

А.В.МИТРОФАНОВ, А.И.ЩЕГОЛЕВ

ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В БЫТОВОЙ РАДИОАППАРАТУРЕ

Издательство «Радио и связь», 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Отечественная промышленность из года в год наращивает выпуск различной бытовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). При этом наметилась тенденция в выпуске большего числа моделей повышенного качества. В бытовую РЭА вводятся дополнительные сервисные устройства: дистанционное управление, таймеры для включения — выключения, разнообразные виды индикации на передних панелях, микропроцессорные устройства обработки звуковых и видеосигналов. Микропроцессорные системы управления внедряются и в электромеханическую бытовую аппаратуру — стиральные машины, холодильники, кондиционеры, швейные машинки.

Однако новейшие достижения электронной техники сегодня пока еще мало затронули источники вторичного электропитания бытовой РЭА. Блоки электропитания составляют ощутимую долю массы серийных радиоустройств. Так, в телевизорах типа «Рубин 714» эта доля составляет не менее 14% всей массы (включая футляр и кинескоп). Для стереофонического усилителя с выходной мощностью 2Х50 Вт она еще больше (25 — 30%).

Решение проблемы снижения материалоемкости и энергопотребления бытовой РЭА связано с широким использованием импульсных источников вторичного электропитания (ИИЭ). Их преимущества по сравнению с традиционными источниками электропитания обеспечиваются заменой силового трансформатора, работающего на частоте промышленной сети 50 Гц, малогабаритным импульсным трансформатором, работающим на частотах 16 — 40 кГц, а также использованием импульсных методов стабилизации вторичных напряжений взамен компенсационных. Это приводит к снижению материалоемкости в 2 — 3 раза и повышению КПД до 80 — 85%. Подсчитано, например, что переход на выпуск одних только телевизоров с ИИЭ даст народному хозяйству ежегодную экономию свыше 20 тыс. тонн высококачественной трансформаторной стали и не менее 5 — 6 тыс. тонн обмоточного медного провода, а эксплуатация 5 млн. цветных телевизоров с ИИЭ обеспечит ежегодную экономию не менее 500 млн. кВт-ч электроэнергии.

Импульсные источники вторичного электропитания уже нашли достаточно широкое распространение в промышленной аппаратуре. Что касается бытовой РЭА, то с 1978 г. промышленность выпускает переносной цветной телевизор «Электроника Ц-430», имеющий ИИЭ. Надо заметить, что разработка цветного телевизора с такими высокими массо-габаритными и энергетическими показателями, как у этого телевизора, была бы вообще невозможна без применения ИИЭ. В 1982 г. освоен другой малогабаритный цветной телевизор с ИИЭ — «Юность Ц-404». Ведется подготовка к массовому выпуску крупноэкранных цветных телевизоров с ИИЭ. Создаются ИИЭ для бытовой РЭА других видов. При этом требуется не только разработать конструкции ИИЭ, но и освоить массовый выпуск недорогих новых электронных изделий: мощных высоковольтных транзисторов, быстродействующих выпрямительных диодов, ферритовых сердечников, специальных конденсаторов и интегральных микросхем.

В связи с предстоящим массовым применением ИИЭ в различной аппаратуре, в том числе и бытовой, неизбежно расширяется круг читателей, интересующихся этой проблемой. В книге сделана попытка в достаточно популярной и систематизированной форме изложить как основополагающие принципы построения ИИЭ, работающих непосредственно от сети с напряжением 220 В, так и привести описания конкретных практических схем.

Отзывы и замечания по книге следует направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь».

Авторы

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СТРУКТУРА И КЛАССИФИКАЦИЯ

Импульсный источник электропитания вырабатывает постоянные и переменные напряжения, необходимые для электропитания блоков аппаратуры, путем ключевого преобразования выпрямленного сетевого напряжения промышленной частоты 50 Гц. Его основными функциональными частями (рис. 1) являются входной помехоподавляющий фильтр (1), сетевой выпрямитель со сглаживающим емкостным фильтром (2), ключевой преобразователь напряжения с импульсным трансформатором и схемой управления (3), цепи вторичных напряжений (выпрямленных или переменных), не имеющие гальванической связи с питающей сетью, (4). Ключевой преобразователь работает, как правило, на частоте 16 — 40 кГц, поэтому габаритные размеры и масса импульсного трансформатора в несколько раз меньше, чем сетевого, работающего на частоте 50 Гц. Это обстоятельство, а также более высокий КПД объясняют преимущества использования импульсных источников электропитания (ИИЭ) в бытовой РЭА.

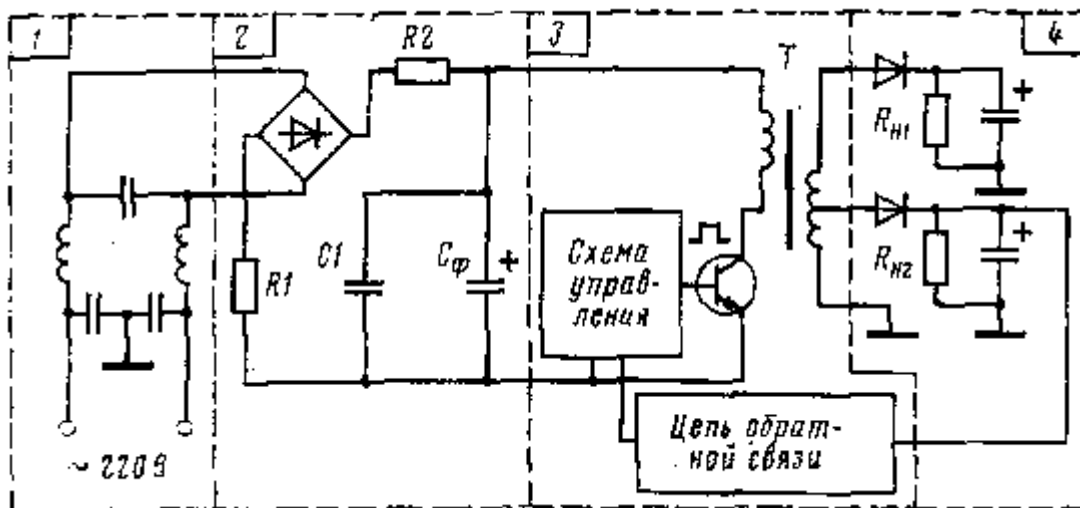


Рис. 1. функциональная схема ИИЭ

Выпрямительная секция ИИЭ, как правило, выполняется по мостовой схеме. Промышленностью освоен ряд мостовых выпрямителей в моноблочном исполнении (см. табл. П1), которые могут быть использованы в ИИЭ, рассчитанных на различные мощности до 300 — 500 Вт. На входе выпрямителя устанавливается LC-фильтр, назначение которого — ослабить уровень помех, поступающих от преобразователя в сеть. Последовательно в цепь нагрузки и конденсатора сглаживающего фильтра C_ϕ иногда включают резисторы $R1$, $R2$ сопротивлением 1 — 50 Ом (в зависимости от мощности ИИЭ), служащие для ограничения импульсных токов через диоды моста.

Ниже будут приведены сведения о типах отечественных конденсаторов, которые можно использовать в качестве C_ϕ . Необхо-мо отметить, что через C_ϕ протекает также импульсная составляющая тока транзисторов преобразователя, работающего на частоте 16 — 40 кГц. Как правило, конструкция высоковольтных электролитических конденсаторов, используемых в качестве C_ϕ , не обеспечивает достаточно малого полного сопротивления на этих частотах, поэтому конденсаторы могут перегреваться из-за протекания высокочастотных импульсных токов. Поэтому C_ϕ обычно шунтируется конденсатором пленочного или керамического типа емкостью 0,047 — 0,47 мкФ.

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

Бытовая РЭА отличается большим диапазоном потребляемой мощности — от единиц ватт для радиоприемников и переносных кассетных магнитофонов до 300 — 400 Вт для мощных высококачественных стереофонических усилителей. Первоначально наибольшее распространение ИИЭ получили в телевизорах с ключевым силовым блоком — выходным каскадом строчной развертки. Разновидности ИИЭ для телевизоров зачастую выполняют те же функции, что и выходной каскад строчной развертки (например, формирование напряжений питания выходных видеоусилителей, маломощных каскадов трактов усиления промежуточных частот звука и изображения и др.), и иногда их применяют на частоте строчной развертки. Это обстоятельство, а также относительно высокая стоимость высоковольтных ключевых транзисторов привели к тому, что в телевизорах нашли распространение схемы ИИЭ, построенные исключительно на однотактном принципе.

Из всех известных двухтактных схем в бытовой аппаратуре (преимущественно в усилителях звуковой частоты) используют полумостовую схему [1]. Эта схема может обеспечивать в нагрузке сравнительно большую мощность (300 — 400 Вт) при наличии всего лишь двух высоковольтных ключевых транзисторов. Однотактные схемы в этом диапазоне выходных мощностей оказываются не эффективными из-за резкого

увеличения габаритных размеров и массы импульсных трансформаторов и ухудшения режимов ключевых транзисторов. В последнее время, в связи с улучшением технологии производства и удешевлением высоковольтных ключевых транзисторов с напряжением коллектора 500 — 700В, двухтактная полумостовая схема с самовозбуждением начинает находить применение в ИИЭ меньшей мощности ввиду ее простоты и экономичности. Особенно предпочтительна она для аппаратуры, в которой отсутствуют значительные изменения мощности в нагрузке или изменения выходных напряжений, возникающие при колебаниях мощности, несущественны.

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

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

Рассмотрим основные принципы работы различных выходных каскадов преобразователей напряжения ИИЭ для бытовой радиоаппаратуры.

ОДНОТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ОДНОСТОРОННИМ КЛЮЧОМ

Однотактные преобразователи напряжения с транзисторным ключом получили в настоящее время наибольшее распространение в бытовой и промышленной аппаратуре. На рис. 2 приведены две схемы преобразователей, отличающихся полярностью подключения вторичных обмоток импульсного трансформатора к выпрямителям выходного напряжения нагрузки. Надо заметить, что в виду высокой частоты преобразования и незначительного уровня пульсаций в выходных цепях преобразователя предпочтительно использовать однополупериодные схемы выпрямления, что обеспечивает экономию числа быстродействующих выпрямительных диодов. Схема рис. 2, а, получившая наибольшее распространение, характеризуется «обратным» включением выпрямительных диодов [2], проводящих ток в интервале времени, когда транзистор заперт.

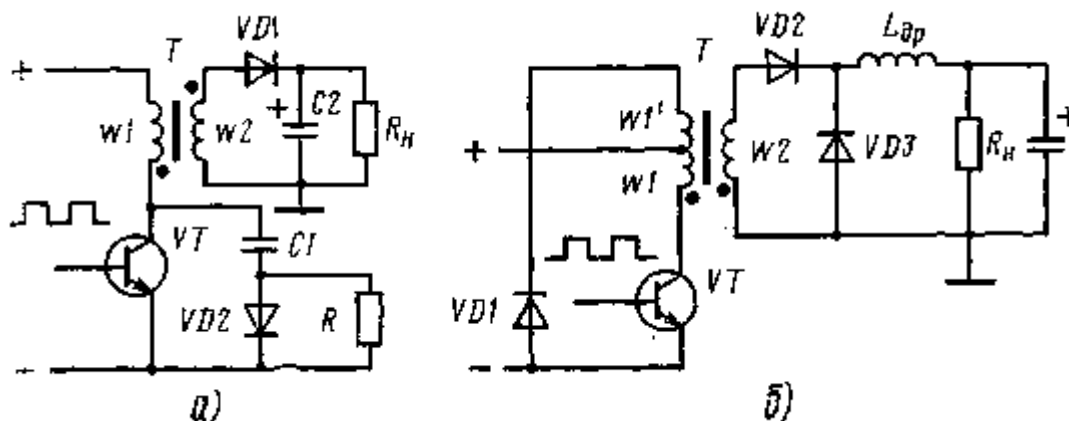


Рис. 2. Схемы однотактных транзисторных преобразователей: с «обратным» (а) и «прямым» (б) включением выпрямителей тока нагрузки

Данный преобразователь обладает рядом преимуществ по сравнению с преобразователем с «прямым» включением выпрямительных диодов. Его работа поясняется с помощью эквивалентной схемы и временных диаграмм (рис. 3).

Нагрузка на схеме рис. 3, а приведена к первичной обмотке, поэтому напряжение на эквивалентном сопротивлении нагрузки обозначено $nU_{\text{Вых}}$, где $n = w_1/w_2$. В течение интервала времени βT , когда транзистор открыт, через индуктивность L первичной обмотке протекает линейно нарастающий ток, максимальное значение которого $D_{\text{П}} = U_{\text{Хв}}/L_1\beta T$. Когда транзистор закрывается, полярность напряжения на L изменяется и накопленная в ней энергия передается в нагрузку через диод $VD1$. Спад тока через L в интервале $(1 - \beta)T$ равен

$$D_2 = n U_{\text{ВЫХ}} T / L_1 \quad (1)$$

В стационарном режиме $D_1 = D_2$. Отсюда следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} / n * \delta / (1 - \delta) \quad (2)$$

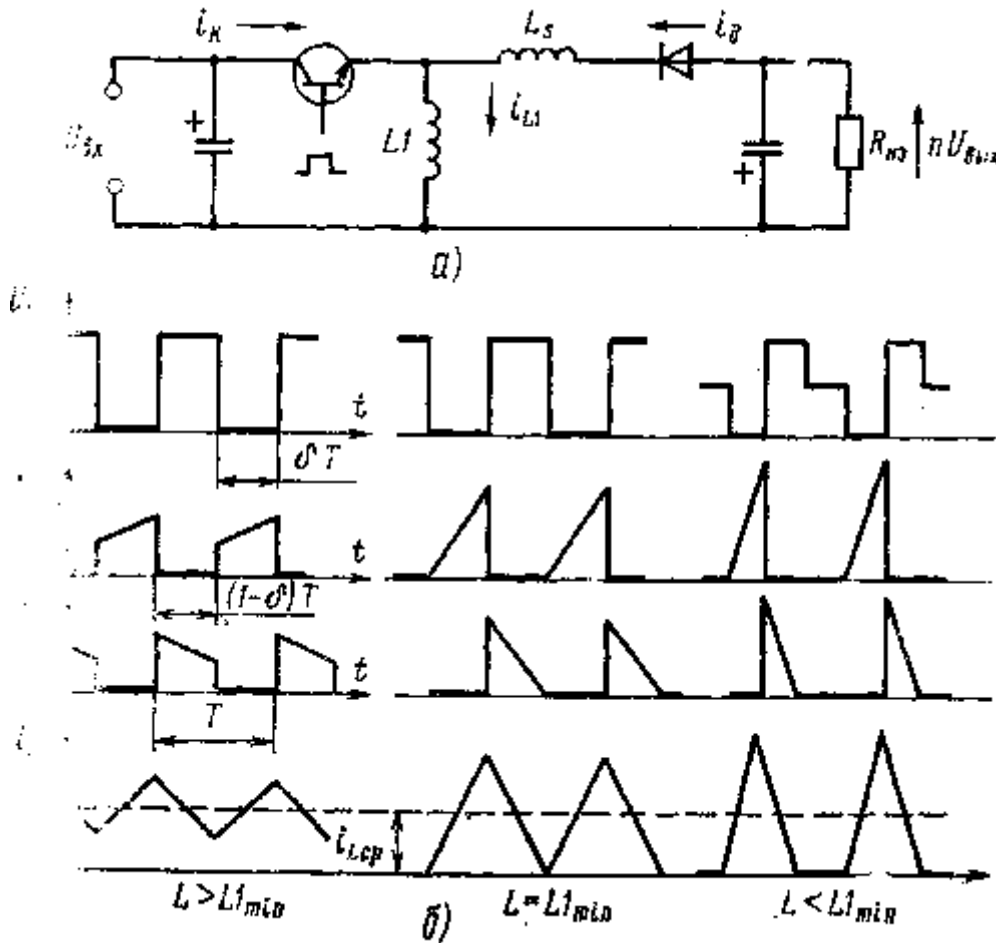


Рис. 3. Эквивалентная схема (а) временные диаграммы (б) преобразователя с «обратным» включением выпрямителей

Таким образом, регулируя $\delta = T_1 / T$ (где T_1 — интервал открытого состояния транзистора), можно регулировать выходное напряжение. Размахи импульсов тока через транзистор и диод зависят от индуктивности LL . Если она слишком мала, ток через диод может прекратиться раньше окончания периода работы преобразователя. Этот случай изображен на правой диаграмме рис. 3,б. Тогда выражение (2) перестанет быть справедливым. Данный режим является неблагоприятным, так как при заданной мощности в нагрузке возрастают импульсные токи через транзистор и диод.

Существует минимальное значение индуктивности $L1_{\text{min}}$, при которой, как это видно из рис. 3,б, максимальный ток через $L1$ вдвое превышает средний ток через нее. При этом ток через диод прекращается как раз в момент включения транзистора. Средний приведенный ток через нагрузку равен $I_{\text{н-ср}} = I_{\text{Lcp}}(1 - \delta)$. Так как для $L1 = L1_{\text{min}}$ $D_1 = 2 I_{\text{Lcp}}$, то используя (2), получаем:

$$L1_{\text{min}} > U_{\text{ВХ}}^2 \delta^2 / 2 F P_{\text{ВЫХ}} \quad (3)$$

где $P_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{н}}$ — выходная мощность преобразователя; $F = 1/T$.

С другой стороны, как это следует из выражения (3), индуктивность $L1$ при заданной мощности и частоте преобразования F ограничена сверху значением δ_{max} . Последняя обусловлена выбранным диапазоном частот преобразования и реальными временами неуправляемых переходных процессов в современных высоковольтных мощных транзисторах: рассасывания, нарастания тока коллектора $t_{\text{расc}}$, t_{ca} , $t_{\text{вкл}}$. Так, для частоты преобразования $F = 25$ кГц ($T = 40$ мкс) и при $f_{\text{рсс}} = 10$ кГц, $I_{\text{сп}} + t_{\text{вкл}} = 2$ мкс $\delta_{\text{max}} = (40 - 12) / 40 = 0,7$. На практике выбирают $\delta_{\text{max}} = 0,5$.

Можно также получить выражения для максимального тока через транзистор $I_{\text{к max}}$ и максимального напряжения на нем $U_{\text{кэ max}}$ (Рис. 3,б):

$$I_{\text{к max}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \delta} + \frac{U_{\text{ВХ}} \delta T}{2 L_1};$$

$$U_{\text{кэ max}} = U_{\text{ВХ}} + n U_{\text{ВЫХ}} \quad (4) \quad (5)$$

Формулы (1) — (5) удобны для предварительной оценки требований к основным элементам преобразователя.

Как правило, преобразователь имеет одну вторичную цепь, потребляющую наибольшую мощность, и несколько маломощных дополнительных цепей. В таком случае за $U_{\text{ВЫХ}}$ принимается суммарная выходная мощность преобразователя, а за $U_{\text{ВЫХ}}$ — напряжение наиболее мощной цепи нагрузки.

Из рассмотренного следует, что с увеличением $L1$ уменьшаются импульсные токи через транзистор и диод. Однако с увеличением $L1$ растет индуктивность рассеяния L_s , в которой в интервале времени, когда транзистор открыт, запасается энергия $L_s I_{K \text{ max}}^2 / 2$. Эта энергия вызывает на коллекторе транзистора при его выключении дополнительный выброс напряжения. Для его ограничения используются диодно-резистивно-емкостные печочки, которые поглощают запасенную в L_s энергию. Это снижает КПД преобразователя, но делает режим транзистора более безопасным.

