

Федеральное агентство по образованию  
Дальневосточный государственный технический университет  
(ДВГУИТ имени В. В. Куйбышева)

## **Расчет импульсных стабилизаторов напряжения**

Задание и методические указания к курсовой работе  
для студентов-заочников 5-го курса  
(специальность 210405 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»)

Владивосток

2006

УДК 681.86

Р 24

Расчет импульсных стабилизаторов напряжения: задание и метод. указания к курсовой работе/сост. Ю. В. Беляев, Ю. И. Галочкин. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2006. – 56 с.

Настоящие методические указания предназначены студентам специальности 210405 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» дневной и заочной формы обучения при изучении дисциплины «Электропитание устройств и систем телекоммуникаций».

Подробно описывается методика расчета различных схем источников питания. Приводится детальное описание составных блоков импульсных стабилизаторов, задание на курсовую работу и необходимый справочный материал.

Печатается с оригинал-макета, подготовленного авторами

© Ю.В. Беляев

Ю.И. Галочкин, 2006

© ДВГТУ, изд-во ДВГТУ, 2006

## ВВЕДЕНИЕ

Настоящие методические указания к курсовой работе составлены в соответствии с программой курса «Электропитание устройств и систем телекоммуникаций».

Основные положения по проектированию источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры достаточно полно рассмотрены в соответствующей технической литературе. Тем не менее для студентов, занимающихся разработкой импульсных источников электропитания, необходимы основные теоретические положения, принципы построения схем и их отдельных узлов, методики расчетов наиболее распространенных типов блоков питания.

Материал излагается таким образом, чтобы при разработке питающих средств имелись основные сведения о построении схем блоков питания, необходимые расчетные соотношения, характеризующие их работоспособность.

Материал излагается таким образом, чтобы при разработке питающих средств имелись основные сведения о построении схем блоков питания, необходимые расчетные соотношения, характеризующие их работоспособность.

Методические указания рассчитаны для студентов радиоэлектронных специальностей и могут быть полезны для специалистов, занимающихся разработкой вторичных источников электропитания.

## 1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИСТОЧНИКАМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Электропитание любой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), в том числе и аппаратуры средств связи, управления, автоматики и телемеханики, осуществляется от источников вторичного электропитания (ИВЭ), которые получают электрическую энергию от источников первичного электропитания (аккумуляторы, солнечные батареи, промышленная сеть переменного тока), преобразуют их постоянное или переменное напряжение в ряд выходных напряжений различных номиналов как постоянного, так и переменного тока с характеристиками, обеспечивающими нормальную работу РЭА в заданных режимах. Для выполнения этих задач в состав ИВЭ включаются как сами источники питания, так и ряд дополнительных устройств, обеспечивающих их работу в составе комплекса РЭА.

Источники вторичного электропитания классифицируются:

- по типу первичного источника (однофазная и многофазная промышленная сеть переменного тока, аккумуляторные батареи);
- по выходной мощности (микромощные с выходной мощностью до 1Вт, малой мощности от – 1 до 10 Вт, средней мощности от – 10 до 100 Вт, повышенной мощности от – 0,1 до 1 кВт и большой мощности – свыше 1 кВт);
- по выходу (с выходом на переменном токе, на постоянном токе и комбинированные – с выходом на переменном и постоянном токе);
- по номинальному значению выходного напряжения (низкое – до 100 В, среднее до – 1 кВ и высокое – свыше 1кВ);
- по допустимому отклонению по номиналу выходного напряжения (низкой точности – свыше 5%, средней – от 1 до 5%, высокой – от 0,1 до 1% , прецизионные – меньше 0,1%);

- по числу питающих напряжений (одноканальные – с одним выходным напряжением и многоканальные – на два и более выходных напряжений);
- по способу стабилизации (параметрические и компенсационные с непрерывным и импульсным регулированием);

При проектировании и расчете ИВЭ учитываются следующие параметры первичных источников питания: номинальное напряжение и его предельные отклонения, частота и пределы ее изменения; число фаз: коэффициент искажения формы (в %), определяемый отношением первой гармоники тока сети к его действующему значению (напряжение питающей сети считается синусоидальным, если этот коэффициент не превышает (6-7%); уровень помех питающего напряжения при частоте 50 Гц – 150 кГц должен составлять (1-3)% а, для импульсных – (5-10)%.

При разработке ИВЭ руководствуются следующими параметрами и требованиями:

1. Номинальное значение выходного напряжения ИВЭ для постоянного тока выбирается в вольтах из следующего ряда: 0,25; 0,4; 0,6; 1; 2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; 9,0; (10); 12,0; (12,6); 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60; 80; 100; (125); 150; 200; 250; (300); 400; 500; 600; 800; 1000; 1250; 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000; 10000; 12000; 15000; 20000; 25000; Для переменного тока (в вольтах действующего значения): 1,2; 2,4; 3,15; 5,0; 6,0; (6,3); 12; (12,6); 15; 24; 27; 36; 40; 60; 80; 110; (115); 127; 200; 220; 380.

2. Коэффициент пульсации (КП) задается из ряда: 0,02; 0,03; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5% и рассчитывается по формуле:

$$K_{II} = \left[ \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U} \right] 100\%, \quad (1.1)$$

где  $U_{\max}$ ,  $U_{\min}$ ,  $U$  - максимальные и минимальные значения пульсации и среднее значение выпрямленного (или выходного) напряжения.

3. Суммарная нестабильность выходного напряжения ИВЭ задается коэффициентом нестабильности (0,1; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 10%), который рассчитывается по формуле:

$$K_{нс} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} \frac{\Delta U_{вхном}}{\Delta U_{выхном}}. \quad (1.2)$$

4. Для импульсных источников - частота преобразования, необходимость ее регулировки и синхронизации от внешнего заданного генератора.

5. Необходимость в защите источника при перегрузках или коротком замыкании и автоматическом восстановлении работоспособности источника.

6. Требования по гальванической развязке выходных цепей питания от первичного источника.

7. Значения КПД при различных режимах работы ИВЭ (непрерывный, повторно-кратковременный или импульсный).

8. Время включения ИВЭ.

9. Безопасность и простота обслуживания, особенно для высоковольтных ИВЭ.

10. Необходимость в резервировании (применение адаптивных источников).

11. Возможность дистанционного управления и сигнализации о неисправностях.

12. Ремонтоспособность и требования к ремонтно-диагностическим стендам.

13. Удельная мощность для стационарной РЭА (Вт/дм<sup>3</sup>) и для подвижных объектов (Вт/кг).

14. Электромагнитная совместимость (ЭМС) с РЭА достигается за счет схемных решений (например, за счет симметричного фильтра, применения демпфирующих RC – цепей, шунтирующих диоды выпрямителя вторичной об-

мотки трансформатора) или рационального монтажа и пассивного электростатического экранирования, а также низкочастотного и высокочастотного заземления. Под ЭМС подразумевается способность одновременного функционирования ИВЭ и РЭА в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на РЭА непреднамеренных электромагнитных помех со стороны источников вторичного электропитания.

## 2. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### Структурные схемы импульсных источников электропитания

Импульсный источник вторичного электропитания (ИИВЭ) вырабатывает постоянные и переменные напряжения, необходимые для электропитания блоков аппаратуры, путем ключевого преобразования выпрямленного сетевого напряжения с частотой 50 Гц или аккумулятора батареи.

На практике широкое распространение получили две структурные схемы ИИВЭ с бестрансформаторным входом. В первом случае (рис. 2.1) структурная схема ИИВЭ состоит из двух функциональных узлов – сетевого выпрямителя (СВ) и преобразователя напряжения (ПН). Сетевой выпрямитель выполняет функции выпрямления и сглаживания выходного напряжения, обеспечивает плавный заряд конденсаторов фильтра при включении источника и уменьшает уровень помех за счет применения помехоподавляющих фильтров. На выходе СВ формируется напряжение  $U_0$  постоянного тока, которое характеризуется значениями 264-340 В для однофазной сети 220 В ± (10-15)%, 455-590 В – для трехфазной сети 380 В ± (10-15)%. Преобразователь напряжения включает в себя конвертор (К) и устройство управления. Конвертор, в свою очередь, состоит из регулируемого инвертора (И), преобразующего напряжение  $U_0$  в пере-

менное прямоугольной формы, трансформаторно-выпрямительного узла (ТВУ), работающего на повышенной частоте ( $f_n \geq 20 \text{ кГц}$ ) и обеспечивающего гальваническую развязку сети с нагрузкой, и высокочастотного LC-фильтра (ФВ). Устройство управления обеспечивает мощные ключевые транзисторы инвертора импульсами управления, а также обеспечивает стабилизацию напряжения нагрузки путем изменения длительности (коэффициента заполнения  $\gamma$ ) импульсов управления, т.е. за счет применения широтно-импульсной модуляции регулирования (ШИМ).

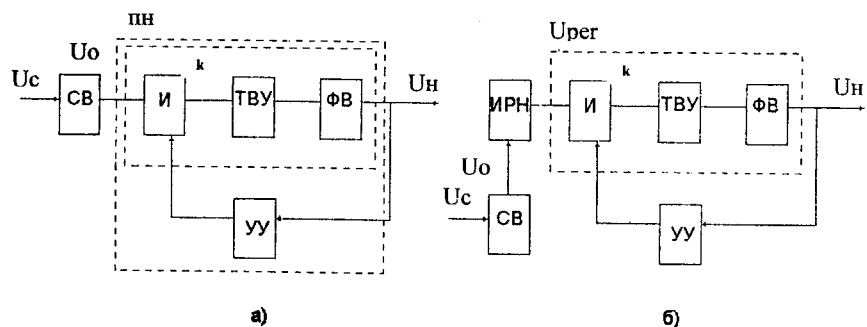


Рис. 2.1. Структурная схема ИИВЭ: а – параллельная; б - последовательная

Во втором случае (рис. 2.1,б) структурная схема представлена последовательным соединением СВ, импульсного регулятора напряжения (ИРН) и конвертора, выполненного на основе нерегулируемого инвертора. Устройство управления (УУ) обеспечивает подачу импульсов управления с коэффициентом заполнения  $\gamma$  на мощный транзистор ИРН и импульсов управления типа меандр на ключевые транзисторы инвертора.

В УУ для обеих структурных схем также входят устройства защиты, плавного выключения и внутренний источник электропитания схем управления.

Функциональный узел – конвертор для первой и второй структурной схем может быть построен на базе трансформаторного одноконтурного конвертора (ТОК) или на базе двухконтурных схем инверторов с трансформаторным выходом в дальнейшем ТДК (трансформаторный двухконтурный конвертор).

Положительным качеством первой структуры является совмещение функции преобразования напряжения  $U_0$  и стабилизация напряжения выхода  $U_n$ . Это позволяет упростить схему УУ, кроме того, из-за паузы в выходном напряжении инвертора автоматически устраняются сквозные токи при использовании ТДК, улучшается режим переключения мощных ключевых транзисторов и диодов высокочастотного выпрямителя.

