



ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
ЛАБОРАТОРИЯ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

Ю.В. Сафрошкин

1363

СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
С ДВУХКОНТУРНЫМ ПИТАНИЕМ

*Вопросы радиоэлектроники,
Сер. 12 - Общетеоретическая,
1964, в. 14, с 84-94.*

Дубна 1963

Ю.В. Сафрошкин

1363

СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
С ДВУХКОНТУРНЫМ ПИТАНИЕМ

20.65/1.48

Объединенный институт
энергетических исследований
БИБЛИОТЕКА

Дубна 1963

Два основных типа электронных стабилизаторов постоянного напряжения - последовательный и параллельный - отличаются своими достоинствами и недостатками: последовательная схема более экономична, но малонадежна; параллельная, напротив, весьма надежна в эксплуатации, но имеет невысокий к.п.д. Рассматриваемый ниже стабилизатор с двухконтурным питанием является промежуточным типом: обладая надежностью параллельной схемы, он более экономичен по сравнению с ней и имеет ряд других достоинств. Будучи малоизвестной, двухконтурная схема тем не менее является в ряде случаев весьма перспективной.

Наиболее рациональная структурная схема двухконтурного стабилизатора показана на рис. 1. Проанализируем ее в полупроводниковом варианте, когда преимущества выявляются более отчетливо. Расчет лампового варианта отличается лишь второстепенными деталями. Прежде всего, кратко поясним функции элементов схемы и основные условные обозначения, принятые при ее анализе.

- U_H , I_H , P_H - напряжение, ток и мощность нагрузки.
 C_0 - выходная емкость стабилизатора.
 R_1 , R_2 , $U_{он}$ - сопротивления измерительного делителя и источник опорного напряжения. Эта цепь может иметь и другую конфигурацию.
 УПТ - предварительные каскады усилителя постоянного тока.
 ПТ - силовой регулирующий триод.
 U_k , I_p , P_k - напряжение, ток и мощность силового триода.
 R_6 , $I_p + I_H$, U_p - балластное сопротивление, ток через него и падение напряжения на нем. Токами УПТ и делителя пренебрегаем.

C_1 , C_2 , V_{n1} , V_{n2} - выходные емкости секций фильтра и измеренные на них переменные напряжения пульсаций /в вольтах пикового/.

E_1 , E_2 , r_1 , r_2 - эквивалентные ЭДС и внутренние сопротивления по постоянному току секций выпрямителя с фильтром. E определяется в режиме холостого хода, r - путем линейной аппроксимации начального участка нагрузочной характеристики фильтра от холостого хода до номинального тока нагрузки. Для двухполупериодного выпрямителя, работающего на емкостный фильтр, они находятся по формулам /1/:

$$E = \sqrt{2} U_m, \quad r = \frac{\sqrt{2} U_m}{I_{H0}} (1 - \cos \theta_0), \quad /1/$$

где U_m - эффективное напряжение соответствующей обмотки трансформатора, θ_0 - угол отсечки при номинальном токе нагрузки.

Номинальные значения изменяющихся во времени величин будем обозначать индексом "о" /например, I_{H0} , E_0 и т.д./, наибольшие значения - индексом "т" /например, U_{km} , P_{km} и т.д./ . Средние значения токов и напряжений будем обозначать прописными буквами, малые переменные составляющие - строчными буквами.

Схема рис. 1 работает следующим образом. В процессе произвольного изменения тока нагрузки и питающего напряжения в заданных диапазонах напряжение нагрузки поддерживается постоянным, с точностью до ошибки регулирования, благодаря току I_p , который меняется в диапазоне $0 < I_p < I_{pм}$. Пропорционально I_p изменяется и U_p , обеспечивая стабилизацию выходного напряжения. От типовой параллельной схемы /3/ двухконтурный стабилизатор отличается пониженным напряжением питания регулирующей ветви, что дает возможность существенно повысить к.п.д. и снизить требования к регулирующему триоду по допустимому напряжению и мощности.

