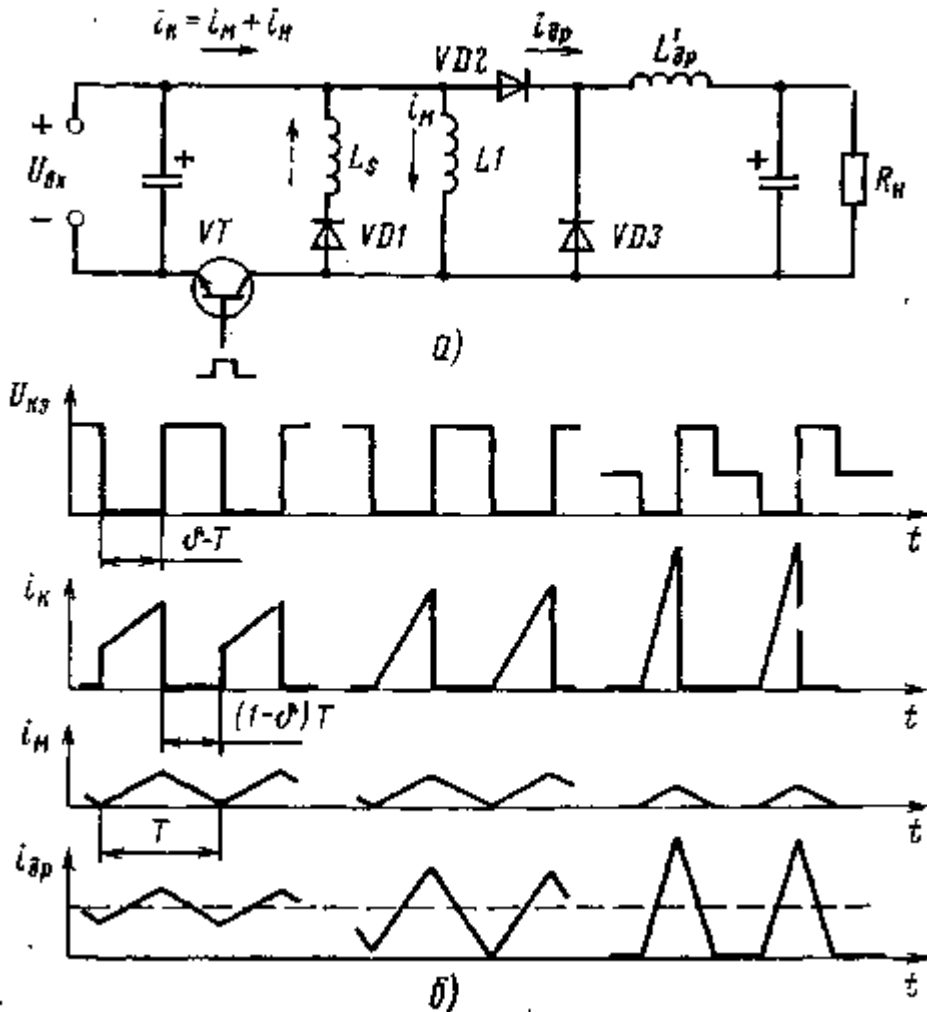


Рисунок 3. Эквивалентная схема (а) и временные диаграммы (б) преобразователя с прямым включением выпрямителей

Рассмотрим особенности работы схемы с прямым (прямоходовой схемы) включением выпрямительных диодов (см. рисунок 1б), которые открыты одновременно с транзистором. Соответствующие эквивалентная схема и временные диаграммы приведены на рисунке 3. Дроссель $L_{др}$ служит для ограничения тока через транзистор. Обмотка трансформатора $W1^1$, равная по числу витков обмотке $W1$, включена последовательно с диодом $VD1$. С помощью этого диода в интервале времени $(1 - \delta)T$ происходит возврат в ИИЭ (рекуперация) энергии, запасенной в трансформаторе T (в его первичной обмотке), когда транзистор открыт. Основные расчетные соотношения для данной схемы:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{\delta}{n - (n - 1)\delta} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{n} \frac{\delta}{1 - n + \delta/n}; \quad (6)$$

$$L'_{др \text{ min}} \geq \frac{U_{вх}^2 T \delta^2}{2 P_{вых}} \frac{1-\delta}{1-\delta+\delta/n}; \quad (7)$$

$$I_{K \text{ max}} = \frac{P_{вых}}{U_{вх} \delta} + \frac{\delta T U_{вх}}{2 L'_{др}} \frac{1-\delta}{1-\delta+\delta/n} + \frac{U_{вх} \delta T}{L_1}, \quad (8)$$