Достоинством второй структуры ИИВЭ является построение источника с несколькими стабилизированными выходными напряжениями, но работающими на фиксированных токах нагрузки.

Усложненная схема, а также фиксированные токи нагрузки ограничивают использование второй структурной схемы.

### 3. СИЛОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ

#### Сетевые выпрямители

В зависимости от числа фаз питающей сети схема выпрямления может быть трехфазной мостовой, трехфазной однополупериодной, однофазной мостовой (рис. 3.1).

Среднее значение выпрямленного напряжения для трехфазной мостовой схемы (рис. 3.1,а)

$$U_0 = 0,95U_c \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}, \quad (3.1)$$

где  $U_c$  – напряжение сети.

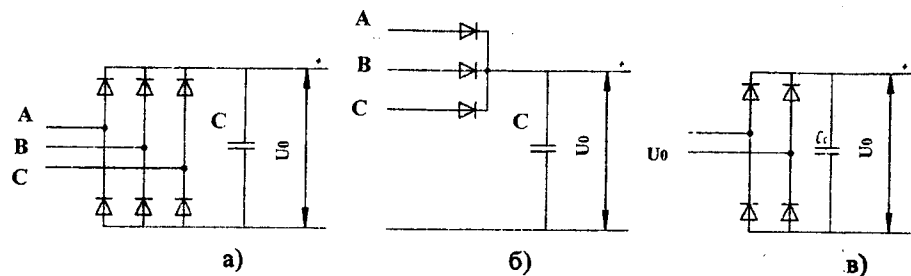


Рис. 3.1. Схема выпрямителей: а – мостовая трехфазная; б – трехфазная однополупериодная; в – однофазная мостовая

Среднее значение выпрямленного напряжения для трехфазной однополупериодной схемы (рис. 3.1,б)

$$U_{03} = 0,95U_c\sqrt{2}. \quad (3.2)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения для однофазной мостовой схемы (рис. 3.1,в)

$$U_{01} = 0,9U_c\sqrt{2}. \quad (3.3)$$

Значение емкости  $C_\phi$  (мкФ) для трехфазной однополупериодной:

$$C_{\phi 3} = 1,3 \frac{P_H}{\eta}, \quad (3.4)$$

где  $P_H$  - мощность нагрузки,  $\eta$  - КПД преобразователя напряжения ( $\eta=0,9-0,98$ ).

Для однофазной мостовой (мкФ):

$$C_{\phi 1} = 2 \frac{P_H}{\eta}. \quad (3.5)$$

Трехфазная мостовая схема выпрямления имеет коэффициент пульсации  $K_n=5,7\%$ , поэтому этот выпрямитель не нуждается в фильтрующей емкости. Эта схема выпрямления применяется при больших мощностях нагрузки.

Для ограничения тока заряда  $I_{zmax}$  до допустимого уровня тока перегрузки  $I_{пер}$  выпрямительных диодов в цепь заряда включают токоограничительный резистор  $R_0$ , сопротивление которого определяют из соотношения:

$$R_0 = \frac{U_{cm. max}}{I_{пер}}, \quad (3.6)$$

где  $U_{cm. max}$  - максимальное значение амплитуды сетевого напряжения, значение  $I_{пер}$  выбирается из справочника  $I_{пер} = I_{пр.имп}$ .

Введение  $R_0$  снижает КПД выпрямителя, что не позволяет применять его в источниках средней и большой мощности.

Вводить резистор в ИИВЭ целесообразно лишь при выходной мощности до 50 Вт. Одним из путей повышения КПД СВ является шунтирование  $R_0$  с помощью тиристора или транзистора. Когда  $U_0$  достигнет максимума, резистор  $R_0$  шунтируется малым сопротивлением указанных полупроводниковых приборов.

На рис. 3.2 показана схема устройств плавного включения.

Основные параметры для выбора вентилялей находятся из следующих выражений.

Среднее значение тока через ventиль и величина обратного напряжения на неработающие ventили:

трехфазная мостовая схема –

$$I_{амз} = \frac{I_0}{3}, \quad U_{обртз} = U_c\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}; \quad (3.7)$$

133 2011) 10

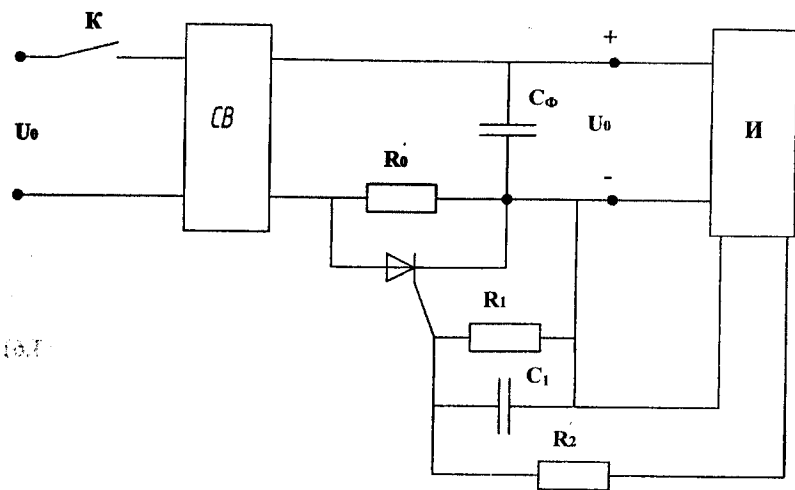


Рис. 3.2. Схема устройств плавного включения

трехфазная однополупериодная –

$$I_{аз} = \frac{I_0}{3}, \quad U_{обртз} = U_c \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}; \quad (3.8)$$

однофазная мостовая –

$$I_{ам} = \frac{I_0}{2}, \quad U_{обртм} = U_c \sqrt{2}. \quad (3.9)$$

**Трансформаторный одноконтный конвертор (ТОК) с обратным включением выпрямительного диода**

Эта схема ТОК получила наибольшее распространение ввиду своей простоты. Принципиальная схема ТОК приведена на рис.3.3.

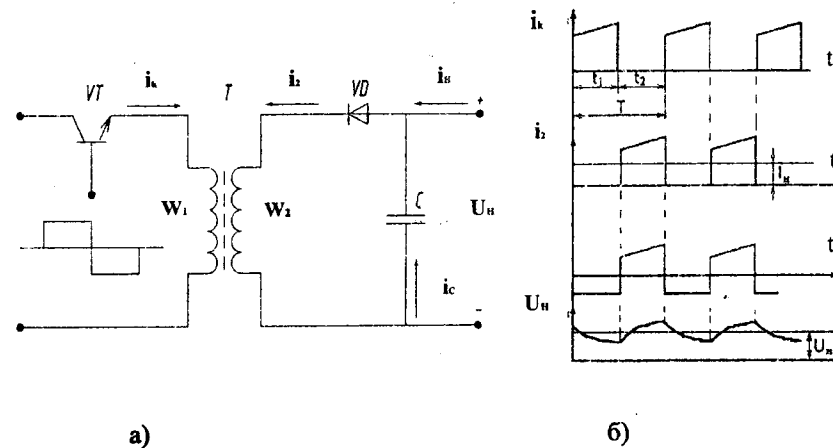


Рис. 3.3. ТОК: а - принципиальная схема ТОК; б - форма импульсов

В данном ТОК ненасыщающийся трансформатор Т выполняет функции индуктивного накопителя энергии, когда транзистор VT находится в режиме насыщения (полностью открыт, интервал времени  $t_1$  на рис.3.3,б). Во время паузы ( $t_2$ ) накопленная энергия через вторичную обмотку  $\omega_2$  трансформатора подается на нагрузку и подзаряжает конденсатор  $C_n$ . В интервале  $t_1$  диод VD закрыт и конденсатор  $C_n$  частично разряжается через нагрузку. Изменяя коэффициент заполнения импульсов  $\gamma = t_1/T$ , можно регулировать среднее значение напряжения на нагрузке.

$$U_H = \frac{U_0 n \gamma}{1 - \gamma}, \quad (3.10)$$

где  $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$  - коэффициент трансформации.

Ток коллектора  $i_k$  достигнет своего максимального значения в момент времени  $t_2 = t_1$  и будет максимальным при  $\gamma = \gamma_{min}$ .

$$I_{k\max} = \frac{P_H}{\eta_k U_{0\max} \gamma_{\min}} + \frac{U_{0\max}}{2 L_1 f_k} \gamma_{\min}, \quad (3.11)$$

где  $\gamma_{\min} = \frac{U_{H\max}}{U_{0\max} n + U_{H\min}}$  - минимальный коэффициент заполнения;  $P_H$  - выходная мощность источника;  $U_{0\max}$  - максимальное напряжение на выходе СВ;  $U_{H\min}$  - минимальное напряжение на нагрузке ( $U_{H\min} = 0,9 U_{H\text{ном}}$ );  $f_k$  - рабочая частота конвертора.

Напряжение на транзисторе  $U_{кэ}$  будет максимальным, когда он закрыт.

$$U_{кэ\max} = U_{0\max} + n U_H = \frac{U_{0\max}}{1 - \gamma_{\max}}, \quad (3.12)$$

$$\text{где } \gamma_{\max} = \frac{U_H}{U_{0\min} n + U_H}.$$

Обратное напряжение на диоде VD и ток через диод:

$$U_{обрVD} = \frac{U_{0\max} n}{1 - \gamma_{\max}}, \quad I_{d\max} = I_{k\max}. \quad (3.13)$$

Значение индуктивности  $L_1$  и  $C_n$ :

$$L_1 = (1,1 - 1,2) \frac{U_0 \gamma_{\text{ном}} (1 - \gamma_{\text{ном}})}{2 I_{H\min} f_k n}, \quad (3.14)$$

$$C_n = \frac{\sqrt{2} \cdot \sin(\gamma \pi)}{2\pi^2 f_k (1 - \gamma_{\max}) K_n U_H} \left( I_H + \frac{U_{0\max}}{2\pi f_k L_1 n} \right). \quad (3.15)$$

Ток управления базой силового транзистора

$$I_b = \frac{I_{k\max} q}{h_{21\min}}, \quad (3.16)$$

где  $q = (1,3 - 2)$  - коэффициент насыщения.

### Регулируемые двухтактные конверторы

В настоящее время широкое распространение получили ИИВЭ с бестрансформаторным входом, построенные на основе полумостовых и мостовых регулируемых двухтактных конверторов с трансформаторным выходом (ТДК), в которых совмещены функции преобразования электрической энергии и её регулирования за счет УУ с помощью ШИМ. Для таких ТДК характерным является наличие относительно мощного сглаживающего LC-фильтра. На рис. 3.4 приведены схемы регулируемого полумостового (а) и мостового (в) ТДК, а также диаграммы сигналов управления транзисторами  $U_{бэ1}$ ,  $U_{бэ2}$  транзисторами конверторов, напряжения  $U_2$  на вторичной обмотке трансформатора и напряжение  $U_2$  на выходе высокочастотного выпрямителя.