Расчет силовых цепей

Анализ схемы целесообразно начать с расчета силовых цепей. Задачи этого расчета: при заданных внешних для стабилизатора энергетических условиях /диапазоны изменения питающих напряжений, тока и напряжения нагрузки/ сформулировать оптимальные требования к секциям выпрямителя и фильтра, балластному сопротивлению и регулирующему триоду, а также определить некоторые общие энергетические характеристики стабилизатора — к.п.д., ток короткого замыкания и т.д. Наиболее удобным методом силового расчета является составление уравнений Кирхгофа для постоянных составляющих токов и напряжений и решение этих уравнений для граничных режимов стабилизации, при которых силовой триод попадает в состояния отсечки и насыщения и которые однозначно связаны с граничными внешними условиями /2,3/.

Двухконтурная схема дает наибольший эффект при использовании ее в нерегулируемых стабилизаторах постоянного напряжения $U_H = \text{const} = U_{H0}$ /с допустимым полным или частичным сбросом тока нагрузки $I_{H0} \cdot M_I < I_H < I_{H0} \cdot M_I = \frac{I_{H0} M_I}{1 - M_I}$ и некоторым допуском на питающие напряжения $E_0 \cdot M_{1E} < E < E_0 \cdot M_{2E} \cdot M_{1E} = \frac{E_{max}}{E_0}$]. В таких случаях преобразование исходных уравнений приводит к следующим основным расчетным соотношениям, которые для удобства вычислений даны в безразмерной записи:

$$\left. \begin{aligned} \frac{n+1}{n} &= \frac{(1+q)(M_{2E}-pM_I)}{M_{1E}-p} & /2/ & \left. \begin{aligned} &\text{насыщение триода: } E = E_0 \cdot M_{2E}, \\ &I_H = I_{H0} \cdot M_I, I_p = I_{pм}, U_k = 0; \end{aligned} \right\} \\ x_{E1} &= \frac{1}{n(M_{2E}-pM_I)} & /3/ & \\ x_{Ip} &= \frac{M_{2E}}{p+q/x_{E1}} - M_I & /4/ & \left. \begin{aligned} &\text{отсечка триода: } E = E_0 \cdot M_{1E}, \\ &I_H = I_{H0}, U_k = U_{км}, I_p = 0. \end{aligned} \right\} \\ x_{Uk} &= 1 - \frac{M_{1E}-p}{M_{2E}-pM_I} & /5/ & \end{aligned} \right\}$$

Равенства /2/-/5/ связывают заданные коэффициенты M и шесть искомых величин $n = \frac{E_2}{E_1}$, $q = \frac{E_0 \cdot I_{H0}}{U_p}$, $p = \frac{I_1 I_{H0}}{E_{10}}$, $x_{E1} = \frac{E_{10}}{U_{H0}}$, $x_{Ip} = \frac{I_{pм}}{I_{H0}}$, $x_{Uk} = \frac{U_{км}}{U_{H0}}$. При их выводе предполагалось: 1/ в состоянии отсечки и насыщения силового триода характеризуются пренебрежимо малыми остаточными током и напряжением; соответственно; 2/ для конкретного стабилизатора $n = \frac{E_2}{E_1} = \text{const}$, $\frac{x_1 I_{H0}}{E_{10}} = \frac{x_2 \cdot I_{H0}}{E_{20}}$ /практически это означает, что питающие напряжения изменяются во времени синхронно, то есть питание от одной сети, а секции вторичной обмотки трансформатора намотаны одним проводом, в выпрямителе использованы однотипные диоды и т.д., что по технологическим и конструктивным соображениям всегда желательно/.

Приведем выражения и для вторичных энергетических характеристик схемы: номинального к.п.д. — η_0 , максимальной мощности, рассеиваемой силовым триодом, — $P_{км}$ и максимального тока в цепи нагрузки при коротком замыкании — $I_{к.з.}$.