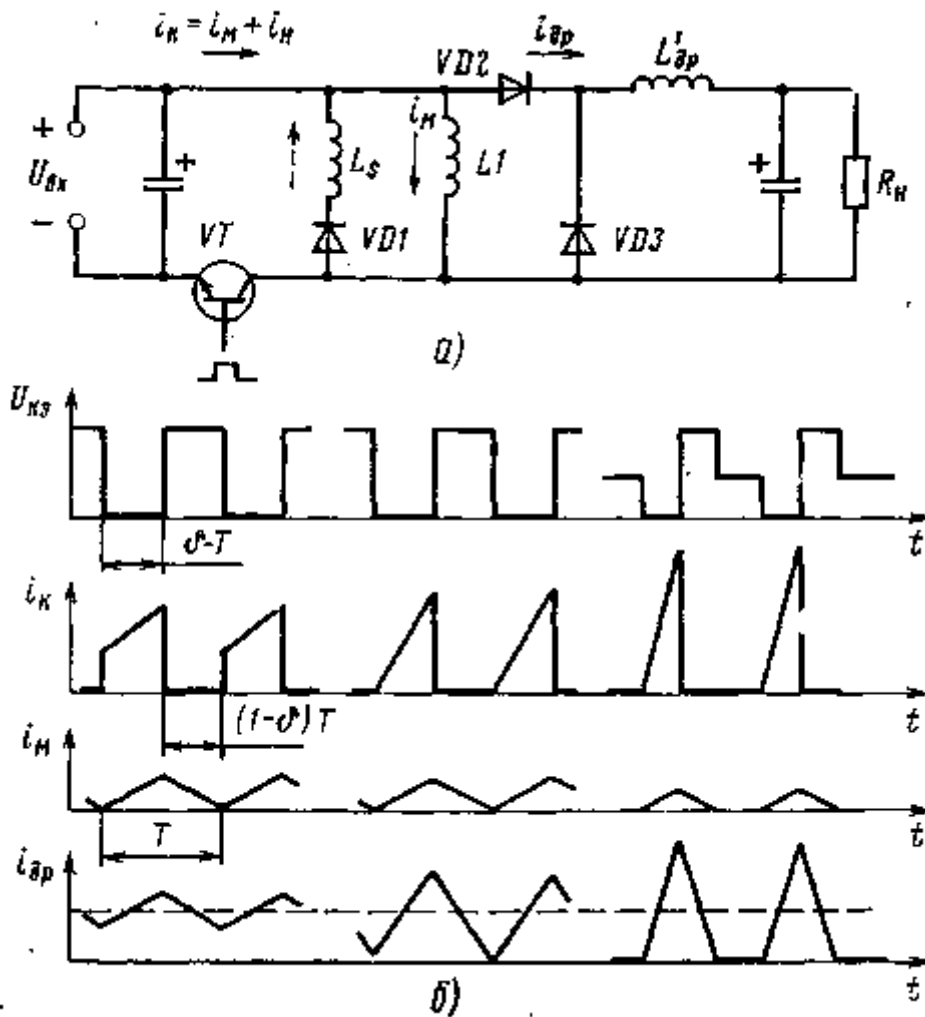


Рис. 4. Эквивалентная схема (а) и временные диаграммы (б) преобразователя с «прямым» включением выпрямителей

Рассмотрим особенности работы схемы «с прямым» включением выпрямительных диодов (см. рис. 2,6), которые открыты одновременно с транзистором. Соответствующая эквивалентная схема и временные диаграммы приведены на рис. 4. Дроссель $L_{\text{пр}}$ служит для ограничения тока через транзистор. Обмотка трансфер» мотора $w'i$, равная по числу витков обмотке wl , включена последовательно с диодом $VD1$. С помощью этого диода в интервале времени $(1 - \delta)T$ происходит возврат в ИИЭ (рекуперация) энергии, запасенной в трансформаторе T (в его первичной обмотке) за время δT , когда транзистор открыт. Основные расчетные соотношения для данной схемы:

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

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

$$I_{к \max} = \frac{P_{вых}}{U_{вх} \delta} + \frac{\delta T U_{вх}}{2 L'_{др}} \frac{1-\delta}{1-\delta+\delta/n} + \frac{U_{вх} \delta T}{L_1},$$

где $n = \omega_1/\omega_2$; $L'_{др} = n^2 L_{др}$ (7)

(8)

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

Для снижения импульса тока через транзистор целесообразно увеличивать индуктивность первичной обмотки трансформатора. Однако это приводит к увеличению габаритов трансформатора и индуктивностей рассеяния, в том числе между обмотками wl и $w'l'$. Это снижает ограничивающее действие VDI и приводит к возрастанию импульса напряжения на коллекторе транзистора VT , возникающего при его закрытии.

Практические схемы одноктактных выходных каскадов преобразователей требуют дополнительных элементов защиты. На схеме рис. 2,а изображена цепочка, которая уменьшает скорость нарастания напряжения на коллекторе транзистора при его выключении до 500 — 1000 В/мкс. Это необходимо, чтобы режим транзистора всегда оставался в пределах области его безопасной работы (подробнее об этом будет рассказано ниже). Номиналы R и $C1$ выбирают в соответствии со следующими формулами $C1 = I_{к \max}/dU_{кз}/dt$, $R = T/10C1$.

Так, для $I_{к \max} = 2$ А, $dU_{кз}/dt = 600$ В/мкс, 7-40 мкс, $C1 = 2/600 = 3,3$ нФ, $R = 40/10 \cdot 3,3 = 1,2$ кОм. Потери в резисторе равны $P_n = C1^2 x_2/2T$. Для нашего случая при $U_{кз} = 500$ В $P_n = -3,3 \cdot 500^2 \cdot 10^{-9}/2 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 10$ Вт.

Сравнение двух основных схем одноктактных преобразователей. Схема с обратным включением выпрямительных диодов обладает следующими преимуществами.

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

2. Импульс тока через транзистор меньше, чем в схеме с «прямым» включением диодов, что следует из сравнения эквивалентных схем и выражений (4) и (8).

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

В одноктактной схеме магнитопровод трансформатора работает в режиме частного цикла намагничивания (рис. 5). Если ток намагничивания достаточно велик, то магнитная индукция достигает уровня насыщения и индуктивность первичной обмотки трансформатора резко падает. Это вызывает резкое увеличение тока транзистора. Чтобы избежать насыщения (см. рис. 2,а), в магнитопровод вводят зазор, достигающий 0,5 — 2,0 мм. А это, в свою очередь, требует увеличения сечения магнитопровода для сохранения расчетного значения $L1_{\min}$.

2. По формуле (4) находим

$$I_{к \max} = \frac{100}{279 \cdot 0,5} + \frac{279 \cdot 0,5 \cdot 40}{2 \cdot 4000} = 1,41 \text{ А.}$$

При большом коэффициенте трансформации ($n > 10$) возрастает индуктивность рассеяния между первичной и вторичной обмотками. Это приводит к снижению эффекта ограничения выброса напряжения на коллекторе за счет выпрямителей нагрузки, поэтому приходится вводить в трансформатор дополнительную обмотку и диод (аналогично схеме рис. 2,б).

Преобразователь с «прямым» включением выпрямителей нагрузок обладает некоторым недостатком, связанным с необходимостью ограничения величины $b_{\max} < 0,5$. Если $b < 0,5$, то протекание тока через обмотку $w'l'$ при открытом транзисторе возвращает рабочую точку на диаграмме намагничивания магнитопровода в исходное состояние. При $b > 0,5$ возвращение в исходное состояние не происходит, поэтому в последующие периоды трансформатор постепенно намагничивается, пока поток в магнитопроводе не достигнет значения насыщения. Этот процесс происходит в течение нескольких периодов переключения преобразователя и приводит к модуляции сигнала в цепи обратной связи (ОС), что при определенных условиях вызывает аварийную ситуацию — увеличение b при насыщении магнитопровода и соответствующее резкое увеличение

импульса коллекторного тока транзистора. Работа преобразователя при этом сопровождается характерным «свистом» на частотах порядка нескольких килогерц.

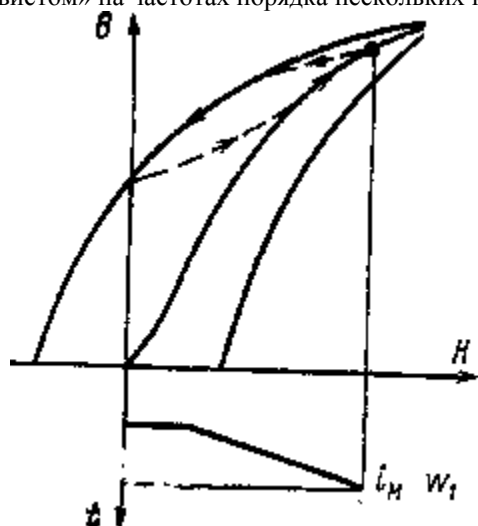


Рис. 5. Петля гистерезиса магнитопровода в режиме одноктного преобразователя

Пример расчета одноктного преобразователя с «обратным» включением диодов. Заданы: $P_{\text{вых max}} = 100$ Вт, $P_{\text{вых min}} = 75$ Вт, $T = 40$ мкс. $I_{\text{кmax}} = 2$ А, $U_{\text{вых}} = 120$ В. Принимаем также, что расчет проводится на случай $U_{\text{сети}} = 220$ В — 10%, т. е. для $U_{\text{вх}} = 220 \cdot 0,9 \cdot 1,41 = 279$ В (коэффициенты 0,9 и 1,41 учитывают сниженное на 10% напряжение сети и пиковое значение выпрямленного напряжения).

1. По формуле (3) определяем $L_{1\text{min}}$. Принимаем $\delta_{\text{max}} = 0,5$. Тогда $L_{\text{min}} = 279^2 \cdot 40 \cdot 0,25 / 2 \cdot 100 = 3892$ мкГн. Берем $L_1 = 4000$ мкГн.

3. Определяем ориентировочно нижнюю границу регулирования δ в режиме стабилизации (δ_{min}). Для этого принимаем во внимание, что энергия, запасаемая в L_1 , равна $W = L_1 I_{\text{к}}^2 / 2$, где $I_{\text{к}} = U_{\text{вх}} \delta T / L_1$, а мощность, передаваемая в нагрузку,

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}^2 \delta^2 T / 2L_1. \quad (9)$$

Пользуясь формулой (9) и принимая $U_{\text{вх}} = 220 \cdot 1,1 \cdot 1,41 = 342$ В, $T = 40$ мкс, $L_1 = 400$ мкГн, $P_{\text{вых min}} = 75$ Вт, находим

$$\delta_{\text{min}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 4000 \cdot 75}{342^2 \cdot 40}} = 0,36.$$

4. Пользуясь (2), находим n при $\delta = 0,5$ и $U_{\text{вх}} = 279$ В: $n = 279 / 120 = 2,32$.

5. Проверяем по формуле (2) $U_{\text{вык}}$ при $U_{\text{вх}} = 342$ В, $\delta = 0,36$

$$U_{\text{вык}} = 342 / 2,32 \cdot 0,36 / 0,64 = 83$$
 В

Так как расчетное значение $U_{\text{вык}}$ при δ -ш меньше, чем заданное (120 В), имеется возможность путем увеличения δ повысить $U_{\text{вык}}$. Диапазон изменения δ задается выбором параметров цепи ОС.

ОДНОТАКТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ С ДВУСТОРОННИМ КЛЮЧОМ

Преобразователь с двусторонним транзисторно-диодным ключом нашел широкое применение в выходных каскадах телевизионной строчной развертки. В современных телевизионных приемниках выходной каскад строчной развертки по сути дела кроме генерирования отклоняющего тока выполняет функции импульсного источника вторичных напряжений питания ряда цепей и узлов: второго анода кинескопа, ускоряющих и фокусирующего электродов, видеоусилителей. При этом суммарная выходная мощность достигает 25 — 30 Вт. Работа этого каскада подробно освещена в [4].

Одним из главных достоинств преобразователя напряжения на основе двустороннего ключа по сравнению с ранее описанными является более «гладкая» форма импульса напряжения на коллекторе транзистора, которая в первом приближении аппроксимируется полусинусоидой. Благодаря этому импульсная мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, в несколько раз меньше, чем для преобразователей с односторонним ключом. Преобразователь с двусторонним ключом более экономичен, так как в нем не требуется защитная цепочка, устанавливаемая параллельно транзистору, для уменьшения скорости нарастания напряжения на коллекторе. Наконец, магнитопровод трансформатора работает при большей средней магнитной индукции (так как через первичную обмотку протекает ток изменяющейся полярности), благодаря чему габаритные размеры и масса трансформатора могут быть меньше.

Главный недостаток преобразователя — значительный импульс напряжения на коллекторе, вырабатываемый в интервале времени t_3 при закрытом двустороннем ключе. Это напряжение приблизительно

равно $U_k = 1,57 E_n T/t_3$, где T — период работы преобразователя. В случае преобразователей с $P_{\text{Вых}} > 30 - 40$ Вт, для обеспечения накачки в нагрузку необходимой мощности, T/t_3 должно быть не меньше трех, поэтому рабочее импульсное напряжение на коллекторе транзистора при $E_n = 342$ В составляет 1610 В.

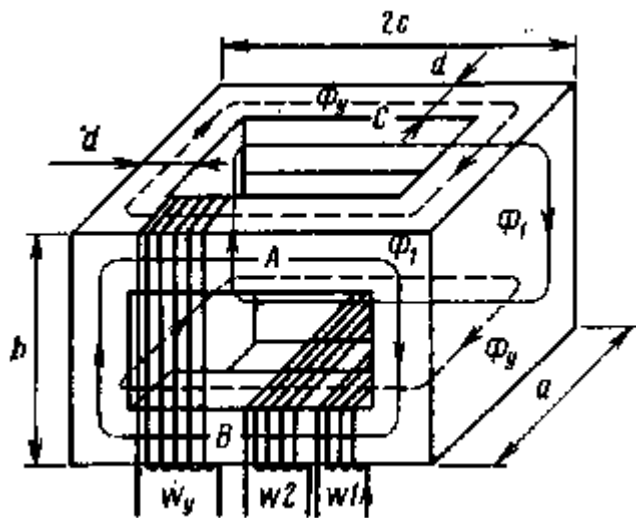


Рис. 6. Магнитопровод параметрического трансформатора ИИЭ с двусторонним ключом

С учетом коэффициента загрузки по напряжению 0,8 допустимое U_k транзистора и $u_o \& p$ диода должны быть не менее 2000В. Другой недостаток схемы — трудности стабилизации выходных напряжений.

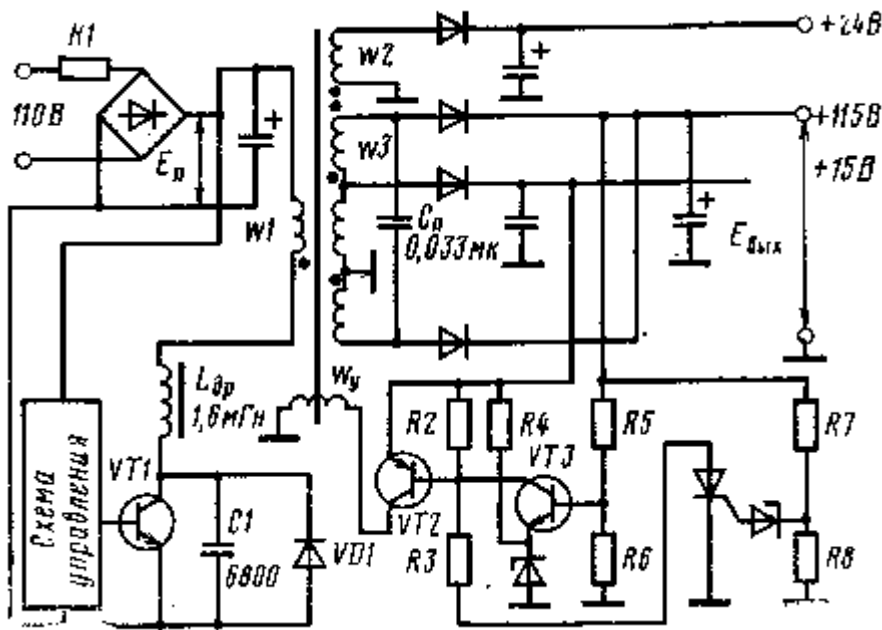


Рис. 7. Принципиальная схема ИИЭ с двусторонним ключом и параметрическим трансформатором

Совершенствование технологии производства отечественных высоковольтных полупроводниковых ключевых элементов (транзисторов, запираемых тиристоров) дает основание привести эффективную схему регулирования и стабилизации напряжений в преобразователе с двусторонним ключом, предложенную специалистами японской фирмы Сони [17].

Основу устройства составляют новейшие высоковольтные мощные транзисторы и высококачественные ферриты с большой максимальной индукцией ($B_m > 0,4$ Т) и малыми потерями.

Стабилизирующее действие схемы основано на применении параметрического трансформатора с ферритовым магнитопроводом специальной формы (рис. 6). Принципиальная схема преобразователя для цветного телевизора представлена на рис. 7. Эффект стабилизации в ней достигается за счет параметрического изменения индуктивности $L1$ первичной обмотки трансформатора $w1$.

Параметром является постоянный ток подмагничивания, протекающий через управляющую обмотку Wj . Обращаясь к рис. 6, заметим, что при $I_y = 0$ магнитные потоки, создаваемые ампер-витками рабочей обмотки $w1$ во всех четырех кернах A, B, C и D магнитопровода, одинаковы. Когда $I_y \neq 0$, магнитные потоки, создаваемые

обмоткой w_1 в кернах Л и D, вычитаются из магнитных потоков, создаваемых рабочей обмоткой, а в кернах В и С — складываются с ними. Благодаря этому суммарный замкнутый магнитный поток магнитопровода, проходящий через поперечное сечение рабочей обмотки w_1 , меняется с изменением I_y , а следовательно, меняется ее индуктивность $L_I = \Phi_I / i_I$.

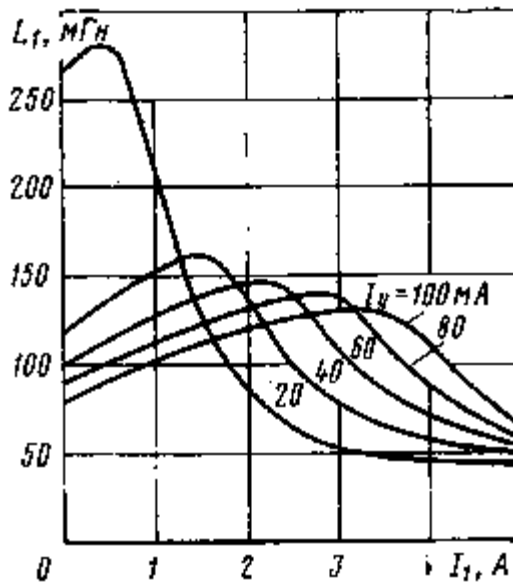


Рис. 8. Зависимость индуктивности рабочей обмотки W_I параметрического трансформатора от рабочего I_I и управляющего I_y токов

На рис. 8 показаны зависимости индуктивности L_I от I_y и L_I для магнитопровода из высококачественного марганец-цинкового феррита ($S_r = 0,44$ Т, $B_r = 0,17$ Т) с размерами $a = 24,5$, $b = 29$, $c = 20,8$ и $d = 5$ мм при $w_1 = 1100$, $w_2 = w_3 = 27$ витков. В схеме преобразователя (см. рис. 7) последовательно с обмоткой w_1 параметрического трансформатора включен высокочастотный дроссель LW , служащий для ограничения размаха тока через двусторонний ключ при уменьшении L_I в процессе регулирования.

Как известно из теории выходного каскада строчной развертки с двусторонним ключом [4], t_3 определяется полупериодом собственной частоты колебательного контура, образованного (для схемы рис. 7) индуктивностью $L_{дп} + L_j$ и емкостью C_I . Регулируя t_3 с помощью изменения L_I , добиваются регулирования U_K , а следовательно, и напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Для повышения КПД и крутизны регулировочных характеристик параллельно выходной обмотке с наибольшим числом витков подключен конденсатор C_n , который придает преобразователю резонансные свойства. Выходные напряжение и мощность связаны с параметрами схемы следующими выражениями:

$$E_{\text{вых}} = \frac{1,1 E_n}{\omega n L_{дп} \sqrt{\frac{1}{R_n^2} \left[\omega C_n - \frac{1}{n^2 \omega} \left(\frac{1}{L_{дп}} + \frac{1}{L_1} \right) \right]^2}};$$

$$P_{\text{вых}} = \frac{1,23 E_n^2}{\omega^2 n^2 L_{дп}^2} \frac{R_n}{1 + R_n^2 \left[\omega C_n - \frac{1}{\omega n^2} \left(\frac{1}{L_{дп}} + \frac{1}{L_1} \right) \right]^2}.$$

где $n = w_2/w_1$; $\omega = 2\pi/T$; R_n — эквивалентное сопротивление нагруз-ки. Отсюда видно, что $E_{\text{вых}}$ и $P_{\text{вых}}$ имеют максимум при определенном значении ω и, как показывают расчеты и эксперимент, зависимости $P_{\text{вых}}$ и $E_{\text{вых}}$ от ω и частоты работы преобразователя весьма резкие.

Преобразователь (см. рис. 7) имеет защиту, срабатывающую при перегрузках по выходному напряжению и току. При повышении $E_{\text{вых}}$ под действием дестабилизирующих факторов увеличиваются токи через транзисторы VT_2 , VT_3 и обмотку w_1 , вследствие чего индуктивность L_I уменьшается и $E_{\text{вых}}$ возвращается к исходному значению. При понижении $E_{\text{вых}}$ процесс протекает в противоположном направлении. При снижении $E_{\text{вых}}$ ниже некоторого порога ток через VT_1 и w_1 прекращается совсем, что приводит к резкому увеличению индуктивности L_I (рис. 8) и снижению тока накачки. На этом основан эффект защиты от перегрузок по выходному току.

Основные параметры схемы рис. 7: $w_2 = 1200$, $w_1 = w_3 = 40$ витков. При $U_{сети} = 100$ В $P_{вых\ max} = 80,5$ Вт, КПД = 83%, чувствительность регулирования мощности $DR_{вых}/DI_y = 5,1$ Вт/мА, нестабильность напряжения +115 В при изменении тока нагрузки от 0,4 до 0,8 А не более 0,5 В.

ДВУХТАКТНАЯ ПОЛУМОСТОВАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Возможны два варианта использования такой схемы в бытовой РЭА: в режиме самовозбуждения и с внешним запуском. Первый вариант может быть рекомендован для сравнительно недорогих устройств, так как в них трудно организовать надежную защиту транзисторов от аварийных режимов. Второй вариант предпочтителен для высококачественной полупрофессиональной аппаратуры.