В полумостовой схеме ТДК, когда открыт транзистор VT1 на время  $\gamma T/2$ , а VT2 закрыт, происходит передача энергии от конденсатора  $C_1$  через трансформатор T в накопительный дроссель  $LC_n$  и нагрузку. В это же время емкость  $C_2$  заряжается по цепи:  $+U_0$ , обмотка  $U_1$ , емкость  $C_2$  и  $-U_0$ . В следующий полупериод процесс повторяется:  $C_2$  - открыт,  $C_1$  - заряжается. Во время паузы конденсатор  $C_n$  фильтра разряжается на нагрузку через диод VD5. Емкости  $C_1$ ,  $C_2$  образуют емкостной делитель с  $U_{c1} = U_{c2} = U_0/2$ .

В мостовой ТДК транзисторы VT1, VT3 будут открыты на длительность  $\gamma T/2$  и точки m и d трансформатора будут подключены соответственно к  $+U_0$  и  $-U_0$ . В следующий полупериод (длительность  $\gamma T/2$ ) точки d и m будут подклю-



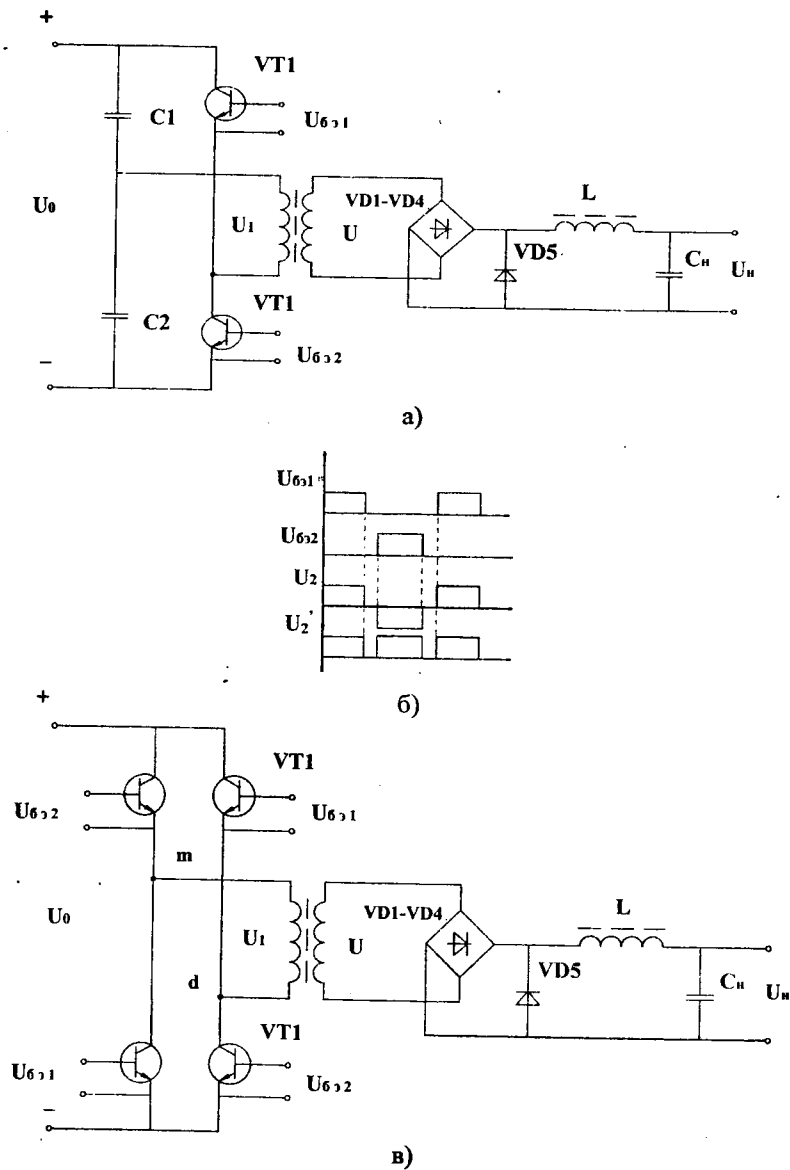


Рис. 3.4. ТДК: а – полумостовая схема ТДК; б – форма импульсов на входах и выходе ТДК; в – мостовая схема ТДК

чены соответственно к  $+U_0$  и  $-U_0$ . Таким образом, к трансформатору будет приложено переменное напряжение с амплитудой, равной напряжению  $U_0$  СВ. Мостовая схема ТДК используется при мощностях свыше 1кВт.

Напряжение на нагрузке

$$U_H = U'_2 \gamma, \quad (3.17)$$

где  $U'_2$  – напряжение на выходе высокочастотного выпрямителя.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = U'_2 + U_{дпр}, \quad (3.18)$$

где  $U_{дпр}$  – прямое падение напряжений на диодах ВЧ моста.

Величина дросселя выходного фильтра рассчитывается при условии безразрывности тока  $I_L$  по выражению

$$L = (5-10) \frac{R_H (1-\gamma_{\min})}{2f_k}, \quad (3.19)$$

а максимальный ток дросселя будет равен:

$$I_{L\max} = I_H + \Delta i_1, \quad (3.20)$$

где  $\Delta i_1 = \frac{U'_2 \gamma_{\max}}{2Lf_k}$  – пульсация тока через дроссель.

Емкость  $C_n$  сглаживающего LC-фильтра с учетом требований по уровню пульсаций на нагрузке определяется из выражения

$$C_H = \frac{(1-\gamma_{\min})}{8Lf_k^2 K_n} \quad (3.21)$$

Среднее значение тока диода VD5 и обратное напряжение

$$I_{aVD5} = I_{L\max}(1-\gamma_{\min}), \quad U_{обрVD5} = U'_{2\max} \quad (3.22)$$

Среднее значение токов и обратное напряжение для диодов ВЧ-моста

$$I_{ам} = \frac{I_H}{2}, \quad U_{обрм} = U_{2\max} \quad (3.23)$$

Максимальное значение тока  $I_2$  вторичной обмотки будет равно:

$$I_2 = I_{L\max} \quad (3.24)$$

В режиме стабилизации выходного напряжения необходимо задаться величиной  $\gamma_{\max}=(0,6-0,8)$ , большие значения  $\gamma$  выбираются из расчета меньшего отклонения  $U_c$ , меньшие значения  $\gamma$  – большего отклонения  $U_c$ , и расчет проводится в следующем порядке:

$$U_H = U'_{2\min} \gamma_{\max} = const, \quad (3.25)$$

$$U'_{2\min} = \frac{U_H}{\gamma_{\max}}, \quad (3.26)$$

$$U'_{2\min} = U'_{2ном} (1-\delta U_{c\max}), \quad (3.27)$$

где  $\delta U_{c\max}$  - относительное отклонение напряжения питающей сети  $U_c$ .

$$U'_{2ном} = \frac{U'_{2\min}}{1-\delta U_{c\max}}, \quad (3.28)$$

$$U'_{2\max} = U'_{2ном} (1+\delta U_{c\max}), \quad (3.29)$$

$$\gamma_{\min} = \frac{U_H}{U'_{2\max}} \quad (3.30)$$

Для полумостовой схемы напряжение

$$U_1 = U_0/2. \quad (3.31)$$

Для мостовой –

$$U_1 = U_0. \quad (3.32)$$

Ток коллектора  $I_{k\max}$  и максимальное значение  $U_{кэ\max}$ , по которым выбираются транзисторы для полумостовой схемы:

$$I_{k\max} = \frac{U_2 I_2}{U_1 \eta_k}, \quad U_{кэ\max} = U_{0\max}, \quad (3.33)$$

где  $\eta_k=(0,9-0,98)$  – КПД ТДК.

После определения параметров транзисторов производится выбор соответствующих транзисторов из справочника.

Значения базовых токов управления силовых транзисторов рассчитываются следующим образом:

$$I_{б1(2,3,4)} = \frac{I_{k\max} q}{n_{21\text{эmin}}}, \quad (3.34)$$

где  $q=(1,3-2)$  – коэффициент насыщения транзистора.

#### 4. СТРУКТУРА И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ УПРАВЛЕНИЯ ИИВЭ

##### Требования, предъявляемые к устройствам управления

Функцию УУ можно определить как регулирование (стабилизацию) выходных параметров ИИВЭ на заданном уровне и обеспечение безотказного функционирования в переходных и аварийных режимах путем формирования импульсов напряжений для качественного управления мощными транзисторами ключевых ИИВЭ.

Требования, предъявляемые к УУ, формируются следующим образом: обеспечение двухполярного низковольтного сигнала управления мощными транзисторами с минимальной длительностью фронта импульса, получение линейной регулировочной характеристики УУ в широком диапазоне изменения коэффициента заполнения импульсов управления ( $0 \leq \gamma < 1$ ); отсутствие инерционности УУ; наличие гальванической развязки между источником питания УУ и цепью управления силовыми транзисторами ключевого ИВЭП; исключение сквозных токов через мощные транзисторы инверторов ИИВЭ, для чего в УУ должна вводиться гарантированная пауза ( $\gamma_{max} < 1$ ), либо автоматическая задержка открывания транзистора на время рассасывания избыточного заряда в базе закрываемого транзистора в ТДК. УУ должно обеспечивать быстродействующую защиту ТДК или ТОК от перегрузок и аварийных режимов путем запира-ния силовых транзисторов при токах коллектора меньше допустимых.

##### Состав функциональных узлов УУ

Структурная схема УУ на основании требований, приведённых в п. 4.1, приведена на рис. 4.1 и включает в себя следующие узлы: источник питания устройства управления (ИПУУ); широтноимпульсный модулятор длительности импульсов (МДИ); устройство защиты (УЗ); логическую схему (ЛС) для объе-

динения сигналов (МДИ) и (УЗ); формирователь управляющих напряжений ФУН для мощных транзисторов конвертора (инвертора).

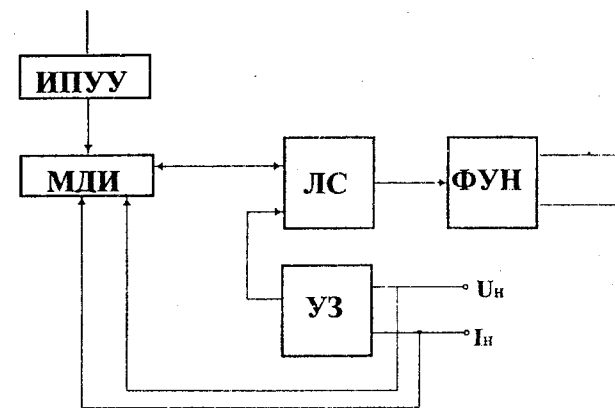


Рис. 4.1. Структурная схема УУ

По способу организации питания УУ источники питания можно разделить: на ИПУУ, подключенные непосредственно к напряжению питающей цепи и обеспечивающие питание УУ независимо от наличия напряжения на выходе ИИВЭ; ИПТУ с запускающими цепочками, кратковременно подключёнными к сетевому напряжению выпрямителя с последующим переходом на питание от специальной обмотки входного трансформатора ТДК или ТОК.

