

16. Источники питания

Для любого электронного устройства необходим источник питания, который должен давать в общем случае одно или несколько значений постоянного напряжения. При большом потреблении мощности использование в качестве источника питания гальванических батарей неэкономично. В этом случае постоянное напряжение получают путем трансформирования и последующего выпрямления напряжения сети. Полученное таким способом напряжение питания, как правило, имеет заметную пульсацию и изменяется в зависимости от нагрузки и колебаний напряжения сети. Поэтому в цепь питания часто включают стабилизатор напряжения, который компенсирует эти изменения напряжения. В двух последующих разделах рассмотрен способ получения нестабилизированного постоянного напряжения и описаны схемы различных стабилизаторов напряжения.

16.1. СВОЙСТВА СЕТЕВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

При расчете схем выпрямителей большую роль играет внутреннее сопротивление

сети сетевого трансформатора R_i . Оно определяется параметрами вторичной обмотки U_N , I_N , а также коэффициентом потерь f_v , который представляет собой отношение выходного напряжения холостого хода к номинальному напряжению:

$$f_v = U_L / U_N. \quad (16.1)$$

Внутреннее сопротивление трансформатора определяется соотношением

$$R_i = \frac{U_L - U_N}{I_N} = \frac{U_N(f_v - 1)}{I_N}. \quad (16.2)$$

Используя номинальное сопротивление нагрузки $R_N = U_N / I_N$, получим из формулы (16.2) выражение для внутреннего сопротивления

$$R_i = R_N(f_v - 1). \quad (16.3)$$

В табл. 16.1 приведены данные наиболее часто используемых сетевых трансформаторов. При этом были приняты следующие допущения:

напряжение первичной обмотки $U_{1\text{эфф}} = 220 \text{ В}$; 50 Гц;
максимальная индукция сердечника $\hat{B} = 1,2 \text{ Тл}$ (12 кГс);
перегрев трансформатора $\theta = 40 \text{ К}$.
Остальные параметры трансформаторов можно найти в специальной литературе [16.1; 16.2].

Таблица 16.1

Типовые данные силовых трансформаторов на броневых сердечниках с напряжением первичной обмотки $U_{1\text{эфф}} = 220 \text{ В}$, 50 Гц

Тип сердечника	Номинальная мощность P_N , Вт	Коэффициент потерь f_v	Число витков первичной обмотки w_1	Диаметр провода первичной обмотки d_1 , мм	Приведенное число витков первичной обмотки w_2/U_2 , 1/В	Приведенный диаметр провода первичной обмотки $d_2/\sqrt{I_2}$, мм/ $\sqrt{\text{А}}$
М 42	4	1,31	4716	0,09	28,00	0,61
М 55	15	1,20	2671	0,18	14,62	0,62
М 65	33	1,14	1677	0,26	8,68	0,64
М 74	55	1,11	1235	0,34	6,24	0,65
М 85а	80	1,09	978	0,42	4,83	0,66
М 85б	105	1,06	655	0,48	3,17	0,67
М 102а	135	1,07	763	0,56	3,72	0,69
М 102б	195	1,05	513	0,69	2,45	0,71

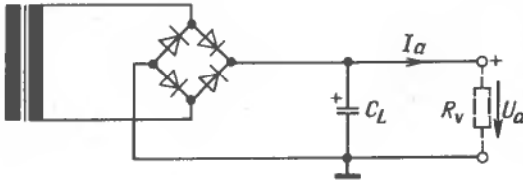


Рис. 16.3. Мостовой выпрямитель.

Напряжение холостого хода $U_{a0} = \sqrt{2}U_{L\text{эфф}} - 2U_D$.Выходное напряжение под нагрузкой $U_{a\infty} = U_{a0}(1 - \sqrt{R_i/2R_v})$.Максимальное обратное напряжение на диодах $U_{\text{макс.обр}} = \sqrt{2}U_{L\text{эфф}}$.Средний прямой ток диода $I_D = I_a/2$.Импульсный ток диода $I_{DS} = U_{a0}/\sqrt{2R_iR_v}$.Номинальная мощность трансформатора $P_N = 1,2I_a(U_{a\infty} + 2U_D)$.

$$\text{Напряжение пульсаций } U_{BrSS} = \frac{I_a}{2C_L f_N} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}}\right).$$

Минимальное выходное напряжение $U_{a\text{мин}} \approx U_{a\infty} - \frac{2}{3}U_{BrSS}$

вывод обмотки трансформатора с общей шиной питания, а положительный — с выходом схемы независимо от полярности напряжения на обмотке. Максимальное обратное напряжение на диодах равно выходному напряжению ненагруженной схемы:

$$\begin{aligned} U_{a0} &= \sqrt{2}U_{L\text{эфф}} - 2U_D = \\ &= \sqrt{2}U_{N\text{эфф}}f_v - 2U_D. \end{aligned} \quad (16.4)$$

Таким образом, это напряжение вдвое меньше, чем для однополупериодного выпрямителя.

Для определения величины уменьшения напряжения при подключении нагрузки предположим сначала, что конденсатор имеет бесконечно большую емкость. В этом случае выходное напряжение будет постоянным. Обозначим его через U_{a0} . Чем сильнее уменьшится выходное напряжение под влиянием нагрузки, тем больше будет длительность интервала заряда конденсатора. Состояние равновесия характеризуется тем, что заряд, подводимый к конденсатору, равен заряду, отбираемому от конденсатора; поэтому можно записать

$$U_{a\infty} \approx U_{a0}(1 - \sqrt{R_i/2R_v}), \quad (16.5)$$

где $R_v = U_{a\infty}/I_a$ — эквивалентное сопротивление нагрузки. Вывод этого соотношения здесь не приводится; он связан с громозд-

кими вычислениями, в которых синусоидальные функции приближенно заменяются дугами парабол.

Для правильного выбора параметров схемы необходимо знать величины токов, текущих по ее цепям. Из условия сохранения заряда следует, что средний ток, проходящий по каждой из ветвей выпрямительного моста, равен половине выходного тока выпрямителя. Так как прямое падение напряжения на открытом диоде мало зависит от тока, для мощности рассеяния одного диода получим

$$P_D = \frac{1}{2}U_D I_a$$

Во время заряда конденсатора через диод протекает пиковый ток I_{DS} , амплитуда которого может быть в несколько раз больше выходного тока:

$$I_{DS} = \frac{\hat{U}_L - 2U_D - U_{a\infty}}{R_i} = \frac{U_{a0} - U_{a\infty}}{R_i}.$$

Подставив сюда выражение (16.5), получим

$$I_{DS} = U_{a0}/\sqrt{2R_iR_v}.$$

Можно отметить, что внутреннее сопротивление R_i источника переменного напряжения оказывает заметное влияние на величину пикового тока диода. Если источник переменного напряжения низкоомный, то следует предусмотреть включение последовательно с ним резистора, чтобы не превысить предельное значение импульсного тока выпрямительных диодов.

Эффективное значение пульсирующего тока заряда конденсатора превышает его среднее значение. Поэтому мощность постоянного тока, отдаваемого выпрямителем, должна быть меньше номинальной мощности сетевого трансформатора при активной нагрузке. В противном случае потери в трансформаторе будут превышать допустимую величину. Мощность в цепи постоянного тока состоит из заданной выходной мощности $U_{a\infty} I_a$ и мощности рассеяния на диодах выпрямителя, которая приближенно составляет $2U_D I_a$. Отсюда номинальная мощность трансформатора должна выбираться из условия

$$P_N = \alpha I_a (U_{a\infty} + 2U_D). \quad (16.6)$$

Здесь α — коэффициент формы, который определяется более высоким эффективным значением тока I_a . Он составляет приблизительно 1,2.

При конечной величине емкости накопительного конденсатора выходное напряжение имеет переменную составляющую пульсаций, которая определяется из условия разряда конденсатора в течение времени t_E :

$$U_{BrSS} = I_a t_E / C_L.$$

Приближенное значение длительности интервала t_E можно определить из формулы (16.5):

$$t_E \approx 1/2 (1 - \sqrt[4]{R_i/2R_v}) T_N,$$

где $T_N = 1/f_N$ — период сетевого напряжения. При этом получим для U_{BrSS} :

$$U_{BrSS} = \frac{I_a}{2C_L f_N} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}} \right). \quad (16.7)$$

Особый интерес представляет минимальное значение пульсирующего выходного напряжения:

$$U_{a\min} \approx U_{a\infty} - 2/3 U_{BrSS}. \quad (16.8)$$

Выбор параметров схемы выпрямителя для источника питания проиллюстрируем числовым примером. Допустим, что требуется источник питания с минимальным значением выходного напряжения $U_{a\min} = 9$ В при выходном токе 1 А и максимальным напряжением пульсаций $U_{BrSS} = 3$ В.

Из соотношения (16.8) определим сначала

$$U_{a\infty} = U_{a\min} + 2/3 U_{BrSS} = 11 \text{ В}.$$

Далее из формулы (16.6) найдем номинальную мощность трансформатора

$$P_N = \alpha I_U B_a (U_{a\infty} + 2U_D) = 1,2 \cdot 11 \text{ В} + 2 \text{ В} = 15,6 \text{ Вт}.$$

По табл. 16.1 выберем сердечник типа М 55 с коэффициентом потерь $f_v = 1,2$. Для дальнейших расчетов необходимо использовать внутреннее сопротивление сете-

вого трансформатора. Для его определения требуется знать номинальное выходное напряжение трансформатора. Оно может быть получено решением системы нелинейных уравнений (16.3)–(16.5). В простейшем варианте решение этой системы можно провести итерационным путем. На первом шаге итерации зададим $U_{N\text{эфф}} \approx U_{a\min} \approx 9$ В. Тогда из формулы (16.3) получим

$$R_i = R_N (f_v - 1) = \frac{U_{N\text{эфф}}^2}{P_N} (f_v - 1) = \frac{(9 \text{ В})^2}{15,6 \text{ Вт}} (1,2 - 1) = 1,04 \text{ Ом}.$$

Из формул (16.4) и (16.5) следует

$$U_{a\infty} = (\sqrt{2} U_{N\text{эфф}} f_v - 2U_D) \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}} \right) = (\sqrt{2} \cdot 9 \text{ В} \cdot 1,2 - 2 \text{ В}) \left(1 - \sqrt[4]{\frac{1,04 \text{ Ом}}{2(11 \text{ В}/1 \text{ А})}} \right) = 10,39 \text{ В}.$$