$$\eta_0 = \frac{q}{x_{E1} [(1+n)(1-p)x_{E1} + pq - 1]} ; \quad /6/$$

$$P_{км} = \frac{x_{Ip} \cdot x_{Uk}}{4} \cdot P_{H0} ; \quad /7/$$

$$I_{к.з.} = \frac{M_{2E}}{p + \frac{q}{(n+1)x_{E1}}} ; \quad /8/$$

Вычисление этих величин не представляет труда, если решена система /2/-/5/. Для однозначного же решения последней необходимо иметь два дополнительных условия. В качестве таковых можно фиксировать значения любой пары искомых величин, исходя из практических, конструктивных и т.п. соображений. Удобнее всего задавать значения p и q , поскольку часто не представляется возможным менять их в сколь-нибудь значительных пределах. На рис. 2 а,б, в приведены семейства кривых, отражающие зависимости величин n , x_{Ip} , η_0 /пунктирные линии, отсчет по левой вертикальной шкале/, x_{E1} , x_{Uk} , $\frac{P_{км}}{P_{H0}}$ /сплошные линии, отсчет по правой вертикальной шкале/ от аргументов p и q . Семейства построены по зависимостям /2/-/7/ для случая $M_{1E} = 0,8$; $M_{2E} = 1,1$; $M_I = 0$ /стабилизаторы с симметричным десятипроцентным допуском на напряжение сети и допустимым полным сбросом тока нагрузки/ и предназначены облегчать выбор оптимальной величины балластного сопротивления при заданном внутреннем сопротивлении выпрямителя. На тех же рисунках для сравнения тонкими линиями изображено по одной дополнительной кривой, отражающей те же зависимости при $M_{1E} = 0,8$; $M_{2E} = 1,05$; $M_I = 0,5$. В тех случаях, когда нет других соображений при выборе q /наличие определенного балластного сопротивления, задача получения наименьшего $U_{км}$ и т.д./, целесообразно рассчитывать схему на максимум к.п.д., поскольку из всех приведенных функций только одна $\eta_0(q)$ имеет максимум в точке $q_{опт} = 0,15 + 0,5p$. Рассмотрим примеры силового расчета двухконтурной схемы.

Пример 1. Дано: $M_{1E} = 0,8$, $M_{2E} = 1,1$, $M_I = 0$, $p = 0,05$, $q = 0,17$.
Результаты: $n = 1,88$, $x_{E1} = 0,48$, $x_{Ip} = 2,6$, $x_{Uk} = 0,23$, $\eta_0 = 0,58$,
 $\frac{P_{км}}{P_{H0}} = 0,15$.

Пример 2. Дано: $M_{1E} = 0,8$, $M_{2E} = 1,05$, $M_I = 0,5$, $p = 0,1$, $q = 0,2$.
Результаты: $n = 2,0$, $x_{E1} = 0,5$, $x_{Ip} = 2,0$, $x_{Uk} = 0,2$, $\eta_0 = 0,54$,
 $\frac{P_{км}}{P_{H0}} = 0,1$. Для стабилизатора по первому варианту с номиналами $U_{H0} = 150$ в, $I_{H0} = 1$ а требуется силовой триод с ресурсами $I_{pм} = 2,6$ а, $U_{км} = 35$ в, $P_{км} = 22,5$ вт. Для стабилизатора по второму варианту с номиналами $U_{км} = 300$ в, $I_{H0} = 0,5$ а требуется силовой триод с ресурсами $I_{pм} = 1$ а, $U_{км} = 60$ в, $P_{км} = 15$ вт.. Оба таких стабилизатора могут быть реализованы с одним силовым триодом типа П4, что не достижимо для любой другой компенсационной схемы.

Значительное снижение требований к силовому триоду по предельному напряжению

и мощности - главное достоинство двухконтурной схемы. К тому же она позволяет реально получить удовлетворительные и хорошие значения к.п.д., находящиеся в диапазоне 0,5 - 0,6. Напомним, что для параллельной схемы при таких же внешних условиях наилучший к.п.д. составляет $0,45^{3/}$, для последовательной - 0,75. Как будет показано в дальнейшем, существуют простые средства увеличить к.п.д. двухконтурной схемы до значений 0,6 - 0,7, то есть приблизить ее по этому показателю вплотную к последовательной схеме.

Дифференциальные параметры

Запишем уравнение Кирхгофа для главного контура стабилизатора, обтекаемого током нагрузки /см. рис. 1/, учитывая лишь переменные составляющие токов и напряжений:

$$e_1 + e_2 = i_H (r_1 + r_2 + R_G) + i_P (r_1 + R_G) + u_H \quad /9/$$

Отсюда, полагая по-прежнему $e_2 = n \cdot e_1$, $r_2 = n r_1$, считая поочередно e_1 и i_H независимыми переменными и учитывая связь $i_P = S i_H$ / S - полная крутизна схемы, включая силовой триод/, получаем выражения для основных дифференциальных параметров стабилизатора на частотах, меньших частоты питающей сети:

$$k = \left. \frac{\partial u_H}{\partial e_1} \right|_{R_H = const} = \frac{1}{1 + \frac{r_1(1+n)R_G + S(R_G + r_1)}{R_H}} = \frac{1}{S(R_G + r_1)} \quad /10/$$

$$r = - \left. \frac{\partial u_H}{\partial i_H} \right|_{e_1 = const} = \frac{R_G + r_1(1+n)}{1 + S(R_G + r_1)} \quad /11/$$