В зависимости от выбранной схемы конвертора могут использоваться следующие виды модуляции: частотно-импульсная модуляция (ЧИМ); широтно-импульсная модуляция. Наиболее широкое применение нашли стабилизированные ключевые ИИВЭ с ШИМ, что объясняется благоприятными характеристиками (при  $f_k = \text{const}$ ,  $0 \leq \gamma < 1$  ток практически может изменяться от 0 до  $I_{n \text{ max}}$ )

Структурная схема МДИ на базе ШИМ представлена на рис. 4.2.

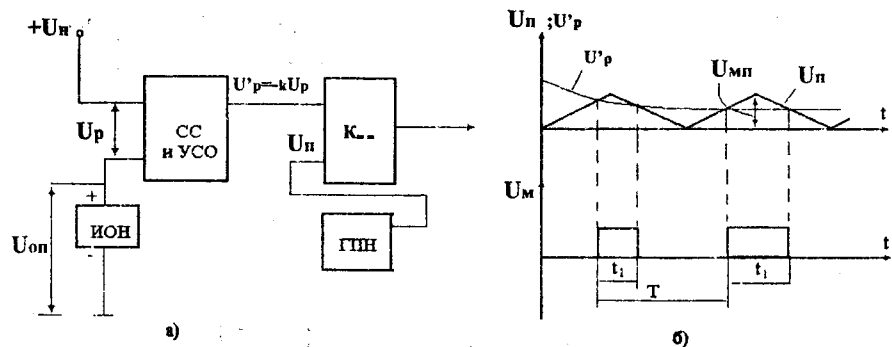


Рис. 4.2. Структурная схема МДИ на базе ШИМ: а – структурная схема ШИМ; б – временные диаграммы

В ШИМ входят: схема сравнения (СС) и усиления сигнала ошибки (УСО); источник опорного напряжения; компаратор ( $K_-$ ); генератор пилообразного напряжения (ГПН).

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы, показаны на рис. 4.2,б. Напряжение на нагрузке  $+U_n$  на входе СС и УСО сравнивается с опорным напряжением  $U_{он}$ . Сигнал ошибки  $U_p$ , представляющий разницу между  $U_n$  и  $U_{он}$ , усиливается и поступает на вход компаратора  $K_-$ . На другой вход компаратора поступает напряжение  $U_n$  линейно изменяющейся формы (рис. 4.2,б). Эти два напряжения сравниваются в этом устройстве и при равенстве их происходит переключение компаратора с низкого уровня (логический 0) в высокий (логическая 1), и наоборот. Таким образом, на входе мы получаем импульсы напряжения  $U_m$ , модулированные по длительности:

$$\gamma = \frac{t_1}{T} = \frac{1 - U_p}{U_{пм}}$$

Значения амплитуды пилы  $U_{пм}$  выбираются в пределах  $U_{пм} = (1,5-3)В$ .

В подавляющем большинстве случаев в требования к ИИВЭ входит обеспечение гальванической развязки питающей сети и выходных цепей силовых транзисторов ТДК и ТОК. Для этих целей могут быть использованы оптроны или импульсные трансформаторы. Оптроны в силу своей малой мощности могут использоваться только в чисто информационных каналах УУ, поэтому для передачи информации об изменении длительностей  $t_1$  импульсов на входы силовых транзисторов необходимы импульсные трансформаторы, обеспечивающие ключевой режим работы ТОК, ТДК и гальваническую развязку, особенно ТДК.

Формирователем управляющих напряжений (ФУН) назовем устройство, преобразующее выходной сигнал компаратора ШИМ в управляющее мощным транзистором напряжение необходимой формы и мощности.

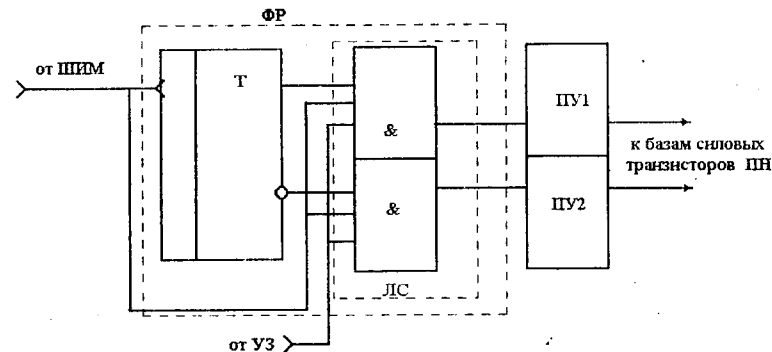


Рис. 4.3. Функциональная схема ФУН для двухтактного преобразователя напряжения

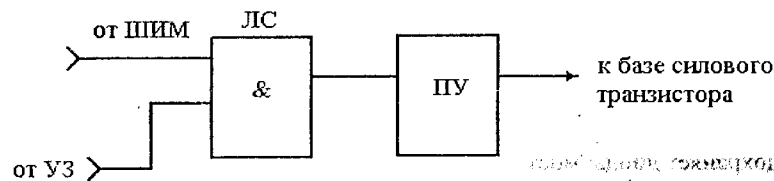


Рис. 4.4. ФУН для однотактных конверторов

Функциональная схема ФУН для двухтактного преобразователя напряжения ПН показана на рис. 4.3.

В ее структуру входят фазорасщепитель (ФР), выполняющий функции временного разделения импульсов ШИМ на два канала, два предварительных усилителя ПУ1 и ПУ2, задачей которых является создание импульсов управления требуемой мощности. В схему ФР входят триггер со счетным входом (он работает в режиме деления частоты на два) и логическая схема (ЛС) (выполняется на элементах "и"). Сигнал аварийного режима от устройства защиты блокирует работу ЛС и ПН.

ФУН для однотактных конвертеров имеет более простую схему. В ней сигнал от ШИМ сразу поступает на логическую схему и далее на ПУ (рис.4.4).

#### Источники вторичного электропитания устройств управления

Применение отдельного источника питания для УУ (ИПУУ) позволяет независимо от состояния силовой части ( $R_n=0$  или  $R_n=\infty$ ) контролировать процессы, происходящие как в питающей сети, так и в нагрузке, что упрощает задачу построения надежного УУ, но в этом случае появляется необходимость в маломощном источнике с  $U_n=5-15$  В и  $P_n=2-5$  Вт от сети 220-380 В, 50 Гц. Способы организации питания УУ рассмотрены в п. 3.2.

Непосредственно ИПУУ, подключенные к сетевому напряжению и обеспечивающие питание УУ независимо от наличия напряжения на выходе импульсного стабилизатора, показаны на рис.4.5.

В этой схеме напряжение на первичной обмотке понижается с помощью балластного конденсатора  $C_1$ . Резистор  $R_1$  необходим для разряда  $C_1$  в выключенном состоянии.  $R_2$  ограничивает ток заряда емкости фильтра  $C_2$  и тем самым предохраняет диоды моста от выгорания в первоначальный момент запуска выпрямителя. Ёмкость  $C_1$  рассчитывается по формуле для коэффициента трансформации:

$$n_{mp} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = 1, \quad (4.1)$$

$$C_1 = \frac{\pi I_n}{2 \omega_c (U_{cm} - U'_n)}, \quad (4.2)$$

где  $\omega_c$  - частота сети;  $U'_n$  - напряжение питания УУ;  $U_{cm} = 220\sqrt{2}$  - амплитуда напряжения сети;  $I_n = I_y + I_{ctmin}$  - ( $I_n$  - ток нагрузки,  $I_{ctmin}=(10-20)$  мА - минимальный ток стабилизатора).

Второй способ организации питания из-за сложности в методических указаниях не приводится.

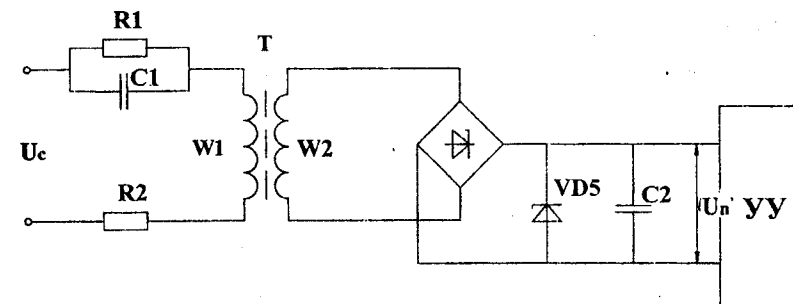


Рис. 4.5. Схема вспомогательного источника питания

#### Предварительные усилители с трансформаторным входом

Схемы предварительных усилителей для мостовой и полумостовой схем двухтактных конвертеров для одного плеча показаны на рис. 3.6.

Для другого плеча схемы аналогичны.

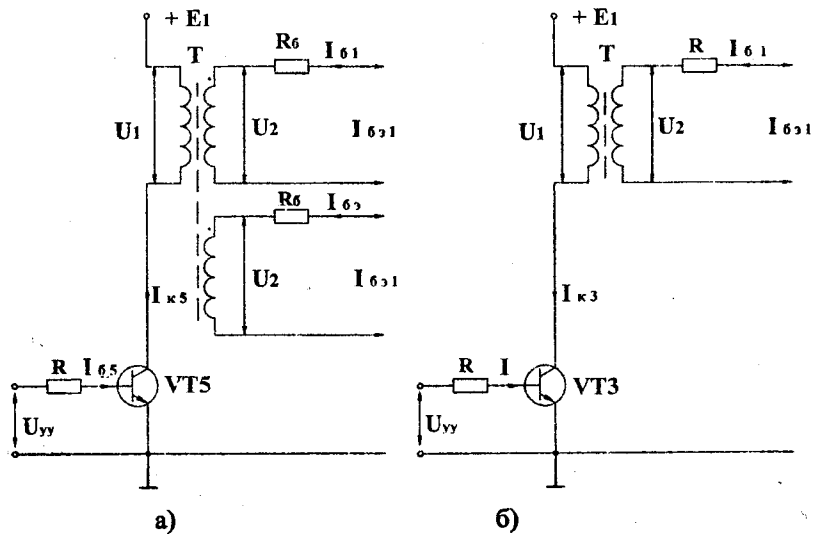


Рис. 4.6. Схема предварительных усилителей: а - для мостовой и б - для полумостовой схем ТДК

Расчет начинают с выбора напряжения  $U_2$ .

$$U_2 = (3-4) U_{бэнас1}, \quad (4.3)$$

где  $U_{бэнас} = (1-2)$  В – напряжение насыщения база-эмиттер силового транзистора конвертора (справочная величина).