Полученное значение оказалось на 0,6 В выше определенной ранее величины, поэтому на следующем шаге итерации увеличим на такую же величину заданное значение номинального напряжения трансформатора. После повторения расчетов получим

$$R_i = 1,18 \text{ Ом}; \quad U_{a\infty} = 10,98 \text{ В}.$$

Теперь очевидно, что нужная точность достигнута. Таким образом, данные трансформатора следующие:

$$U_{N\text{эфф}} = 9,6 \text{ В}, \quad I_{N\text{эфф}} = P_N / U_N = 1,6 \text{ А}.$$

Из табл. 16.1 возьмем параметры первичной обмотки трансформатора для напряжения 220 В:

$$w_1 = 2671, \quad w_2 = 14,62 \cdot 1/\text{В} \cdot 9,6 \text{ В} = 140, \\ d_1 = 0,18 \text{ мм}, \quad d_2 = 0,62 (\text{мм}/\sqrt{\text{А}}) \cdot \sqrt{1,6 \text{ А}} = 0,78 \text{ мм}.$$

Емкость накопительного конденсатора определим из формулы (16.7):

$$C_L = \frac{I_a}{2U_{BrSS} f_N} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}} \right) = \frac{1 \text{ А}}{2 \cdot 3 \text{ В} \cdot 50 \text{ Гц}} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{1,18 \text{ Ом}}{22 \text{ Ом}}} \right) \approx 1700 \text{ мкФ}.$$

Выходное напряжение холостого хода выпрямителя составляет 14,3 В. Конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение, не меньшее, чем эта величина.

Для трансформатора с несколькими вторичными обмотками расчет проводится точно так же. Величина P_N определяется отдельно для каждой используемой вторичной обмотки. Общая мощность трансформатора находится как сумма мощностей по каждой из выходных обмоток. Она необходима для выбора типа сердечника трансформатора и определения коэффициента f_v .

16.2.3. МОСТОВОЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ДЛЯ ДВУХ СИММЕТРИЧНЫХ ОТНОСИТЕЛЬНО ЗЕМЛИ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Для питания электронных схем часто требуются два равных по величине напряжения — положительное и отрицательное. Они могут быть получены с помощью двух одинаковых мостовых выпрямителей, у одного из которых заземлен положительный полюс, а у другого — отрицательный. Если выходные токи обоих источников имеют близкие величины, то имеет смысл получить оба напряжения питания при помощи одного мостового выпрямителя. Схема такого выпрямителя приведена на рис. 16.4. Средний вывод вторичной обмотки трансформатора соединяется с общей шиной. Таким образом, в любой полупериод входного напряжения на противоположных концах выходной обмотки имеются положительное и отрицательное напряжения. Во время заряда конденсатора мостовая выпрямительная схема каждый полупериод соединяет положительный ко-

нец выходной обмотки трансформатора с положительной выходной точкой схемы, а отрицательный конец — с отрицательной выходной точкой. Благодаря этому осуществляется двухполупериодное выпрямление выходного напряжения трансформатора.

Для расчета параметров выпрямителя могут использоваться соотношения, приведенные в предыдущих разделах. При этом в качестве выходного напряжения берется суммарное напряжение, т. е. $2U_a$, а в качестве напряжения пульсаций $2U_{BrSS}$. Затем, как описано выше, рассчитываются параметры выходной обмотки; отвод от ее середины должен быть предусмотрен в конструкции трансформатора. Накопительный конденсатор представляет собой два последовательно включенных конденсатора удвоенной расчетной емкости.

16.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Выходное напряжение выпрямительных схем источников электропитания обычно имеет пульсации в несколько вольт, так как емкости накопительных конденсаторов не могут быть выбраны бесконечно большими. Кроме того, выходное напряжение таких схем сильно зависит от колебаний напряжения сети и изменения нагрузки. Для уменьшения влияния этих факторов можно использовать включенный последовательно с нагрузкой элемент с регулируемым сопротивлением. Такой способ называется последовательной стабилизацией напряжения.

16.3.1. ПРОСТЕЙШАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СТАБИЛИЗАТОРА

Простейшим последовательным стабилизатором напряжения является эмиттерный повторитель, база транзистора которого подключена к источнику опорного напряжения. Опорное напряжение может быть получено, например, как показано на рис. 16.5, при помощи стабилитрона из нестабилизированного входного напряжения

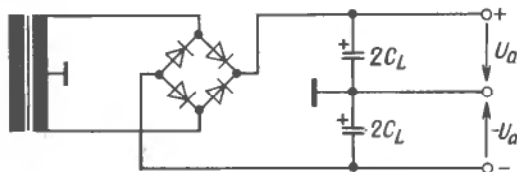


Рис. 16.4. Мостовой выпрямитель с симметричными выходными напряжениями.

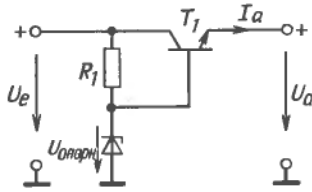


Рис. 16.5. Стабилизация напряжения с помощью эмиттерного повторителя. Выходное напряжение $U_a = U_{\text{опорн}} - U_{BE}$.

U_e . Другие способы получения опорного напряжения рассмотрены в разд. 16.4. За счет отрицательной обратной связи по напряжению выходное напряжение стабилизатора устанавливается равным величине

$$U_a = U_{\text{опорн}} - U_{BE}.$$

Изменение выходного напряжения в зависимости от тока нагрузки определяется выходным сопротивлением стабилизатора

$$r_a = -\partial U_a / \partial I_a = 1/S = U_T / I_a$$

При $U_T \approx 26$ мВ и $I_a = 100$ мА получим величину порядка 0,3 Ом.

Колебания входного напряжения сглаживаются благодаря малому дифференциальному сопротивлению стабилитрона r_z . Изменение выходного напряжения составляет

$$\Delta U_a = \Delta U_{\text{опорн}} = \frac{r_z}{R_1 + r_z} \Delta U_e \approx \frac{r_z}{R_1} \Delta U_e$$

Величина $\Delta U_e / \Delta U_a = R_1 / r_z$ называется коэффициентом стабилизации. Для рассмотренной схемы он лежит в пределах 10 ÷ 100.

Если необходимо регулирование выходного напряжения, то используют часть опорного напряжения, снимаемую с движка потенциометра. Схемная реализация такой возможности показана на рис. 16.6.

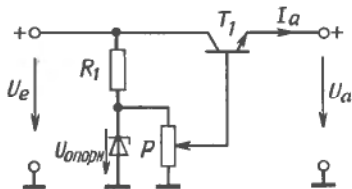


Рис. 16.6. Модифицированная схема для регулирования выходного напряжения при $0 \leq U_a \leq U_{\text{опорн}} - U_{BE}$.

Сопротивление потенциометра должно быть мало по сравнению с величиной r_{BE} , чтобы его включение не вызывало повышения выходного сопротивления схемы.

16.3.2. СХЕМА С РЕГУЛИРУЮЩИМ УСИЛИТЕЛЕМ

В описанных выше схемах выходное сопротивление стабилизатора определялось параметрами эмиттерного повторителя. Оно может быть еще больше снижено путем применения регулирующего усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Такие схемы уже были рассмотрены в разд. 12.1, где они назывались управляемыми источниками напряжения. Преимуществом такой схемы является то, что выходное напряжение может быть точно отрегулировано путем изменения соотношения сопротивлений; кроме того, это напряжение практически не зависит от напряжения U_{BE} выходного транзистора.

Схема стабилизатора с использованием регулирующего усилителя не имеет принципиальных отличий от источников напряжения, описанных в разд. 12.1, однако ток, отдаваемый в нагрузку операционным усилителем, может оказаться недостаточным. В этом случае необходимо включить дополнительный усилитель мощности, который охватывается общей обратной связью. Для такого усилителя в принципе можно использовать схему, описанную в гл. 15. Поскольку выходное напряжение источника питания бывает только либо положительным, либо отрицательным и не меняет знака, цепи усилителей можно упростить и ограничиться одним мощным транзистором или схемой Дарлингтона.

На рис. 16.7 показана схемная реализация стабилизатора для положительного выходного напряжения. Схема состоит из операционного усилителя, включенного по схеме неинвертирующего усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению, выходной ток которого усиливается эмиттерным повторителем на транзисторе T_1 . Питание операционного усилителя осуществляется не симметричными относительно земли напряжениями, как обычно, а однополярным положительным напряже-

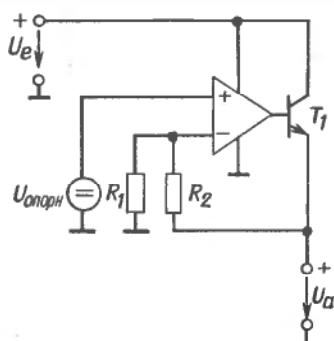


Рис. 16.7. Стабилизация напряжения с помощью регулирующего усилителя.

Выходное напряжение $U_a = [1 + (R_2/R_1)] U_{\text{опорн}}$.

нием. Это накладывает ограничение на допустимый диапазон входных и выходных сигналов, которые могут быть только положительными. Для схем источников питания такое ограничение не играет роли, поэтому от использования отрицательного напряжения питания операционного усилителя можно отказаться. Еще одно преимущество подобной схемы состоит в том, что положительное напряжение питания операционного усилителя можно удвоить, не опасаясь превысить его предельно допустимых параметров. Таким образом, стандартные операционные усилители можно использовать в схемах стабилизаторов с выходным напряжением почти до 30 В.

Наличие положительного потенциала для питания операционного усилителя тоже необязательно, если, как показано на рис. 16.7, использовать для этих целей входное нестабилизированное напряжение U_e . Колебания этого напряжения практически не влияют на стабильность выходного напряжения, так как дрейф выходного напряжения, вызываемый изменением напряжения питания, в операционных усилителях крайне мал.

Ограничение выходного тока

Интегральные операционные усилители имеют встроенные схемы ограничения выходного тока, поэтому ток базы транзистора T_1 в схеме на рис. 16.7 ограничен величиной $I_{B\text{макс}} = 10 \div 20$ мА. По этой причи-

не выходной ток стабилизатора также ограничен величиной $I_{a\text{макс}} = \beta I_{B\text{макс}}$, где β является статическим коэффициентом усиления тока транзистора T_1 . Поскольку величина этого коэффициента может иметь значительный разброс и растет с увеличением температуры, такой косвенный способ ограничения выходного тока является нежелательным.