Эти параметры есть не что иное, как коэффициент прямой передачи напряжения и выходное сопротивление. В практике большее применение находят относительный коэффициент стабилизации - γ и относительное выходное сопротивление - ρ , которые легко находятся через k и r :

$$\gamma = \frac{1}{k} \cdot \frac{U_{H0}}{E_{10}(1+n)} = \frac{S(R_G + r_1)}{x_{E1}(1+n)} \quad /12/$$

$$\rho = \frac{r}{R_{H0}} = \frac{\rho(1+n)x_{E1} + q}{S(R_G + r_1)} \quad /13/$$

Если предположить, что УПТ стабилизатора имеет усиление $\frac{\beta}{2}$ на каскад, то при четырехкаскадном, включая силовой триод, усилителе и $\beta = 20 - 40$ двухконтурная схема дает возможность получить $\gamma = 10^3 - 10^4$ и $\rho = 10^{-3} - 10^{-4}$, то есть с этой стороны обладает достаточно хорошими возможностями.

Выражения /10/ - /13/ позволяют найти дифференциальные параметры, на частотах, больших частоты сети, необходимо лишь учитывать частотные зависимости входя-

щих в них дифференциальных величин R_G , r_1 , S . Так, с повышением частоты внутреннее сопротивление фильтра с выпрямителем все в большей степени будет определяться емкостями $C_{\Phi 1}$, $C_{\Phi 2}$, все большее влияние на S будут оказывать частотные свойства триодов и т.д.

В качестве иллюстрации вышеизложенному рассмотрим две практических схемы стабилизированных источников питания, изготовленных и прошедших длительную эксплуатацию в Лаборатории высоких энергий Объединенного института ядерных исследований.

Стабилизированный полупроводниковый источник питания на 150 в, 0,6 а

Принципиальная схема и спецификация к ней приведены на рис. 3. После 30 минут прогрева источник имеет следующие технические данные:

напряжение сети	220в ± 10%, 50 гц,
выходное напряжение	150 в,
ток нагрузки	от 0 до 0,6 а,
пульсации и шум на выходе	не более 2 мв пик,
коэффициент стабилизации	не меньше 1000,
выходное сопротивление	не более 0,1 ом,
дрейф выходного напряжения	не более 0,1% за 6 часов,
полный к.п.д.в номинальном режиме	не меньше 0,6.

Силовые цепи рассчитаны по рассмотренной методике и имеют константы, приблизительно соответствующие примеру 1. Напряжения пульсаций на емкостях фильтра, а также "неидеальность" силового триода, имеющиеся в реальных блоках питания заметную величину, учитывались введением новых внешних коэффициентов M'_{1E} и M'_{2E} , причем

$$M'_{1E} = M_{1E} - \frac{U_{n1}}{2E_{10}} - \frac{I_{ост}}{I_{pm}}, M'_{2E} = M_{2E} + \frac{U_{n1}}{2E_{10}} + \frac{U_{к нас.}}{U_{км}} \quad /14/$$

Здесь $I_{ост}$ - неуправляемый температурный ток коллектора силового триода в данной схеме включения при $U_k = U_{км}$; $U_{к нас.}$ - падение напряжения на насыщенном триоде при токе коллектора I_{pm} .

Следует заметить, что "неидеальность" силового триода и пульсации меньше 5% во многих случаях можно вообще не учитывать, поскольку крайние граничные режимы стабилизации в условиях реальной эксплуатации достигаются редко.

В схеме использован нелинейный балластный элемент, обладающий токостабилизирующими свойствами /см. вольтамперные характеристики на рис. 4/. Это приводит к дальнейшему снижению нагрузки по току и мощности на силовой триод и к увеличению к.п.д. схемы. Для рассматриваемого блока I_{pm} уменьшается примерно в 2 раза, η_0 увеличивается до значения 0,6 - 0,7. $I_{к.з.}$ уменьшается в 2 раза по сравнению с расчетным линейным случаем. Дополнительное удобство от введения балластной лампы заключается в подробной визуальной информации о режиме стабилизатора по накалу нити; специальная сигнальная лампа в этом случае становится излишней.