Определяется значение балластного сопротивления  $R_6$ :

$$R_6 = \frac{U_2 - U_{бэнас1}}{I_{61}}, \quad (4.4)$$

$R_6$  необходимо для ограничения базового тока силового транзистора конвертора (после замены транзистора) из-за разброса параметров  $h_{21э}$ ,  $U_{бэ}$ .

Исходя из условия баланса мощностей, можно найти значения токов  $I_{к5}$  и  $I_{к3}$ .

$$I_{к5} = \frac{U_2}{U_1} \frac{2I_2}{\eta_{тр}}, \quad I_{к3} = \frac{U_2}{U_1} \frac{I_2}{\eta_{тр}}, \quad (4.5)$$

где  $U_1 = E_1 - U_{кэнас}$  – амплитуда напряжения первичной обмотки трансформатора;  $U_{кэнас}$  – напряжение насыщения ( $U_{кэнас} = 0,7-1,5$  В);  $E_1$  – напряжение ИПУУ ( $E_1 = 5-15$  В).

По  $I_{к5}$ ,  $I_{к3}$  и  $U_{кэmax} = E_{1max}$  выбираются транзисторы VT5 (VT3). Желательно выбирать транзисторы, у которых коэффициент усиления по току ( $h_{21э}$ ) максимальный.

Ток управления  $I_{б5}(I_{б3})$ :

$$I_{б5} = \frac{I_{к5} q}{h_{21эmax}}, \quad I_{б3} = \frac{I_{к3} q}{h_{21эmax}}, \quad (4.6)$$

где  $q = (1,2-2)$  – коэффициент насыщения транзистора.

Значение сопротивления R:

$$R = \frac{U_{вых}^1 - U_{бэнас5}}{I_{б5}}, \quad R = \frac{U_{вых}^1 - U_{бэнас3}}{I_{б3}}, \quad (4.7)$$

где  $U_{вых}^1$  – напряжение логической единицы на выходе микросхемы логического элемента “и”. При выборе транзистора VT5 или VT3 необходимо соблюдать условие  $I_{выхмс}^1 \geq I_{б5}(I_{б3})$ .

## Генераторы пилообразного напряжения

Генераторы пилообразного напряжения (ГПН) находят широкое применение в автоматике, телевидении, технике связи, измерительной технике, источниках питания и других областях прикладной радиоэлектроники.

ГПН чаще всего выполняется с внешним управлением. При этом длительность рабочего хода определяется длительностью внешнего управляющего импульса прямоугольной формы. При необходимости можно создать генераторы, работающие в режиме синхронизации или автоколебательном режиме.

В простейшем случае, когда не требуется высокая линейность рабочего участка выходного напряжения, ГПН выполняется по схеме интегрирующей RC-цепи со сбросом заряда при обратном ходе пилы. Формирование пилообразного напряжения основано на чередовании во времени процессов заряда и разряда конденсатора. Функцию элемента, создающего цепь для быстрого разряда емкости, выполняет транзистор в ключевом режиме (рис. 4.7). Разряд конденсатора и поддержание в нем напряжения, близкого к нулю, происходит в интервале  $t_n$  входного сигнала (рис. 4.7,а), когда транзистор находится в режиме насыщения (полностью открыт). Линейно-изменяющееся напряжение в интервале рабочего хода ( $t_p$ ) формируется, когда транзистор закрыт (непроводящее состояние). Характер изменения напряжения на конденсаторе в интервале  $t_p$  (транзистор закрыт) подчиняется закону:

$$U_c(t) = E_k \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right), \quad (4.8)$$

где  $T=RC$  – постоянная величина зарядной цепи, выбираемая много больше времени  $t_p$ .

Линейность пилообразного напряжения оценивается коэффициентом нелинейности.

$$K_H = \frac{U_H - U_k}{U_H}, \quad (4.9)$$

где  $U_H, U_k$  - значения скорости выходного напряжения в начале и конце рабочего хода.

Для определения скорости необходимо взять производную  $U_c(t)$ , отсюда скорость:

$$U_c(t) = \frac{E_k}{T} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (4.10)$$

Поскольку для конденсатора производная по времени равна:

$$U_c(t) = \frac{i_c}{C}. \quad (4.11)$$

Коэффициент нелинейности может быть найден по значениям тока конденсатора в начале и конце рабочего участка.

$$I_c(0) = \frac{U_c(0)}{R} = \frac{E_k}{R}, \quad I_c(t_p) = \frac{U_c(t_p)}{R} = \frac{E_k - U_{mn}}{R}, \quad (4.12)$$

где  $U_{mn}$  - амплитуда пилообразного напряжения.

Отсюда

$$K_H = \frac{I_c(0) - I_c(t_p)}{I_c(0)}. \quad (4.13)$$

В соответствии с этим выражением идеальной линейности ( $K_H=0$ ) соответствует процесс заряда конденсатора в интервале  $t_p$  неизменным током.

Пример построения схемы генератора с постоянным током заряда приведен на рис. 4.7,б.

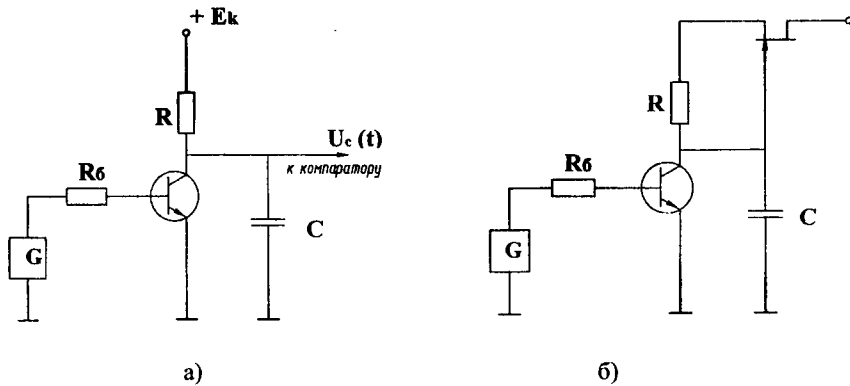


Рис. 4.7. ГПН: а – изменение напряжения по экспоненте; б – изменение напряжения с постоянным током заряда

Схема такого ГПН отличается от ранее рассмотренной наличием одного элемента - полевого транзистора VT1, который выполняет роль стабилизатора тока. Полевой транзистор поддерживает постоянным ток в заряженном резисторе R. Если ток начинает уменьшаться, то уменьшается и падение напряжения на резисторе, а это вызывает компенсирующее увеличение тока через транзистор за счет уменьшения сопротивления его канала. Поскольку при этом напряжение на затворе меняется в широких пределах (от 0 до  $U_{om}$ ), необходимо выбирать полевой транзистор с максимально возможным напряжением отсечки:

$$U_{om} \geq (E_k - U_{mn}). \quad (4.14)$$

В интервале  $t_n$  открытого состояния транзистора VT через него протекает ток  $I_{c1}$ , когда транзистор VT закрыт, ток  $I_{c1}$  обуславливает ток заряда конденсатора C. При неизменном токе  $I_{c1}$  напряжение на емкости C

$$U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_{c1} dt = \frac{I_{c1} t_p}{C}. \quad (4.15)$$

По известному значению  $U_{mn}$ , заданному значению  $t_p$  и выбранному  $I_{c1}$  можно определить значение C:

$$C = \frac{I_{c1} t_p}{U_{mn}}, \quad (4.16)$$

где  $I_{c1} \leq (E_k - U_{mn})/R$  – ток стока VT1.

Необходимо помнить, что чем больше R, тем больше C.

ГПН на операционных усилителях ОУ отличается более высокими эксплуатационными характеристиками по сравнению с ГПН на транзисторах, что достигается высококачественной стабилизацией зарядного тока (рис.4.8).

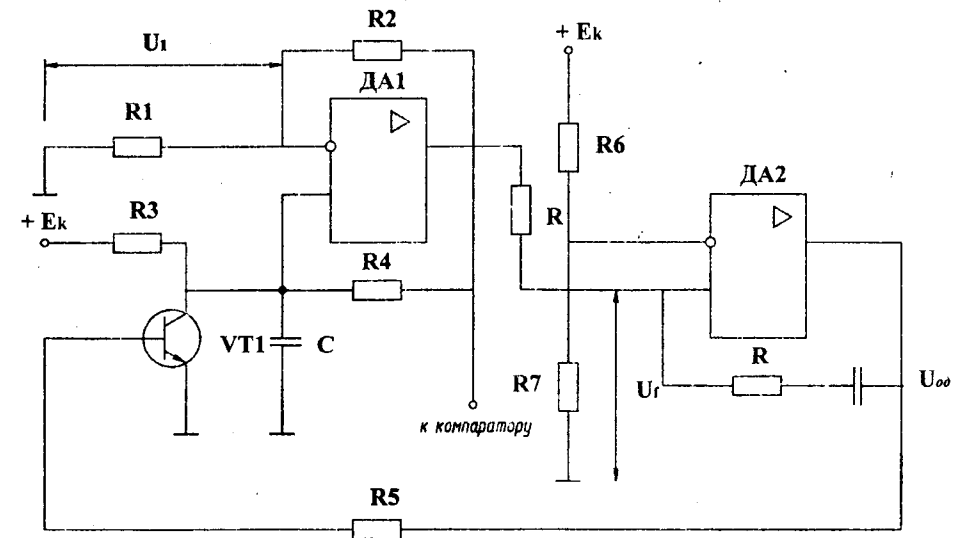


Рис. 4.8, а. ГПН (структурная схема ГПН на операционных усилителях)



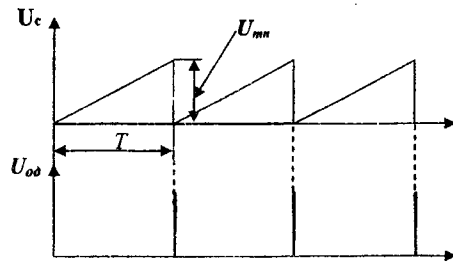


Рис. 4.8, 6. ГПН (временная диаграмма)

Рассматриваемый ГПН выполнен на базе интегратора напряжения (ОУДА1, RC-цепь, источник питания  $E_k$ ), управляемого одновибратором ОУДА2, с помощью делителя напряжения на  $R_6$ ,  $R_7$  и источника питания  $E_k$ . Когда линейно изменяющееся напряжение  $U_c(t)$  на выходе интегратора достигнет значения напряжения срабатывания одновибратора, последний формирует короткий сигнал управления (рис. 4.8,6), под действием которого ключевой транзистор VT1 открывается, полностью разряжая конденсатор  $C$  инвертора, в результате чего его выходное напряжение уменьшается до нуля и одновибратор переводится в первоначальное ждущее состояние. Далее процесс повторяется с периодом

$$T \approx R_3 C. \quad (4.17)$$

Значение сопротивлений

$$R_1 = R_3, R_2 = R_4. \quad (4.18)$$

Сопротивление  $R_1 = R_3$  выбирают в 3-5 раз меньше выходных сопротивлений ОУ для исключения влияния их неустойчивости на работу схемы.