Более удобным является использование в качестве регулирующего ток параметра величины фактического выходного тока стабилизатора. Для этого в схему, изображенную на рис. 16.8, включены резистор R_3 и транзистор T_2 . Если падение напряжения на R_3 превысит величину, равную приблизительно 0,6 В, транзистор T_2 откроется и предотвратит дальнейшее увеличение базового тока транзистора T_1 . Как уже было показано на рис. 15.13, величина выходного тока стабилизатора ограничена уровнем

$$I_{a\text{макс}} \approx 0,6 \text{ В} / R_3.$$

При этом мощность, рассеиваемая на выходном транзисторе T_1 , равна

$$P_v = I_{a\text{макс}} (U_e - U_a). \quad (16.9)$$

В случае короткого замыкания эта мощность значительно превысит предельно допустимую мощность для транзистора T_1 , так как при этом выходное напряжение упадет от номинальной величины до нуля. Чтобы снизить мощность, рассеиваемую в этом случае выходным транзистором,

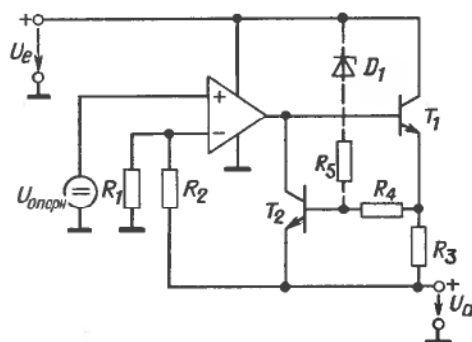


Рис. 16.8. Модифицированная схема для ограничения выходного тока.

Предельное значение выходного тока $I_{a\text{макс}} \approx 0,6 \text{ В} / R_3$.

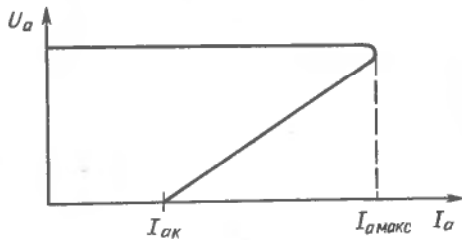


Рис. 16.9. Выходная характеристика стабилизатора напряжения с триггерной токовой защитой.

одновременно с уменьшением выходного напряжения можно уменьшать уровень ограничения тока. При таком способе ограничения тока получается падающая выходная характеристика стабилизатора напряжения. Она изображена на рис. 16.9.

В случае значительного увеличения входного напряжения U_e происходит быстрый рост мощности, рассеиваемой на выходном транзисторе. Это обусловлено тем, что соответственно возрастает разность напряжений $(U_e - U_a)$, которая входит в выражение для мощности (16.9). Защита выходного транзистора от перегрева в этом случае достигается тем, что уровень ограничения тока $I_{амакс}$ делают зависящим от разности напряжений $(U_e - U_a)$. В схеме на рис. 16.8 для этой цели служат резистор R_5 и стабилитрон D_1 .

Если разность напряжений $U_e - U_a$ остается меньшей, чем напряжение стабилизации U_z стабилитрона D_1 , через резистор R_5 ток не течет. В этом случае уровень ограничения тока остается равным

$0,6 \text{ В}/R_3$. Если же эта разность напряжений превысит величину U_z , то вследствие образования делителя напряжения на резисторах R_5, R_4 появляется положительное напряжение, приложенное к переходу база-эмиттер транзистора T_2 . При этом транзистор T_2 будет открываться при соответственно меньших величинах падения напряжения на резисторе R_3 .

16.3.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

Представленная на рис. 16.8 схема стабилизатора может быть выполнена в виде интегральной схемы. Такие схемы выпускаются промышленностью (например, в серии 7800) на несколько значений стандартных выходных напряжений: от 5 до 24 В. В таком исполнении схема имеет только три внешних вывода: вход, выход и массу. Требования, предъявляемые к регулирующему усилителю, не слишком высоки хотя бы потому, что эмиттерный повторитель, как было показано в разд. 16.3.1, сам может использоваться как стабилизатор напряжения. Поэтому, как правило, достаточно простейшей схемы дифференциального усилителя, показанной на рис. 16.10. Для получения опорного напряжения могут быть использованы различные способы, описанные далее в разд. 16.4. На рис. 16.10 в качестве источника опорного напряжения символически показан стабилитрон. За счет отрицательной обратной связи, образуемой делителем напряжения R_1, R_2 , выходное напря-

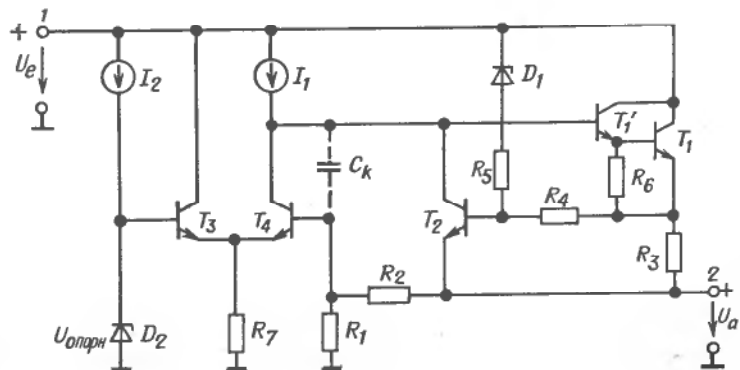


Рис. 16.10. Типовая схема интегрального регулятора напряжения.
 $U_a = [1 + (R_2/R_1)] U_{опрн}$

жение стабилизатора установится равным $U_a = U_{\text{опорн}} (1 + R_2/R_1)$.

Конденсатор C_k осуществляет необходимую частотную коррекцию схемы. В качестве дополнительной меры по предотвращению возбуждения следует, как правило, включать на входе и выходе схемы стабилизатора по конденсатору емкостью $\sim 0,1$ мкФ.

Кроме стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением выпускаются также регулируемые стабилизаторы напряжения (серия 78 G). В схемах стабилизаторов этой серии отсутствует делитель напряжения R_1, R_2 , а база транзистора T_4 подключена к внешнему выводу. Схема имеет, таким образом, четыре внешних вывода. При помощи подключаемого извне делителя напряжения R_1, R_2 можно получить любое желаемое значение выходного напряжения в пределах $U_{\text{опорн}} \approx 5 \text{ В} \leq U_a < U_e$. Входное напряжение стабилизатора должно оставаться по крайней мере на 3 В выше выходного, чтобы регулирующий усилитель не выходил из линейной области усиления. Максимально допустимое входное напряжение для этой серии составляет около 40 В.

В стабилизаторах с фиксированным значением выходного напряжения также имеется возможность изменения в некоторых пределах выходного напряжения. Для этого в цепь вывода массы включают, как показано на рис. 16.11, стабилитрон. Это повышает выходное напряжение на величину U_Z . Резистор R служит для увеличения тока стабилитрона до приблизительно постоянного значения $\Delta I = (U_a - U_Z)/R$. Такая схема снижает влияние колебаний тока в цепи вывода массы стабилизатора на напряжение стабилизации стабилитрона.

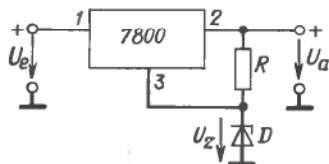


Рис. 16.11. Повышение выходного напряжения для интегрального стабилизатора напряжения с фиксированным напряжением стабилизации.

Повышение выходного тока стабилизатора

Максимальный выходной ток стандартного интегрального стабилизатора напряжения составляет ~ 1 А. Для его повышения можно включить, как показано на рис. 16.12, дополнительный мощный транзистор. Вместе с внутренним выходным транзистором интегрального стабилизатора он образует разновидность схемы Дарлингтона — комплементарный составной транзистор. Недосток такого способа увеличения тока стабилизатора состоит в том, что схема ограничения тока и цепь защиты выходного транзистора стабилизатора фактически не используются. Более целесообразно применять такие стабилизаторы напряжения, которые содержат дополнительный транзистор и у которых модифицированы цепи защиты. К стабилизаторам напряжения такого типа относится, например, серия $\mu A 78H 00$ с током нагрузки до 5 А и стабилизатор типа $\mu A 78P05$ на напряжение 5 В и ток 10 А фирмы Fairchild.

Стабилизация отрицательных напряжений

Вышеописанные стабилизаторы рассматривались только с точки зрения стабилизации положительных напряжений. Однако те же самые схемы можно применять и для стабилизации отрицательных напряжений, если использовать гальванически изолированное от земли входное напряжение. Соответствующая схема показана на рис. 16.13. Очевидно, что такая схема не будет работать, если нестабилизированный источник напряжения, т. е. один из выводов выпрямительного моста, окажется соединенным с землей. В этом случае либо регулирующий транзистор стабилизатора, либо его выходные клеммы будут замкнуты коротко.

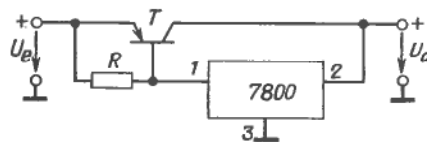


Рис. 16.12. Повышение максимального выходного тока.

Рис. 16.13. Стабилизация отрицательного напряжения.

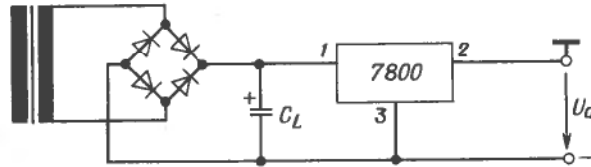
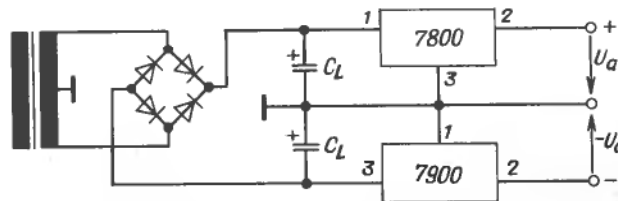


Рис. 16.14. Стабилизация двух симметричных относительно земли напряжений.



На рис. 16.4 была показана простейшая возможность одновременного получения положительного и отрицательного питающих напряжений. В этой схеме средняя точка выходной обмотки трансформатора заземлена. По этой причине отрицательное напряжение питания не может быть стабилизировано схемой, приведенной на рис. 16.13. В таких случаях используется специальный стабилизатор для отрицательной полярности напряжения. Он является комплементарным по отношению к схеме на рис. 16.10 и также выпускается в монолитном интегральном исполнении (например, серия 7900 или 79G). Возможность установки такого стабилизатора в схему источника питания показана на рис. 16.14.