Все триоды схемы работают в оптимальных режимах усиления тока, причем T_1 и

T_2 являются усилителями малых сигналов. Опорное напряжение снимается с 15 - вольтового кремниевого стабилитрона. Газовый стабилитрон L_2 введен для уменьшения дифференциального сопротивления верхнего плеча измерительного делителя. Его можно и не ставить, изменяя в большую сторону R_6 , однако это несколько ухудшит стабилизацию. Использование во втором каскаде триода типа П401 уменьшает склонность схемы к самовозбуждению. В качестве дополнительного средства для подавления последнего можно рекомендовать постепенное уменьшение емкости C_3 . Двухсекционный мостовой выпрямитель питается от одной вторичной обмотки с дополнительными выводами. ЭДС E_1 снимается с емкости C_1 и равна $U_{21} \cdot \sqrt{2}$. ЭДС E_2 снимается с емкости C_2 и равна $(U_{11} + U_{21}) \cdot \sqrt{2}$. Как видим, двухсекционный выпрямитель и фильтр реализуются простыми средствами.

В двухконтурном стабилизаторе, так же как и в типовой параллельной схеме, при коротких замыканиях на выходе силовой триод обесточивается и каким-либо перегрузкам не подвергается. Несложная система защиты, предусмотренная в схеме рис. 3, выполняет ряд второстепенных функций. Пусковая кнопка K_1 и самоблокирующееся по сети реле Р с цепочкой $C_4 R_5$, замедляющей его срабатывание на время прогрева нити балластной лампы, защищают силовой триод от перенапряжений в момент включения, а также защищают силовой выпрямитель, трансформатор и балластную лампу от тепловых перегрузок при коротких замыканиях /отключением блока от сети/. На короткий интервал времени от короткого замыкания до отпускания реле триоды T_3 и T_4 оказываются подключенными в инверсном направлении к напряжению E_2 . Делитель R_2 - обратное сопротивление диода D_3 предназначен для снижения запирающего напряжения на эмиттерном переходе T_4 до безопасной величины. Сопротивление R_1 , замыкаемое контактами кнопки K_2 при выключении блока, обеспечивает быстрый разряд выходной емкости C_6 и исключает возможность аномального повторного пуска блока в режиме холостого хода за счет остаточного заряда этой емкости. Предохранитель на 1 ампер предназначен для защиты при коротких замыканиях в цепях трансформатора, силового и вспомогательного выпрямителей и фильтров. Описанная система защиты обеспечила длительную /свыше года/ безаварийную эксплуатацию данного блока питания.

Высоковольтный стабилизированный зарядный выпрямитель

Схема его приведена на рис. 5. Выпрямитель предназначен для зарядки емкостной батареи C_0 /например, емкость искусственной линии/, которая периодически разряжается на активную нагрузку /например, высокочастотный генератор/. В выпрямителях такого назначения с полезной мощностью единицы киловатт целесообразно использовать кенотроны или высоковольтные кремниевые батареи, а регулировку выходного напряжения осуществлять непосредственно на стороне сетевых обмоток с помощью регулировочного трансформатора. Полная схема в этом случае будет значительно проще тиратронного выпрямителя с регулировкой в сеточных цепях при одновременно более высокой надежности и безопасности в работе. В свою очередь, для стабилизации порога заряда емкости в таком выпрямителе удобно использовать двухконтурную схему по следующим причинам: 1/стабилизацию можно осуществить регулирующей лампой с малыми допустимыми напря-

жением, током и мощностью анода; 2/ схема стабилизации получается компактной, подключается к выпрямителю всего в трех точках /не считая сетевого шнура/ и в случае своей неисправности может быть быстро изъята для ремонта без нарушения работы основного выпрямителя; 3/ благодаря импульсному режиму работы, стабилизирующая приставка незначительно снижает полный к.п.д. /максимальное теоретическое значение 0,5/.

Рассматриваемый выпрямитель имеет следующие параметры.