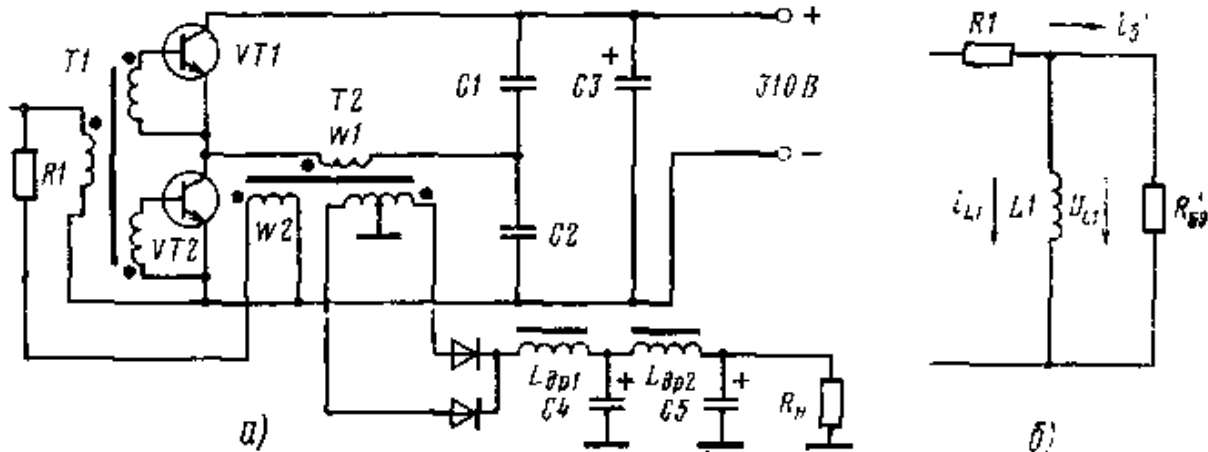


Рис. 9. Схема двухтактного полумостового преобразователя с самовозбуждением (а) и эквивалентная схема частотно-задающей цепи (б)

На рис. 9 изображена принципиальная схема полумостового преобразователя с самовозбуждением. Работа подобных преобразователей подробно описана в [1, 3].

Заметим, что для ИИЭ, работающих от сети, совершенно недопустимо использование автоколебательных преобразователей, частота переключения которых определяется насыщением силового импульсного трансформатора, так как это приводит к аварийным режимам высоковольтных транзисторов, работающих на границе области безопасных режимов (ОБР) по току и напряжению коллектора. Поэтому в схеме рис. 9 предусмотрен дополнительный маломощный трансформатор $T1$, насыщение которого определяет частоту автоколебаний преобразователя. Приведем основные расчетные соотношения для такого преобразователя [1].

Размах тока открытого транзистора

$$I_{Kmax} = 2I_2 U_2 / n_{п} (U_{вх} - 2U_{кон}) \quad (10)$$

где I_2 , U_2 — ток и напряжение нагрузки, $U_{вх}$ — напряжение на входе преобразователя; $n_{п}$ — его КПД, $U_{кЭ}$ — напряжение насыщения транзисторов.

Частота преобразователя

$$F = U_1 10^4 / 4w_1 B_m Q_{cm} K_c, \quad (11);$$

где U_1 — амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора $T1$; w_1 — число витков обмотки; B_m — индукция насыщения материала магнитопровода $T1$, в теслах; Q_{cm} — сечение магнитопровода, в квадратных сантиметрах; K_c — коэффициент заполнения магнитопровода.

Размер магнитопровода силового трансформатора $T2$ выбирают согласно формуле (11), магнитопровод трансформатора Π обычно делают в виде ферритового кольца с внешним диаметром 8 — 10 мм из материалов 1500 НМЗ, 2000 НМЗ, выпускаемых прв-мышленностью. Число витков w_1 и напряжение U_1 выбирают и основе анализа процессов, протекающих во входных цепях транзисторов $VT1$, $VT2$, эквивалентная схема которых приведена в рис. 9, б. С помощью резистора $R1$ во входной цепи организовываем режим генератора тока. Для этого необходимо, чтобы $R1 = (5 - 10)R'_{бэ}$, $R'_{бэ} = R_{бэ} R^2$, $n = w_1 / w_2$, где $R_{бэ}$ — динамическое сопротивление цепи база — эмиттер в рабочей точке входной характеристики.

Для надежного и быстрого переключения необходимо, чтобы приращение тока DI индуктивности первичной обмотки после насыщения трансформатора оказалось примерно равным минимальному току базы $I_{B\ min}$, при котором транзистор насыщен. Тогда почти весь ток, протекающий через $R1$, потечет через $L1$ и транзистор выключится. Ток через $L1$ до момента насыщения выбирается в 1,5 — 3 раза больше $I_{B\ min} = I_{B\ min} / n$. Отсюда можно получить простое ориентировочное соотношение для $L1$ — индуктивности первичной обмотки ненасыщенного трансформатора (при его выводе принято, что $I_{L1} = 2I_{B\ min}$): $L_1 = n^2 U_{B\ э} / 4f_{B\ э\ min}$. (12)

Пример. Рассчитать выходной каскад полумостового преобразователя (по схеме рис. 9, а) для стереофонического усилителя, потребляющего 200 Вт в режиме максимальной отдаваемой мощности.

1. Поскольку речь идет об источнике питания для высококачественного усилителя с полосой воспроизводимых частот 20 Гц — 20 кГц, выбираем частоту преобразователя заведомо выше $f = 30$ кГц.

2. Определяем максимальный коллекторный ток транзисторов по формуле (10). Принимая $n_n = 0,75$, $P_{2 \max} = 100$ Вт, $U_{кэн} = 3$ В, получим $I_{к\max} = 2 \cdot 200 / 0,75 \cdot 278 = 1,9$ А.

3 Выбираем транзистор КТ840Б, как наилучшим образом удовлетворяющий поставленным требованиям. Принимая $h_{21Э} = 15$, находим $I_{В\min} = 127$ мА. По входным характеристикам транзистора определяем $U_{БЭ} \sim 1$ В при $I_{Б} = 127$ мА. При $U_{БЭ} = 1$ В находим динамическое сопротивление $R_{БЭ} = 0,15$ Ом.

4. По формуле (12), принимая $n = 2$, определяем индуктивность первичной обмотки ненасыщенного трансформатора $T1$: $L_1 = 4 \cdot 1/4 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 127 = 262$ мкГн. Выбираем магнитопровод КЖХ Х4Х4, для которого находим число витков первичной обмотки трансформатора по формуле $w = \sqrt{SQR(L_1 \cdot 10^{-2} / \mu S)}$ (где $l = 1,7$ см — средняя длина силовой линии; $S = 6$ мм² — сечение магнитопровода, $\mu = 2,76 \cdot 10^{-3}$ Гн/м — абсолютная максимальная магнитная проницаемость в режиме перемагничивания по полному циклу),

$$w_1 = \sqrt{\frac{262 \cdot 1,7 \cdot 10^{-2}}{2,76 \cdot 10^{-3} \cdot 6}} = 15.$$

5. Находим $R_1 = 70n^2R_{БЭ} = 70 \cdot 4 \cdot 0,15 = 42$ Ом.

6. Рассчитываем напряжение на обмотке w_1 трансформатора $T2$ (полуразмах) как сумму падения напряжения на резисторе R_1 с приведенным к первичной обмотке $T1$ напряжением $U'_{БЭ} = U_{БЭ}n$: $U_{w_2} = R_1 I_{В\min} + U'_{БЭ} = 42 \cdot 0,127 + 1 \cdot 2 = 7,33$ В.

7. Производим проверочный расчет частоты переключения преобразователя по формуле (11), принимая для материала 2000 НМЗ $B_T = 0,176$ Т: $f = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 15 \cdot 0,176 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 31,5$ кГц.

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ РЭА, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В современных ИИЭ применяют транзисторы, имеющие максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер $U_{кэн} = 800 — 1500$ В и ток коллектора $I_{к\max} = 2 — 6$ А. Они, как правило, имеют $n^+ — p — n — n^+$ структуру (рис. 10) с толстым (100 — 150 мкм) высокоомным л-слоем коллектора, имеющим удельное сопротивление 50 — 70 Ом·см, за счет которого обеспечивается высокое пробивное напряжение коллекторного перехода. На вольт-амперных характеристиках таких транзисторов в области насыщения имеется два участка (рис. 11). Крутой участок I соответствует глубокому насыщению транзистора, когда прямосмещенным оказывается не только эмиттерный, но и коллекторный $p — n$ -переход. При этом происходит интенсивная инжекция дырок из области базы в высокоомную я-область коллектора и ее сопротивление снижается от 40 — 50 до 0,2 — 0,5 Ом. На участке II прямо-смещен лишь эмиттерный переход и сопротивление я-области высокое.

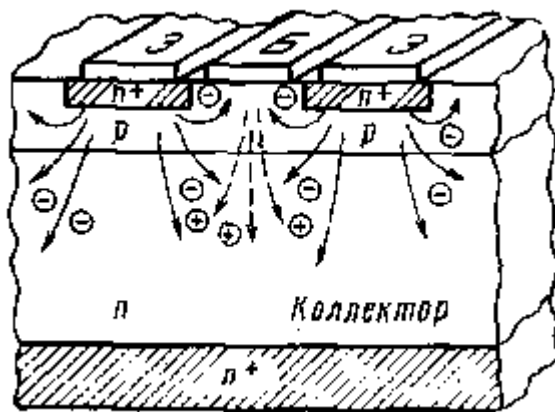


Рис. 10. Структура мощного высоковольтного транзистора (сплошные линии обозначают электронный ток эмиттера, штриховые — дырочный ток коллекторного $p — n$ -перехода)

При отпирании транзистора статическое значение напряжения насыщения коллектор — эмиттер $U_{кэн}$ устанавливается с задержкой, требующейся для того, чтобы инжектированные из области базы дырки заполнили высокоомную область коллектора. Эта задержка составляет 10 — 12 мкс, а максимальное начальное значение $U_{кэн}$ достигает 10 — 15 В.

Процесс запираания транзистора складывается из двух фаз [11]. В первой фазе происходит рассасывание избыточных зарядов из областей базы и коллектора. Напряжение коллектор — эмиттер при этом остается малым, а ток коллектора при индуктивной нагрузке продолжает нарастать. Продолжительность фазы 10 мкс. Во второй фазе ток падает, а напряжение коллектора нарастает.

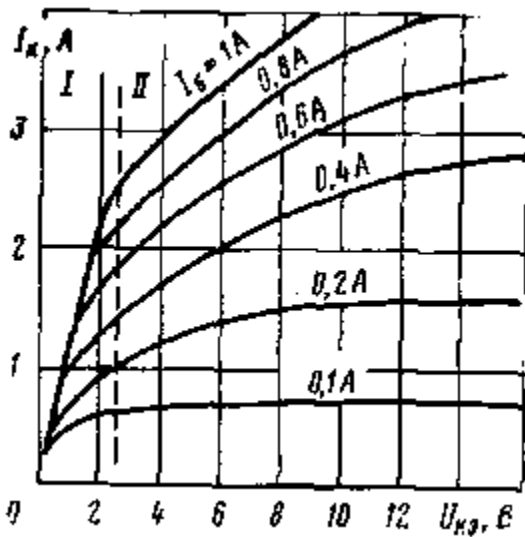


Рис. 11. Выходные вольт-амперные характеристики мощного высоковольтного транзистора

Существует оптимальная скорость спада тока базы, при которой коммутационные потери в транзисторе минимальны. На рис. 12 показаны характерные случаи, соответствующие разным скоростям изменения тока базы при выключении. На рис. 12,а ток базы изменяется быстро, так что эмиттерный переход запирается раньше коллекторного, а дырки, накопленные в коллекторной я-области, оказываются «закрытыми» в ней и медленно рассасываются на конечной стадии спада коллекторного тока. При этом коммутационные потери велики, поскольку конечной стадии спада тока коллектора соответствует значительное коллекторное напряжение. Другой крайний случай изображен на рис. 12,б, когда ток базы изменяется слишком медленно. Коммутационные потери здесь также велики.

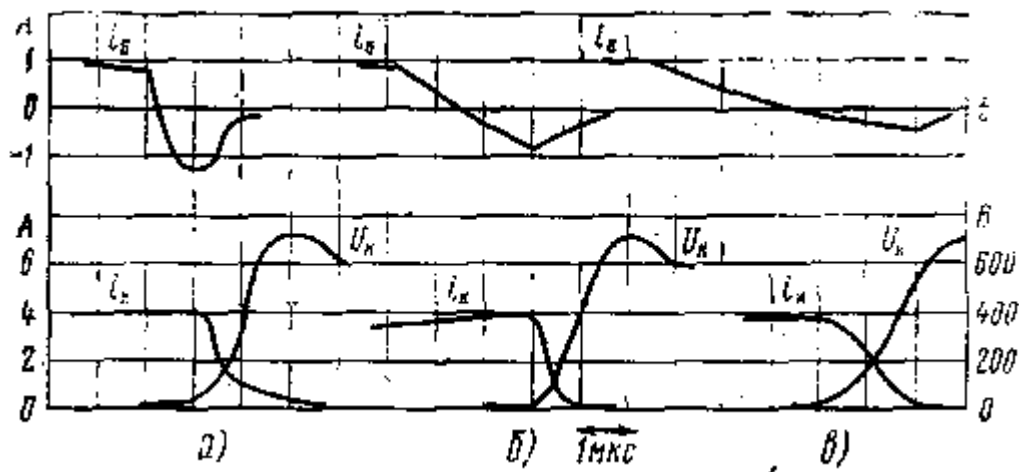


Рис. 12. Временные диаграммы токов базы и коллектора, а также напряжения на коллекторе транзистора в процессе его выключения при завышенной (а), оптимальной, (б) и заниженной, (в) скоростях спада тока базы

При оптимальной скорости спада тока базы несколько увеличивается продолжительность первой фазы выключения транзистора — рассасывания, — но зато спад тока коллектора происходит быстро. На практике оптимальной скорости спада тока базы добиваются путем установки в цепь базы небольшой дополнительной индуктивности $L_6 = 3 — 10$ мкГн.

Одним из важнейших параметров мощных высоковольтных транзисторов, предназначенных для ИИЭ, является граничное напряжение коллектор — эмиттер при отключенной базе $U_{кэ0 гр}$. Проверку $U_{кэ0 гр}$ производят в схеме рис. 13,а, наблюдая осциллограмму рис. 13,б. Как видно из этих рисунков, при проверке транзистора для него создается режим лавинного пробоя. Транзистор считается годным по параметру $U_{кэ0 гр}$, если точка А лежит слева от вольт-амперной характеристики.

Важной характеристикой является также область безопасной работы (ОБР), определяющая возможности использования транзисторов при различных сочетаниях коллекторного тока и напряжения коллектор — эмиттер (рис. 14).

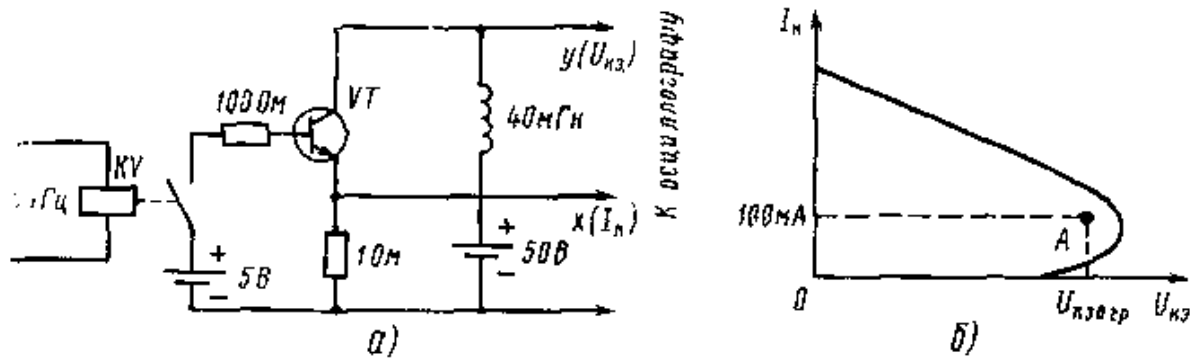


Рис. 13. Схема для проверки $U_{кэобр}$ мощного высоковольтного транзистора (а) и наблюдаемая на осциллографе вольт-амперная характеристика (б)

Участок 1 — 2 границы ОБР определяется максимальным током коллектора, участок 2 — 3 — предельно допустимый мощностью, рассеиваемой на коллекторе, участок 3 — 4 — явлением вторичного пробоя, участки 4 — 5 и 5 — 6 — предельно допустимыми напряжениями коллектор — эмиттер при отключенной и соединенной с эмиттером базе. Физический смысл границ ОБР заключается в том, что при работе за их пределами температура отдельных точек кристалла транзистора благодаря эффекту неравномерности распределения тока достигает такого значения, при котором наступает тепловой пробой.

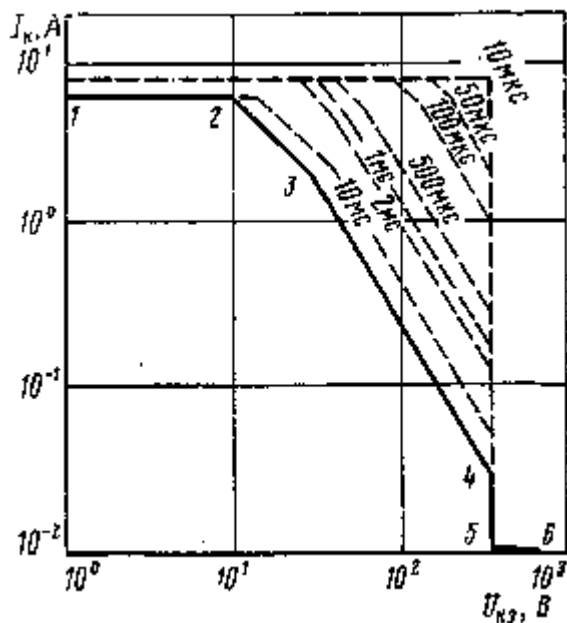


Рис. 14. Диаграмма области безопасной работы высоковольтного импульсного транзистора

В ОБР можно выделить статическую и динамическую зоны. В статической зоне (обведена на рис. 14 сплошной линией) транзистор может работать неопределенно долго. В динамической зоне время пребывания транзистора в состоянии с заданными током и напряжением коллектора уменьшается с ростом их значений. Динамическая зона ОБР обычно дается для моноимпульсного режима, при котором $b = t_k/T > 0$ (t_n — длительность импульсов мощности; T — период их повторения). Для перехода к реальному динамическому режиму с конечным значением b используется приближенный расчет. Этот расчет основан на эмпирических зависимостях коэффициента $K = R_{пер}/R_m$ (где $R_{пер}$, R_T — импульсное и статическое значения теплового сопротивления переход — корпус) от t_k и b (рис. 15,а), а также коэффициента $K_{вот}$ температуры корпуса (рис. 15,б). Участок границы 2 — 3 ОБР рассчитывают по формуле:

$$I_{к \max} U_{кэ \max} = \frac{T_{пер} - T_{окр}}{\delta R_{ГК} + KR_T},$$

где $T_{пер}$ — температура перехода (обычно равная 125°C); $T_{окр}$ — температура окружающей среды; $R_{ГК}$ — тепловое сопротивление корпус — теплоотвод; R_T — тепловое сопротивление переход — корпус. Коэффициент

d_b условно характеризует снижение порогового напряжения вторичного пробоя от температуры корпуса. Участок границы 3 — 4 ОБР рассчитывается по формуле:

$$I_{K \max} = U_{кэ \max} (b \neq 0) = K b I_{K \max} U_{кэ \max} (b = 0).$$

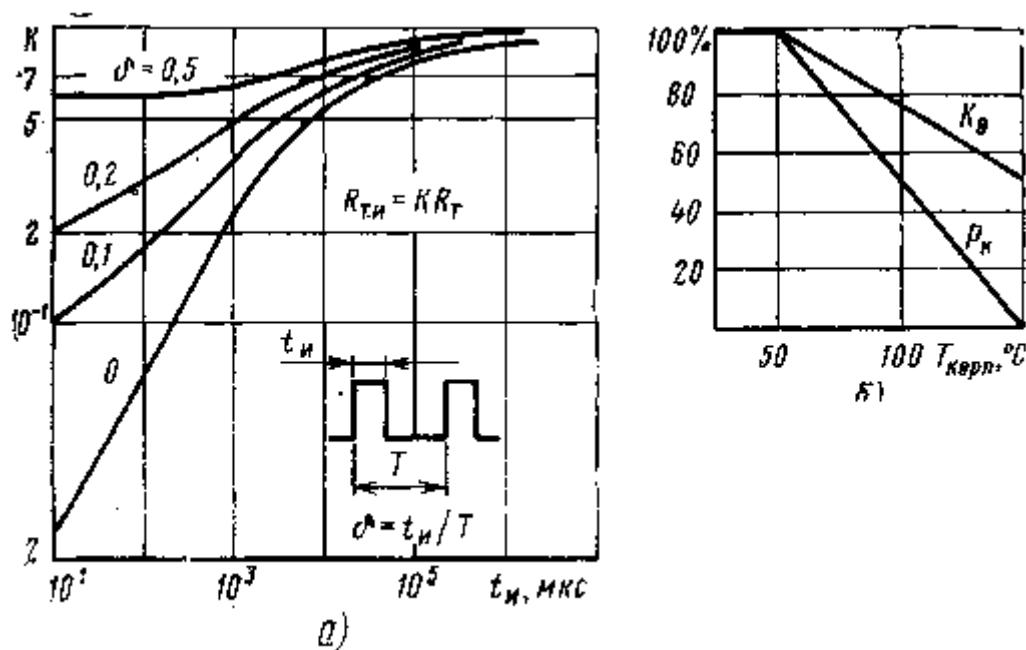


Рис. 15. Зависимость коэффициента снижения Ri в импульсном режиме от длительности и скважности импульсов (а), относительное снижение мощности, рассеиваемой на коллекторе, и коэффициента k_b от температуры корпуса (б)

Температуру корпуса $T_{корп}$ либо измеряют, либо рассчитывают через мощность на коллекторе и тепловое сопротивление. Таким образом, может быть построена динамическая ОБР для заданных b и $t_{и}$. Анализируя режим работы транзистора в ИИЭ, надо следить за тем, чтобы рабочая точка не выходила за пределы построенной динамической ОБР.