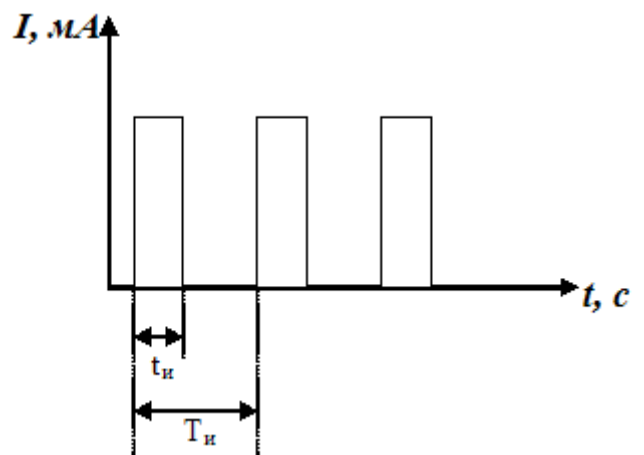
где $n = w_1/w_2$; $L'_{др} = n^2 L_{др}$

Из выражения (7) следует, что максимальное значение $L_{др}$ при заданных $P_{вых}$, $I_{K \text{ max}}$, $D_{вк}$ и T ограничено. Практически $L_{др}$ выбирают на 15 — 20% выше $L'_{др}$.

Для снижения импульса тока через транзистор целесообразно увеличить индуктивность первичной обмотки трансформатора. Однако это приводит к увеличению габаритов трансформатора и индуктивностей рассеяния, в том числе между обмотками w_1 и w_1' . Это снижает ограничивающее действие VD_1 и приводит к возрастанию импульса напряжения на коллекторе транзистора VT , возникающего при его закрывании.

Практические схемы однотактных выходных каскадов преобразователей требуют дополнительных элементов защиты. На схеме рис. 2,а изображена цепочка, которая уменьшает скорость нарастания напряжения на коллекторе транзистора при его выключении. Это необходимо, чтобы режим транзистора всегда оставался в пределах области его безопасной работы (подробнее об этом будет рассказано ниже). Номиналы R и C_1 выбирают в соответствии со следующими формулами $C_1 = \frac{I_{K \text{ max}}}{\left(\frac{dU_{кэ}}{dt}\right)}$, $R = T/10C_1$.

Одним из основных компонентов импульсного блока питания является Широтно-импульсный модулятор (ШИМ), который служит для преобразования постоянного напряжения сигнала, снимаемого с одного из выходов преобразователя в сигнал такой длительности импульса, который необходим для отпирания выходного транзистора. Кроме этой основной функции ШИМ обеспечивает плавное нарастание мощности преобразователя после включения в сеть, а также различные виды защиты режима выходного транзистора. Скважностью импульсов мы будем называть отношение $\delta = \frac{t_u}{T_u} \cdot 100\%$, где t_u — длительность импульса, T_u — период следования импульсов.



В некоторой литературе, однако, можно встре-

титель определение скважности как $\delta = \frac{T_u}{t_u}$ и определение коэффициента заполнения как $\frac{1}{\delta} = \frac{t_u}{T_u}$, что существенно не меняет сути явления. Из-за процессов, происходящих в импульсном трансформаторе ШИМ импульсы ШИМ не являются идеальными и немного искажены.

Преимущества схемы

Схема с обратным включением выпрямительных диодов обладает следующими преимуществами.

1. В ней требуется меньшее число дополнительных элементов: отсутствует дроссель во вторичной цепи, и как правило, нет необходимости вводить дополнительные диод и обмотку трансформатора для возврата в источник запасенной в нем энергии.