- Порог стабилизации на выходе регулируется от 6 до 12 кв.
- Точность поддержания порога стабилизации около 0,5%.
- Минимальный период запуска модулятора 1 сек.
($C_0 = 40$ мф, $U_{H0} = 10$ кв.).
- Максимальная средняя выходная мощность 2 квт.
- Питание от 3 - фазной сети 220/380 в $\pm 10\%$, 50 герц.
- Мощность, потребляемая в режиме полной нагрузки около 5 квт.
- Мощность, потребляемая на холостом ходу около 2 квт.

Кратко об особенностях схемы рис. 5. В качестве регулирующего трансформатора использован агрегат стропных лабораторных автотрансформаторов ЛАТР-2 250 в, 9а. Поскольку величина балластного сопротивления не влияет на к.п.д. схемы, оно выбрано высокоомным. Этим облегчается режим компактной для такой установки регулирующей лампы ГУ -80. Контур регулирующего тока питается напряжением, снимаемым с нижнего плеча мостового 3-фазного выпрямителя /средняя точка звезды вторичных обмоток/. Контур тока нагрузки питается от всего выпрямителя без дополнительной фильтрации. Как видим, в данном случае обеспечить работу двухконтурной схемы стабилизации удалось без привлечения дополнительного оборудования, если не считать небольшой фильтрующей емкости C_{ϕ} , сглаживающей пульсации частоты 150 гц на внутреннем контуре. Предварительный УПТ с коэффициентом усиления около 200 выполнен балансным на двух пальчиковых лампах. Диод Д211 поставлен для ограничения сверху на уровне 35 вольт напряжения первой сетки регулирующей лампы. Регулировка порога стабилизации осуществляется изменением тока измерительного делителя с помощью потенциометра 510 ком. Величина выходного напряжения отсчитывается по шкале прибора, измеряющего пропорциональный ему ток делителя. Источник питания цепей усилителя показан условно, поскольку его внутренняя схема не имеет принципиального значения.

Временная диаграмма для максимального, минимального и номинального напряжений сети показана на рис. 6 /случай 1,2,3, соответственно/. После разряда в нагрузку емкостная батарея заряжается экспоненциальным током с максимальным значением - примерно $\frac{U_{C\infty}}{R\delta}$ в соответствии с уравнением

$$U_C = U_{C\infty} (1 - e^{-\frac{\theta}{\tau}}), \quad U_{C\infty} = E = U_1 \frac{W_2}{W_1} \sqrt{6}, \quad /15/$$

где $\tau = R\delta C_0$, $\theta = t - k T_0$ /отсчет времени ведется от начала каждого цикла/, $\frac{W_2}{W_1}$ - коэффициент трансформации, U_1 - эффективное напряжение первичной обмотки повышающего трансформатора.

Отсюда нетрудно определить время достижения заданного порога стабилизации и,

следовательно, минимальный период залуска модулятора $T_{\text{мин}}$.

$$T_{0 \text{ мин}} = T_2 = r \ln \frac{1}{1 - U_{H0}/E_{\text{мин}}}, E_{\text{мин}} = E_0 (1-\xi) = U_{10} (1-\xi) \frac{W_2 \sqrt{6}}{W_1}, \quad /16/$$

где U_{10} , E_0 соответствуют номинальному напряжению сети, ξ - относительный допуск на колебания напряжения сети. Для того чтобы схема успевала выйти на порог стабилизации при заданном периоде модулятора T_0 , величина U_{10} должна удовлетворять неравенству

$$U_{10} > \frac{U_{H0}}{\frac{W_2}{W_1} (1-\xi) (1 - e^{-T_0/\tau} \sqrt{6})} \quad /17/$$

Глубина неравенства определяется потерями в трансформаторах и выпрямителе. Практически после задания порога стабилизации напряжение на трансформаторе поднимается до появления регулирующего тока, то есть до отклонения на определенный угол стрелки измерителя I_p .

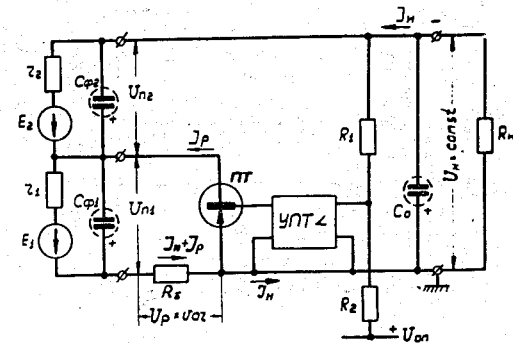
В момент разряда емкости выход выпрямителя по существу оказывается закороченным. Как указывалось ранее, такой режим для двухконтурного стабилизатора, в отличие от последовательного, не является опасным, поскольку регулирующая цепь обесточена, а зарядный ток ограничен балластным сопротивлением. Защиты, аналогичной цепочке $R_2 O_3$ на схеме рис. 3, в данном случае не требуется, поскольку регулирующая лампа сама выдерживает значительные обратные напряжения на аноде.