В табл. П2, П3 приложения приведены сведения об отечественных высоковольтных мощных транзисторах, которые можно использовать в ИИЭ.

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Выпрямительные диоды вносят значительный вклад в общие потери преобразуемой мощности, которыми сопровождается работа всякого ИИЭ. Ниже представлено распределение потерь в элементах экспериментального мощного ИИЭ ($P_{вых} = 200$ Вт) с од-нотактным преобразователем и «прямым» включением выпрямителей (указан тип элемента и выраженная в процентах доля вносимых потерь):

Трансформаторы и дроссели.....	23
Выпрямительные диоды вторичных напряжений ...	28
Конденсаторы электролитические	5
Входной транзистор.....	19
Схема управления и предвыходной каскад.....	11
Помехоподавляющие и защитные цепочки.....	14

Эти данные характерны для многих типов ИИЭ с мощностью от 40 до 200 Вт.

Важнейшими характеристиками диодов, предназначенных для ИИЭ, являются: прямое падение напряжения при заданном токе во включенном состоянии, время и скорость восстановления обратного сопротивления. В импульсном режиме прямое напряжение на диоде достигает статического значения не сразу. В течение переходного процесса, продолжающегося от 1 до 2 — 3 мкс (в зависимости от конструкции диода), напряжение на диоде в 1,5 — 2 раза может превосходить статическое значение. Это связано с эффектом модуляции сопротивления базы, который состоит в следующем.

Сразу после отпирания диода сопротивление его базы становится большим (оно определяется удельным сопротивлением, которое особенно велико для высоковольтных диодов). Протекание тока через диод сопровождается инжекцией в базу неосновных носителей и генерацией эквивалентного числа основных носите-

лей (для сохранения электронейтральности базы). Поэтому удельное сопротивление базы диода падает, что вызывает уменьшение напряжения на нем.

Задержка установления прямого сопротивления диода вносит дополнительные потери, особенно для преобразователей с «прямым» включением выпрямителей, где имеется обмотка рекуперации энергии трансформатора с последовательно включенным высоковольтным диодом.

После перемены полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора диод выключается с некоторой задержкой $t = t_i - t_z$. Время t_i обусловлено рассасыванием неосновных носителей из области базы и восстановлением ее исходного удельного сопротивления. В это время через диод протекает обратный ток, который ограничен лишь сопротивлением внешней цепи. Этот ток также вызывает дополнительные потери, причем в схеме с «обратным» включением выпрямителей (см. рис. 3,а) обратный ток через диод трансформируется в бросок тока через транзистор при его отпирании. Время t_z характеризует спад обратного тока через диод.

Параметры некоторых выпрямительных мостов и диодов, которые целесообразно использовать в ИИЭ, приведены в табл. П1, П4, П5 приложения.

КОНДЕНСАТОРЫ

Важное значение для повышения КПД и надежности ИИЭ имеет выбор алюминиевых электролитических конденсаторов, используемых в качестве фильтрующих как на входе преобразователя, так и на его выходах. На входе преобразователя используется, как правило, однозвенный фильтр, причем часто сопротивлением фильтра является внутреннее сопротивление выпрямительного моста.

Рабочее напряжение конденсатора входного фильтра C_ϕ должно быть не менее 350 В, так как выпрямленное напряжение на выходе моста при увеличении сетевого напряжения на 10% достигает 342 В. Емкость конденсатора ориентировочно определяется по формуле $C_\phi > 16 P_n / \Delta U n$, где P_n — мощность в нагрузке, Вт; n — КПД преобразователя; ΔU — допустимый размах пульсаций напряжения на конденсаторе, В. Так, при $P_n = 100$ Вт, $\Delta U = 10$ В, $n = 0,75$ $C_\phi > 213$ мкФ.

Электролитические конденсаторы работают в ИИЭ на частотах 20 — 40 кГц при несинусоидальных напряжениях и токах, причем амплитуда импульсных токов достигает 3 — 5 А. Поэтому важное значение приобретают такие параметры, как эквивалентное последовательное сопротивление $R_{3,n}$ и эквивалентная последовательная индуктивность $L_{3,n}$, а также полное сопротивление конденсатора Z , зависящее от частоты f . Эквивалентные схемы конденсатора показаны на рис. 16. В отечественных справочных материалах преимущественно приводятся зависимости модуля полного сопротивления $|Z|$ (f).

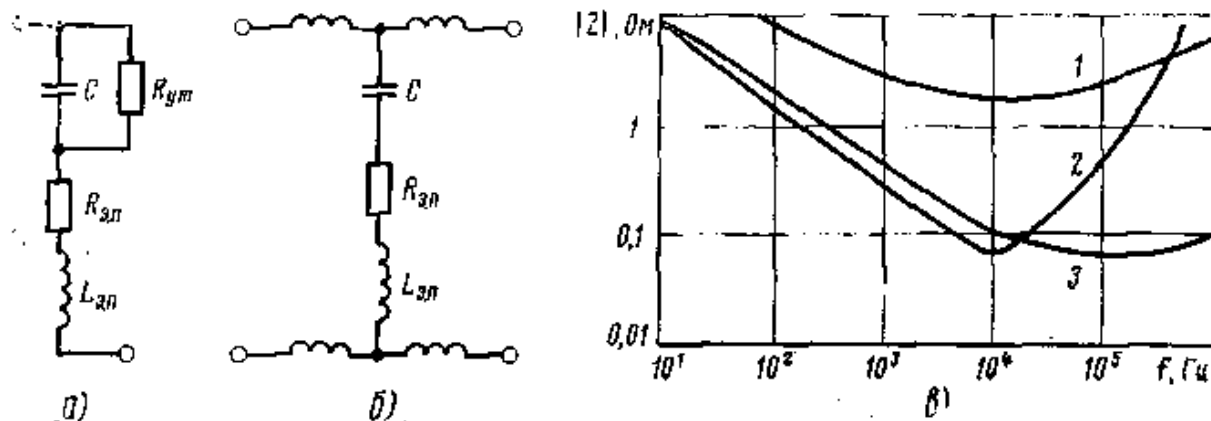


Рис. 16. Эквивалентные схемы электролитических конденсаторов:

а — двухвыводного; б — четырехвыводного; в — зависимости полного сопротивления от частоты для конденсаторов разных типов (кривая 1 — К50-Ц, 360Вх100мкФ; кривая 2 — К50-27, 450Вх100мкФ; кривая 3 — К.50-33, четырехвыводной, 160 Вх470 мкФ)

Лучшие типы отечественных и зарубежных конденсаторов для ИИЭ, применяемые в промышленной аппаратуре, имеют $R_{3,n} = 0,005$ Ом и $L_{3,n} \sim 10$ нГн. Более дешевые конденсаторы, предназначенные для бытовой РЭА, имеют в 3 — 4 больше $R_{3,n}$, $L_{3,n}$. В табл. П6, П7 приложения приведены параметры некоторых отечественных конденсаторов, которые могут быть использованы в качестве фильтрующих на входе и выходе преобразователя.

СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

В современных силовых импульсных трансформаторах бытовой аппаратуры используют исключительно ферритовые магни-топровода. Сведения о наиболее распространенных материалах, предназначенных для работы в сильных переменных магнитных полях, приведены в табл. П8 приложения.

Наиболее перспективным является феррит марки 2500 НМС-2, который применяется для ИИЭ повышенной мощности (200 — 500 Вт). Для ИИЭ меньшей мощности целесообразно применять ферриты более дешевых и менее дефицитных марок. Хорошими свойствами обладает материал 2500 НМС-1, лишь немного уступающий 2500 НМС-2. Характерное отличие этих ферритов от остальных, приведенных в табл. П8, — отрицательный температурный коэффициент удельных потерь, что является важным фактором повышения КПД трансформатора, температура перегрева которого в мощных ИИЭ может достигать 40 — 50° С.

Для ИИЭ бытовой РЭА предпочтительными являются Ш-образные магни-топроводы, поскольку трансформаторы в этом случае наиболее технологичны в изготовлении. В табл. П9 приложения приведены размеры Ш-образных магни-топроводов, выпускаемых промышленностью, с указанием ориентировочных габаритных мощностей.

Выбор магни-топровода трансформаторов производят на основе известного [1,7] соотношения с учетом особенностей преобразователей ИИЭ $Q_c Q_0 = P_{габ} \cdot 6 \cdot 10^{-1} / 2f B_m J \kappa_m$, где Q_c — площадь сечения магни-топровода, см²; Q_0 — площадь окна для размещения обмоток, см²; f — частота работы преобразователя кГц, B — рабочая магнитная индукция, Т; J — плотность тока, А/мм²; κ_m — коэффициент заполнения окна медью. Габаритная мощность $P_{габ}$ (в ваттах) ориентировочно равна сумме мощности в нагрузке $P_{вых}$ и потерь, возникающих в самом трансформаторе, дросселях, выпрямительных диодах и фильтрах, а также в помехоподавляющих цепочках, подключенных к обмоткам. Потери в силовых транзисторах, схеме управления, выпрямительной секции ИИЭ не учитываются при вычислении $P_{габ}$. В качестве первого приближения для оценки потерь, входящих в $P_{габ}$, можно принять следующие эмпирические значения, характерные для преобразователей, работающих на частотах 20 — 40 кГц:

Магни-топровод трансформатора.....	0,05 $P_{вых}$
Обмотки трансформатора.....	0,03 $P_{вых}$
Накопительный дроссель для схемы с «прямым» включением выпрямителей.....	0,05 $P_{вых}$
Выпрямительные диоды и выходные фильтры . . .	0,12 $P_{вых}$

Значение рабочей индукции выбирается в пределах (0,5 — 0,8) B_m , где B_m — индукция насыщения, чтобы избежать возможности насыщения магни-топровода. Для одноктных преобразователей следует выбирать меньшее значение рабочей индукции. Плотности тока выбирают в зависимости от соотношения $f/P_{габ}$ [7]. При $f/P_{габ}$, равном 2, 10, 20, 60, 100 и 200 Гц/Вт, J соответственно берут 3,5; 4,5; 5; 5,5; 6 и 6,4 А/мм².

Коэффициент заполнения окна медью обычно невелик: $\kappa_m = 0,3 — 0,35$. Это объясняется необходимостью вводить надежную межслойную изоляцию, разделяющую первичную и вторичную обмотки, которая должна выдержать напряжение до 2 кВ.

Пример. Рассчитать трансформатор ИИЭ по схеме рис. 9,а для стереофонического усилителя на выходную мощность 2X20 Вт. Для такого усилителя выходная мощность ИИЭ должна быть в два раза выше удвоенной электрической мощности одного канала плюс мощность, потребляемая предварительным усилителем — корректором частотной характеристики. Принимая последнюю равной 5 Вт, находим $P_{вых} = 85$ Вт, а $P_{габ} = 85(1 - 0,06 - 0,03 - 0,05 + 0,12) = 106$ Вт. Принимая $f = 30$ кГц, $B = 0,2$ Т, $J = 6$ А/мм², $\kappa_m = 0,35$, находим $Q_0 Q_c = 10 \cdot 10^{-2} \cdot 30 \cdot 0,2 \cdot 6 \cdot 0,35 = 0,42$ см⁴.

Обращаясь к табл. П9, выбираем магни-топровод Ш 7X7 из феррита 3000 НМС, имеющий $Q_0 Q_c = 0,56$ см⁴. После выбора типа магни-топровода а по приближенным исходным данным целесообразно проверить значение κ_m :

$$\kappa_m = 8 \cdot 10^{-3} \sum d_i^2 w_i / Q_0,$$

где d_i , w_i — диаметр и число витков соответствующих обмоток трансформатора. Рассчитанное значение κ_m должно быть меньше того, которое использовано при выборе магни-топровода. Для магни-топроводов, применяемых в одноктных преобразователях с

«обратным» включением выпрямителей, а также в накопительных дросселях преобразователей с «прямым» включением выпрямителей, необходимо рассчитать воздушный зазор Δl (в сантиметрах), предотвращающий насыщение:

$$\Delta l = 4 \pi L I^2 / (Q_c B) \cdot 10^{-4}.$$

Значение L выбирают с использованием формул (3) или (7),

B — в пределах (0,5 — 0,8) B_m . Например, если $L = 4$ мГн и используется магни-топровод ШК13x13 из феррита 2500 НМС2, имеющий $Q_c = 1,32$ см², $B = 0,8 B_m = 0,24$ Т, а максимальный ток, протекающий через первичную обмотку, равен 3 А, то $\Delta l = 4 \pi \cdot 4 \cdot 3^2 / (1,32 \cdot 0,24) \cdot 10^{-4} = 0,6$ мм. Число витков первичной обмотки трансформатора на магни-топроводе с зазором рассчитывается по формуле:

$$\omega = \sqrt{\frac{L}{\mu_0 Q_c} \left(\Delta l + \frac{l_m}{2 \mu} \right) \cdot 10^{-2}},$$

где $l_m = 60$ мм — средняя длина силовой линии, мм; $\mu_0 = 1,38 \cdot 10^{-6}$ Гн/м — абсолютная магнитная проницаемость воздуха; $\mu = 1700$ — для материала 2500 НМС2. Тогда

$$\omega = \sqrt{\frac{4}{1,38 \cdot 10^{-6} \cdot 1,32} \left(0,6 + \frac{60}{2 \cdot 1700} \right) \cdot 10^{-2}} = 116 \text{ витков.}$$

ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ УЗЛОВ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

Из рассмотрения особенностей характеристик и параметров мощных высоковольтных транзисторов становится ясно, что даже кратковременный выход рабочей точки за пределы ОБР резко увеличивает вероятность отказа. Поэтому выходные каскады ИИЭ нуждаются в таких мерах защиты, которые обеспечивали бы как можно более быстрое отключение транзистора при возникновении аварийного режима.

Характерные причины возникновения аварийных режимов: «броски» сетевого напряжения, вызывающие увеличение импульса напряжения на коллекторе; короткое замыкание или обрыв в цепи нагрузки; лавинообразное нарастание тока коллектора из-за насыщения магнитопровода трансформатора (причинами насыщения могут быть изменения характеристики намагничивания магнитопровода из-за перегрева, случайное увеличение длительности импульса, открывающего транзистор, под действием помехи из сети и др.).

Надежная защита крайне важна в условиях серийного производства ИИЭ, когда со сборки на регулировку могут поступать блоки с ошибками в монтаже, с регулировочными органами, находящимися в случайном, не оптимальном положении. Устройство защиты позволяет сократить число вышедших из строя дорогостоящих выходных транзисторов.

Идеальное устройство защиты должно работать по следующему алгоритму: обнаружение аварийного режима на начальных стадиях его развития; как можно более быстрое отключение силовых транзисторов преобразователя; выдержка в отключенном состоянии в течение некоторого времени (сотни миллисекунд); повторное включение преобразователя, причем с плавным нарастанием выходной мощности; повторение циклов выключения — включения в течение некоторого времени (секунды), если аварийный режим не самоустранился; окончательное отключение ИИЭ от сети (с помощью плавкого предохранителя, реле) после повторения нескольких циклов выключения — включения.

В практических блоках ИИЭ для бытовой аппаратуры в силу требования низкой стоимости этот алгоритм выполняется, как правило, лишь частично. Для обнаружения возникающего аварийного режима ИИЭ должен содержать дополнительные элементы — датчики напряжения на коллекторе и тока через транзистор (датчики перегрузки).

Для одноктактных преобразователей меры защиты проще и эффективнее, так как в них приходится выключать лишь один мощный силовой транзистор. Независимо от вида датчиков перегрузки, главный принцип защиты остается неизменным и заключается в подаче на базу выходного транзистора запирающего напряжения в период работы преобразователя, следующий непосредственно за периодом, во время которого перегрузка обнаружена. Наиболее типичным является запуск выходного каскада от предварительного импульсного усилителя с трансформатором (рис. 17,а). На этом рисунке изображен одноктактный преобразователь с обратным включением выпрямителя в момент, когда происходит пробой конденсатора выходного фильтра и ток транзистора благодаря этому увеличивается. Перегрузка по току, обнаруживаемая с помощью датчика — резистора $R1$, включенного в цепь коллекторного тока, вызывает срабатывание схемы управления, которая отпирает транзистор $VT1$. Благодаря противофазной работе транзисторов $VT1$ и $VT2$ напряжение на базе $VT2$ сразу после срабатывания устройства защиты становится отрицательным и затем достигает нулевого значения.

Следует обратить внимание на необходимость отпираания $VT1$ в момент перегрузки: если бы $VT1$ запирался, то на базе $VT2$ продолжало бы действовать положительное напряжение (штриховая линия эпюры U_{E3} на рис. 17,б). Стационарный электрический режим транзистора выходного каскада преобразователя должен целиком располагаться внутри динамической ОБР с запасом на начало аварийного режима, существующего к моменту срабатывания устройства защиты.

Включение резистора — датчика перегрузки по коллекторному току в эмиттерную цепь выходного транзистора не является оптимальным с точки зрения быстродействия защиты, хотя значительно упрощает ее. Этот вариант также неприемлем для двухтактных полумостовых схем. Поэтому часто в качестве датчиков перегрузки по току используют малогабаритные импульсные трансформаторы на кольцевых ферритовых

магнитопроводах с внешним диаметром 7 — 10 мм. Первичная обмотка, состоящая всего лишь из одного витка, включается в цепь протекания коллекторного тока или тока выпрямительных диодов наиболее мощного источника вторичного напряжения. Вторичная обмотка состоит из 30 — 40 витков и подключается через резистивный делитель напряжения к соответствующему входу схемы управления. В этом случае легко решается проблема гальванической развязки цепи датчика от сети.

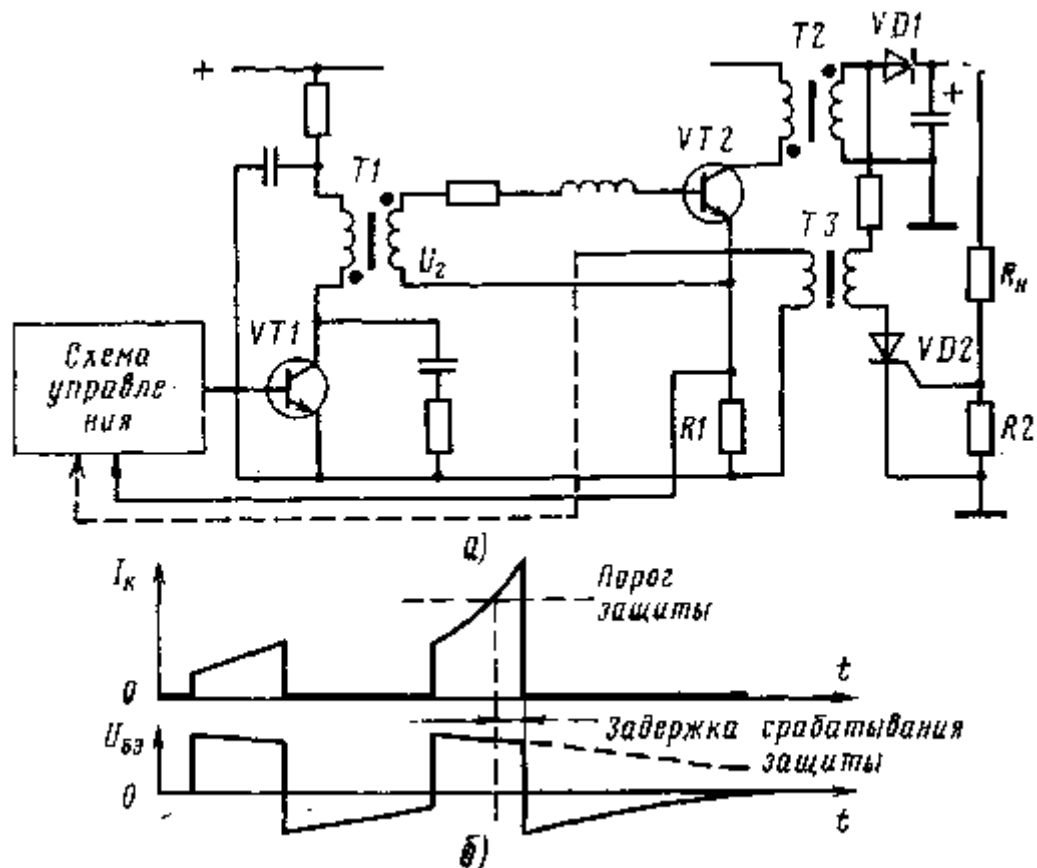


Рис. 17. К пояснению принципов защиты транзистора однотактного преобразователя от перегрузки:

a — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

В тех случаях, когда датчик контролирует импульсный ток выходного транзистора или выпрямительных диодов, срабатывание устройства защиты не может произойти раньше периода, следующего за периодом, в котором перегрузка обнаружена. Можно ускорить этот процесс, если в качестве датчика перегрузки использовать резисторы, включенные последовательно в цепь нагрузки (R_2 на рис. 17,а). Здесь сигнал перегрузки может быть обработан в течение 2 — 3 мкс после того, как ток нагрузки достигнет критического значения. Если схема управления находится на «сетевой» стороне преобразователя, то датчик перегрузки может быть подключен к ней через миниатюрный импульсный трансформатор T_3 и пороговый элемент — маломощный тиристор VD_2 типов КУ101, КУ104, КУ110 (рис. 17,а).