Напряжение  $U_{c \max}$  целесообразно выбирать минимальным, чтобы исключить влияние разброса параметров используемых резисторов на коэффициент нелинейности формируемого напряжения. Напряжение  $U_{c \max}$  выбирают в пределах (0,5-1,2) В. Максимальное напряжение на конденсаторе связано с длительностью  $t_p \approx T$  зависимостью

$$U_{c \max} = \frac{1}{CR_3} E_k T. \quad (4.19)$$

Расчет параметров элементов интегратора производят в следующей последовательности. По выбранным  $U_{c \max}$  и  $R_1 = R_3$  находят  $R_2 = R_4$ , отношение  $R_2/R_1 = R_4/R_3$  и  $C$ .

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{U_{mn}}{U_{c \max}} - 1, \quad (4.20)$$

$$R_2 = R_4 = \left( \frac{U_{mn}}{U_{c \max}} - 1 \right) R_3(1), \quad (4.21)$$

$$C = \frac{E_k}{U_{c \max} R_3} T. \quad (4.22)$$

Значение  $U_f = U_{mn}$ :

$$U_f = U_{mn} = E_k \frac{R_7}{R_6 + R_7}. \quad (4.23)$$

Если  $R_{exou}$  операционного усилителя неизвестно, то

$$R_{exou} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} \quad (4.24)$$

Если  $I_{ex}$  мало, то

$$R_1 = R_3 = \frac{R_{exou}}{(50-100)} \quad (4.25)$$

Достоинство последнего варианта схемы ГПН – высокая линейность выходного напряжения при любой нагрузке. В схемах, рассмотренных ранее, нагрузка должна быть высокоомной, их можно использовать со схемами компараторов на ОУ.

Пилообразное напряжение для широтноимпульсной модуляции можно получить и от импульсного генератора, если его снимать с конденсатора  $C$ . Типовая схема мультивибратора приведена рис. 4.9.

Период следования импульсов равен  $T=RC$ .

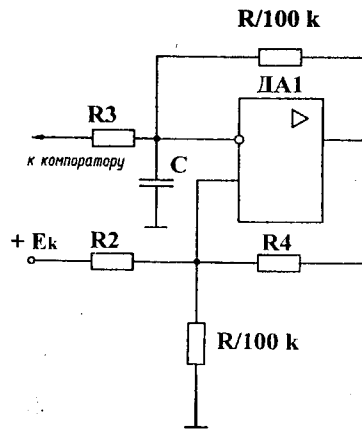


Рис. 4.9. Типовая схема мультивибратора

### Расчет схемы сравнения и усиления сигнала ошибки

В качестве примера расчета СС и УСО выбирается схема на операционном усилителе (рис. 4.10).

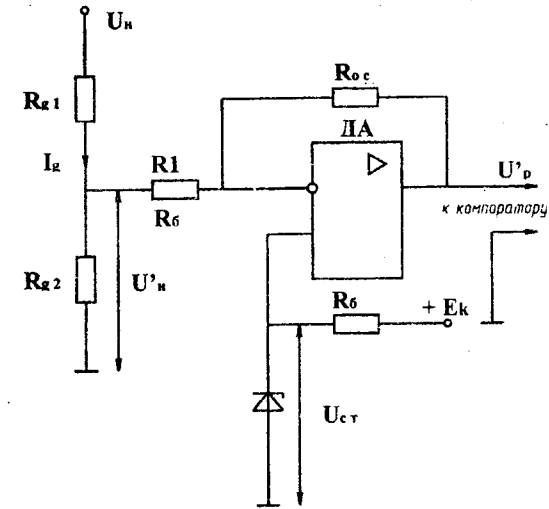


Рис. 4.10. Схема сравнения и усиления сигнала ошибки

Если напряжение на нагрузке ИИВЭ больше или равно максимальному значению входного напряжения операционного усилителя или напряжения питания устройства управления, то в этом случае  $U_n$  к ОУ подается через делитель напряжения, выполненного на резисторах  $R_{d1}, R_{d2}$ . Напряжение  $U_{cm}$  на стабилизаторе выбирается из условия:

$$U_{cm} < U_{ex \max}, \quad (4.26)$$

где  $U_{ex \max}$  – максимальное значение входного напряжения операционного усилителя. Задавшись величиной  $U_{cm}$  из ряда: 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,3; 6,8; 7,0; 7,5; 8,2; 9; 10; 12 В (величины номинальных напряжений стабилитронов),

приравнивают ее к напряжению  $U'_H$ , т.е.  $U'_H \approx U_{cm}$ , и рассчитывают значения  $R_{\partial 1}$  и  $R_{\partial 2}$ .

Значение падения напряжения

$$U_{R_{\partial 2}} = U'_H \approx I_{\partial} R_{\partial 2}. \quad (4.27)$$

Коэффициент деления делителя

$$K_{\partial} = \frac{U'_H}{U_H}, \quad (4.28)$$

где

$$U'_H = I_{\partial} (R_{\partial 1} + R_{\partial 2}). \quad (4.29)$$

Отсюда

$$K_{\partial} = \frac{R_{\partial 2}}{R_{\partial 1} + R_{\partial 2}}. \quad (4.30)$$

Значение тока делителя выбирают из условия

$$I_{\partial} = (10 \div 10^3) I_{вх оу}, \quad (4.31)$$

где  $I_{вх оу}$  – входной ток операционного усилителя, если  $I_{вх оу} \leq 10^{-6}$  А, то

$$I_{вх оу} = (1 \div 5) 10^{-3} \text{ А}. \quad (4.32)$$

Величина

$$R_{\partial 2} = \frac{U'_H}{I_{\partial}}. \quad (4.33)$$

Сопrotивление  $R_{\partial 1}$  определяется из выражения

$$R_{\partial 1} = \frac{R_{\partial 2} (1 - K_{\partial})}{K_{\partial}}. \quad (4.34)$$

Значение коэффициента усиления СС и УСО  $K$  будет выбрано в разд. 4 из условия требуемой стабилизации. Коэффициент усиления  $K'$  операционного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, равен:

$$K = \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (4.35)$$

Заданная значением  $R_1$  из условия  $R_{вх оу} > R_1 > R_{вх оу}$ , величина

$$R_{oc} = K R_1. \quad (4.36)$$

Проводится проверка на выполнение условия

$$R_{вх оу} > R_{oc} > R_{вх оу}. \quad (4.37)$$

Если условие не выполняется, то необходимо выбрать новое значение  $R_1$ .

Балластное сопротивление источника опорного напряжения

$$R_6 = \frac{(E_k - U_{cm})}{I_{cmmin}}, \quad (4.38)$$

где  $I_{cmmin} = (3-10)^{-3}$  А - принимаемое минимальное значение тока выбранного стабилитрона ( $I_{cmmin}$  должно быть больше минимального значения тока стабилитрона, взятого из справочника).

Макромоделирование целесообразно для устройств, построенных на интегральных микросхемах. Внутренняя структура и параметры компонентов разработчику неизвестны.

В качестве примера рассмотрим функциональное макромоделирование замкнутой импульсной системы стабилизирующего источника вторичного электропитания, (рис. 4.11), содержащего регулируемый инвертор (РИ), LC-фильтр, схему сравнения и усиления сигнала ошибки (сигнал рассогласования), источник опорного напряжения (ИОН), компаратор (К<sub>==</sub>), ГПН (п.4.2). В состав могут входить также фазовый расщепитель (ФР) и предварительный усилитель. Для однотактных конверторов ФР не нужен.

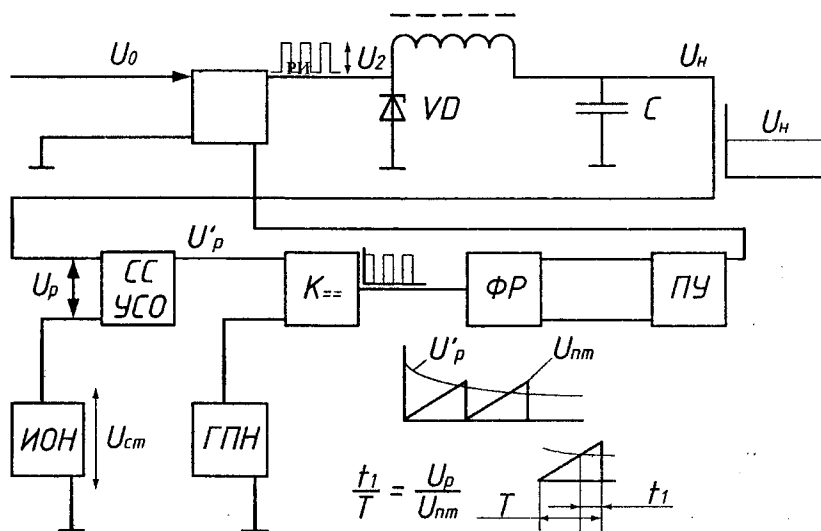


Рис. 4.11. Функциональная схема импульсного стабилизатора напряжения

Работа такой структуры описывается уравнениями:

$$U_n = U_2 \gamma = const, \quad (4.39)$$

$$U'_p = k U_p = k(U_{cm} - U_n), \quad (4.40)$$

$$\gamma' = 1 - \frac{U'_p}{U_{nm}}, \quad (4.41)$$

где  $k$  – коэффициент усиления СС и УСО,  $U_{cm}$  – напряжение источника опорного напряжения;  $U_{nm} = (1-2) V$  – амплитуда пилообразного напряжения;  $\gamma' = t_1/T$  – реальный коэффициент заполнения;  $U'_p$  – напряжение на выходе конвертора.