Описанный выпрямитель способен работать и на стационарную нагрузку с током потребления 100 - 200 ма, следует лишь снизить величину балластного сопротивления до значений 0,2 - 0,3 от номинального нагрузочного сопротивления.

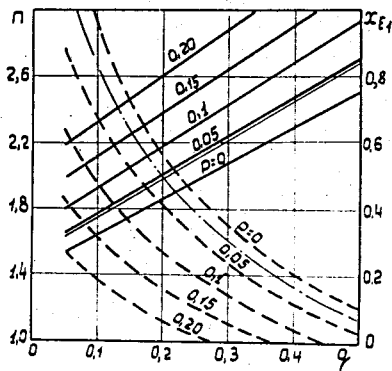
Л и т е р а т у р а

1. В.Н. Аксенов. Выпрямители и трансформаторные подстанции. Связьиздат, 1961.
2. С.Д. Додик. Режимные и энергетические соотношения транзисторных стабилизаторов напряжения. „Приборостроение“, № 1, 1961.
3. Ю.В. Сафрошкин. Расчет силовых цепей полупроводниковых компенсационных стабилизаторов. „Электросвязь“, № 5 1963.

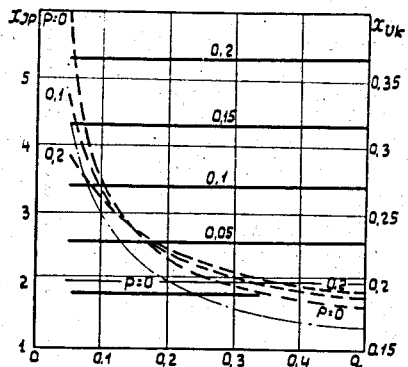
Рукопись поступила в издательский отдел
18 июля 1963 г.



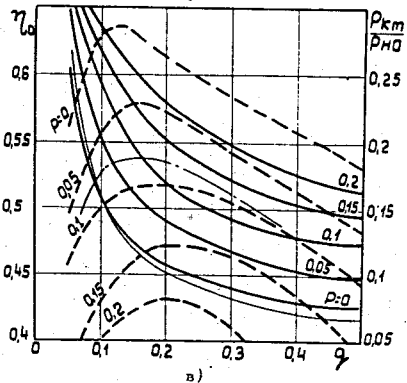
Р и с. 1. Структурная схема двухконтурного стабилизатора.



a)

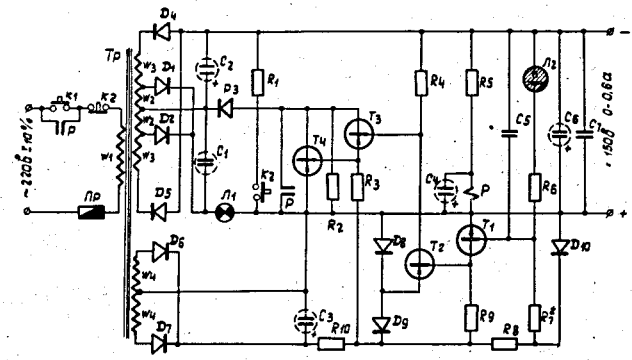


б)



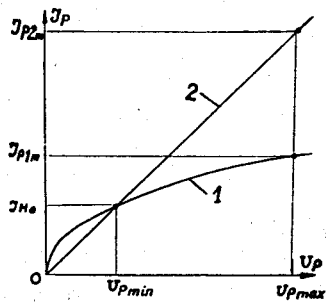
в)

Р и с. 2. Зависимости $\eta(p, \phi)$, $I_{E1}(p, \phi)$, $\eta_0(p, \phi)$ / пунктирные линии, отсчет по левой вертикальной шкале; $I_{1p}(p, \phi)$, $I_{Uk}(p, \phi)$, $\frac{P_{км}}{P_{н}}(p, \phi)$ / сплошные линии, отсчет по правой вертикальной шкале / в случае $M_{1k} = 0,9$, $M_{2E} = 1,1$, $M_1 = 0$. Тонкими линиями для сравнения показаны те же зависимости при $M_{1k} = 0,9$, $M_{2E} = 1,05$, $M_1 = 0,5$, $p = 0,1$.