Возможно также комбинированное включение нескольких датчиков перегрузки, объединяемых на входе порогового элемента с помощью диодных схем ИЛИ. Такое включение датчиков требуется, например, в мощных стереофонических усилителях, где для питания двухтактных выходных каскадов используется два одинаковых разнополярных источника напряжения равной мощности.

Сигналы о перегрузках по напряжению обычно поступают на схему управления либо через резистивные делители напряжения, подключаемые к соответствующим узлам устройства (выход сетевого выпрямителя, шина питания схемы управления), либо через пиковые детекторы, подключаемые к коллектору выходного транзистора или к обмоткам трансформатора. Надо иметь в виду, что защита транзисторов, основанная на контроле перегрузок по напряжению, менее эффективна, чем защита по токовым перегрузкам, так как первопричиной возникновения критического импульса напряжения на коллекторе является большой ток перед выключением транзистора. В современных схемах управления, в которых используются сложные многофункциональные интегральные микросхемы (одна из них описана ниже), защита от перегрузок по напряжению выполняет лишь вспомогательную, предупреждающую роль. Некоторые практические схемы защиты приведены ниже.

вторичной обмотки трансформатора, выпрямляются пиковым детектором, а выпрямленное напряжение используется в качестве сигнала ОС.

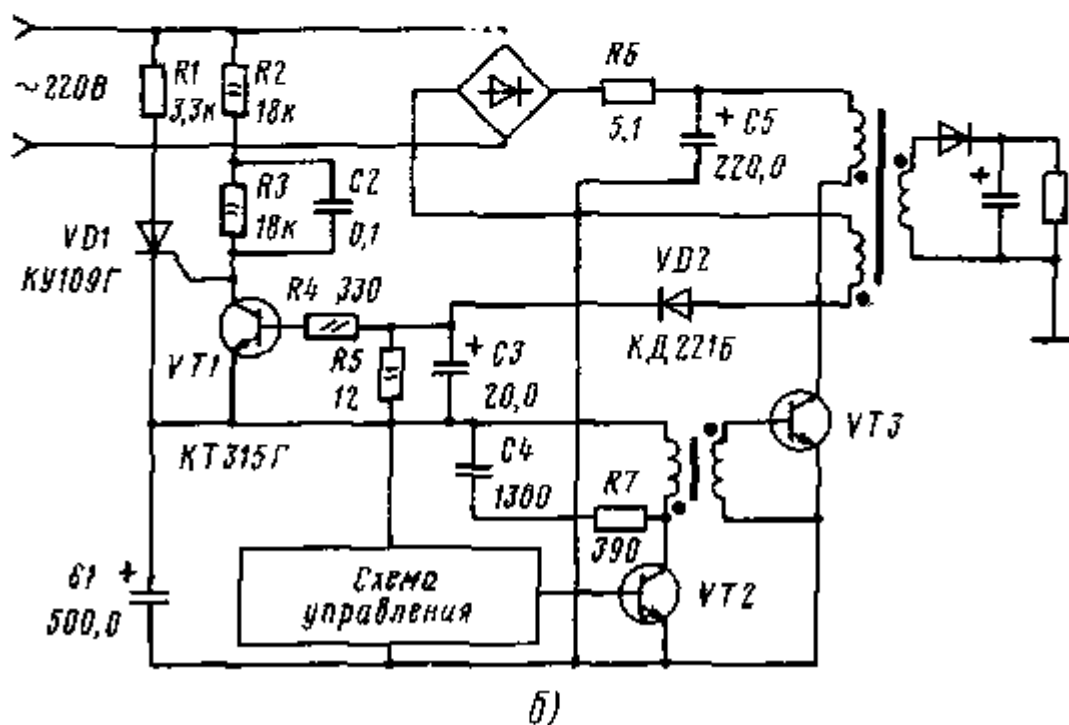
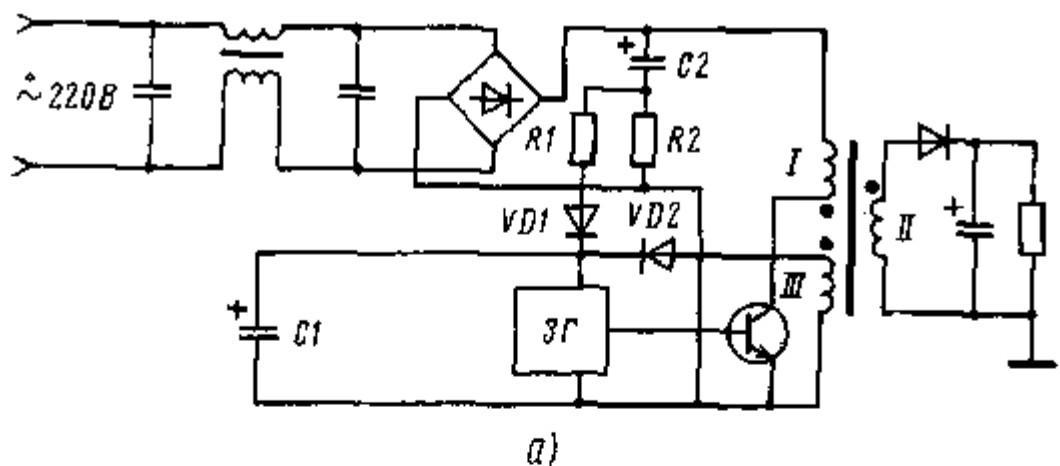


Рис. 19. Схемы первоначального запуска одноктных преобразователей малой (а) и повышенной (б) мощности

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР

Широтно-импульсный модулятор (ШИМ) служит для преобразования постоянного напряжения сигнала ОС, снимаемого с одного из выходов преобразователя в сигнал такой длительности импульса, который необходим для отпираания выходного транзистора. Кроме этой основной функции ШИМ обеспечивает плавное нарастание мощности преобразователя после включения в сеть, а также различные виды защиты режима выходного транзистора.

Подробное представление о работе этого узла преобразователя можно получить из рассмотрения практической схемы, приведенной на рис. 20. Этот узел использован в ИИЭ телевизора, но может найти применение и в другой бытовой РЭА. Параметры схемы приведены для случая управления выходным каскадом так называемой самостабилизирующей строчной развертки, работающей на частоте 15625 Гц.

Времязадающий конденсатор $C3$ заряжается постоянным током стабилизатора, собранного на транзисторе $VT1$, и на нем формируется линейно нарастающее напряжение. На транзисторе $VT2$ собран разрядный каскад, управляемый входными импульсами (например, с задающего генератора строчной развертки). Резистор $R5$

ограничивает разрядный ток конденсатора $C3$. Резистор $R2$ служит для установки начального значения наклона линейно нарастающего напряжения на конденсаторе $C3$. Транзисторы $VT3$ и $VT4$ образуют компаратор, служащий для сравнения напряжения на конденсаторе $C3$ с опорным напряжением $+3,3$ В, задаваемым стабилитроном $VD3$. При превышении напряжения на конденсаторе $C3$ уровня $+3,3$ В транзистор $VT4$ открывается и открывает выходной каскад на транзисторе $VT5$. На резисторе $R9$, являющемся нагрузкой $VT5$, возникает положительный прямоугольный импульс, который используется для управления выходным каскадом преобразователя.

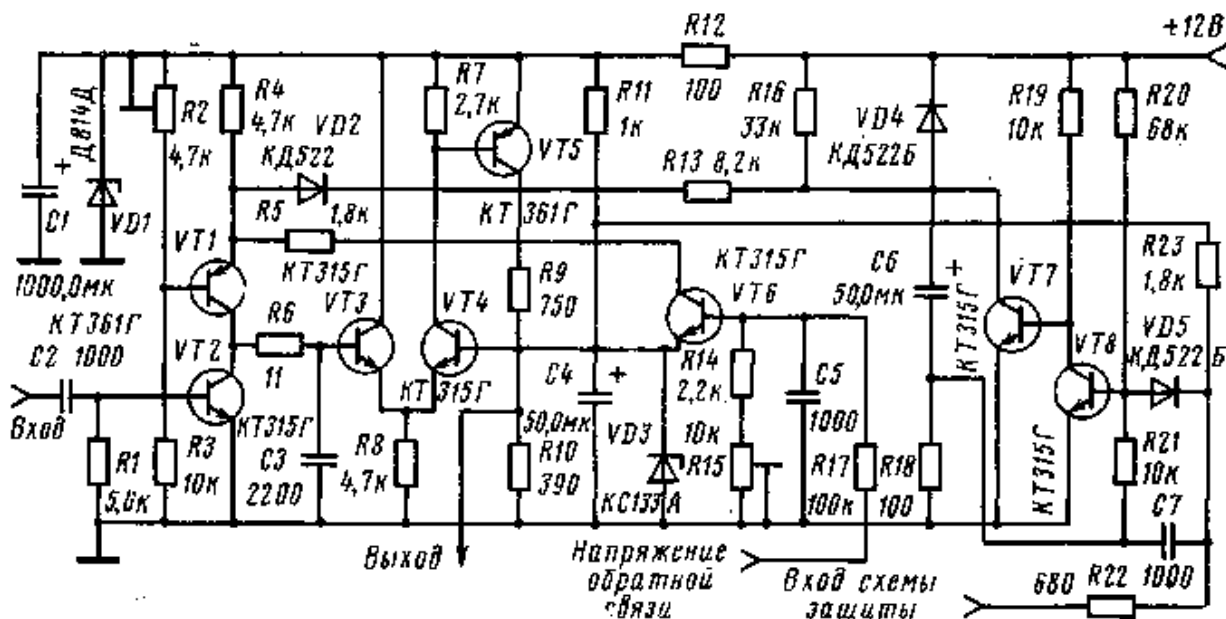


Рис. 20. Принципиальная схема ШИМ на транзисторах

Стабилизация выходного напряжения от различных дестабилизирующих факторов (например, от изменения тока нагрузки, а также от изменения питающего напряжения) осуществляется за счет изменения длительности управляющих импульсов, т. е. путем управления наклоном линейно нарастающего напряжения на конденсаторе $C3$. Напряжение ОС подается на усилитель сигнала ошибки, собранный на транзисторе $VT6$. Коллектор транзистора $VT6$ через резистор $R4$ соединен с эмиттером стабилизатора тока $VT1$. При изменении проводимости $VT6$ меняется потенциал эмиттера $VT1$, а следовательно (при постоянном потенциале базы), его коллекторный ток. Поэтому изменяется наклон линейно нарастающего напряжения на $C3$ и тем самым длительность выходного импульса.

Таким образом, например, при увеличении напряжения питания сети увеличивается выходное напряжение ИИЭ, транзистор $VT6$ открывается, потенциал на эмиттере $VT1$ уменьшается, $VT1$ начинает запирается и ток, заряжающий конденсатор $C3$, уменьшается. При этом уменьшается крутизна наклона линейно нарастающего напряжения и длительность выходного импульса. Это приводит к уменьшению времени открытого состояния ключа выходного каскада ИИЭ. В результате выходное напряжение уменьшается до исходного значения. Уровень выходного напряжения ИИЭ устанавливается резистором $R14$.

При включении аппаратуры в выпрямителях, выходных каскадах ИИЭ, в фильтрующих конденсаторах возникают пусковые токи, достигающие значительной величины. Например, в телевизионных приемниках, если не принято специальных мер, пусковые токи в сетевых выпрямителях могут достигать значений 50 — 100 А. Поэтому в ИИЭ для устранения аварийных режимов необходимо осуществлять плавный, замедленный пуск, заключающийся в постепенном выходе на номинальный режим.

В рассматриваемой схеме плавный пуск осуществляется достаточно простым способом. При подаче питания на схему конденсатор $C6$ разряжен, резисторы $R3$, $R2$ образуют делитель, запирающий транзистор $VT1$. По мере заряда конденсатора $C6$ через резистор $R15$ происходит постепенный (плавный) выход $VT1$ на номинальный режим стабилизатора тока, и тем самым длительность выходного импульса плавно увеличивается от нуля до номинальной. Время плавного пуска определяется постоянной времени цепи $R15$, $C6$. Диод $VD5$, включенный параллельно резистору $R15$, служит для разряда конденсатора $C6$ при выключении.

Надежность работы ИИЭ значительно повышается путем использования электронной защиты, заключающейся в запираии выходных каскадов при аварийных режимах (например, при коротком замыкании в нагрузке). Быстродействующая электронная защита предотвращает выход из строя выходных транзисторов и выпрямителей.

В описываемой схеме защита осуществляется следующим образом. На вход схемы через резистор $R21$ поступает информация о потребляемом токе, например, с резистора сопротивлением 1,5 — 3 Ом, включенного последовательно с фильтрующим конденсатором сетевого выпрямителя. При аварийном режиме отрицательный потенциал на входе схемы защиты запирает транзистор $VT8$, транзистор $VT7$ отпирается, конденсатор $C6$

быстро разряжается через $VT7$. Отрицательное напряжение на резисторе $R7$ поддерживает $VT8$ в закрытом состоянии до полного разряда конденсатора $C6$. Разряд конденсатора $C6$ приводит к запиранью $VT1$ и, следовательно, к уменьшению длительности выходного импульса до нуля. Выходной каскад ИИЭ при этом запирается. Затем происходит повторное включение блока питания, с плавным пуском. При сохранении аварийного режима происходит очередное срабатывание схемы защиты и блок питания выключается.

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА B260D

Эта полупроводниковая интегральная микросхема (ИМС), производства ГДР [13], выпускаемая за рубежом также под названиями ТДА 1060 и NE/SE 5560, выполняет многие функции управления ИИЭ. В нее входят (рис. 21): встроенный стабилизированный источник питания ($U_2 = 8,7$ В; 5 мА), источник термокомпенсированных опорных напряжений 3,8; 0,48 и 0,66В; автоколебательный генератор линейно нарастающего напряжения, который может синхронизироваться внешним сигналом; усилитель рассогласования с регулируемым усилением; ШИМ, относительная длительность импульсов которого $b = t_{on}/T$ может изменяться в пределах от нуля до 95%; схема защиты от токовой перегрузки; схема дистанционного включения — выключения; выходной каскад, в котором предусмотрены выходы как отрицательного, так и положительного импульсов, с током нагрузки до 40 мА.

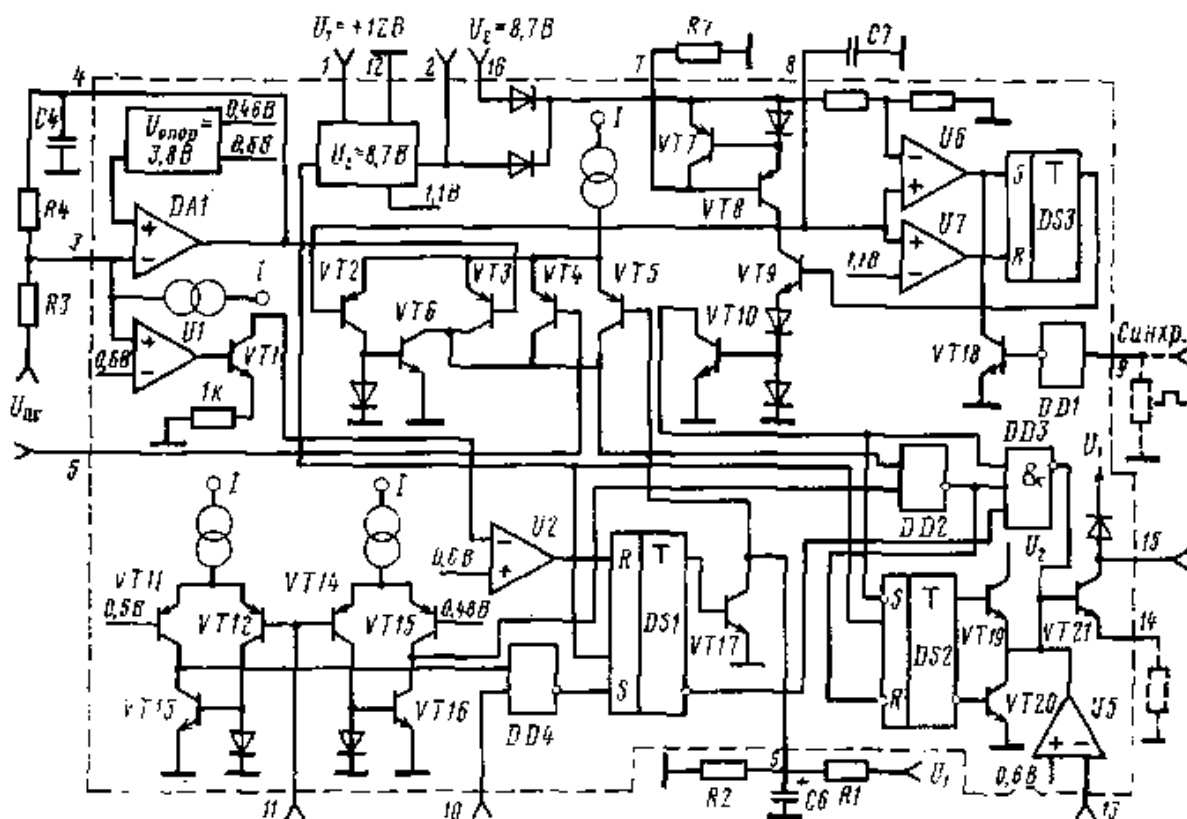


Рис. 21. Интегральная микросхема B260D

Проводимое ниже подробное описание работы ИМС позволяет лучше уяснить особенности функционирования ИИЭ различных типов, в том числе разнообразные способы защиты их от аварийных режимов.

Встроенный источник питания вырабатывает из напряжения питания $U_1 = -12$ В стабилизированное напряжение $U_2 = 8,7$ В, которое используется для точной установки b . Кроме того, в нем вырабатывается сигнал, обеспечивающий запрет выходных импульсов, если питание ИМС упало ниже 10,2 В. После восстановления напряжения питания b достаточно медленно возрастает от нуля до значения, соответствующего режиму стабилизации (замедленный старт).

Интегральная микросхема содержит также термокомпенсированный источник опорных напряжений 5,8; 0,48 и 0,6 В. Эти напряжения подаются на входы различных компараторов.

Генератор линейно нарастающего напряжения состоит из транзисторов $VT7 - VT9$, компараторов $U6, U7$, RS-триггера $DS3$ и внешнего конденсатора $C7$. Транзисторы $VT7, VT8$ образуют генератор тока, заряжающего конденсатор $C7$, который вместе с резистором $R7$ задает частоту F генератора. При $R7 = 39$ кОм, $C7 = 4700$ пФ $F = 8$ кГц, а при $R7 = 5,1$ кОм и $C7 = 2000$ пФ $F = \ll 80$ кГц. При достижении линейно нарастающим напряжением (рис. 22,а) на конденсаторе $C7$ порога включения компаратора $U6$ (приблизительно 5,6 В) происходит

установка RS-триггера $DS3$ (он устанавливается в «1» при положительных потенциалах на его S-входах). В этот момент формируется фронт выходного импульса на выводе 15 ИМС (рис. 22,б). Единичный сигнал на выходе $DS3$ включает транзистор $VT9$, через который конденсатор $C7$ быстро разряжается. В момент, когда напряжение на $C7$ достигает 1,1 В (порог срабатывания компаратора $\epsilon 77$), происходит сброс $DS3$ в исходное состояние и выключение транзистора $VT9$. После этого заряд $C7$ начинается вновь. Транзистор $VT10$, который включается и выключается одновременно с $VT9$, управляет моментом установки в «1» RS-триггера $DS2$. Этот триггер управляется отрицательными потенциалами на R5-входах и формирует длительность выходного импульса, который усиливается по мощности транзисторами $VT19 - VT21$ и в отрицательной полярности поступает на вывод 15 ИМС.