2. Импульс тока через транзистор меньше, чем в схеме с прямым включением диодов, что следует из сравнения эквивалентных схем.

Однако с повышением мощности ИИЭ и коэффициента трансформации эти преимущества в значительной мере утрачиваются. Дело в том, что в прямоходовой схеме включением выпрямительных диодов токи через первичную и вторичную обмотки трансформатора протекают одновременно. При этом ток намагничивания магнитопровода определяется разностью ампервитков первичной и вторичной обмоток. Из-за относительно небольшого тока намагничивания и желания сократить габаритные размеры трансформатора за счет уменьшения числа витков обмоток W_1 , W_1' зазор в магнитопроводе трансформатора отсутствует. В обратногоходовой схеме включением диодов весь коллекторный ток транзистора является током намагничивания магнитопровода.

В однотактной схеме магнитопровод трансформатора работает в режиме частного цикла намагничивания рисунок 4. Если ток намагничивания достаточно велик, то магнитная индукция достигает уровня насыщения и индуктивность первичной обмотки трансформатора резко падает. Это вызывает резкое увеличение тока транзистора. Чтобы избежать насыщения, в магнитопровод вводят зазор, достигающий 0,5 — 2,0 мм. А это, в свою очередь, требует увеличения сечения магнитопровода для сохранения расчетного значения $L_{1\min}$.

При большом коэффициенте трансформации ($n > 10$) возрастает индуктивность рассеяния между первичной и вторичной обмотками. Это приводит к снижению эффекта ограничения выброса напряжения на коллекторе за счет выпрямителей нагрузки, поэтому приходится вводить в трансформатор дополнительную обмотку и диод.

Преобразователь прямоходовой обладает некоторым недостатком, связанным с необходимостью ограничения величины $\delta_{\max} < 0,5$. Если $\delta < 0,5$, то протекание тока через обмотку w_1' при открытом транзисторе возвращает

рабочую точку на диаграмме намагничивания магнитопровода в исходное состояние. При $\delta > 0,5$ возвращения в исходное состояние не происходит, поэтому в последующие периоды трансформатор постепенно намагничивается, пока поток в магнитопроводе не достигает значения насыщения. Этот процесс происходит в течение нескольких периодов переключения преобразователя и приводит к модуляции сигнала в цепи обратной связи (ОС), что при определенных условиях вызывает аварийную ситуацию — увеличение δ при насыщении магнитопровода и соответствующее резкое увеличение импульса коллекторного тока транзистора. Работа преобразователя при этом сопровождается характерным «свистом» на частотах порядка нескольких килогерц.

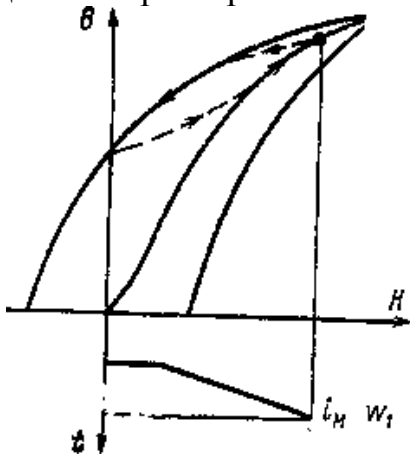


Рисунок 4. Петля гистерезиса магнитопровода в режиме однотактного преобразователя

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Данная лабораторная установка представляет собой учебную модель действующего импульсного источника питания, дополненного цифровой схемой измерения и контроля необходимых параметров.