16.3.4. СТАБИЛИЗАТОР С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПОТЕРЬ

Требуемое для нормальной работы интегрального стабилизатора минимальное падение напряжения на нем составляет ~ 3 В. Для некоторых специальных случаев применения эта величина слишком велика. При использовании стандартного схемного решения стабилизатора она принципиально не может быть снижена. Как следует из схемы на рис. 16.10, источник тока I_1 должен обеспечивать ток коллектора транзистора дифференциального каскада T_4 и базовый ток составного транзистора выходного каскада T'_1 , T_1 . Для нормальной работы схемы источника тока

необходимо падение напряжения $\sim 1,5$ В. Остальная часть общего падения напряжения приходится на эмиттерные переходы транзисторов выходного каскада; эта величина также составляет около 1,5 В.

Существенного снижения падения напряжения на стабилизаторе можно достичь путем применения в выходном каскаде $p-n-p$ -транзисторов. В этом случае коллекторный ток транзистора дифференциального каскада может непосредственно использоваться в качестве базового тока транзистора выходного каскада; при этом отпадает необходимость в источнике тока I_1 . Схема такого стабилизатора приведена на рис. 16.15. Очевидно, что составной транзистор выходного каскада включен здесь по схеме с общим эмиттером. Вследствие возникающего в такой схеме дополнительного инвертирования фазы сигнала для управления выходным каскадом используется не транзистор T_4 , как в предыдущей схеме, а транзистор T_3 . Минимальное падение напряжения на стабилизаторе равно напряжению насыщения коллектор-эмиттер транзистора T_1 и не превышает 1 В.

Более высокое по сравнению с эмиттерным повторителем выходное сопротивление оконечного каскада компенсируется в этой схеме тем, что выходной каскад имеет высокий коэффициент усиления по напряжению; последнее заметно повышает коэффициент петлевого усиления схемы стабилизатора.

Здесь могут использоваться те же методы ограничения тока стабилизатора, что

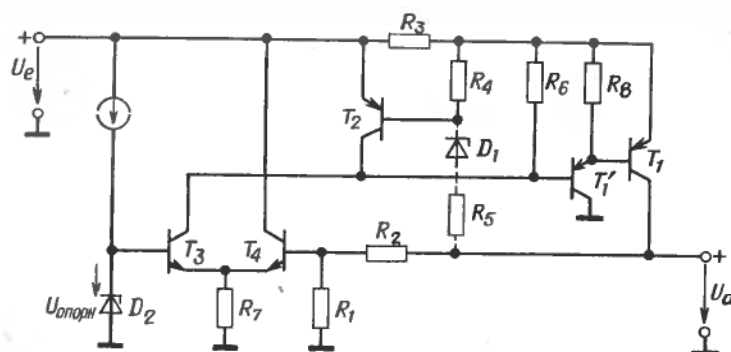


Рис. 16.15. Стабилизатор напряжения с малым напряжением потерь.

$$U_a = [1 + (R_2/R_1)] U_{\text{опор}}$$

и в классической схеме на рис. 16.10. Для измерения тока служит резистор R_3 , включенный в эмиттерную цепь выходного транзистора T_1 . Подбором делителя напряжения на резисторах R_5 и R_4 также можно получить в этой схеме падающую выходную характеристику стабилизатора.

Для стабилизации отрицательных напряжений все транзисторы этой схемы должны быть заменены на транзисторы с противоположным типом проводимости. В этом случае выходной каскад выполняется на составном $n-p-n$ -транзисторе. Такая схема может быть выполнена на базе интегральной технологии. На этой основе строятся схемы стабилизаторов отрицательных напряжений.

16.3.5. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЙ, СИММЕТРИЧНЫХ ОТНОСИТЕЛЬНО ЗЕМЛИ

Для стабилизации симметричных относительно земли напряжений можно использовать, как показано на рис. 16.14, два независимых друг от друга стабилизатора напряжения. Однако бывают случаи, когда требуется, чтобы оба напряжения независимо от их абсолютной величины как можно более точно равнялись друг другу. Такое условие выполняется схемой, изображенной на рис. 16.16. Положительное выходное напряжение U_{a1} стабилизируется любым известным методом с помощью операционного усилителя ОУ 1. Это напряжение используется в качестве опорного для стабилизации отрицательного напряжения U_{a2} . При этом усилитель ОУ 2 включен по инвертирующей схеме с вход-

ным напряжением U_{a1} . Тогда при $R_3 = R_4$ будет выполнено условие $U_{a2} = -U_{a1}$.

Так как напряжение на выходе усилителя ОУ 2 всегда отрицательно, а напряжение на его входе равно нулю, в качестве положительного напряжения питания усилителя ОУ 2 можно использовать нулевое напряжение. Необходимой предпосылкой здесь является то, что в операционных усилителях, например типа LM 301, предельная граница для напряжения синфазного сигнала, при котором усилитель остается в линейном режиме работы, равна положительному напряжению питания.

Получение симметричных стабилизированных напряжений из одного изолированного от общей точки входного напряжения

Часто при питании электронных устройств от батарей возникает задача получения из одного гальванически изолиро-

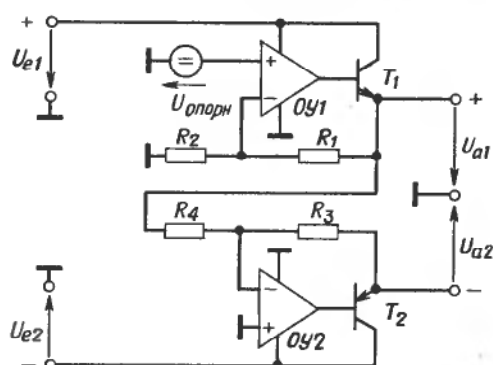


Рис. 16.16. Совмещенная схема стабилизации симметричных относительно земли напряжений. Операционные усилители типа SG 4194 фирмы Silicon General.

ванного нестабилизированного напряжения двух симметричных относительно общей точки (земли) стабилизированных напряжений. Для этого необходимо прежде всего при помощи одной из вышеописанных схем стабилизатора получить стабилизированное значение суммы этих напряжений. Далее используется вторая схема, обеспечивающая деление этого напряжения в желаемой пропорции. В принципе для этих целей мог бы подойти резисторный делитель напряжений, средняя точка которого соединена с общей точкой. Коэффициент деления напряжения такой схемы тем стабильнее, чем более низкоомными выбираются резисторы делителя. Это, однако, приводит к увеличению потерь мощности в делителе. Более целесообразным решением является замена делителя напряжения двумя транзисторами, из которых всякий раз открывается тот, что находится с менее нагруженной стороны. Соответствующая такому решению схема изображена на рис. 16.17.

Делитель на резисторах R_1 делит напряжение батареи U_b пополам. Он может быть высокоомным, так как нагружен только входным током покоя операционного усилителя. Если среднюю точку усилителя напряжения заземлить, то напряжение батареи U_b фактически будет поделено на два равных по величине и противоположных по знаку выходных напряжения. Операционный усилитель сравнивает напряжение на выходе схемы с нулевым и поддерживает напряжение на своем выходе таким, чтобы разность сравниваемых напряжений равнялась нулю. Этот эффект достигается благодаря действию обратной связи. Если, например, нагрузить положительный выход схемы на землю сильнее, чем отрицательный, то положительное на-

пряжение несколько уменьшится. Это приведет к некоторому снижению напряжения на входе операционного усилителя. Напряжение на выходе операционного усилителя при этом понизится так, что транзистор T_1 заперется, а транзистор T_2 откроется. Это приведет к компенсации изменения напряжений на положительном выходе схемы. В стационарном режиме ток через транзистор T_2 достигнет такой величины, что оба выхода схемы окажутся одинаково нагруженными. Оба транзистора T_1 и T_2 работают в этой схеме в качестве параллельных регуляторов напряжения, из которых только один находится в активном режиме.

При малой несимметрии токов нагрузки вместо транзисторов T_1 и T_2 можно использовать непосредственно транзисторы оконечного каскада операционного усилителя. Для этого его выход заземляется.

16.3.6. СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ВЫВОДАМИ

Суммарное сопротивление R_L электрических проводов, соединяющих стабилизатор напряжения с нагрузкой, и электрических контактов может быть соизмеримо с низкоомной нагрузкой; при этом теряются преимущества низкоомного выхода стабилизатора напряжения. Нежелательного влияния R_L можно избежать, если включить сопротивление электрических проводов в контур обратной связи, т.е. измерять выходное напряжение как можно ближе к нагрузке. Этой цели служат измерительные выводы S^+ и S^- стабилизатора напряжения, изображенного на рис. 16.18. Для того чтобы сопротивления электрических проводов, подсоединяемых к этим выводам, не вносили дополнительной погрешности, необходимо свести к минимуму протекающие через них токи. Это означает, что резисторы делителя напряжения R_1 и R_2 должны быть достаточно высокоомными. Кроме того, следует учесть, что через провод S^- течет также входной ток покоя операционного усилителя.

Такой четырехпроводный метод стабилизации напряжения может быть реализован в виде интегральной схемы. Клеммы

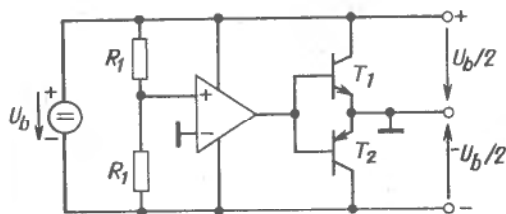


Рис. 16.17. Схема симметрирования гальванически изолированного от земли напряжения.

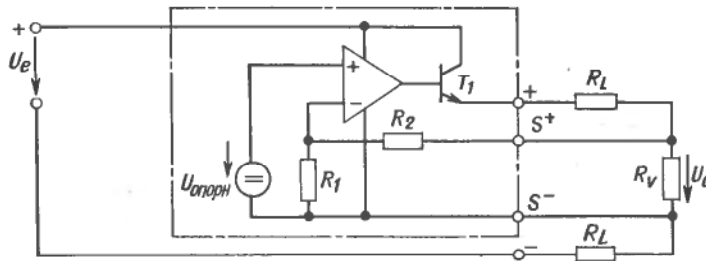


Рис. 16.18. Стабилизатор напряжения с измерительными выводами, подключаемыми непосредственно к нагрузке.