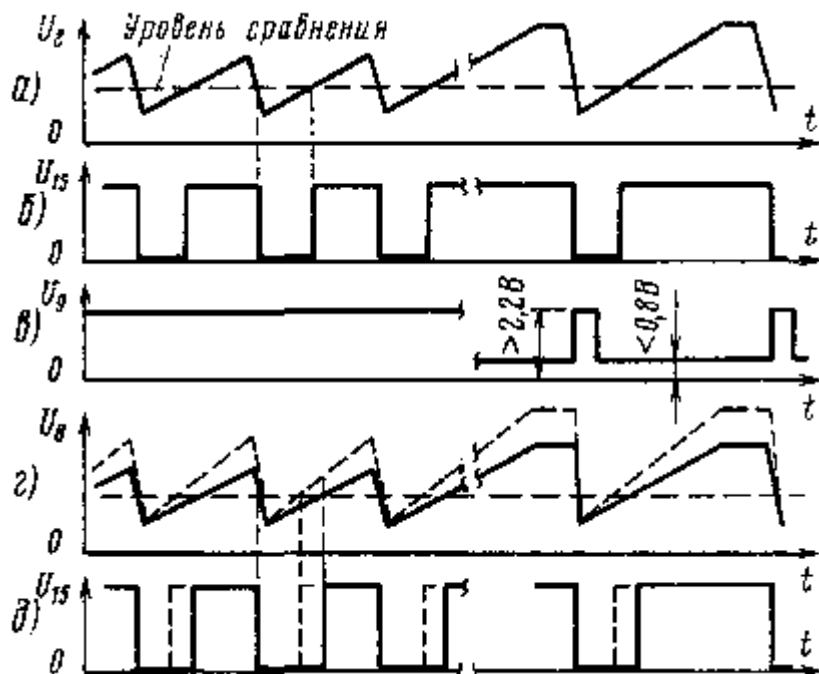


Рис. 22. Временные диаграммы работы микросхемы B260D (напряжения на выводах 8, 9 и 15 относительно общего вывода 12)

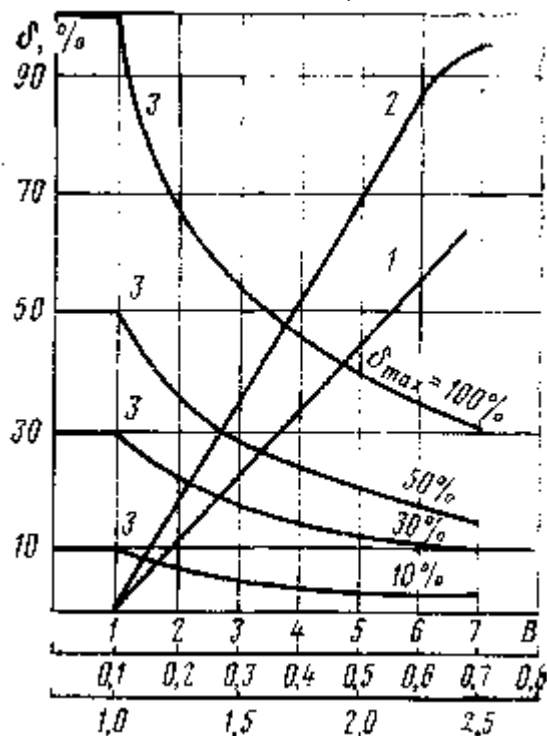


Рис. 23. Зависимость относительной длительности импульса $\delta = t_n/T$ от напряжений на выводах 4 — 6 (кривая 1), отношения $R_i K R_i + R_z$ (кривая 2) и отношения U_i/U_2 (кривая 3)

Генератор можно синхронизировать на частоте, ниже его собственной (рис. 22,а — в). Для этого используются инвертор $DD1$ и транзистор $VT18$. Если генератор работает на собственной частоте, то вывод 9 не подключается к схеме или на него подается напряжение 2,5 В, на выходе инвертора напряжение равно нулю и транзистор $VT18$ заперт. В режиме внешней синхронизации вывод 9 через резистор сопротивлением 1 — 3 кОм заземляется. Тогда на выходе инвертора появляется положительное напряжение, открывающее $VT18$. Это запрещает установку $DS3$ при срабатывании компаратора $U6$. При подаче на вход 9 положительного синхроимпульса $VT18$ запирается и это создает условия переключения $DS3$.

Усилителем *рассогласования* является операционный усилитель $DA1$, на инвертирующий вход которого (вывод 3 ИМС) подается сигнал ОС $U_{0.c}$. Подбором резистора $R4$ устанавливается коэффициент усиления $DA1$, который при $R4 \rightarrow \infty$ равен 60 дБ. Выводы 3 — 4 могут быть использованы также для подключения фазосдвигающихся RC-цепочек, улучшающих стабильность работы преобразователя, охваченного ОС. Компаратор $U1$ служит для ограничения величины 6 при уменьшении $U_{0.c}$ ниже 0,6 В. Эта особенность интегральной микросхемы имеет важное значение, так как при регулировке ИИЭ возможны обрывы и закорачивание цепи ОС.

Широтно-импульсный модулятор состоит из транзисторов $VT2$ — $VT6$, образующих компаратор с тремя инвертирующими входами (базы транзисторов $VT3$ — $VT5$). Компаратор срабатывает тогда, когда линейно нарастающее напряжение на эмиттерах $VT2$ — $VT5$ превосходит наименьшее из напряжений на базах $VT3$ — $VT5$ (соответственно выводы 4, 5 и 6 ИМС). Зависимость 6 от напряжений на этих выводах приведена на рис. 23 (кривая 1). Срабатывание компаратора ШИМ вызывает появление положительного потенциала на коллекторе $VT6$, который через схему 2И — НЕ $DD2$ трансформируется в отрицательный потенциал на R-входе RS-триггера $DS2$. При этом его прямой выход (подключенный к базе $VT19$) переходит в состояние с низким уровнем, а инверсный — с высоким. Транзисторы $VT19$ и $VT21$ запираются, а $VT20$ отпирается. В этот момент формируется спад отрицательного выходного импульса на выводе 15 микросхемы.

Важное значение для безаварийной работы ИИЭ является ограничение величины бтах. Оно особенно необходимо для преобразователей с прямым включением выпрямителей, где при бтах = 0,5 возникает опасность насыщения трансформатора и резкого нарастания коллекторного тока. Для ограничения бтах служит вывод 6 ИМС, подключенный к базе транзистора $VT5$ компаратора ШИМ. На этот вывод через резистивный делитель $R1$, $R2$ подается стабилизированное напряжение $\xi Л$. Сопротивление делителя $R1$, $R2$ выбирается в соответствии с графиками, приведенными на рис. 23.

Интегральная микросхема (см. рис. 21) имеет эффективное *устройство защиты от перегрузок* выходного транзистора преобразователя по току, выполненное на транзисторах $VT11$ — $VT16$, образующих двухпороговый компаратор. Вывод 11 подключается к датчику тока (резистору в цепи коллекторного тока для одно-тактных схем или к трансформатору тока). Компаратор работает в двух режимах ограничения тока. Первый режим возникает тогда, когда нагрузка ИИЭ возросла, но не вызвала условий, близких к короткому замыканию. В этом случае срабатывает компаратор с низким порогом 0,48 В (транзисторы $VT14$ — $VT16$). Низкий потенциал на коллекторе $VT16$ трансформируется на выходе схемы 2И — НЕ в высокий потенциал, подаваемый на схему 3И — НЕ $DD3$. Остальные входы $DD3$ в этом режиме также находятся под высоким потенциалом. Схема $DD3$ срабатывает и выключает выходной транзистор $VT21$. Таким образом б сокращается до 10 — 15%, причем работа ИИЭ не нарушается, так как срабатывание компаратора происходит с частотой F работы преобразователя.

При б < 10 — 15% эффективность такой периодической с частотой F защиты резко падает, так как выходные транзисторы имеют значительное время рассасывания (5 — 10 мкс), которым трудно управлять. Поэтому при больших токах нагрузки (трансформирующихся в соответствующий ток коллектора) вступает в действие другая система токовой защиты. Срабатывание компаратора $VT11$ — $VT13$ трансформируется через схему 2И — НЕ $DD4$ в положительный потенциал на 5-входе R5-триггера DSL . Поскольку $DS1$ устанавливается сигналами высокого уровня (так же, как и $DS3$), на его прямом выходе появляется положительное напряжение. Это напряжение открывает транзистор $VT17$, следствием чего является быстрый разряд конденсатора $C6$, снижение до нуля напряжения на выводе 6 и запирающие транзистор $VT21$. Выходные отрицательные импульсы на выводе 15 пропадают. Повторное включение схемы происходит не сразу, а после заряда $C6$ до некоторого порогового значения (приблизительно 1В). После появления коротких отрицательных импульсов на выводе 15 их длительность медленно увеличивается («замедленный старт»). Если аварийный режим не прекратился, возникает повторное срабатывание компаратора $VT15$ — $VT16$ (периодически с низкой частотой, определяемой постоянной времени заряда 06).

Вывод 10 ИМС служит для дистанционного включения и выключения ИИЭ. Когда на вход 10 подано положительное напряжение свыше 2,2 В или ИИЭ не подключен, на 5-входе $DS1$ действует низкий уровень, не влияющий на состояние $DS1$ (напомним, что $DS1$ управляется положительными сигналами на RS-входах). Когда напряжение на выводе 10 становится меньшим 0,8 В, на выходе $DD4$ возникает высокий потенциальный уровень. При этом $DS1$ устанавливается в единичное состояние и отпирает транзистор $VT17$, вследствие чего транзистор $VT21$ запирается. Для включения ИИЭ надо снова подать на вывод 10 высокий уровень, при этом включение произойдет в режиме «замедленного старта».

К выводу 13 подключен компаратор $U5$, используемый как дополнительное средство защиты от перегрузок. Порог его срабатывания составляет 0,6 В. Вход 13 может быть использован для защиты от перегрузок по

напряжению. Его можно эффективно использовать для защиты однотактных преобразователей с прямым включением выпрямителей от насыщения силового трансформатора.

Наконец, вывод 16 ИМС предназначен для модуляции наклона линейно нарастающего напряжения на конденсаторе $C8$ (см. рис. 22, г, д). Это возможно при $U_{16} > U_2$. Длительность импульса в зависимости от отношения U_{16}/U_2 изменяется по гиперболическому закону (рис. 23). Такой вид модуляции бывает необходим, когда ИМС используется в качестве модулятора последовательного импульсного стабилизатора напряжения.

СПОСОБЫ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ

Импульсные источники электропитания, построенные на основе преобразователей с односторонним транзисторным ключом, имеют на коллекторах транзисторов форму напряжения, близкую к прямоугольной с размахом до 600 — 700 В. Кроме того, в преобразователях существуют замкнутые цепи, по которым циркулируют импульсные токи амплитудой до 3 — 5 А и более с достаточно крутыми фронтами и спадами (0,3 — 1 мкс). Поэтому преобразователь служит источником достаточно интенсивных помех, спектр которых простирается от 16 — 20 кГц до десятков мегагерц. Эти помехи распространяются в нагрузку, создавая интерференционные полосы на экранах телевизоров или снижая отношение сигнал-шум высококачественных усилителей. В магнитофонах активными приемниками помех являются магнитные головки, и проблема их защиты не решена до настоящего времени. Характерные помехи в стереофонических усилителях — биения, возникающие между основной частотой работы преобразователя и звуковыми частотами. Эти помехи попадают в среднечастотный участок полосы воспроизводимых частот и поэтому воспринимаются на слух очень остро. Несмотря на это, разработанные в настоящее время способы борьбы с помехами, возникающими в ИИЭ, уже позволили решить проблему их использования в телевизорах, стереофонических усилителях, крупногабаритных катушечных магнитофонах, УКВ ЧМ тюнерах.

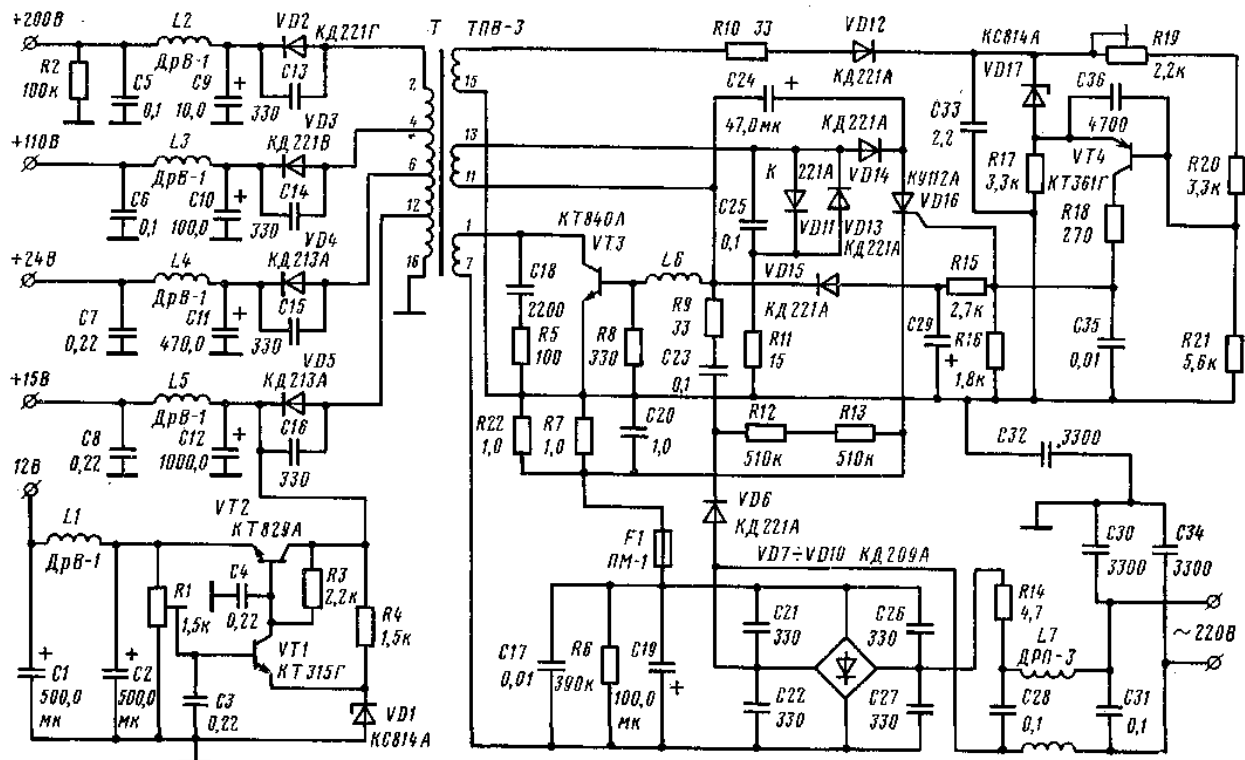


Рис. 24. Принципиальная схема ИИЭ на базе однотактного мощного автогенератора с тиристором в цепи ОС

Основные принципы помехоподавления заключаются в следующем: уменьшении паразитных емкостных связей между цепями первичного (сетевое) напряжения и вторичными цепями; выборе оптимальных режимов переключения транзисторов и диодов, предотвращающих резкие перепады напряжения; сокращении площади контуров, охватываемых цепями, по которым протекают большие импульсные токи.

Некоторые из этих принципов иллюстрируются на примере схемы рис. 24, предназначенной для телевизоров. Основной мерой защиты от симметричных и несимметричных помех, распространяющихся в сеть, является установка в оба провода питания заграждающего фильтра $C31C28L7$, а также конденсаторов $C21$, $C22$, $C26$, $C27$ параллельно диодам мостового выпрямителя сетевого напряжения. Последние служат для подавления асимметричной составляющей помехи. Эту же роль выполняют конденсаторы $C30$, $C34$, которые «симметрируют» провода сети относительно шасси телевизора.

Важное значение имеет конструкция трансформатора T . Для однотактных схем с «обратным» включением выпрямителей, к которым относится схема рис. 24, зазор в магнитопроводе рекомендуется делать только в среднем керне. Первичная обмотка разбивается на две равные секции, одна из которых наматывается в первых слоях катушки, а другая — в последних. Таким образом, все остальные обмотки располагаются между этими секциями. В трансформаторе T схемы рис. 24 нет внутренних экранов, разделяющих первичные и вторичные обмотки, хотя эта мера обычно применяется в ИИЭ для усилителей. Достаточно эффективным оказался общий экран в виде короткозамкнутого витка из медной фольги, охватывающего все три керна Ш-образного трансформатора. Другая мера — отсутствие электрического контакта между радиатором и транзистором выходного каскада преобразователя, который установлен на изолирующей прокладке. Радиатор электрически соединяется с эмиттером транзистора.

В качестве эффективных мер подавления помех рекомендуются, в частности, и такие: включение первичной обмотки трансформатора не в коллекторную, а в эмиттерную цепь транзистора; электрическое соединение магнитопровода трансформатора с положительным полюсом выпрямленного сетевого напряжения; введение в трансформатор между первичными и вторичными обмотками двойных экранов, которые гальванически соединяются соответственно с «плюсом» выпрямленного сетевого напряжения и с «землей» вторичных цепей; введение медных шайб, изолированных тонкими диэлектрическими прокладками, между выходными транзисторами и радиаторами, уменьшающих паразитную емкостную связь между ними.

Следует тщательно компоновать печатную плату ИИЭ, сокращая длину и площадь контуров, по которым протекают импульсные токи выходного транзистора и выпрямительных диодов. Пары проводников, по которым протекают одинаковые по амплитуде, но противоположные по знаку токи, должны по возможности располагаться параллельно один другому на максимально близком расстоянии.

Перечисленные меры, принятые в ИИЭ по схеме рис. 24, привели к тому, что в телевизоре его можно использовать без экранирующего кожуха. Однако в ИИЭ, предназначенных для стереофонических усилителей, такой кожух все же требуется.

ОСОБЕННОСТИ ИИЭ ДЛЯ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Телевизоры в своем составе уже содержат мощный ключевой преобразователь напряжения в виде выходного каскада генератора строчной развертки (ГСР). Весьма удобным является полное совмещение функций этого генератора с функциями ИИЭ, используя один и тот же мощный ключевой элемент. Помимо некоторой экономии количества радиоэлементов такое решение позволяет повысить экономичность телевизора, так как уменьшается количество преобразований энергии переменного тока в постоянный и обратно.

Обычную (несовмещенную с ГСР) схему ИИЭ телевизора характеризуют следующие этапы преобразования энергии: выпрямление переменного тока сетевого напряжения 220 В; преобразование выпрямленного постоянного напряжения в импульсное переменное напряжение повышенной частоты в ИИЭ; выпрямление высокочастотного переменного напряжения на выходе ИИЭ для питания генератора горизонтального отклонения; выпрямление ряда высокочастотных напряжений, вырабатываемых ГСР для питания узлов телевизора (кинескопа, видеоусилителей и др.). В совмещенных схемах второе и третье преобразования устраняются.

Примером совмещения функций ИИЭ и ГСР телевизора является двухтиристорный блок, используемый в цветных телевизорах типа УПИМ- ЦТ-61-П («Рубин — Ц-202» и др.). Все необходимые напряжения, требующиеся для питания узлов и блоков телевизора, вырабатываются в ГСР. Однако в этих телевизорах не решена проблема гальванической развязки ИИЭ от сети, поэтому в них использован сетевой разделительный трансформатор. Некоторыми зарубежными фирмами эта проблема была решена, однако в настоящее время, в связи со значительным улучшением параметров и надежности мощных высоковольтных транзисторов, тиристорные ГСР в основном уже уступили место более экономичным транзисторным.

Известны [14, 15] так называемые самостабилизирующиеся схемы ГСР, совмещающие функции ИИЭ. В их основе лежит выходной каскад ГСР с двусторонним транзисторно-диодным ключом, который питается через первичную обмотку трансформатора непосредственно выпрямленным сетевым напряжением. Стабилизация отклоняющего тока и выходных напряжений достигается путем управления моментом включения транзистора во время прямого хода горизонтального отклонения.

Как известно из теории выходного каскада генератора горизонтального отклонения с двусторонним ключом [4], чтобы форма пилообразного тока в отклоняющих катушках не была искажена, включение транзистора должно произойти не позднее середины прямого хода (до того, как выключится демпферный диод). Если транзистор включается раньше выключения диода, то в индуктивности первичной обмотки трансформатора запасается дополнительная энергия, которая может быть использована как для компенсации переменной составляющей расхода мощности в схеме телевизора (при изменении яркости, контраста, громкости), так и для компенсации изменений сетевого напряжения. На рис. 25 представлены упрощенные схемы двух основных разновидностей самостабилизирующихся ГСР.

Рассмотрим работу схемы рис. 25,а. Когда транзистор VT отперт, диод $VD4$ заперт. После выключения транзистора диод $VD4$ отпирается и выпрямляет ток, заряжающий накопительный конденсатор $C4$, к которому подключены отклоняющие катушки. Таким образом, энергия, запасенная в индуктивности первичной обмотки

трансформатора, передается в $C4$, который служит источником напряжения на той части прямого хода горизонтальной развертки, когда вновь отпирается транзистор VT .

Формирование пилообразного тока отклонения происходит обычным образом. Во второй половине прямого хода этот ток замыкается по цепи: конденсатор $C4$, отклоняющая катушка, диод $VD3$, транзистор VT . Во время обратного хода изменение направления тока происходит за счет колебательного перезаряда конденсатора $C3$. В первой половине прямого хода пилообразный ток противоположного направления протекает через диод $VD4$.

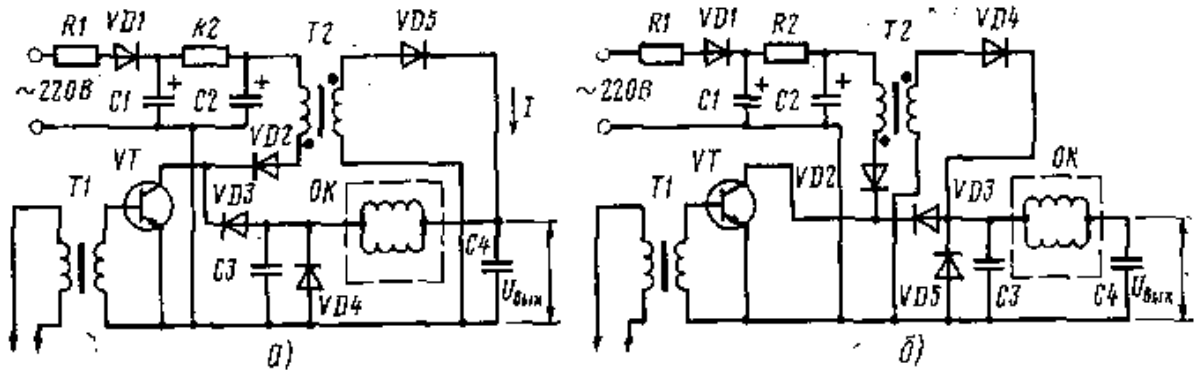


Рис. 25. Схемы «самостабилизирующихся» ГСР телевизоров с низковольтной (а) и высоковольтной (б) накачкой

В схеме с высоковольтной накачкой (рис. 25,б) энергия, запасенная в индуктивности трансформатора $T2$ в то время, когда транзистор VT открыт, передается в контур обратного хода, образованный конденсатором $C3$ и индуктивностью отклоняющих катушек. В процессе обмена энергией между конденсаторами $C3$ и $C4$ последний аккумулирует часть энергии и на нем устанавливается напряжение $U_{\text{Вых}}$. Запасаемая в трансформаторе энергия, напряжение $U_{\text{Вых}}$ и амплитуда импульса напряжения на коллекторе в конечном счете зависят от продолжительности включенного состояния транзистора VT . Связь между параметрами самостабилизирующихся схем определяется выражениями, приведенными в табл. 1 [15]. Здесь: n — коэффициент трансформации, $n = w_1/w_2$; $U_{\text{Вых}}$ — напряжение на конденсаторе $C4$; T — период работы; $6T$ — время протекания тока через диод $VD3$; aT — время обратного хода развертки; I_0 — средний ток нагрузки; $U_{\text{Вх}}$ — выпрямленное сетевое напряжение; $P_{\text{Вых}}$ — выходная мощность ИИЭ.