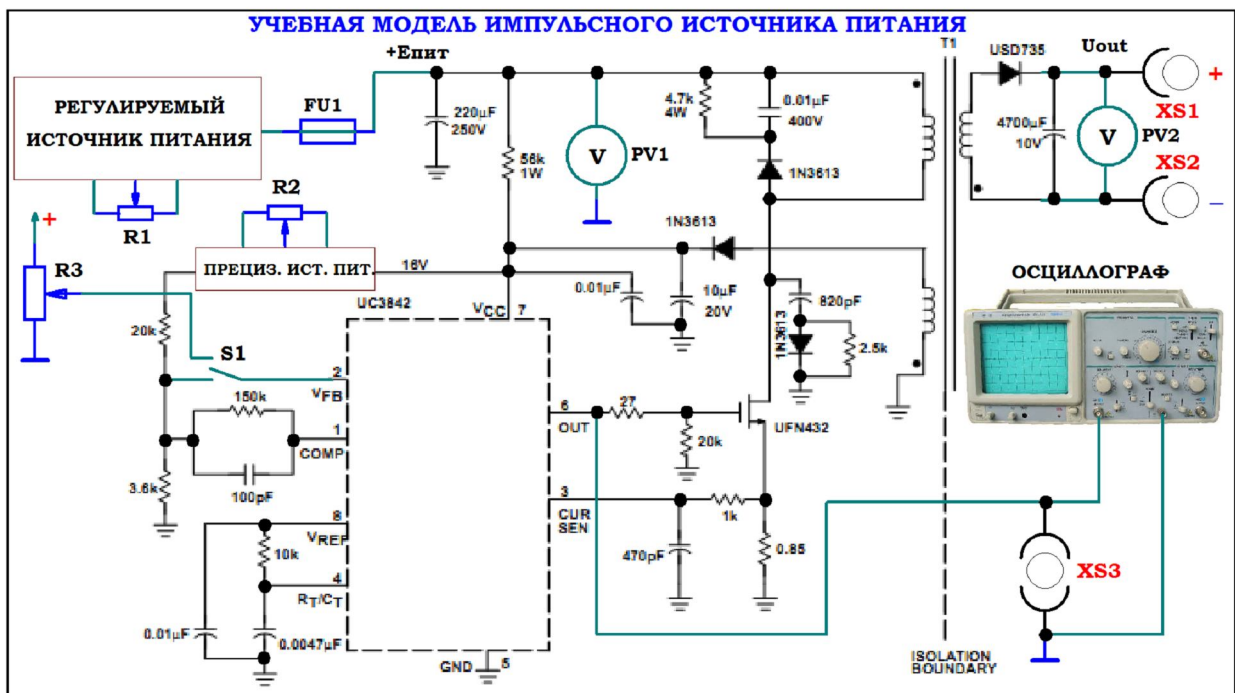


Рисунок 5. Принципиальная электрическая схема импульсного блока питания учебного модуля РТИПЛ-5 (упрощенная)

Принципиальная электрическая схема ИИП, используемого в качестве исследуемой модели в учебной установке РТИПЛ-5 приведена с некоторыми упрощениями на рис.5.

Исследуемый импульсный источник питания (ИИП) собран на интегральной микросхеме (ИМС) UC3842 и питается от регулируемого источника постоянного тока. Напряжение питания источника регулируется ручкой R1 («Епит»). Большая часть узлов ИИП выполнена на интегральной микросхеме. Напряжение питания через плавкий предохранитель FU1 подается на ИМС через фильтр питания, собранный на ёмкости 220 мкФх250В. В момент запуска, напряжение питания поступает на вывод 7 (V_{CC}) ИМС через токоограничивающий резистор 56 кОм и осуществляется запуск встроенного в ИМС генератора ШИМ. Импульсы ШИМ с вывода 6 (OUT) ИМС подаются на затвор мощного полевого транзистора UFN432 через резистивный делитель 27 Ом – 20 кОм, тем самым периодически открывая и закрывая его (транзистор в данном случае работает как электронный ключ). Таким образом, путь тока в схеме будет следующим: ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ Епит→ПЕРВИЧНАЯ ОБМОТКА ТРАНСФОРМАТОРА Т1→СТОК-ИСТОК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА→ РЕЗИСТОР 0,85 Ом→ КОРПУС. С резистора 0,85 Ом через RC фильтр 1 кОм-470 пФ сглаженные импульсы подаются на вывод 3 (CUR SEN) ИМС, обеспечивая номинальный режим её работы. В случае пробоя полевого транзистора, напряжение на шунте 0,85 Ом возрастает, соответственно на вывод 3 подаются импульсы большей амплитуды. В ИМС UC3842 имеется встроенный аналоговый компаратор, который в данном случае блокирует вывод 6 ИМС, обеспечивая на нем логический 0. К выводу 1 (COMP) ИМС подключена частотоподающая цепочка для задания частоты ШИМ. Со вторичной обмотки трансформатора Т1, через однополупериодный выпрямитель на диоде USD735, выходное напряжение U_{out} поступает на клеммы XS1 – XS2 стенда, предварительно сглаживаясь ёмкостью 470 мкФ.