делителя напряжения R_1, R_2 , как показано на рис. 16.18, подключаются непосредственно к нагрузке. Клемма общей точки усилителя также через отдельный провод подключается к нагрузке и служит в качестве отрицательного измерительного вывода S^- .

твояющая такому требованию, приведена на рис. 16.19. Регулирование выходного напряжения осуществляется операционным усилителем ОУ 1 в инвертирующем включении. Выходное напряжение схемы определяется выражением

$$U_a = - (R_2/R_1) U_{\text{опорн}1}.$$

16.3.7. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

У описанных выше стабилизаторов напряжения выходное напряжение может регулироваться в пределах определенного диапазона $U_a \geq U_{\text{опорн}}$. Уровень же ограничения тока служит только для защиты стабилизатора и поэтому жестко фиксируется на одном значении $I_{\text{макс}}$.

В лабораторных источниках питания требуется, чтобы выходное напряжение стабилизатора и уровень предельного тока могли плавно регулироваться от нуля до максимальной величины. Схема, удовле-

Оно пропорционально сопротивлению регулируемого резистора R_2 . Регулировка выходного напряжения также может осуществляться изменением уровня опорного напряжения $U_{\text{опорн}1}$. Ток нагрузки стабилизатора течет от положительного полюса изолированного от земли источника нестабилизированного напряжения U_L через выходной каскад стабилизатора, выполненный по схеме Дарлингтона на составном транзисторе T_1, T_1' , через нагрузку и далее через токоизмерительный резистор R_S к отрицательному полюсу источника.

Падение напряжения на R_S пропорционально выходному току I_a . Инвертирую-

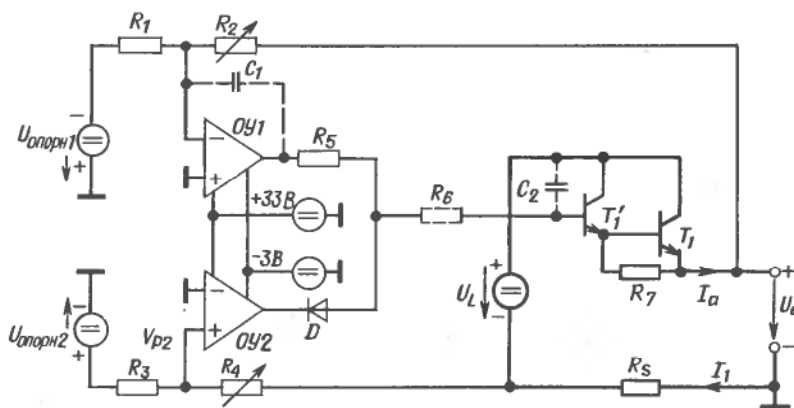


Рис. 16.19. Источник питания с прецизионной установкой уровня ограничения тока.

$$U_a = - \frac{R_2}{R_1} U_{\text{опорн}1}, \quad I_a \text{ пред} = \frac{R_4}{R_S R_3} U_{\text{опорн}2}.$$

щий усилитель, выполненный на базе операционного усилителя ОУ 2, сравнивает это напряжение со вторым опорным напряжением $U_{\text{опорн 2}}$. Пока выполняется соотношение

$$\frac{I_a R_S}{R_4} < \frac{U_{\text{опорн 2}}}{R_3},$$

потенциал на неинвертирующем входе ОУ 2 остается положительным. При этом операционный усилитель находится в области насыщения с положительным выходным напряжением и диод D заперт. В этом состоянии схема ограничения тока не влияет на работу стабилизатора напряжения. Когда выходной ток достигает предельного значения

$$I_{a \text{ пред}} = \frac{R_4}{R_S R_3} U_{\text{опорн 2}}$$

потенциал V_{p2} становится равным нулю. Выходное напряжение операционного усилителя ОУ 2 падает, и диод D открывается. Это обуславливает снижение напряжения на базе составного транзистора, т.е. происходит включение схемы ограничения тока. Чтобы компенсировать снижение выходного напряжения, выходное напряжение операционного усилителя ОУ 1 повышается до максимального уровня. Однако это не может повлиять на работу схемы ограничения тока, так как операционный усилитель ОУ 2 благодаря открытому диоду D имеет преимущественное влияние на величину выходного напряжения.

Разность токов двух делителей напряжения R_1, R_2 и R_3, R_4 создает на сопротивлении резистора R_S дополнительное падение напряжения. Эти делители можно, однако, сделать достаточно высокоомными, с тем чтобы они практически не искажали результат измерения тока.

16.3.8. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД ЛАБОРАТОРНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С БОЛЬШОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ

В сетевых источниках питания, выходное напряжение которых может регулироваться от нулевого до максимального зна-

чения, на выходных транзисторах может рассеиваться значительная мощность. Действительно, для того чтобы можно было получить максимальную величину выходного напряжения $U_{a \text{ макс}}$, нестабилизированное входное напряжение U_L должно превышать $U_{a \text{ макс}}$. Мощность, рассеиваемая выходным транзистором T_1 , будет иметь максимальную величину, когда при малом выходном напряжении стабилизатора будет протекать наибольший ток нагрузки $I_{a \text{ макс}}$. Величина рассеиваемой стабилизатором мощности составляет при этом примерно $U_{a \text{ макс}} \cdot I_{a \text{ макс}}$ и равна максимальной мощности, которую источник может отдать в нагрузку. При мощностях рассеивания, превышающих 100 Вт, для охлаждения радиаторов выходных транзисторов приходится ставить вентилятор. Чтобы избежать этих дополнительных затрат, мощность, рассеиваемую в стабилизаторе, стараются по возможности снижать. Для этого весь необходимый диапазон выходного напряжения разбивают на несколько граничащих друг с другом поддиапазонов и одновременно с переключением этих поддиапазонов переключают также уровни нестабилизированного напряжения U_L . Это позволяет достичь снижения напряжения на выходном транзисторе T_1 .

Существует также возможность электронного переключения нестабилизированного напряжения U_L , разделенного на два поддиапазона. На рис. 16.20 представлена схема такого стабилизатора [16.3]. При малых напряжениях на входе операционного усилителя V_e транзистор T_2 закрыт,

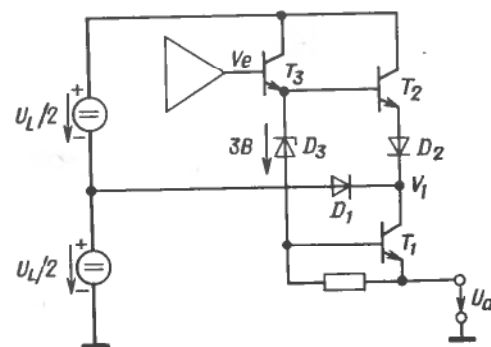


Рис. 16.20. Электронное переключение напряжения питания стабилизатора.

а диод D_1 открыт. Потенциал коллектора транзистора T_1 составляет около $1/2 U_L$. В таком режиме работы мощность рассеяния

$$P_v = P_{T1} = I_a(1/2 U_L - U_a).$$

Эта мощность при выходном напряжении, равном нулю, составляет половину мощности, которую рассеял бы стабилизатор без деления входного напряжения.

Если потенциал V_e превысит величину $1/2 U_L + 2U_{BE}$, то транзистор T_2 откроется и потенциал коллектора транзистора T_1 будет возрастать с ростом V_e до величины

$$V_1 = V_e - 2U_{BE} - U_{D2} \approx V_e - 2 \text{ В}.$$

Диод D_1 при этом окажется закрытым, и ток нагрузки будет сниматься с двух последовательно включенных источников напряжения по $1/2 U_L$. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора T_1 упадет при этом до величины

$$U_{CE1} = V_1 - U_a = (V_e - 2 \text{ В}) - (V_e - 3 \text{ В} - 1,4 \text{ В}) \approx 2,4 \text{ В}.$$

Общая мощность рассеяния в таком режиме работы составит

$$P_v = P_{T1} + P_{T2} = 2,4 \text{ В} \cdot I_a + (U_L - U_a - 2,4 \text{ В}) I_a = (U_L - U_a) I_a.$$

Зависимость мощности рассеяния стабилизатора от выходного напряжения приведена на рис. 16.21.

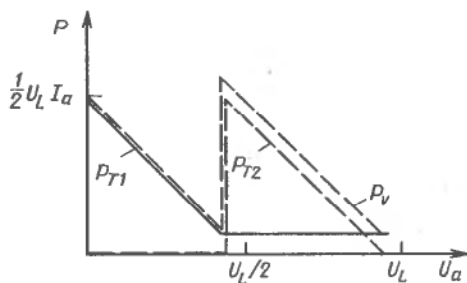


Рис. 16.21. Кривая изменения мощности рассеяния транзисторов T_1 и T_2 .

Диод D_2 служит для защиты транзистора T_2 от обратного падения напряжения на эмиттерном переходе при низких значениях выходного напряжения.

16.4. ПОЛУЧЕНИЕ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

В любой схеме стабилизатора требуется наличие опорного напряжения, с которым сравнивается величина выходного напряжения. Стабильность выходного напряжения не может быть выше стабильности опорного напряжения. В настоящем разделе еще раз рассмотрены некоторые аспекты формирования опорного напряжения.

16.4.1. ФОРМИРОВАТЕЛИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ НА СТАБИЛИТРОНАХ

Простейший метод получения опорного напряжения состоит в том, что нестабилизированное входное напряжение подключается через ограничивающее сопротивление к стабилитрону. На рис. 16.22 показана схема такого включения стабилитрона. Качество стабилизации оценивается следующим коэффициентом:

$$G = \Delta U_e / \Delta U_{\text{опор}}.$$

Оно носит название «коэффициент стабилизации» и часто измеряется в децибелах. Для схемы на рис. 16.22 коэффициент стабилизации составляет от 10 до 100.

$$G = 1 + R/r_z \approx R/r_z.$$

В этой формуле r_z — дифференциальное сопротивление стабилитрона. Оно приблизительно обратно пропорционально проте-

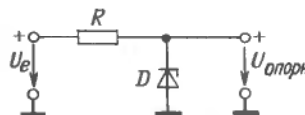


Рис. 16.22. Стабилизация напряжения при помощи стабилитрона.