Эти уравнения решаем относительно коэффициента заполнения, т.к. он влияет на величину  $U_n$ .

$$U'_p = k(U_{cm} - U'_2 \gamma'), \quad (4.42)$$

$$\gamma' = 1 - \frac{k U_{cm}}{U_{nm}} - \frac{k U'_2}{U_{nm}} \gamma', \quad (4.43)$$

$$\gamma' = \frac{1 - \frac{k U_{cm}}{U_{nm}}}{1 - \frac{k U'_2}{U_{nm}}}. \quad (4.44)$$

Анализ этого выражения показывает, что чем больше  $k$ , тем  $\gamma'$  имеет более точное выражение. Используя  $\gamma'$ , нетрудно найти коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора.

$$K_{ст} = \frac{U_H \Delta U_2}{U_2 \Delta U_H}, \quad (4.45)$$

$$\Delta U_H = U_2 (\gamma - \gamma'), \quad (4.46)$$

где

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_{\max} \\ \gamma_{\min} \end{cases}, \quad \gamma' = \begin{cases} \gamma'_{\max} \\ \gamma'_{\min} \end{cases}, \quad \gamma'_2 = \begin{cases} \gamma'_{2\max} \\ \gamma'_{2\min} \end{cases}, \quad (4.47)$$

$$\Delta U_2 = U'_{2\max} - U'_{2\min}. \quad (4.48)$$

## 5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

### Цели и задачи курсовой работы

Выполнение курсовой работы является завершающей стадией изучения дисциплины “Электропитание устройств и систем связи” и реализует следующие цели:

- а) систематизацию, закрепление и расширение теоретических знаний студентов по изучаемой дисциплине;
- б) развитие навыков самостоятельного решения схематехнических инженерных задач;
- в) развитие навыков и умений пользоваться технической и справочной литературой;
- г) совершенствование умений в составлении текстовой документации и оформлении графической;

д) приобретение студентами знаний, умений, навыков, необходимых в дальнейшем для выполнения дипломного проекта.

Курсовая работа должна решать инженерно-техническую задачу, включающую:

- а) обоснование выбора и расчет структурной электрической схемы устройства электропитания;
- б) расчет функциональных узлов и обоснования выбора комплектующих электрорадиоэлементов и интегральных микросхем;
- в) составление, описание и расчет принципиальной электрической схемы;
- г) оформление технической документации.

### Содержание и объем курсовой работы

Курсовую работу можно условно разделить на две части: пояснительную записку и графический материал.

Пояснительная записка к курсовой работе, включая дополнительные текстовые документы, должна иметь объем 25-35 листов.

Оформление пояснительной записки и дополнительных текстовых документов должно соответствовать требованиям стандартов [12].

Рекомендуется придерживаться такой последовательности изложения материала пояснительной записки:

- 1) титульный лист;
- 2) задание;
- 3) содержание;
- 4) введение;
- 5) анализ задания и выбор направления разработки;
- 6) выбор и расчет функциональной схемы импульсного источника вторичного электропитания;
- 7) составление принципиальной схемы и описание её работы;

8) расчет принципиальных схем, функциональных схем и узлов устройства;

9) заключение;

10) список используемых источников;

11) приложения.

Объём графической части работы составляет 0,5 листа формата А1 и должен содержать следующие чертежи:

1) схему электрическую функциональную устройства, 1 лист формата А3;

2) схему электрическую принципиальную всего вторичного источника электропитания, 1 лист формата А3.

3) перечень элементов, 1-2 листа формата А4.

Все формулы и рисунки, используемые в пояснительной записке, должны быть пронумерованы.

## 6. УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ И СОДЕРЖАНИЮ РАЗДЕЛОВ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

### Введение

В этом разделе обосновывается актуальность темы работы. Дается определение, назначение и область применения разрабатываемого изделия. Формируются задачи, стоящие перед разработчиком.

### Анализ задания и выбор направления разработки

Раздел начинается с перечисления и определения технических характеристик разрабатываемого устройства, выполнение которых подтверждается дальнейшим содержанием работы. Далее рассматриваются существующие методы,

схемотехнические решения для реализации этих характеристик. Используя описание структурных (функциональных) схем, и выбирается вариант для следующей разработки.

### Выбор и расчет функциональной схемы импульсного источника вторичного электропитания

Целью настоящего раздела является составление функциональной схемы проектируемого устройства, выбор элементной базы и определение требований к параметрам функциональных узлов, необходимых для составления и расчета принципиальных схем.

Расчет схемы целесообразно производить, начиная с силовых функциональных узлов (разд. 2, п.2.2 и п.2.3), что позволяет своевременно скорректировать параметры отдельных функциональных узлов устройств управления, принятых при расчете функциональной схемы источника. В подразделе 2.3 дан примерный выбор величины коэффициента заполнения импульса  $\gamma$  при различных изменениях напряжения электропитающей сети для обеих схем конверторов.

При разработке импульсного стабилизатора этот раздел должен содержать следующие подразделы:

а) расчет функционального силового узла (п.2.2 и п.2.3);

б) макромоделирование импульсного стабилизатора напряжения на базе математической модели;

в) описание структурной схемы работы.

В подразделе б) при расчете реального коэффициента заполнения  $\gamma'$  (разд. 4) уравнение (4.1) необходимо заменять на выражение (2.13) (разд. 2) и эту систему разрешить относительно  $\gamma$  – реального.

## Составление принципиальной электрической схемы и описание ее работы

Принципиальная электрическая схема должна соответствовать рассчитанной функциональной схеме устройства. Типовые схемы включения микросхем приводятся в справочниках [7] – [10], периодической печати, ТУ на выбранные микросхемы и в приложении. При описании работы импульсного стабилизатора необходимо рассмотреть принцип действия устройства при влиянии дестабилизирующего фактора. При этом должно быть указано назначение каждого элемента принципиальной схемы.

## Расчет принципиальных схем функциональных узлов устройства

Данные для расчета принципиальных схем функциональных узлов устройства берутся из результатов расчета функциональной схемы, задания на курсовую работу и справочной литературы.

Для импульсного стабилизатора в этот раздел включаются:

- а) расчет генератора пилообразного напряжения (п.3.5);
- б) расчет схемы сравнения и усиления сигнала ошибки (п.3.6);
- в) выбор аналогового компаратора и расчет навесных элементов (или их типовое включение);
- г) расчет предварительных усилителей и их согласование с выходами микросхем (п.3.4);
- д) расчет источника питания для устройства управления (п.3.3);
- е) расчет сетевого выпрямителя;
- ж) выбор схемы защиты (по согласованию с преподавателем).

## Заключение

В заключении излагаются основные результаты выполненной работы. Здесь же предлагаются рекомендации по дальнейшему усовершенствованию электрической схемы устройства.

## Список используемых источников

В этом разделе перечисляются все фундаментальные и периодические литературные источники, используемые при выполнении курсовой работы. Порядок расположения источников в списке – по мере появления ссылок в тексте пояснительной записки. Ссылка оформляется в виде порядкового номера источника, помещенного в квадратные скобки.

## 7. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ГРАФИЧЕСКОЙ ЧАСТИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Графическая часть работы выполняется в соответствии с требованиями ЕСКД [10], [11].

Чертежи выполняются ручным или автоматизированным способом.

Обозначение проектируемого устройства производится в соответствии с ГОСТ 2.201-80 ЕСКД. “Обозначение изделий и конструкторских документов”.

Пример обозначения:

ДВГТУ 205051 014 Э2

Код организации-разработчика	_____
Код квалификационной характеристики	_____
Порядковый регистрационный номер	_____
Шифр конструкторского документа	_____

Код квалификационной характеристики присваивается по классификатору ЕСКД (можно воспользоваться кодом примера).

Порядковый регистрационный номер выбирается по последним цифрам номера зачетной книжки.

Шифр конструкторского документа:

схема электрическая структурная – Э1;

схема электрическая функциональная – Э2;

схема электрическая принципиальная – Э3.

Для электрической принципиальной схемы обязательно составление перечня элементов (формат А4).

Таблица 1.1

Предпоследняя цифра номера зачётной книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Напряжение питающей сети, $U_c$ , В.	27	220	36	220	24	27	220	220	220	220
Относительное изменение напряжения питающей сети, $\delta U_c$ , В.	$\pm 20$	$\pm 10$	$\pm 20$	$\pm 15$	$\pm 10$	$\pm 15$	$\pm 20$	$\pm 15$	$\pm 10$	$\pm 10$
Частота тока питающей сети, $f_c$ , Гц.	400	400	400	50	400	50	50	50	50	50
Тип питающей сети	Трёхфазная с "0" выводом, звезда			Трёхфазная, треугольник			Однофазная			
Схема сетевого выпрямителя	Трёхфазная однополупериодная			Трёхфазная мостовая			Однофазная мостовая			

## 8. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Выполнение курсовой работы предусматривает использование в большом объеме справочной литературы по современным радиокомпонентам.

Задание составлено в ста вариантах. Номер варианта, выполняемого студентом, должен соответствовать двум последним цифрам номера зачётной книжки.

Курсовая работа с заданием, выполненным не по своему варианту, не проверяется преподавателем и возвращается студенту без оценки.

Исходные данные к расчёту следует брать из табл. 1.1 и 1.2 в соответствии с номером зачётной книжки.

Для всех вариантов задания на курсовую работу следует брать коэффициент полезного действия импульсного стабилизатора напряжения (ИСН) равным  $\eta_{ИСН} \geq 80\%$ , а коэффициент стабилизации выходного напряжения  $K_{ст} \geq 30$ .

Таблица 1.2

Последняя цифра номера зачётной книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Напряжение на нагрузке, $U_n$ , В.	+5	+5	+27	+12	+5	+27	+12	+5	+5	+27
Ток нагрузки максимальный, $I_{n \max}$ , А	6	10	10	5	8	6	10	6	8	4
Ток нагрузки минимальный, $I_{n \min}$ , А	0,6	2	3	1	1	2	2	4,8	6,4	3,6
Температура окружающей среды, $t^{\circ}$ , $^{\circ}\text{C}$	+40	+40	+50	+50	+40	+40	+50	+40	+50	+50
Коэффициент пульсации напряжения на нагрузке $K_{пн}$ , %	1	1	2	1,5	1	3	1,5	1	1	3
Частота коммутации преобразователя, $f_k$ , кГц	40	25	40	25	40	25	40	25	40	25
Схемы силовых конверторов	Двухтактная					Однотактная				



Приложение А

Транзисторы, которые могут быть использованы в схемах предварительных усилителей

Таблица 2.1

Тип	$H_{21э}$ , тип	$U_{бэнас}$ , В	$U_{кэнас}$ , В	$f_{гр}$ , МГц	$U_{кэмах}$ , В	$I_{кэмах}$ , А
КТ501 В, Е, К (р-п-р)	160	0,4	0,15	5	30,45	0,3
КТ502 Б, Г (р-п-р)	135	0,8	0,15	10	40, 60	0,3
КТ503 Б, Г (п-р-п)	135	0,78	0,05	15	25, 40	0,3
КТ603 Б (п-р-п)	120	1,2	1,0	200	30	0,3
КТ3102 Г, Е (п-р-п)	400	0,8	0,4	300	20	0,1
КТ3107 К, Л (р-п-р)	400	0,8	0,2	300	25, 20	0,1
КТ708 А, Б (р-п-р)	600	2	1,4	5	80	2
КТ630 Е (п-р-п)	300	0,85	0,11	300	60	1
КТ653 (п-р-п)	150	0,85	0,35	120	130	1
КТ968 (п-р-п)	150	0,7	0,22	129	250	0,2