Установка предусматривает два режима работы: автоматический и ручной. В ручном режиме отсутствует возможность стабилизации напряжения с выхода ШИМ и переключатель S1 на схеме подключен к резистору R3. Тем самым, напряжение с R3 поступает на вывод 2 V_{FB} ИМС и принудительно задает скважность на выходе. При переключении прибора в автоматический режим, переключатель S1 подключает вывод 2 ИМС к цепи измерения напряжения ошибки, осуществляя автоматическую стабилизацию напряжения на выходе ИИП. Прецизионный регулируемый источник питания (R2) задает напряжение стабилизации, к которому должно подстраиваться выходное напряжение.

В рабочем номинальном режиме ИМС питается импульсами с дополнительно обмотки трансформатора Т1, выпрямленными диодом 1N36В и сглаженными конденсатором 10 мкФ.

В используемой нами модели ИИП в учебных целях время, затрачиваемое на стабилизацию напряжения, для наглядности увеличено, в реальных блоках питания этот процесс занимает доли секунды. Таким образом, в данном модуле можно отслеживать влияние изменения внешних факторов на

выходное напряжение и стабилизацию этого напряжения с помощью ШИМ за счет изменения скважности импульсов, подаваемых на входные обмотки импульсного трансформатора. Для наблюдения за процессами и формой сигнала ШИМ выведена контрольная точка «ШИМ» XS3 для подключения к разъему (входу Y) осциллографа. Выход «ШИМ» генератора, позволяет наблюдать ШИМ и изменение скважности импульсов для стабилизации $U_{\text{вых}}$. Для упрощения понимания устройства импульсного блока питания и учебной модели, используемой в данной части работы приведена блок-схема устройства на рис. 6. В качестве нагрузки используются стандартные лампы накаливания 12 В-90 мА либо переменный резистор из блока «НАГРУЗКА». Нагрузка подключается переключателями типа «тюльпан — тюльпан» к выходу ИИП (клеммам XS1 и XS2 модуля ИИП).