Таблица 1

Параметр	Схема с низковольтной накачкой	Схема с высоковольтной накачкой
Максимальное напряжение коллектор — эмиттер	$nU_{\text{Вых}}/\delta_{\text{min}}$	$nU_{\text{Вых}} \left[\frac{1}{\delta_{\text{min}}} + 1,64 + \frac{1,57(1-\alpha)}{\alpha} \right]$
Максимальный ток через диод $VD3$	$\frac{I_0}{n(1-\delta_{\text{max}})} \left[1 + \frac{P_{\text{Вых min}}}{P_{\text{Вых}}} \left(\frac{1-\delta_{\text{max}}}{1-\delta_{\text{min}}} \right)^2 \right]$	$\frac{I_0}{n} \left(1 + \frac{P_{\text{Вых min}}}{P_{\text{Вых}}} \right)$
Диапазон изменения δ для стабилизации в условиях двухкратного изменения $U_{\text{вх}}$.	$0,66 < \delta < 0,8$ $0,5 < \delta < 0,66$	$0,4 < \delta < 0,8$
Связь $U_{\text{Вых}}$ с $U_{\text{вх}}$	$U_{\text{Вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n} \left(\frac{\delta}{1-\delta} \right)$	$U_{\text{Вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n\delta}$
Минимальная индуктивность первичной обмотки трансформатора	$\frac{(nU_{\text{Вых}})^2 T (1-\delta_{\text{min}})^2}{2P_{\text{Вых min}}}$	$\frac{(nU_{\text{Вых}})^2 T}{2P_{\text{Вых min}}}$

Расчеты, проведенные по формулам табл. 1 для некоторых характерных случаев использования ИИЭ в телевизорах, показывают, что максимальный ток и напряжение коллектора для схемы с низковольтной накачкой составляют соответственно около 550 В и 4 А. Для схемы с высоковольтной накачкой эти значения соответственно равны 1170 В и 2,8 А. Таким образом, и та, и другая разновидности самостабилизирующихся

совмещенных схем ИИЭ и ГСР могут быть реализованы на существующих серийных транзисторах. В следующем разделе приведена практическая самостабилизирующаяся схема для телевизора 32 ПИЦТ-IV.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ БЫТОВОЙ АППАРАТУРЫ

Большинство из описываемых ниже схем ИИЭ было первоначально создано для телевизионных приемников. Однако они, за исключением схем, в которых функции ИИЭ частично совмещаются с функциями выходного каскада строчной развертки, могут быть использованы и в другой бытовой радиоаппаратуре с эквивалентной потребляемой мощностью нагрузки.

Первоначальное распространение ИИЭ преимущественно в телевизионных приемниках объясняется двумя причинами, облегчавшими решение схемно-конструктивных вопросов для этого вида аппаратуры. Во-первых, чувствительность телевизионных приемников к создаваемым ИИЭ помехам значительно «ниже», чем аппаратуры звуковоспроизведения, особенно высококачественного. Во-вторых, телевизионные приемники отличаются относительным постоянством мощности, потребляемой в нагрузку. Переменная часть этой мощности обусловлена изменениями яркости экрана при смене сюжетов и составляет не более 20 Вт (приблизительно 30% максимальной потребляемой мощности).

Для стереофонического усилителя с выходной мощностью, например 2X20 Вт колебания мощности достигают 70 — 80 Вт (приблизительно 70 — 80% максимальной потребляемой мощности). Поэтому для этого класса радиоаппаратуры ИИЭ получаются более дорогостоящими из-за необходимости использования двухтактных схем или более сложных стабилизаторов.

Ниже рассмотрены некоторые практические ИИЭ, прошедшие этапы опыт-до-конструкторских разработок и успешной опытной эксплуатации.

ОДНОТАКТНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ТИПА

Схема, приведенная на рис. 24, была предложена в 1974 г. [5], однако ее практическое воплощение стало возможным лишь после освоения в массовом производстве соответствующих электронных изделий: мощных высоковольтных транзисторов, быстродействующих выпрямительных диодов, электролитических конденсаторов с малым $R_{ам}$, ферритовых магнитопроводов для импульсных силовых трансформаторов. В настоящее время этот преобразователь является базовым для ИИЭ цветных телевизионных приемников. Его преимуществами являются малое число использованных элементов, хорошая стабильность выходных напряжений при колебаниях сетевого напряжения в пределах $\pm 15\%$ и мощности нагрузки до 30%. Кроме того, он обладает внутренней защитой от аварийных режимов короткого замыкания и холостого хода. По принципу действия преобразователь является мощным однотоковым автогенератором с трансформаторной ОС и «обратным» включением выпрямителей напряжений нагрузки.

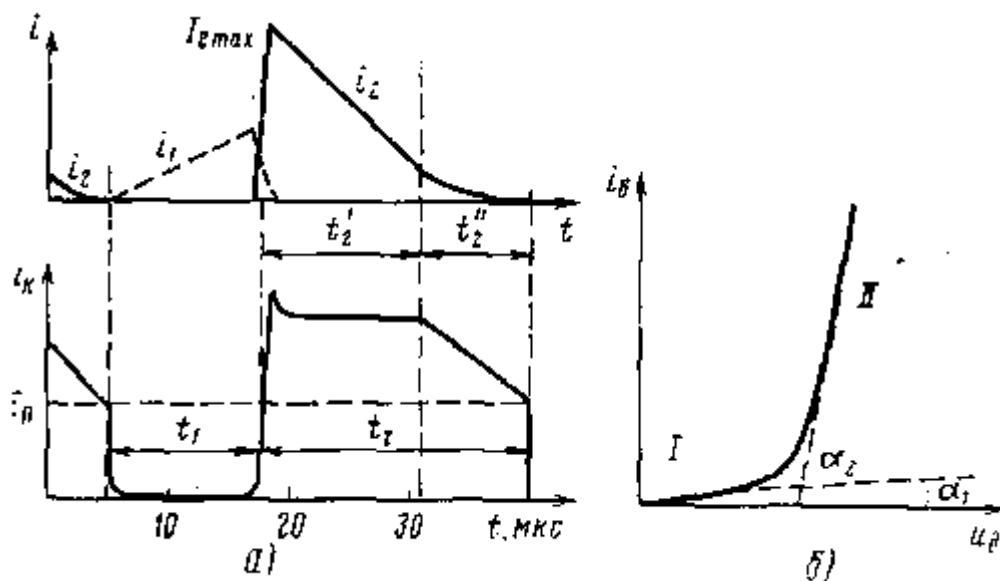


Рис. 26. Временные диаграммы (а) для схемы рис. 24 и аппроксимация вольт - амперной характеристик к и выпрямительного диода (б)

Процессы, определяющие частоту автоколебаний, а также отдаваемую преобразователем мощность, поясняются с помощью временных диаграмм рис. 26,а. Когда $VT3$ отперт, через него и первичную обмотку трансформатора протекает линейно нарастающий ток i_1 (на рис. 26,а изображен штриховой линией). В это время на резисторах $R7$, $R22$ включенных последовательно в цепь коллекторного тока, вырабатывается линейно нарастающее напряжение отрицательной по отношению к эмиттеру $VT3$ полярности. Это напряжение поступает на катод тиристора $VD16$. Когда разность потенциалов между управляющим электродом и катодом тиристора достигает $0,6 - 0,7$ В, происходит его включение, которое вызывает разряд конденсатора $C24$ и запирает транзистор в конце интервала времени t_1 . Когда $VT3$ запирается, открываются выпрямительные диоды, подключенные к нагрузке. Для упрощения дальнейших рассуждений будем считать, что имеется лишь один выпрямитель, подключенный к нагрузке, тогда размах тока, протекающего через диод выпрямителя, приблизительно равен $I_{1max}n/n$, где I_{1max} — максимальный размах тока через первичную обмотку $Wi-3$; n и n — соответственно коэффициент трансформации и КПД трансформатора.

Энергия, запасенная в индуктивности L_1 первичной обмотки, передается в нагрузку в течение интервала t_2 , в конце которого транзистор отпирается вновь. Пользуясь уравнением баланса мощностей, можно определить отдаваемую в нагрузку мощность:

$$P_n = E_n^2 n t_1 F / 2L_1, \quad (13)$$

где E_n — напряжение питания преобразователя; F — частота автоколебаний.

С помощью усилителя постоянного тока на транзисторе $VT4$, включенного в цепь стабилизирующей ОС преобразователя, можно изменить напряжение, подаваемое на управляющий электрод тиристора $VD16$. Тем самым достигается регулировка интервала t_1 , а следовательно, и энергии, накапливаемой в трансформаторе. Таким образом, интервал t_1 определяется скоростью нарастания тока i_1 и напряжением на управляющем электроде тиристора.

Длительность интервала t_2 , соответствующего запертому состоянию транзистора, определяется временем протекания тока i_2 через выпрямительный диод. Во время протекания этого тока на обмотке ОС w_{11-13} (выводы 11 — 13 трансформатора) действует напряжение отрицательной полярности

$U_{0c}(t) = -M di_2/dt$, где M — взаимная индуктивность между обмотками w_{1-3} и w_{11-13} . Это напряжение запирает транзистор $VT3$.

Ток i_2 изменяется по-разному в интервалах времени t'_2 и t''_2 . В интервале t'_2 изменение тока происходит при полностью отпертом выпрямительном диоде, когда его динамическое сопротивление $R_{д2}$ (рис. 26,б) равно $1 - 2$ Ом. С достаточной степенью точности ток i_2 на этом участке определяется выражением:

$$i_2(t) = I_{2max} (1 - U_n * t / L_2 I_{2max}), \quad (14)$$

где L_2 — индуктивность вторичной обмотки трансформатора; U_n — напряжение на нагрузке. Из выражения (14) можно приблизительно оценить $t'_2 = L_2 I_{2max} / U_n$.

В интервале t''_2 изменение тока происходит при большом и, строго говоря, нелинейном динамическом сопротивлении диода $R_{д2}$. Характер изменения тока близок к квадратическому, поэтому напряжение на коллекторе (рис. 26,а), а также U_{0c} в интервале t''_2 спадают почти линейно. Этим объясняется характерный «скол» вершины импульса $U_{Кс}$ перед включением транзистора.

Включение транзистора происходит в конце интервала t_2 , когда

$$U_{C25}(t) - U_{0c}(t_2) > U_{БЭпор}, \quad (15)$$

где $U_{БЭпор}$ — напряжение на конденсаторе $C25$; $U_{БЭпор}$ — пороговое напряжение отпирающего транзистора.

Выключение транзистора происходит в конце интервала t_1 , определяемого формулой

$$I_1 = (U_{ymin} - U_{пер} + i_c R_{18}) L_1 / R_K E_n,$$

где U_{ymin} — напряжение между управляющим электродом и катодом тиристора; $U_{пер}$ — регулирующее напряжение на коллекторе $VT4$; i_c — ток спрямления тиристора; R_K — сопротивление в катодной цепи тиристора.

На рис. 27 приведены расчетные зависимости частоты автоколебаний преобразователя от обобщенной нагрузки: $b_n = R_{нп} / L_2$. Для разных значений t_1 .

При расчетах принято, что $T = 1/F = t_1 + t'_2 + t''_2$. Переходные процессы при расчете не учитывались, так как время включения и выключения применяемых в ИИЭ транзисторов не превышают $1 - 1,5$ мкс, что составляет $5 - 7\%$ от периода.

С помощью рис. 27 можно выбрать индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 , пределы изменения F и t_1 в режиме стабилизации. Исходной точкой для расчета является выбор F_{min} и $Q_{min} = T/t_{1max}$ соответствующих режиму максимальной отдаваемой в нагрузку мощности. Частоту F_{min} для бытовой аппаратуры выбирают в пределах $20 - 25$ кГц (вне пределов диапазона звуковых частот). Скажность Q_{min} связана с максимально допустимым рабочим напряжением на коллекторе транзистора $U_{Ксmax}$. Из рассмотрения эпюры $U_{Кс}(t)$ на рис. 26,а следует, что

$$Q_{\min} \geq \frac{E_{\Pi}}{U_{\text{КЭ max}} - E_{\Pi}} + \frac{t_3^{\circ}}{2t_1} + 1.$$

Полуэмпирические зависимости $t_2^{\circ}/2t_1$ от b_{Π} приведены на рис 28. Поскольку в начале расчета b_{Π} и t_1 неизвестны, в качестве первого приближения принимают $t_2^{\circ}/2t_1=0,4-0,5$, а в конце проверяют $U_{\text{КЭ max}}$. При расчете используют также приближенную формулу для коэффициента трансформации:

$$n \approx \frac{U_{\Pi}}{E_{\Pi}} \left(Q - 1 - \frac{t_2^{\circ}}{2t_1} \right) \quad (17)$$

и соотношение $b_{\Pi \text{ ТМХ}} = b_{\Pi \text{ min}} P_{\Pi \text{ max}}/P_{\Pi \text{ min}}$, вытекающее из условия постоянства выходного напряжения при изменении мощности в нагрузке.

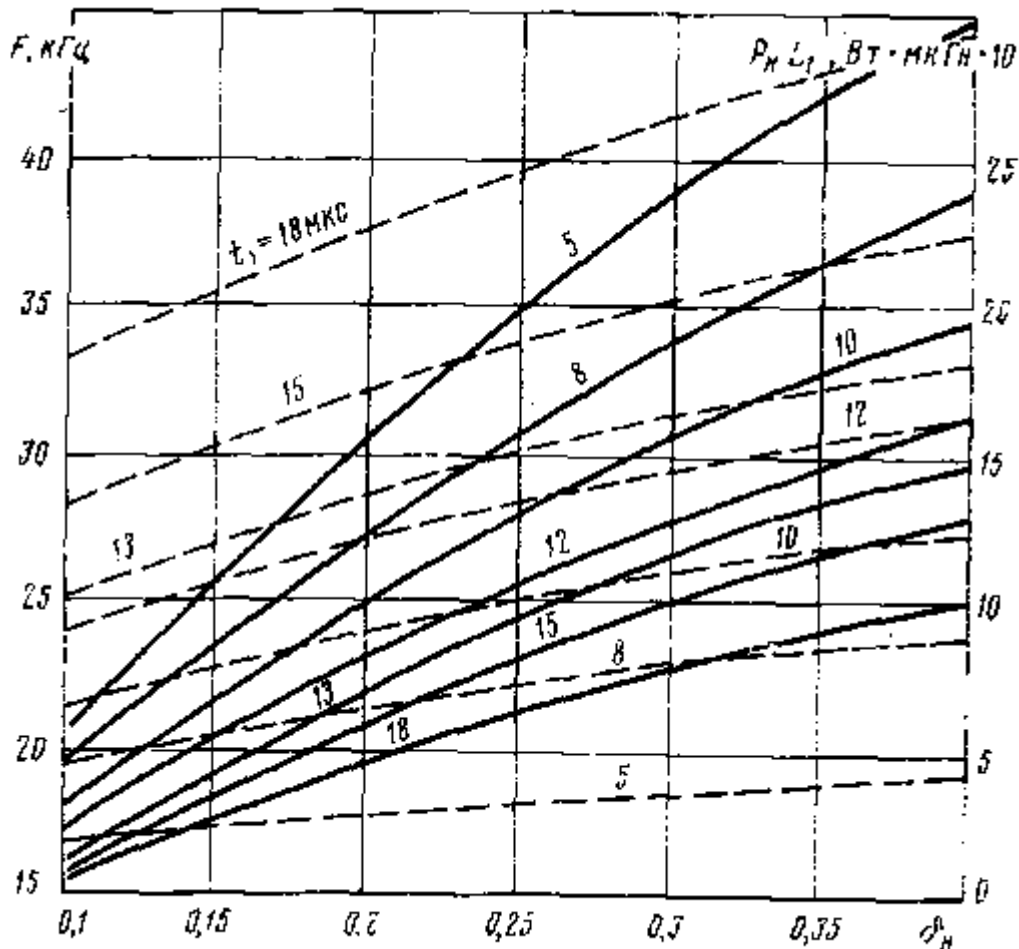


Рис. 27. Расчетные зависимости частот автоколебаний F (сплошные линии) и величины $P_{\Pi}L_i$ (штриховые линии) от обобщенной нагрузки b_{Π} для схемы рис. 24

Пример. Заданы: $F_{\min} = 22$ кГц, $n=0,8$, $E_{\Pi} = 300$ В, $\xi_{7\Pi 1} = 64$ В, $P_{\Pi \text{ max}} = 60$ Вт, $P_{\Pi \text{ min}} = 40$ Вт, $U_{\Pi 2} = 24$ В, $P_{\Pi 2} = 20$ Вт, $U_{\text{КЭ раб max}} = 450$ В.

1. Определяем минимально допустимую скважность $Q_{\min} > 300/450 = 300 + 1 + 0,45 = 3,45$. Принимаем $Q_{\min} = 3,5$.

2. Задавая F_{\min} и Q_{\min} , при максимальной мощности из семейства кривых $F(b_{\Pi}, t_1)$ определяем: $t_{1 \text{ max}} = 13$ мкс. $b_{\Pi \text{ min}} = 0,2$.

3. Из семейства кривых $P_{\Pi}L_i = f(b_{\Pi}, t_1)$ находим $P_{\Pi}L_i = 1,36 \cdot 10^5$ Вт·мкГн.

4. Задавая $P_{\Pi \text{ max}} = 80$ Вт, находим $L_i = 1700$ мкГн.

5. При снижении суммарной мощности до 60 Вт определяем $b_{\Pi \text{ max}} = 0,2 (80/60) = 0,266$.

6. При $P_{\Pi \text{ min}} = 60$ Вт, определяем $P_{\Pi}L_i = 10200$ Вт·мкГн.

7. Пользуясь рис. 27, по пересечению координат $b_{\Pi} = 0,266$, $P_{\Pi}L_i = 10200$ находим $t_1 = 10$ мкс.

8. По кривым $P_{\Pi}L_i$ при $P_{\Pi \text{ min}}$ находим частоту $F_{\text{max}} = 28,8$ кГц и скважность $Q = 3,47$.

9. Пользуясь (17), рассчитываем коэффициенты трансформации: $p_1 = 0,45$, $p_2 = 0,17$.

10. По (17) и рис. 28 при $R_{\text{нmin}}$ проверяем выходные напряжения: $U_{\text{н1}} = 65,6 \text{ В}$ и $U_{\text{н2}} = 24,5 \text{ В}$.

Первоначальный запуск автогенератора производится полуволной сете-вого напряжения в момент заряда конденсатора $C23$ через диод $VD6$, резистор $R9$ и цепь базы $VT3$ (см. рис. 24). Защита от коротких замыканий в нагрузке и других причин увеличения импульса тока через транзистор обеспечивается выбором специального режима работы тиристора $VD16$. В стационарном режиме суммарное напряжение на его управляющем электроде отрицательное. Оно создается благодаря диоду $VD15$, выпрямляющему отрицательную полуволну напряжения на обмотке ОС 11 — 13. пилообразное напряжение на резисторе $R7$, создаваемое эмиттерным током транзистора $VT3$, также имеет отрицательную постоянную составляющую относительно управляющего электрода тиристора. Если в нагрузке возник режим, близкий к короткому замыканию, скорость спада тока через выпрямительный диод резко уменьшается, при этом уменьшается и размах импульсного напряжения на обмотке ОС. Напряжение на управляющем электроде тиристора становится близким к нулю, и тиристор открывается даже при небольшом увеличении тока коллектора. Обычно в таком режиме автоколебания в течение нескольких периодов срываются и возникают снова лишь после повторного прихода импульса первоначального запуска. Если короткое замыкание к этому времени устранилось, то преобразователь снова переходит в нормальный стационарный режим.

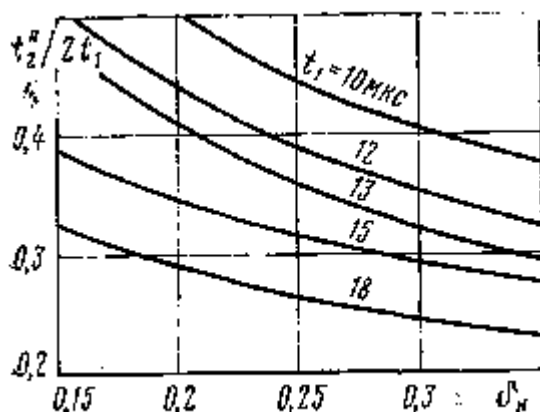


Рис. 28. Полуэмпирические зависимости $t''/2t_1$ от обобщенной нагрузки $b_n = R_n n / L_2$

Диод $VD11$ служит для стабилизации напряжения на конденсаторе $C25$, что необходимо для более четкой фиксации момента включения транзистора $VT3$ [см. формулу (12)]. Иногда последовательно с $VD11$ включают второй диод, для того чтобы напряжение на конденсаторе $C25$ с запасом превосходило $U_{\text{ЕЭ}}$ транзистора $VT3$. Диод $VD13$ обеспечивает прохождение постоянной составляющей тока базы $VT3$, а $VD14$ — постоянной составляющей тока тиристора $VD16$.