Высоковольтные транзисторы конверторов

Таблица 2.2

Тип	$H_{21э}$ , тип	$U_{бэнас}$ , В	$U_{кэнас}$ , В	$f_{гр}$ , МГц	$U_{кэмах}$ , В	$U_{кэмп}$ , В	$I_{кэмах}$ , А
КТ704А	10	1,5	2	3	500	1000	2,5
КТ809А	50	1,3	0,6	5	400	700	3
КТ812А	30	2,2	1,35	6,5	400	700	8
КТ828А	10	1	2	7	800	1400	5
КТ834А	500	2	1,5	5	500	800	15
КТ838А	5	1,5	5	5	1000	1500	5
КТ839А	7	1,5	1,4	5	1500	1500	10
КТ840А	30	1,4	1	12	400	200	6
КТ841А	20	1,1	0,6	20	600	600	10
КТ872А	30	1,1	1	10	600	1000	10

Приложение Б

Высокочастотные выпрямительные диоды для ВЧ-выпрямителя

Таблица 3.1

Тип	$I_{пр.ср}$ , А	$I_{пр.и}$ , А	$U_{обр.}$ , В	$f_{раб.}$ , кГц	Тип	$I_{пр.ср}$ , А	$I_{пр.и}$ , А	$U_{обр.}$ , В	$f_{раб.}$ , кГц
КД212В	1	50	100	100	КД416Б	0,3	15	200	50
КД212Г	1	50	100	100	КД416А	0,3	15	400	50
КД212А	1	50	200	100	КД411Г	2	100	400	50
КД212Б	1	50	200	100	КД411В	2	100	500	50
КД226А	1,7	10	100	35	КД411Б	2	100	600	50
КД226Б	1,7	10	300	35	КД411А	2	100	700	50

Окончание табл. 3.1

КД226В	1,7	10	400	35	КД206В	10	100	600	20
КД226Г	1,7	10	600	35	КД2999В	20	100	100	100
КД226Д	1,7	10	800	35	КД2999Б	20	100	200	100
КД213А	10	100	200	100	КД2999А	20	100	250	100
КД213Б	10	100	200	100	КД2997В	30	100	100	100
КД213В	10	100	200	100	КД2997Б	30	100	200	100
КД206А	10	100	400	20	КД2997А	30	100	250	100
КД206Б	10	100	500	20	КД412В	10	100	600	50
КД412А	10	100	1000	50	КД412Б	10	100	800	50

Выпрямительные диоды, блоки и сборки для сетевого выпрямителя

Таблица 3.2

Тип	$I_{пр.ср}$ , А	$I_{пр.и}$ , А	$U_{обр.}$ , В	Количество диодов	Тип	$I_{пр.ср}$ , А	$I_{пр.и}$ , А	$U_{обр.}$ , В
КЦ405И	0,6	10	500	4	КД209Б	0,5	6	600
КЦ405Ж	0,6	10	600	4	КД209В	0,5	6	800
КЦ405А	1	10	600	4	КД209А	0,7	6	400
КЦ405В	1	4	400	4	КД202К	5	9	400
КЦ409В	3	6	400	6	КД202М	5	9	500
КЦ409Б	3	6	600	6	КД202Р	5	9	600
КЦ409А	3	6	800	6	КД210А	5	25	800
КЦ402Б	1	4	500	4	КД210Г	5	50	1000

Примечание: число диодов 4 соответствует диодной сборке мостовой однофазной схемы выпрямления, число диодов 6 соответствует диодной сборке мостовой 3-фазной схемы выпрямления. Для диодныхборок (КЦ)  $I_{пр.ср}$  соответствует среднему значению выпрямленного тока ( $I_{пр.ср}=I_0$ ).

Типоразмеры (внешний, внутренний и высота) кольцевых магнитопроводов из феррита марки М2000НМ и мощность, которую может передавать трансформатор, выполненный на магнитопроводе стандартного ряда ( $f_{рабочая}=20$  кГц) при коэффициенте теплоотдачи  $0,05$  Вт/см<sup>2</sup>.

Стандартный ряд магнитопроводов

Таблица 4.1

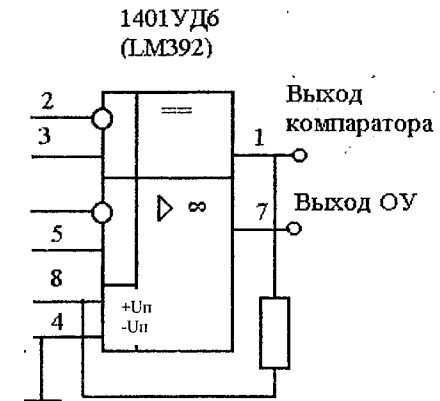
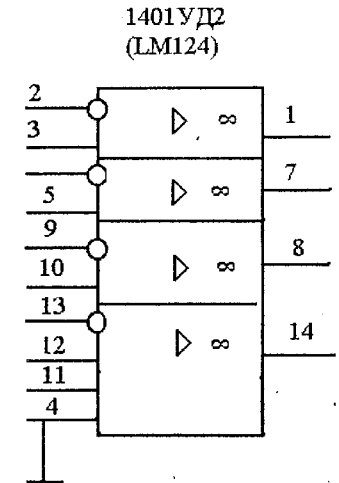
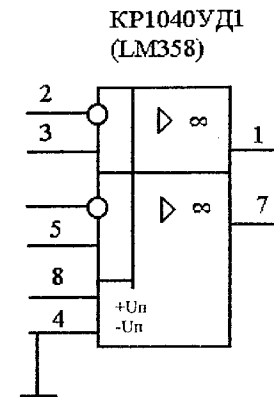
Типоразмер магнитопровода, мм	Мощность $P_m$ , Вт	Типоразмер магнитопровода, мм	Мощность $P_m$ , Вт
K4x2.5x1,2	0,17	K20x10x5	60,6
K5x3x1,5	0,5	K20x12x6	72,6
K7x4x1,5	1,4	K28x16x9	232
K7x4x2	1,8	K31x18,5x7	251
K10x6x2	4,78	K32x16x8	284
K10x6x3	6,75	K32x16x12	366
K10x6x4,5	9,4	K32x20x6	241
K12x5x5,5	16	K32x20x9	329
K12x8x3	10,6	K38x24x7	421
K16x8x6	39,4	K40x25x11	668
K16x10x4,5	32,2	K45x28x8	727
K17,5x8,2x5	41,9	K45x28x12	951

Параметры ферритов для магнитопроводов силовых трансформаторов ИИВЭ

Таблица 4.2

Параметр	Марка феррита				
	3000НМС	2500НМС	2000НМС	2000НМС 1	2500НМС 2
Начальная магнитная проницаемость	$2000 \pm 400$	$1700 \pm 500$	$2000 \pm 400$	$2000 \pm 400$	$2000 \pm 400$
Критическая частота, $f_c$ (МГц)	0,1	0,16	0,08	0,09	0,16
Максимальная индукция $B_m(T)$	0,25	0,29	0,24	0,22	0,3
Удельная мощность потерь, мкВт/см <sup>3</sup> Гц	2,5	2,2	4,2	3,2	2,0

Схемы включения



Приложение Д

Операционные усилители с однополярным питанием

Таблица 5.1

Тип	Напряже- ние пита- ния В, $U_n$	$U_{ax}$ , В	$U_{вых}$ , В	$I_{ax}$ , нА	$I_{вых}$ , мА	$K_u$	Количество ОУ на кор- пусе
КР104ОУД1	5-33	$U_n-2$	$U_n-2$	250	15	25000	2
LM358	3-30	$U_n-1,5$	$U_n-1,5$	45	40	$10^5$	2
14012УД2	1,5-16,5	$U_n-1,5$	$U_n-1,5$	150	20	$2,5 \cdot 10^4$	4
LM124	3-30	-0,3-26	$U_n-1,5$	45	40	$10^5$	4
1401УД6	3-32	$U_n-2$	$U_n-2$	250	40	$2,5 \cdot 10^4$	ОУ
		0	0,4	250	7	$50 \cdot 10^3$	Компаратор
LM392	3-32	-0,3-32	$U_n-1,5$	250	6	$10^4$	ОУ
		0	0,4	250	20	$2 \cdot 10^4$	Компаратор

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Системы электросвязи / Под ред. В.П.Шувалова. – М.: Радио и связь, 2000.
2. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учеб. пособие / Под ред. Н.Г. Сысоева. – ВУС, 2002.
3. Букреев С.С. и др. Источники вторичного электропитания: Справ. пособие. – М., 1983.
4. Ромаш Э. М. и др. Высокочастотные транзисторные преобразователи. – М.: Радиосвязь, 1988.
5. Бас А.А. и др. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. – М.: Радиосвязь, 1987.
6. Митрофанов А.В. Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой радиоаппаратуре. – М.: Радиосвязь, 1987.
7. Перебаскин А.В. и др. Интегральные схемы. Операционные усилители: Т. 1. – М.: Физматлит, 1998.
8. Брежнева Е.И. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник. – М.: Радио и связь, 1981.
9. Бородин Б.А. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985.
10. Иванов В.И. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1989.
11. Бородин Б.А. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988.
12. Романычева Э.Т. и др. Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989.
13. Усатенко С.Т. и др. Выполнение электрических схем по ЕСКД: Справочник. – М.: Изд - во стандартов, 1989.

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИСТОЧНИКАМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ .....	4
2. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ .....	7
Структурные схемы импульсных источников электропитания.....	7
3. СИЛОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ .....	9
Сетевые выпрямители .....	9
Трансформаторный одноконтурный конвертор (ТОК) с обратным включением выпрямительного диода.....	12
Регулируемые двухконтурные конверторы .....	15
4. СТРУКТУРА И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ УПРАВЛЕНИЯ ИИВЭ .....	20
Требования, предъявляемые к устройствам управления.....	20
Состав функциональных узлов УУ .....	20
Источники вторичного электропитания устройств управления .....	24
Предварительные усилители с трансформаторным входом .....	25
Генераторы пилообразного напряжения .....	28
Расчет схемы сравнения и усиления сигнала ошибки .....	35
Макромоделирование ИИВЭ .....	38
5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ.....	40
Цели и задачи курсовой работы .....	40
Содержание и объем курсовой работы .....	41
6. УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ И СОДЕРЖАНИЮ РАЗДЕЛОВ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ.....	42
Введение.....	42
Анализ задания и выбор направления разработки .....	42

Выбор и расчет функциональной схемы импульсного источника вторичного электропитания.....	43
Составление принципиальной электрической схемы и описание ее работы .....	44
Расчет принципиальных схем функциональных узлов устройства.....	44
Заключение .....	45
Список используемых источников.....	45
7. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ГРАФИЧЕСКОЙ ЧАСТИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ .....	45
8. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ .....	46
Приложение А .....	48
Приложение Б .....	48
Приложение В.....	50
Приложение Г .....	51
Приложение Д.....	52
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	53