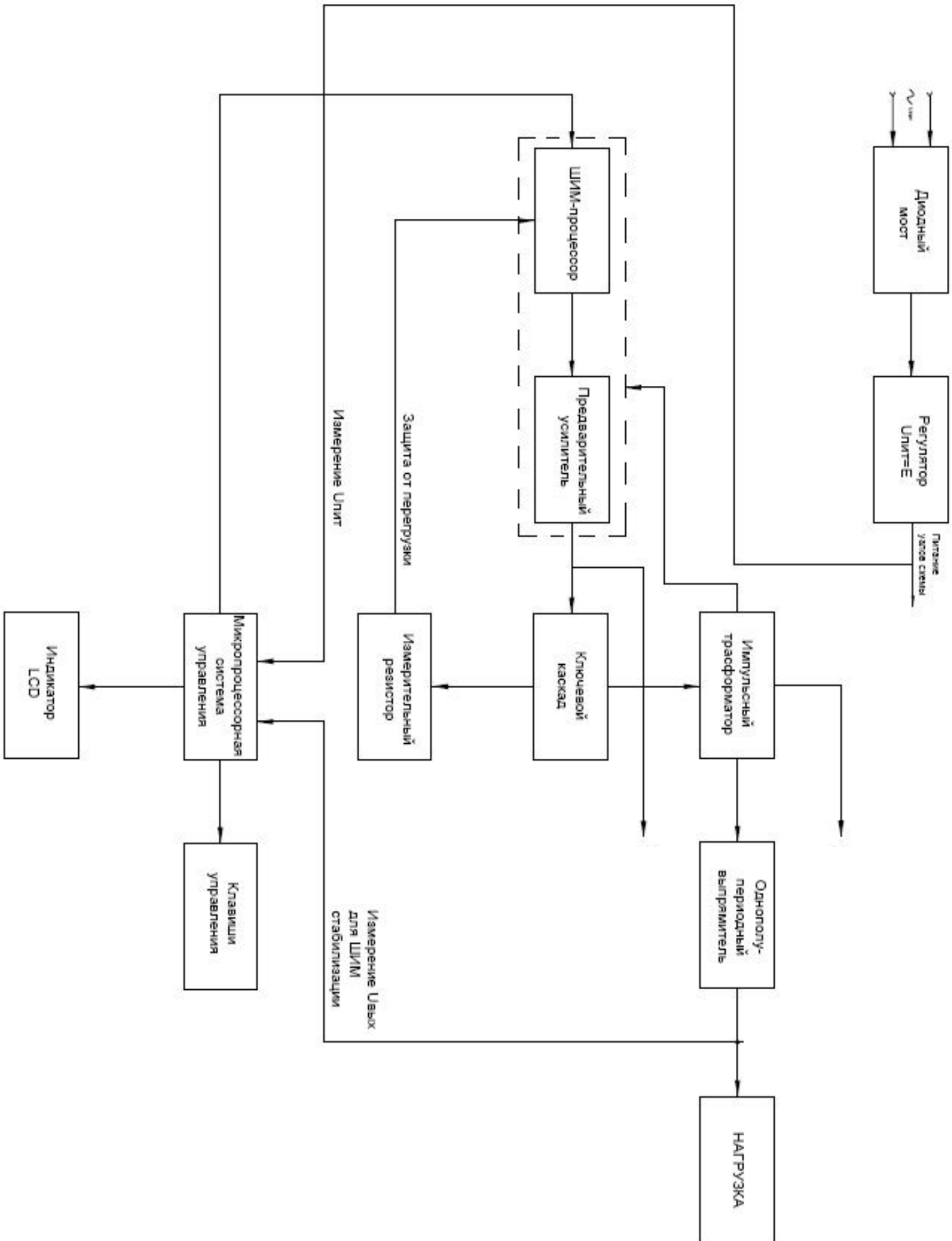


Рисунок 6. Блок-схема импульсного блока питания учебного модуля ИИП РТИПЛ-5

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Перед включением установки в сеть необходимо убедиться в целостности сетевых и соединительных проводов. Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выходы нагрузки и выходы контрольных точек, не предназначенные для этого в данном эксперименте.
2. Разобраться с блок-схемой и принципиальной схемой импульсного источника питания, найти контрольные точки для наблюдения сигнала ШИМ XS3 и для подключения нагрузки XS1, XS2 «УЧЕБНОЙ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ».
3. Поставить переключатель «СЕТЬ» на панели «БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ» в положение «ВКЛ». При этом загорятся соответствующие сигнальные светодиоды. Используя соединительные провода из комплекта типа «ТЮЛЬПАН – ЛАМПА НАКАЛИВАНИЯ» подключить к выходным клеммам XS1 – XS2 МОДУЛЯ лампу накаливания 12 V 90 mA из комплекта.
4. Подключить выход XS3 «ШИМ» ко входу Y осциллографа проводом типа «ТЮЛЬПАН – BNC».
5. Поставить ручки управления учебным модулем «СКВАЖНОСТЬ» и напряжение питания « $E_{пит}$ » в среднее положение.
6. Установить ручку «АС – GND – DC» осциллографа в положение «DC» для просмотра импульсов с выхода ШИМ – генератора. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ) и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находиться в положении Y (внутренняя синхронизация). При этом следует учитывать, что оси X (время) и Y (амплитуда) откалиброваны правильно (т. е. подписи у ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV верны) только при повернутых до упора ручках плавной регулировки VOLT VAR. и TIME VAR.
7. Вращением ручки «Установка $E_{пит}$ » лабораторного модуля установить напряжение питания блока $E_{пит} \approx 5 - 9$ В. Вращением ручки «СКВАЖНОСТЬ» на панели учебного модуля установить скважность $d = \delta \approx 50\%$.
8. Получить изображение импульсов с выхода XS3 «ШИМ» учебного модуля ИИП. Импульсы должны иметь вид аналогично рис. 7.