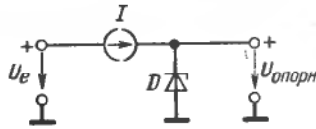


Рис. 16.23. Повышение коэффициента стабилизации с помощью включения стабилизатора тока.

кающему через него току. Таким образом, при заданном входном напряжении увеличением R добиться повышения коэффициента стабилизации невозможно. Важным фактором для выбора стабилитрона является величина шумовой составляющей напряжения стабилизации, которая сильно возрастает при малых величинах тока. Величину сопротивления R рассчитывают таким образом, чтобы при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки через стабилитрон протекал ток достаточной величины.

Существенного повышения коэффициента стабилизации можно достичь, если ограничивающий ток резистор R заменить, как показано на рис. 16.23, источником стабильного тока. Простейшим схемным решением является применение источника тока, выполненного на базе полевого транзистора, который изображен на рис. 5.11. Такая схема стабилизатора тока удобна тем, что имеет всего два вывода. С ее помощью можно достичь коэффициента стабилизации опорного напряжения порядка 10 000.

В схемах стабилизаторов напряжения, где выходное напряжение превышает опорное, высокого коэффициента стабилизации можно добиться и при помощи омического ограничивающего сопротивления, если его подключить не со стороны входа, а, как

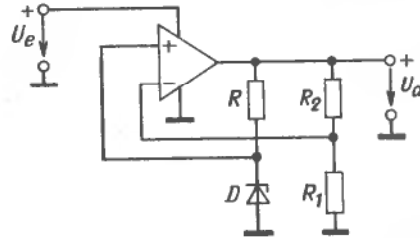


Рис. 16.24. Использование выходного напряжения стабилизатора для получения опорного напряжения.

показано на рис. 16.24, к выходу стабилизатора напряжения. Коэффициент стабилизации в такой схеме определяется главным образом коэффициентом ослабления изменений напряжения питания в используемом операционном усилителе $D = \Delta U_b / \Delta U_0$. Для схемы на рис. 16.24 справедливы соотношения

$$\Delta V_P = \frac{r_z}{r_z + R} \Delta U_a$$

$$\Delta V_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta U_a$$

При $\Delta U_b = \Delta U_e$

$$G = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_a} =$$

$$= D \left(\frac{r_z}{r_z + R} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \approx |D| \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Коэффициент стабилизации в такой схеме также достигает величины порядка 10 000. Если изменение входного напряжения у такой схемы составит 10 В, то изменение выходного напряжения не превысит 1 мВ.

Существенно большие значения имеют

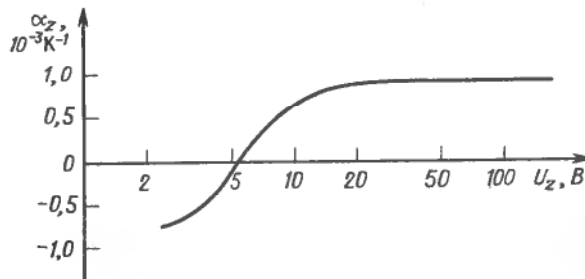


Рис. 16.25. Зависимость температурного коэффициента $\alpha_z = \Delta U_z / \Delta \theta \cdot U_z$ от напряжения стабилизации.

температурные колебания опорного напряжения. Температурный коэффициент напряжения стабилизации стабилитрона лежит в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Для малых напряжений стабилизации он отрицателен, для больших — положителен. Типовая зависимость температурного коэффициента напряжения от величины напряжения стабилизации стабилитрона приведена на рис. 16.25. Видно, что при напряжениях стабилизации $\sim 6 \text{ В}$ этот коэффициент минимален. Для больших напряжений его величина может быть искусственно снижена включением последовательно со стабилитроном нескольких диодов. Такие элементы называются опорными диодами и имеют температурные коэффициенты напряжения до 10^{-5} K^{-1} . Эти значения реализуются при токах диодов, поддерживаемых постоянными с точностью не менее 10%, что легко обеспечивается в схеме, приведенной на рис. 16.24.

16.4.2. ПОЛУЧЕНИЕ МАЛЫХ ОПОРНЫХ НАПЯЖЕНИЙ

Стабилитроны могут использоваться для получения опорных напряжений не ниже 2,5 В. Более низких напряжений достигают, включая последовательно в прямом направлении несколько кремниевых диодов. При трех диодах получается напряжение $\sim 2 \text{ В}$ с температурным коэффициентом около -6 мВ/К , что соответствует величине $-3 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Хорошие резуль-

таты достигаются при использовании светодиодов, причем прямое падение напряжения на них в зависимости от цвета свечения имеет следующие значения:

инфракрасный	1,4 В
красный	1,6 В
желтый	2,2 В
зеленый	2,4 В

Температурный коэффициент напряжения светодиодов составляет около -2 мВ/К , что соответствует величине $-1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Кроме того, они обладают существенно более низким дифференциальным сопротивлением, что наглядно видно из сравнения характеристик диодов, приведенных на рис. 16.26.

Полевой транзистор как источник опорного напряжения

Температурный коэффициент напряжения затвор-исток полевого транзистора при больших токах стока положителен, а при малых — отрицателен. При некотором среднем значении тока стока I_{DZ} он проходит через нуль (рис. 5.16). При этом токе полевой транзистор можно использовать в качестве источника опорного напряжения. Как показано на рис. 16.27, при помощи токовой обратной связи можно получить желаемую величину напряжения затвор-исток, которая и используется как опорное напряжение. Величину R_S определим, исходя из передаточной характери-

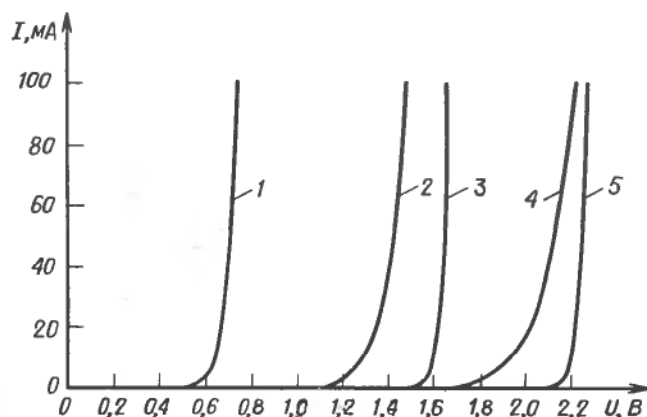


Рис. 16.26. Характеристики прямого включения диодов.

1 — кремниевый диод; 2 — два последовательно включенных кремниевых диода; 3 — светодиод красного свечения; 4 — три последовательно включенных кремниевых диода; 5 — светодиод желтого свечения.

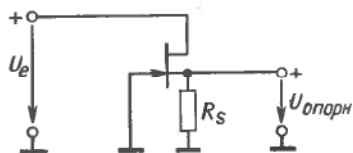


Рис. 16.27. Полевой транзистор в качестве стабилизатора тока.

ки полевого транзистора:

$$I_D = I_{DS} (1 - U_{GS}/U_p)^2$$

и соотношения $U_{GS} = -R_S I_D$; при этом для величины R_S получим

$$R_S = U_p / I_{DS} (\sqrt{I_{DZ}/I_{DS}} - 1).$$

Биполярный транзистор как источник опорного напряжения

В принципе напряжение база-эмиттер биполярного транзистора тоже можно использовать в качестве опорного напряжения. Температурный коэффициент напряжения составляет обычно около -2 мВ/К, что соответствует величине $-3 \cdot 10^{-3}$ К $^{-1}$, т.е. достаточно большой. Он может быть уменьшен, если это напряжение суммировать с другим напряжением, имеющим положительный температурный коэффициент. Практически такое напряжение получают как разность напряжений база-эмиттер двух транзисторов, которые работают при различных токах коллектора. В схеме на рис. 16.28 для этих целей служат транзисторы T_1 и T_2 .

Транзистор T_1 используется в качестве диода. Его коллекторный ток составляет

$$I_{C1} = \frac{U_{\text{опорн}} - 0,6 \text{ В}}{R/n_1}.$$

Транзистор T_3 охвачен отрицательной обратной связью по напряжению,

осуществляемой с помощью резистора R . На коллекторе транзистора T_2 , так же как и на коллекторе транзистора T_1 , устанавливается потенциал $0,6$ В. Ток коллектора транзистора T_2 составляет

$$I_{C2} = (U_{\text{опорн}} - 0,6 \text{ В})/R.$$

Соотношение коллекторных токов транзисторов T_1 и T_2 , таким образом, не зависит от $U_{\text{опорн}}$ и составляет

$$I_{C1}/I_{C2} = n_1.$$

Определим теперь напряжение U_1 . Оно равно разности напряжений база-эмиттер транзисторов T_1 и T_3 :

$$U_1 = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln(I_{C1}/I_{C2}) = (kT/e_0) \ln n_1. \quad (16.10)$$

Чтобы эта разность была положительной, необходимо выполнение условия: $n_1 > 1$, т.е. $I_{C1} > I_{C2}$. Допустим, что $n_1 = 10$; при этом получим

$$U_1 = 26 \text{ мВ} \cdot \ln 10 \approx 60 \text{ мВ}.$$

Температурный коэффициент этого напряжения является положительным и составляет, согласно формуле (16.10),

$$\frac{\partial U_1}{\partial \theta} = \frac{k}{e_0} \ln n_1 = \frac{U_T}{T} \ln n_1 = \frac{1}{T} U_1. \quad (16.11)$$

При комнатной температуре $T \approx 300$ К. При этом температурный коэффициент напряжения в рассмотренном примере составит около $+0,2$ мВ/К. Для получения компенсирующего напряжения с требуемым температурным коэффициентом, составляющим $+2$ мВ/К, необходимо увеличить величину U_1 в 10 раз. Эту задачу выпол-

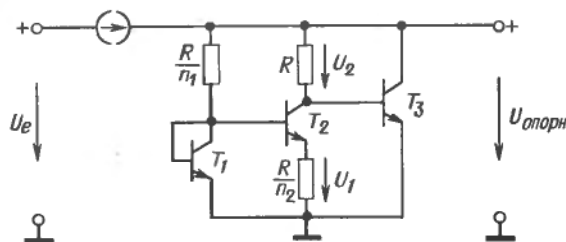


Рис. 16.28. Источник опорного напряжения на биполярных транзисторах.

Выходное напряжение $U_{\text{опорн}} = 1,205$ В. Параметры схемы $n_2 \lg n_1 \approx 10$.