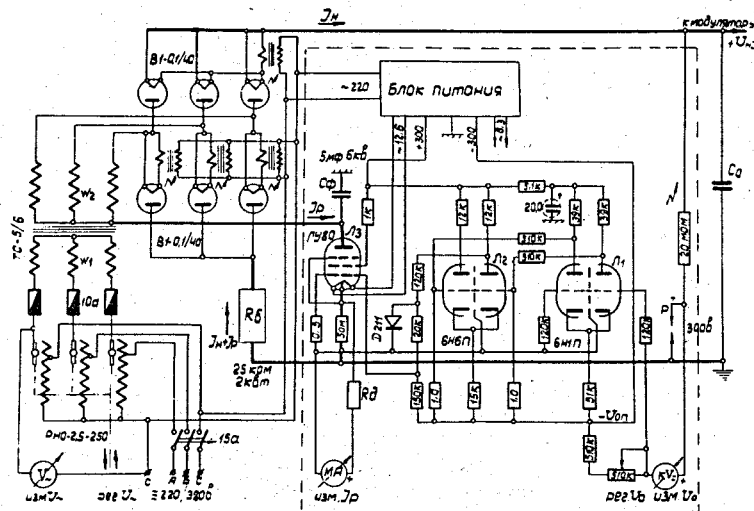


Р и с. 3. Принципиальная схема стабилизированного полупроводникового источника питания с выходным напряжением 150 вольт и током до 0,6 ампер.

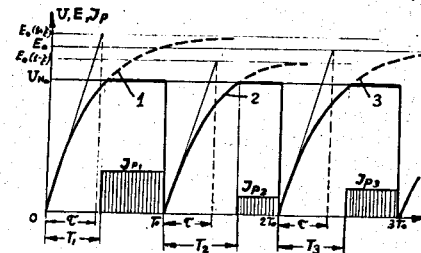
С п е ц и ф и к а ц и я к с х е м е $\frac{w_4}{w_1} = 0,22$. Трансформатор силовой: типовая мощность 130-150 ва, $\frac{w_4}{w_1} = 0,22$, $\frac{w_2}{w_1} = 0,20$, $\frac{w_3}{w_1} = 0,17$, w_1 , w_2 , w_3 - ПЭВ 0,77, w_4 - ПЭЛ 0,16. Балластная лампа L_1 - любая лампа накаливания или комбинация ламп с номинальным напряжением не менее 100 в, имеющая при токе 0,6 а падение напряжения 15-20 в/см. Точку U_{pmin} , I_{H0} на кривой 1 рис. 4/. Стабилизатор L_2 - любого типа на напряжение стабилизации 120 в. Реле защиты R_8 - любое с током срабатывания 5-20 ма. R_4 и C_4 определяются сопротивлением обмотки и временем задержки срабатывания примерно 0,1 сек. Полупроводниковые приборы: T_1 - типа П10, T_2 - типа П401, T_3 - типа П28А, T_4 - типа П4Б; D_1 -3 - типа Д302, D_4 -7 - типа Д7Г, D_8 -9, типа Д810, D_{10} - типа Д815 /или 2 шт Д808/. Конденсаторы: C_1 - 4 шт 150 мф 200 в, C_2 - 3 шт 150 мф 200 в, C_6 - 1 шт 150 мф 200в, C_3 - 200 мф 50 в, C_{5-7} - 1 мф 180 в. Сопротивления: $R_1 = 100$ ом, $R_2 = R_9 = 10$ ком, $R_3 = 4,3$ ком, $R_4 = 39$ ком, $R_5 = 6,2$ ком, $R_7 = 3$ ком, $R_8 = 300$ ом, $R_{10} = 360$ ом.



Р и с. 4. Вольтамперные характеристики линейного и нелинейного балластных элементов /кривые 2, 1, соответственно/.



Р и с. 5. Принципиальная схема стабилизированного высоковольтного зарядного выпрямителя.



Р и с. 6. Временная диаграмма работы зарядного выпрямителя.