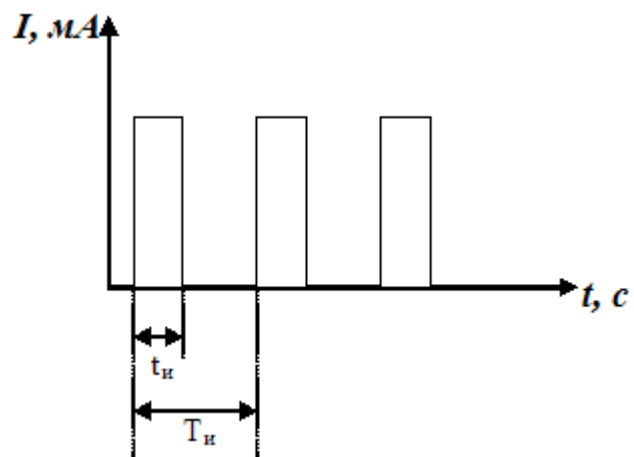


Рисунок 7. Импульсы с выхода «ШИМ» учебной установки.

9. С помощью электронного осциллографа определить $t_{и}$ – длительность импульса, $T_{и}$ – период следования импульсов и проверить правильность измерения скважности, рассчитав отношение $d = \delta = \frac{t_{и}}{T_{и}} \cdot 100 \%$.
10. Снять зависимость напряжения с выхода импульсного источника питания U_{out} в зависимости от скважности импульсов d : $U_{out} = f(d)$, вращая ручку «СКВАЖНОСТЬ». Построить график зависимости на миллиметровой бумаге по клеткам.
11. Убедиться в пропорциональности выходного напряжения U_{OUT} скважности импульсов d .
12. Установить ручкой Епит напряжение питания блока Епит=12 В. Ручкой «СКВАЖНОСТЬ» установить скважность импульсов $d=90 \%$.
13. Вращая ручку « U_S », управляющую напряжением стабилизации к значению которого должно стремиться выходное напряжение U_{out} , установить $U_S = 5$ Вольт
14. Кнопкой «СОХР/УДАЛИТЬ U_S » сохранить значение напряжения стабилизации, к которому необходимо стремиться, в памяти микропроцессора. При этом символ U_S должен смениться на U_m .
15. Нажав кнопку «АВТО/РУЧНОЙ РЕЖИМ» наблюдать стабилизацию напряжения на выходе до сохраненного уровня за счет ШИМ, контролируя параметры скважности, напряжения выхода U_{OUT} и наблюдая за изменением длительности импульсов на экране осциллографа. В автоматическом режиме символ « d », обозначающий скважность, должен измениться на « D ».
16. Следует помнить, что в исследуемой учебной модели процесс стабилизации на основе ШИМ растянут во времени для демонстрации, в реальных блоках питания этот процесс занимает сотые доли секунды.
17. Дождаться стабилизации значения U_{out} . Нажать кнопку «АВТО/РУЧНОЙ РЕЖИМ» и вернуться в ручной режим.
18. Удалить ранее сохраненное значение напряжения стабилизации U_m , содержащееся в памяти микропроцессора. Для этого нажать «СОХР/УДАЛИТЬ U_S ». При этом символ U_m должен смениться на U_S .
19. Повторить пп. 14-18 с другими значениями напряжения питания Епит, напряжения стабилизации U_S в различных направлениях (уменьшение, увеличение от первоначального), исследовать предельные возможности стабилизации, когда изменение ШИМ уже не способно вернуть выходное напряжение на первоначальный уровень.
20. Застабилизировать с помощью описанной выше процедуры какое – либо значение U_S .
21. Находясь в автоматическом режиме (буква D) стабилизации, немного повернуть ручку «Епит» по часовой стрелке, тем самым слегка дестабилизировать питание схемы, изменив напряжение на выходе U_{out} . При этом сразу же начнется процесс стабилизации напряжения U_{out} , т.