няет транзистор T_2 , в цепи эмиттера которого находится сопротивление R/n_2 . Для получения коэффициента усиления, равного 10, необходимо, чтобы $n_2 = 10$. При этом получим $U_2 = 600$ мВ с требуемым положительным температурным коэффициентом. За счет отрицательной обратной связи, осуществляемой каскадом на транзисторе T_3 , выходное напряжение установится равным величине

$$U_{\text{опорн}} = U_{BE3} + U_2 = \\ = U_{BE3} + U_T n_2 \ln n_1 \approx 1,2 \text{ В}$$

и почти не будет зависеть от температуры.

Можно показать, что в такой схеме температурный коэффициент напряжения равен нулю, если n_1 и n_2 подобраны так, чтобы выходное напряжение равнялось

$$U_{\text{опорн}} = E_g/e_0 = 1,205 \text{ В},$$

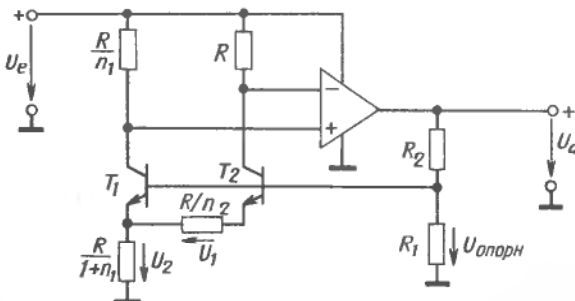
где E_g — ширина запрещенной зоны для кремния. Поэтому эту величину иногда называют «зонным опорным напряжением».

Для вывода этого соотношения необходимо выражение для температурного коэффициента напряжения база-эмиттер транзистора. Исходя из того, что $U_{BE3} = U_T \ln(I_{C3}/I_{C0})$,

$$\left. \frac{\partial U_{BE3}}{\partial \vartheta} \right|_{I_{C3} = \text{const}} = \frac{k}{e_0} \ln \frac{I_{C3}}{I_{C0}} - \frac{kT}{e_0} \frac{\partial \ln I_{C0}}{\partial \vartheta}, \quad (16.12)$$

где I_{C0} — теоретический обратный ток насыщения транзистора. Из уравнения диода [16.3] следует

$$\frac{\partial I_{C0}/\partial \vartheta}{I_{C0}} = \frac{\partial \ln I_{C0}}{\partial \vartheta} = \frac{E_g}{kT^2}. \quad (16.13)$$



Подстановка этого выражения в уравнение (16.12) дает следующее соотношение:

$$\left. \frac{\partial U_{BE3}}{\partial \vartheta} \right|_{I_{C3} = \text{const}} = \frac{1}{T} U_{BE3} - \frac{E_g}{e_0 T} \approx -2 \text{ мВ/К}. \quad (16.14)$$

Если достигается полная температурная компенсация, то температурный коэффициент напряжения U_2 должен иметь такую же величину. Из формулы (16.11) получаем

$$\frac{\partial U_2}{\partial \vartheta} = n_2 \frac{\partial U_1}{\partial \vartheta} = \frac{n_2 U_1}{T} = \frac{U_2}{T}. \quad (16.15)$$

Сравнение с формулой (16.14) дает выражение

$$U_2 = (E_g/e_0) - U_{BE3}$$

и, следовательно,

$$U_{\text{опорн}} = U_{BE3} + U_2 = E_g/e_0 = 1,205 \text{ В}.$$

Вариант схемы, реализующей рассмотренный принцип, представлен на рис. 16.29. Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается таким, что, как и в предыдущей схеме, выполняется условие $I_{C1} = n_1 I_{C2}$. Разность напряжений база-эмиттер транзисторов T_1 и T_2 снимается с сопротивления $R/(1+n_1)$, усиленной в n_2 раз. Опорное напряжение в соответствии с изложенным составляет

$$U_{\text{опорн}} = U_{BE1} + U_2 = U_{BE1} + U_T n_2 \ln n_1.$$

Если подобрать коэффициент $n_2 \ln n_1$ таким, что $U_{\text{опорн}} = 1,205$ В, то температурный коэффициент напряжения будет точно равен нулю. Выходное напряжение

Рис. 16.29. Источник опорного напряжения на биполярных транзисторах с операционным усилителем.

Выходное напряжение $U_a = 1,205 \text{ В} [1 + (R_2/R_1)]$.

Параметры схемы $n_2 \lg n_1 \approx 10$.

схемы можно варьировать путем изменения коэффициента деления делителя напряжения R_1, R_2 при постоянном $U_{\text{опорн}}$.

Обе схемы выпускаются в интегральном исполнении (например, в серии 78L00 или AD 580), с той лишь обычно разницей, что коллекторные токи транзисторов устанавливаются равными, а площади $p-n$ -переходов транзисторов относятся друг к другу как $1:n_1$.

16.5. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Принцип последовательной стабилизации напряжения состоит в том, что формируется постоянное напряжение, минимальное значение которого превышает требуемый уровень стабилизированного напряжения. Разность этих напряжений падает на мощном регулирующем транзисторе, который включается последовательно с нагрузкой. Мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, является достаточно большой. Это определяет относительно невысокий, особенно при стабилизации малых напряжений, коэффициент полезного действия, часто не превышающий 50%.

Существенно больших значений коэффициента полезного действия стабилизатора напряжения можно достичь, если регулирующий постоянное напряжение транзистор заменить импульсным коммутатором. Среднее значение выходного напряжения в такой схеме регулируется тем, что коммутатор периодически открывается и закрывается, а отношение времени его открытого состояния к периоду повторения может регулироваться. После коммутатора в такую схему включается фильтр, сглаживающий пульсации выходного напряжения. Чтобы не возникало потерь мощности, используют, как правило, фильтры LC -типа. Описанный принцип предусматривает

включение коммутатора в цепь вторичной обмотки сетевого трансформатора, поэтому такие стабилизаторы напряжения называют вторичными.

В сетевых источниках питания следует учитывать мощность потерь силового трансформатора. Она может быть существенно снижена, если рабочая частота трансформатора составляет несколько килогерц, так как при этом его обмотки имеют меньшее число витков. Сетевое напряжение выпрямляется и сглаживается непосредственно на первичной стороне, а затем с помощью транзисторного коммутатора преобразуется в высокочастотное переменное напряжение, которое и подается на соответственно рассчитанный силовой трансформатор. Для стабилизации выпрямленного сетевого напряжения на первичной стороне силового трансформатора используют импульсный транзисторный регулятор с изменяемой длительностью включения коммутатора. Такие стабилизаторы называют первичными. Они имеют высокий коэффициент полезного действия, достигающий до 80%. Еще одно преимущество таких источников питания состоит в том, что значительно снижаются габариты и вес используемых в них силовых трансформаторов.

16.5.1. ВТОРИЧНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

На рис. 16.30 показана принципиальная схема регулирования выходного напряжения с помощью импульсного стабилизатора. Транзистор T_1 переключается с частотой около 20 кГц из полностью закрытого в полностью открытое состояние. Диод D предотвращает появление высокого напряжения самоиндукции дросселя L при закрытии транзистора, так как ток дросселя, замыкаясь через диод, может продолжать течь по нему. Таким образом, в течение времени, когда транзистор T_1 за-

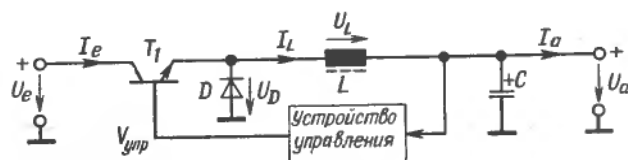


Рис. 16.30. Принцип работы импульсного вторичного стабилизатора.

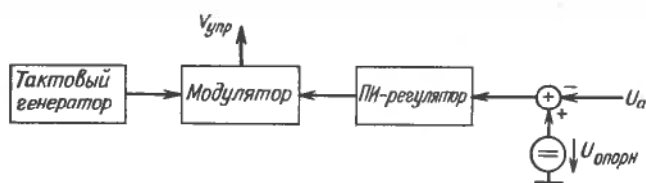


Рис. 16.31. Блок-схема устройства управления.

крыт ($t_{\text{закр}}$), ток нагрузки обеспечивается не только за счет емкости конденсатора, но и за счет самоиндукции дросселя. Это обуславливает хорошее сглаживание выходного напряжения без потерь мощности.

На рис. 16.31 представлена блок-схема устройства управления стабилизатора. Оно осуществляет сравнение выходного напряжения с опорным; если выходное напряжение меньше опорного, то модулятор устройства управления увеличивает отношение времени открытого состояния транзистора ($t_{\text{откр}}$) к периоду тактового генератора T для импульсов управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$. Частота импульсов управляющего напряжения $f = 1/T$ остается при этом постоянной. Она задается тактовым генератором.

Для расчета импульсного регулятора напряжения выясним, как зависит от времени ток, протекающий через дроссель. При этом будем сначала исходить из того, что емкость конденсатора бесконечно велика и пульсации выходного напряжения поэтому равны нулю.

Согласно закону электромагнитной индукции

$$U_L = L(dI_L/dt). \quad (16.16)$$

В течение времени, когда коммутирующий транзистор заперт,

$$U_L = -0,7 \text{ В} - U_a \approx -U_a = \text{const.}$$

Ток дросселя, таким образом, снижается линейно во времени:

$$dI_L/dt = -U_a/L. \quad (16.17)$$

В течение времени, когда коммутирующий транзистор открыт,

$$U_L = U_e - U_a = \text{const.}$$

В это время ток дросселя возрастает также линейно во времени:

$$dI_L/dt = (U_e - U_a)/L. \quad (16.18)$$

График зависимости тока дросселя от времени изображен на рис. 16.32.

Согласно формулам (16.17) и (16.18),

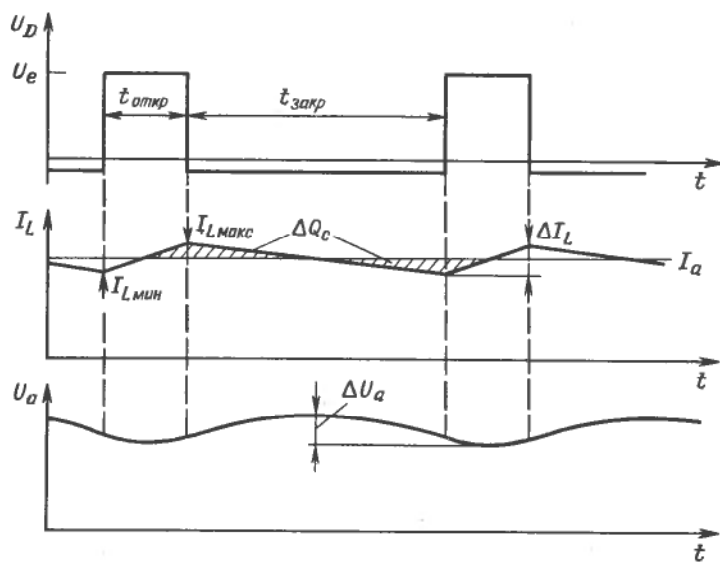


Рис. 16.32. Временная диаграмма напряжений и токов в импульсном стабилизаторе напряжения.

$$\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_a t_{\text{закр}}}{L} = \frac{(U_e - U_a) t_{\text{откр}}}{L} \quad (16.19)$$

Из этого соотношения следует

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{\text{откр}}}{t_{\text{откр}} + t_{\text{закр}}} = \frac{t_{\text{откр}}}{T} \quad (16.20)$$

Таким образом, выходное напряжение импульсного стабилизатора напряжения прямо пропорционально коэффициенту заполнения импульсов коммутатора и не зависит от выходного тока, пока $I_a > 1/2 \Delta I_L$.

Ток через открытый коммутирующий транзистор равен сумме тока нагрузки I_a и тока заряда конденсатора. Отношение

$$\alpha = I_{L\max}/I_a$$

будет тем больше, чем меньше величина индуктивности дросселя L . Величину α следует ограничивать значением 1,2, чтобы не превышать требуемых параметров транзистора T_1 коммутатора. Для определения величины L рассмотрим соотношение, очевидное из рис. 16.32,

$$I_{L\max} = I_a + 1/2 \Delta I_L.$$

Подставив соответствующие выражения из формул (16.19) и (16.20), получим

$$L = \frac{R_v (1 - U_a/U_e)}{2f(\alpha - 1)}, \quad (16.21)$$

где $R_v = U_a/I_a$ — величина сопротивления нагрузки.

При конечной величине емкости конденсатора на выходе стабилизатора будут иметь место пульсации напряжения. Ток заряда конденсатора составляет

$$I_C = I_L - I_a$$

Периоды заряда и разряда конденсатора соответствуют на рис. 16.32 заштрихованным областям на графике тока I_L . Для величины напряжения пульсаций выходного напряжения справедливо следующее соотношение:

$$\Delta U_a = \frac{\Delta Q_c}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \cdot (1/2 t_{\text{откр}} + 1/2 t_{\text{закр}}) 1/2 \Delta I_L.$$

Подставив соответствующие выражения из формул (16.19) и (16.20), получим

$$\Delta U_a = \frac{U_a}{8LCf^2} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right). \quad (16.22)$$

Так как здесь не учитывается омическое сопротивление конденсатора, то фактически измеренная величина напряжения пульсаций окажется несколько превышающей рассчитанную величину.

В отличие от непрерывного последовательного стабилизатора напряжения средний ток, протекающий через коммутирующий транзистор, получается меньшим, чем выходной ток. Пренебрегая потерями, можно записать следующее соотношение баланса мощности:

$$U_e \bar{I}_e \approx U_a I_a$$

Отсюда следует, что

$$\bar{I}_e = (U_a/U_e) I_a \quad (16.23)$$

Расчет импульсного стабилизатора напряжения следует проиллюстрировать числовым примером. Допустим, что требуется стабилизированное напряжение 5 В при токе нагрузки 5 А. Нестабилизованное входное напряжение равно 10 В. Частота генератора возбуждения составляет 20 кГц. Выберем в качестве коэффициента перерегулирования тока величину $\alpha = 1,2$. При этих параметрах из формулы (16.21) получим величину индуктивности дросселя $L = 63$ мкГн. Максимальная величина накапливаемой такой индуктивностью энергии составляет $E_{L\max} = 1/2 L I_{L\max}^2 = 1,1$ мДж. Эту величину необходимо знать для выбора сердечника дросселя.

Допустим, что напряжение пульсаций выходного напряжения не должно превышать 30 мВ. Тогда из формулы (16.22) минимально необходимая величина емкости конденсатора C составит 413 мкФ.

Импульсный стабилизатор с повышением напряжения

В описанной выше схеме стабилизатора, которая изображена на рис. 16.30, выходное напряжение всегда ниже входного.



Рис. 16.33. Схема импульсного стабилизатора для повышения входного напряжения.

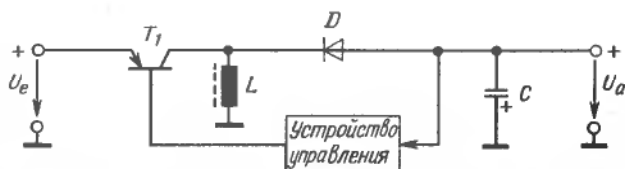


Рис. 16.34. Схема импульсного стабилизатора для получения отрицательного выходного напряжения при положительном входном напряжении.

Изменив расположение элементов в схеме, можно, используя свойство самоиндукции, получить выходное напряжение большее, чем входное. Когда в схеме, изображенной на рис. 16.33, транзистор T_1 запирается, потенциал на его коллекторе поднимается до величины, превышающей входное напряжение. При этом через диод D заряжается конденсатор C . Как и при выводе соотношений (16.17) и (16.18), для величины выходного напряжения можно записать

$$U_a/U_e = T/t_{\text{закр}} \quad (16.24)$$

Остальные параметры схемы получаются так же, как соответствующие параметры ранее рассмотренной цепи стабилизатора.

Импульсный стабилизатор с инвертированием напряжения

Использование явления самоиндукции позволяет также при помощи импульсного регулятора напряжения получить из положительного входного напряжения отрицательное выходное. Схема такого варианта

стабилизатора представлена на рис. 16.34. Когда транзистор T_1 закрывается, вследствие явления самоиндукции на коллекторе транзистора T_1 появляется отрицательный потенциал. При этом диод D открывается, и конденсатор заряжается до некоторого отрицательного напряжения. Для величины выходного напряжения справедливо следующее соотношение:

$$U_a/U_e = -t_{\text{откр}}/t_{\text{закр}} \quad (16.25)$$

Устройство управления для всех трех схем стабилизаторов одинаково. Оно может быть выполнено в виде монолитной интегральной схемы, например типа TL 497 фирмы Texas Instruments или μA 78S40 фирмы Fairchild.

16.5.2. ПЕРВИЧНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

На рис. 16.35 приведена принципиальная схема первичного стабилизатора напряжения [16.5]. Напряжение сети непос-

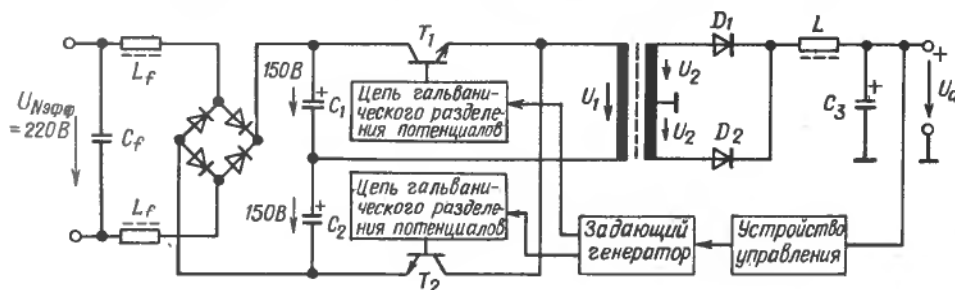


Рис. 16.35. Принцип работы первичного импульсного стабилизатора напряжения. L_F, C_F — фильтр для защиты электросети от вносимых регулятором помех.

редственно выпрямляется мостовым выпрямителем. Падение напряжения на каждом из двух последовательно включенных сглаживающих конденсаторах C_1 , C_2 составляет 150 В. При помощи коммутирующих транзисторов T_1 и T_2 к первичной обмотке силового высокочастотного трансформатора подается попеременно напряжение:

$$U_1 = \begin{cases} +150 \text{ В, когда открыт транзистор } T_1, \\ -150 \text{ В, когда открыт транзистор } T_2. \end{cases}$$

Как видно из схемы, первичная обмотка трансформатора подключается к выпрямителю так, чтобы через нее не могла протекать постоянная составляющая тока. Это предотвращает возможность насыщения трансформатора вследствие несимметрии в длительностях открытого состояния транзисторов коммутатора.

Вторичное переменное напряжение выпрямляется стандартной схемой выпрямителя со средним выводом вторичной обмотки. Использование такой схемы практически не увеличивает затрат на дополнительную часть вторичной обмотки, так как на высокой частоте число витков вторичной обмотки мало. В то же время эта схема снижает мощность потерь на выпрямителе, так как напряжение падает только на одном открытом диоде. Это особенно важно при получении малых выходных напряжений, так как диоды D_1 и D_2 при этом являются основным источником потерь мощности. Для снижения статических и динамических потерь в таких схемах целесообразно применять мощные диоды Шоттки, например типа MBR 3520... MBR 7545 фирмы Motorola.

Сглаживание пульсаций выходного напряжения осуществляется, как и при вторичной стабилизации напряжения, с помощью LC-фильтра.

Устройство управления работает по тому же принципу, что и для вторичных стабилизаторов. Дополнительно в это устройство включена схема распределителя импульсов, которая подает импульсы управления попеременно на каждый из коммутирующих транзисторов. Так как транзисторы преобразователя находятся на первичной стороне трансформатора, то управление ими должно осуществляться с гальванической развязкой от вторичной стороны. Поэтому импульсы управления должны подаваться на них через импульсные трансформаторы или оптронные ключи.

Чтобы снизить потери мощности на коммутирующих транзисторах, необходимо рассчитать схему так, чтобы эти транзисторы коммутировали напряжение с возможно большей крутизной фронтов импульсов тока, а также не находились одновременно в открытом состоянии. При оптимальном выборе параметров схемы можно добиться коэффициента полезного действия преобразователя свыше 80%. Схемы управления для преобразователей выпускаются в монолитном интегральном исполнении, например SG 3524 фирмы Silicon General или TL 494C фирмы Texas Instruments.

Описанную схему можно использовать и при питании от сети постоянного напряжения. В этом случае она работает как преобразователь постоянного напряжения с высоким коэффициентом полезного действия.