- е. стремления этого напряжения к заранее установленному напряжению U_s .
22. Повернуть ручку «Епит» против часовой стрелки и наблюдать аналогичный процесс, описанный в п. 21.
23. Рассчитать суммарную мощность нагрузки как $P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{OUT}}^2}{R}$. Сопротивление одной лампы считать равным $R=133$ Ом. Значения скважности $\delta=d$ следует брать в безразмерных сотых долях ($1\%=0.01$). Оценить по формуле (3) минимально возможное значение индуктивности импульсного трансформатора. По формулам (4) (5) оценить максимальный ток через транзистор $I_{\text{к max}}$ и максимальное напряжение на нем $U_{\text{кэ max}}$. При расчетах для исследуемой учебной модели ИИЭ принять $n = w_1/w_2 \approx 1$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите основные элементы импульсного источника питания.
2. Каковы преимущества и недостатки применения ИИЭ по сравнению с обычными источниками в электронной аппаратуре?
3. Поясните работу однотактного транзисторного преобразователя.
4. Для чего необходим ШИМ генератор в ИИЭ, его основные функции.
5. Что называется скважностью импульсов? Как определить скважность импульсов с помощью осциллографа?
6. Что такое демпфирующие элементы в схеме? Для чего их используют?
7. Объясните принцип стабилизации напряжения с помощью ШИМ. Какую роль играет обратная связь в данном случае?
8. Поясните принцип работы исследуемого лабораторного ИИЭ с помощью схем на рис. 5, 6.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет/С. Д. Додик, Ю. Я. Дусавицкий, К. Б. Мазель и др.; Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. — М.: Сов. радио, 1969. — 448 с.
2. Мелешин В. И. Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения. — В сб. Электронная техника в автоматике. Вып. 9/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977, с. 83 — 98.
3. Мелешин В. И., Конев Ю. И. Миниатюризация преобразователя переменного напряжения в стабилизированное постоянное. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 7/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1975, с. 36 — 45.
4. Бриллиантов Д. П. Экономичные генераторы телевизионной строчной развертки. — М.: Радио и связь, 1982. — 272 с.
5. Цветные телевизоры и их эксплуатация/И. Н. Баскир, С. С. Макогонов, Д. М. Мак-Миллин и др.; Под ред. С. В. Новаковского. — М.: Связь, 1974. — 200 с.
6. Мазель Е. З. Мощные транзисторы. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
7. Мазель К. Б. Трансформаторы электропитания. — М.: Энергия, 1982. — 80 с.
8. Букреев С. С. Силовые электронные устройства: введение в автоматизированное проектирование. — М.: Радио и связь, 1982. — 256 с.
9. Конев Ю. И. Техничко-экономическая эффективность микроэлектронных электросистем. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. И/Под ред. Ю. И. Конева, — М.: Сов. радио, 1980, с. 3 — 7.
10. Конев Ю. И. О параметрах силовых МДП-транзисторов. — В. сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 13/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1982, с. 3 — 7.
11. Митрофанов А. В., Афонин Л. Н. Расчет спада импульса тока при выключении мощных высоковольтных транзисторов. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1977, вып. 1 (III), с. 29 — 34.
12. Преобразователи постоянного напряжения с использованием пьезотрансформаторов/А. А. Богомаз, А. А. Ерофеев, В. К. Захаров и др. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 13/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1982, с. Мб — 105.
13. Kruger H. H. Integrierte Schaltnetzteilansteuerung B260D und ihre Einsatzmöglichkeiten. — Radio fernsehen Elektronik, 1982, H. 2, S, 71.
14. Wessel P. A new Horizontal output deflection circuit. — IEEE Trans., 1972, v. BTR-18, № 2, p. 177.
15. Maytum M. Transistorised self-stabilising horizontal deflection systems. — IEEE Trans., 1974, v. BTR-20, № 1, p. 32.
16. Ohr. S. 1000-V power MOSFET aims at switchers. — Electronic Design, 1980, v. 28, № 18, p. 31.
17. Ishigaki Y., Hosoya M., Yasumura M., Sakamoto H. Applications of the cross transformer. — IEEE Trans., 1982, v. CE-28, № 3, p. 305.

Для свободного распространения, НПО «ТулаНаучПрибор», Россия, г. Тула.