Транзистор $VT4$ служит регулятором интервала t_i и, следовательно, энергии, запасаемой в преобразователе. На него подается выпрямленное напряжение со вспомогательной обмотки 9 — 15 силового трансформатора. Когда это напряжение повышается, ток через $VT4$ возрастает. При этом отрицательное смещение на управляющем электроде $VD16$ уменьшается, что приводит к сокращению интервала t_i . Таким образом достигается эффект стабилизации.

Эффект холостого хода также является нежелательным для данного преобразователя, поскольку при этом происходит перегрузка транзистора $VT3$ по «напряжению». Для защиты от холостого хода используется свойство тиристора, заключающееся в значительном времени выключения, которое в условиях схемы рис. 24 составляет 8 — 10 мкс. С уменьшением нагрузки повышается частота работы преобразователя и при $F = 50$ — 60 кГц происходит срыв автоколебаний, так как сопротивление тиристора полностью не восстанавливается за полпериода автоколебаний. Автоколебания вновь возобновляются лишь после прихода очередного импульса запуска, следующего с частотой сети. В заключение приведем сведения омоточных изделиях схемы (см. рис. 24). Обмотки $W_{i-2} = w_{3-i}$ дросселя фильтра $L7$ содержат 140 витков провода ПЭВ-2 0,31. Магнитопровод Ш 6Х6 из материала 2000 НМ1. Импульсный силовой трансформатор T собран из магнитопровода ШК 13Х13 из материала 2500 НМС-2. Обмотка W_{1-5} содержит 58 витков в два провода ПЭВ-2 0,23, w_{5-7} — 56 витков в два провода ПЭВ-2 0,23, w_{11-13} — два витка ПЭВ-2 0,35, w_{9-15} — 12 витков с шагом 1,5 мм провода ПЭВ-2, 0,23, w_2 — 46 витков ПЭВ-2 0,23, w_{6-12} — 62 витка в два провода ПЭВ-2 0,23, w_{6-12} — четыре витка в два провода ПЭВ-2 0,23, w_{12-16} — 10 витков в два провода ПЭВ-2 0,23.

ДВУХТАКТНЫЙ ПОЛУМОСТОВОЙ АВТОГЕНЕРАТОР

На рис. 29 приведена схема ИИЭ, предназначенного для стереофонических усилителей с выходной мощностью 2Х20 Вт. Как известно, выходные двухтактные каскады таких усилителей не критичны к напряжению питания, которое, как правило, не стабилизируется. Преобразователь выполнен по простейшей схеме двухтактного полумостового автогенератора с маломощным насыщающимся трансформатором в цепи

ОС. Выходное напряжение, питающее мощные каскады усилителя, не стабилизируются. Питание маломощных предварительных каскадов стабилизировано с помощью обычного линейного стабилизатора компенсационного типа (на рис. 29 не показан).

Для первоначального запуска автогенератора применена релаксационная схема на транзисторах $VT1$, $VT2$. Импульсом положительной полуволны сетевого напряжения, снимаемого с одного из плеч выпрямительного моста, через резистор $R1$ заряжается конденсатор $C2$. Одновременно заряжается конденсатор $C1$ и, когда напряжение на нем достигает 0,6 — 0,7 В, оба транзистора отпираются, конденсатор $C2$ разряжается через них и первичную обмотку трансформатора $T1$. Это вызывает включение транзистора $VT3$ и последующее возбуждение автоколебаний преобразователя. Отрицательная полуволна напряжения, снимаемого с обмотки ОС $w2$ силового трансформатора $T3$, выпрямляется диодами $VD1$, $VD2$ и заряжает конденсатор $C1$.

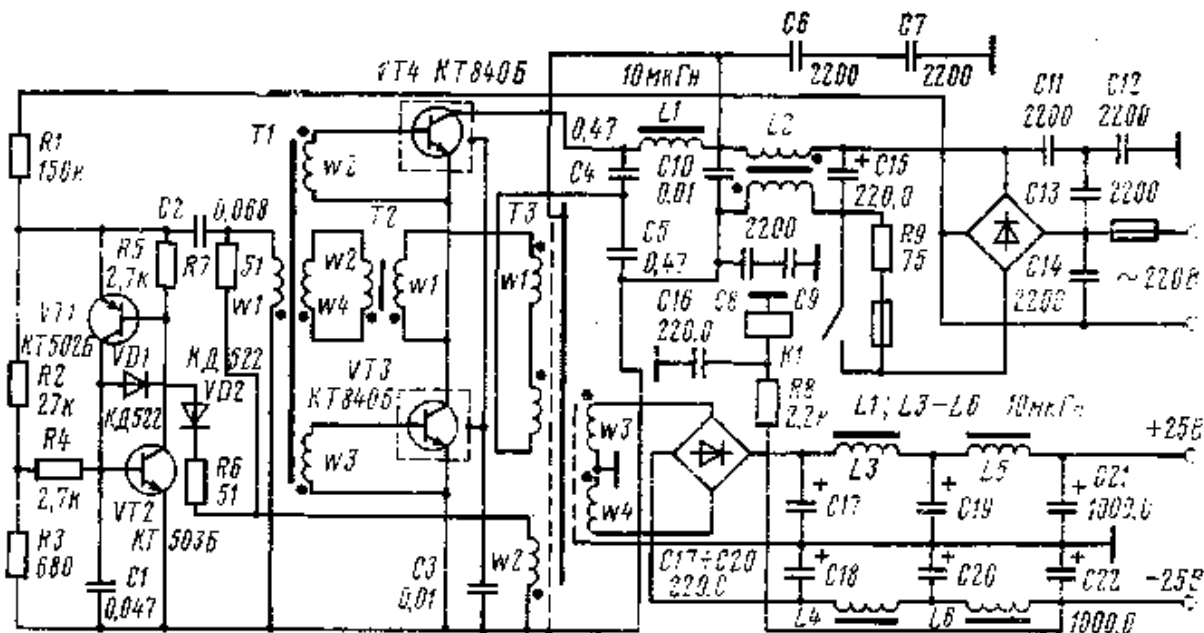


Рис. 29. Источник импульсного электропитания для стереофонических усилителей на базе двухтактного полумостового автогенераторного преобразователя

Отрицательное напряжение на $C1$ запирает транзистор $VT2$, так что релаксационный генератор не может сработать с приходом последующих импульсов сетевой частоты. Благодаря последовательному включению диодов $VD1$, $VD2$ обеспечено надежное первоначальное включение релаксационного генератора. Резистор $R6$ ограничивает отрицательное напряжение, до которого заряжается $C1$, предотвращая возможность пробоя эмиттерного перехода $VT2$.

В преобразователе использован режим ступенчатого выхода на номинальную мощность. Для этого в цепи выпрямительного моста установлен мощный резистор $R9$ (75 Ом), шунтированный контактами реле $K1$. Обмотка реле подключена к выходу преобразователя (— 25 В) через интегрирующую цепочку $R8C22$. Таким образом, включение реле задерживается на несколько миллисекунд по отношению к включению преобразователя, который начинает работу при пониженном напряжении питания. После замыкания контактов $K1$ преобразователь выходит в режим номинальной мощности.

Для уменьшения длительности фронтов импульсов тока через транзисторы преобразователя применен трансформатор тока $T2$. Его первичная обмотка $w1$, состоящая всего из одного витка, включена в цепь коллекторных токов транзисторов. На вторичной обмотке $w2$ наводятся короткие импульсы напряжения, соответствующие моментам резкого спада токов коллектора при выключении транзисторов. Полярность включения обмоток трансформаторов $T1$ и $T2$ такова, что возникающая ОС — положительная. Основные параметры преобразователя:

- Номинальная мощность в нагрузке при напряжении сети 220 В, не менее..... 100 Вт
- Выходное напряжение при номинальной мощности, не менее . 27,5 В
- Выходное напряжение при мощности в нагрузке 10 Вт, не более 31 В
- Коэффициент полезного действия при $\eta_n=100$ Вт 85%
- Частота работы преобразователя, кГц 25 — 30
- Намоточные данные трансформаторов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Трансформатор	Магнитопровод	Число витков/провод ПЭВ-2			
		w1	w2	w3	w4

T1	K10X6X4 из феррита 2000 НМС	8/0,31	4/0,31	4/0,31	4/0,31
T2	K10X6X4 из феррита 2000 НМС-3	1/0,41	2/0,41	—	—
T3	Ш7X7 из феррита 3000 НМС	120/0,31	20/0,31	24/0,41	24/0,41

В данном ИИЭ принят ряд мер для подавления помех. Транзисторы *VT3* и *VT4* гальванически изолированы от радиатора, который также не соединен с корпусом (шасси) усилителя. Радиатор соединен с эмиттером *VT4* через конденсатор *C3*. Для уменьшения напряжения помех на сетевых выводах ИИЭ используют дроссели *L1*, *L2*, а также конденсаторы *C6* — *C9*, *C11* — *C14*.

Первичная обмотка трансформатора *T3* разделена на две одинаковые секции, занимающие первые и последние слои намотки катушки. Между этими секциями расположены остальные обмотки. Вторичные обмотки $w3=w4$ отделены от секций первичной обмотки $w1$ и обмотки ОС экранами из слоя медной фольги. Магнитопровод гальванически связан с положительным полюсом выпрямленного сетевого напряжения.

Весь ИИЭ помещен в перфорированный алюминиевый кожух. Благодаря принятым мерам по экранировке и заземлению элементов ИИЭ отношение сигнал-фон для стереофонического усилителя 2X20 Вт оказалось на 5 дБ выше, чем для этого же усилителя с обычным блоком питания, и составило не менее 78 дБ.

ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МАЛОГАБАРИТНОГО ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА «ЮНОСТЬ Ц-404»

Современный ИИЭ, достаточно хорошо отработанный в условиях серийного производства, применен в телевизоре «Юность Ц-404». Его схема приведена на рис. 30. Он построен на принципе однотактного преобразователя с «обратным» включением выпрямителей. Входная и выпрямительная секции ИИЭ выполнены по классической схеме: LC-фильтр 1-(*L1* *C7* *C5*), выпрямительный мост, диоды которого шунтированы конденсаторами для фильтрации импульсных помех, поступающих от преобразователя, RC-фильтр 1-(*R2* *R3* *R4* *C1*). Цифрой 1 обозначены элементы, входящие в плату *AP1* схемы рис. 30, цифрой 2 — элементы *AP1*. Цепь 1-(*R6* *C13*) является «стартовой» — при заряде *C13* в момент включения питание подается на схему управления. После начала работы преобразователя питание схемы управления осуществляется от обмотки трансформатора и выпрямителя 1-*VD12*.

3

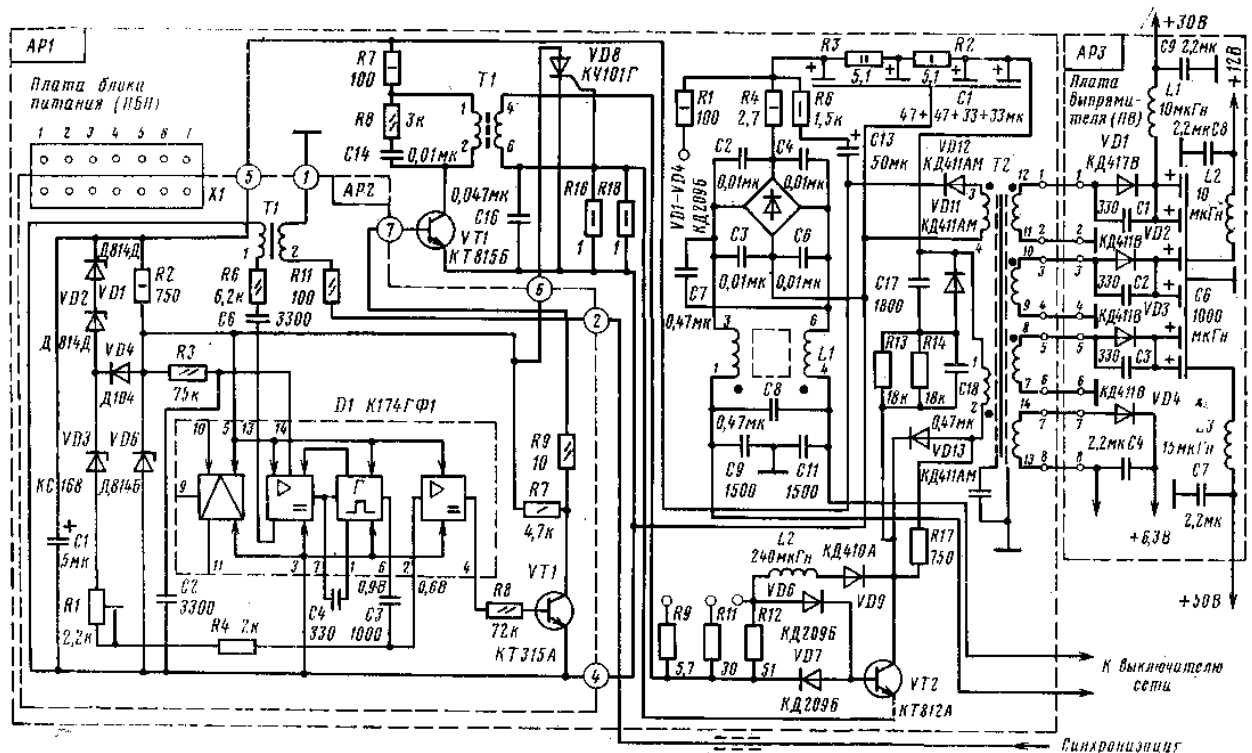


Рис. 30. Принципиальная схема ИИЭ телевизора «Юность Ц-404»

Интегральная микросхема *2-DA1* выполняет функции задающего генератора, ШИМ и предварительного формирователя импульса управления предвыходным каскадом преобразователя.

Задающий генератор ИМС *2-DA1* содержит двухтранзисторный компаратор напряжения, триггерную схему и разрядный транзистор. На один вход компаратора (вывод 14) поступает близкое по форме к линейно нарастающему напряжение, получаемое путем заряда конденсатора 2-*C2* через резистор 2-*R3*. Когда напряжение на выводе 14 достигает уровня 2 В, задаваемого резистивным делителем внутри интегральной микросхемы,

компаратор и триггерная схема срабатывают. При этом конденсатор $2-C2$ разряжается, а на выводе 6 вырабатывается положительный импульс длительностью около 2 мкс. Этот импульс заряжает до напряжения питания конденсатор $2-C3$, подключенный через вывод 2 микросхемы к базе открытого транзистора (внутри ИМС), режим которого задается цепочкой из резисторов $2-(R4 R1)$ и стабилитронов $2-(VD1 — VD3)$.

После спада положительного импульса на выводе 6 конденсатор $2-C8$ начинает разряжаться, запирая транзистор. Продолжительность его запертого состояния определяется постоянной времени разряда конденсатора $2-C3$, а также напряжением на шине питания схемы управления, к которой подключена цепочка $2-(R1 R4 VD1 — VD3)$. В результате на выводе 4 ИМС вырабатывается отрицательный импульс, длительность которого может регулироваться в пределах от 15 до 25 мкс с помощью переменного резистора $2-R1$. Этот импульс инвертируется транзистором $2-VT1$ и поступает на базу предвыходного каскада преобразователя $1-VT1$. Транзисторы $1-VT1$ и $1-VT2$ отпираются и запираются синфазно, поэтому, регулируя длительность импульса на выводе 4 микросхемы, можно пропорционально менять длительность отпертого состояния выходного транзистора $1-VT2$, а следовательно и мощность в нагрузке. Синфазная работа $1-VT1$ и $1-VT2$ несколько ухудшает условия выключения последнего, но поскольку мощность преобразователя невелика (около 70 Вт), режим транзистора сохраняется в пределах ОБР.

Стабилизация основана на уменьшении (увеличении) длительности отрицательного импульса на выводе 4 ИМС $2-DA1$ при увеличении (уменьшении) напряжения питания, вырабатываемого обмоткой доз-4 и выпрямителем $1-VD12$, которое через цепь ОС $2-(R1 R4 VD1 — VD3)$ подается на вывод 2 ИМС $2-DA1$.

В ИИЭ предусмотрена защита выходного транзистора от токовой перегрузки. Для этой цели применен тиристор $1-VD8$. Когда ток транзистора достигает $1,8 — 2$ А, падение напряжения на резисторах $1-(R16, R18)$ отпирает тиристор $1-VD8$. Анод этого тиристора подключен к выводу 5 ИМС, через который на нее подается напряжение питания. В результате колебания автогенератора срываются, транзисторы $1-(VT1, VT2)$ запираются и напряжение на шине питания схемы управления пропадает.

Свойством самовосстановления ИИЭ не обладает. Чтобы работа возобновилась, необходимо выключить телевизор и снова включить его через несколько секунд. При выключении одна из контактных пар сетевого выключателя подключает разрядный резистор $1-R1$ к минусу сетевого выпрямителя, в результате конденсаторы $1-(C1, C13)$ разряжаются. Благодаря этому при повторном включении стартовое устройство срабатывает снова.

В выходном каскаде преобразователя применены специальные меры по предотвращению глубокого насыщения транзистора $1-VT2$, благодаря чему уменьшаются время рассасывания и спада коллекторного тока. Для этого базовая цепь подключается к коллектору через диод $1-VD9$ и дроссель $1-L2$. Данная цепочка автоматически ограничивает ток базы при снижении $U_{кз\text{ нас}}$ ниже некоторого порога. Дроссель $1-L2$ необходим для задержки начала ограничения тока базы по времени (напомним, что после отпирания транзистора $U_{кз}$ нас устанавливается не сразу и для уменьшения потерь мощности на коллекторе базовый ток в первые моменты необходимо форсировать). Диод $1-VD6$ приходится использовать для компенсации падения напряжения на $1-VD9$ (для эффективного ограничения необходимо, чтобы падение напряжения $U_{vDe} + U_{K.3}$ нас было меньше, чем $U_{vD9} + U_{B3\text{ нас}}$). Диод $1-VD13$ предотвращает шунтирующее действие трансформатора на ограничитель тока базы.

Из-за большого разброса параметров входной характеристики транзисторов КТ812А предусмотрен технологический подбор тока базы с помощью резисторов $1-(R9, R11, R12)$.

Импульсный источник питания работает синхронно с ГСР телевизора. Синхроимпульсы отрицательной полярности подаются на вывод 13 микросхемы через цепочку $2-(R6 C6)$ и трансформатор $2-T1$, осуществляющий гальваническую развязку шасси телевизора от преобразователя. На выходе ИИЭ вырабатываются стабилизированные напряжения $+6,3, +12, +30$ и $+50$ В.

СОВМЕЩЕННЫЙ БЛОК ИИЭ И ГСР ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

На рис. 31 приведена схема ИИЭ малогабаритного цветного телевизора на модернизированном кинескопе 32ЛК2Ц с повышенной до 220 кд/м² яркостью, напряжением и током второго анода соответственно 22 кВ и 1 мА.

В связи с увеличением энергопотребления со стороны кинескопа необходимо было поднять КПД ИИЭ до 90% , что достигнуто применением совмещенного блока.

Переменное напряжение 220 В частотой 50 Гц подается на выпрямитель $VD1 — VD4$ и затем на конденсатор фильтра $C9$. На выходе выпрямителя включена цепь помехоподавления $C1 — C4 L1$. Для уменьшения импульсных помех, излучаемых схемой в сеть, выпрямительные диоды зашунтированы конденсаторами $C5 — C8$. Резистор $R1$ ограничивает зарядный ток конденсатора $C10$ в допустимых пределах.

Выпрямленное сетевое напряжение подается на выходной каскад ГСР с самостабилизацией и а транзисторе $VT2$. Транзистор $VT2$, конденсатор обратного хода $C13$, демпферные диоды $VD10, VD11$, строчный трансформатор $T3$, конденсатор прямого хода $C16$, отклоняющая система ОС90ПЦ14 образуют обычный выходной каскад строчной развертки с двусторонним ключом. Отклоняющая система подключена к схеме через вторичную обмотку (выводы $6, 7$) строчного трансформатора $T3$ для гальванической развязки от питающей сети. Ток в отклоняющей системе на второй половине прямого хода протекает по цепи: отпертый транзистор $VT2$, диод $VD13$, конденсатор $C14$, первичная обмотка (выводы $1, 3$) строчного трансформатора $T3$.

Во время первой половины прямого хода отклоняющий ток протекает по цепи: демпферные диоды $VD10, VD11$, конденсатор $C14$, первичная обмотка строчного трансформатора $T3$.

На рис. 32 представлены временные диаграммы, поясняющие принцип действия блока. Транзистор $VT2$ открывается в момент времени t_i во время первой половины прямого хода строчной развертки. В накопительном дросселе $L2$ происходит линейное нарастание тока (рис. 32,0). Диод $VD13$ заперт во время первой половины прямого хода. Он отсекает строчный контур $C13VD10VD11C14T3$, в котором происходит формирование линейно нарастающего тока отклонения (рис. 32,6), от накопительного контура $L2VT2$.

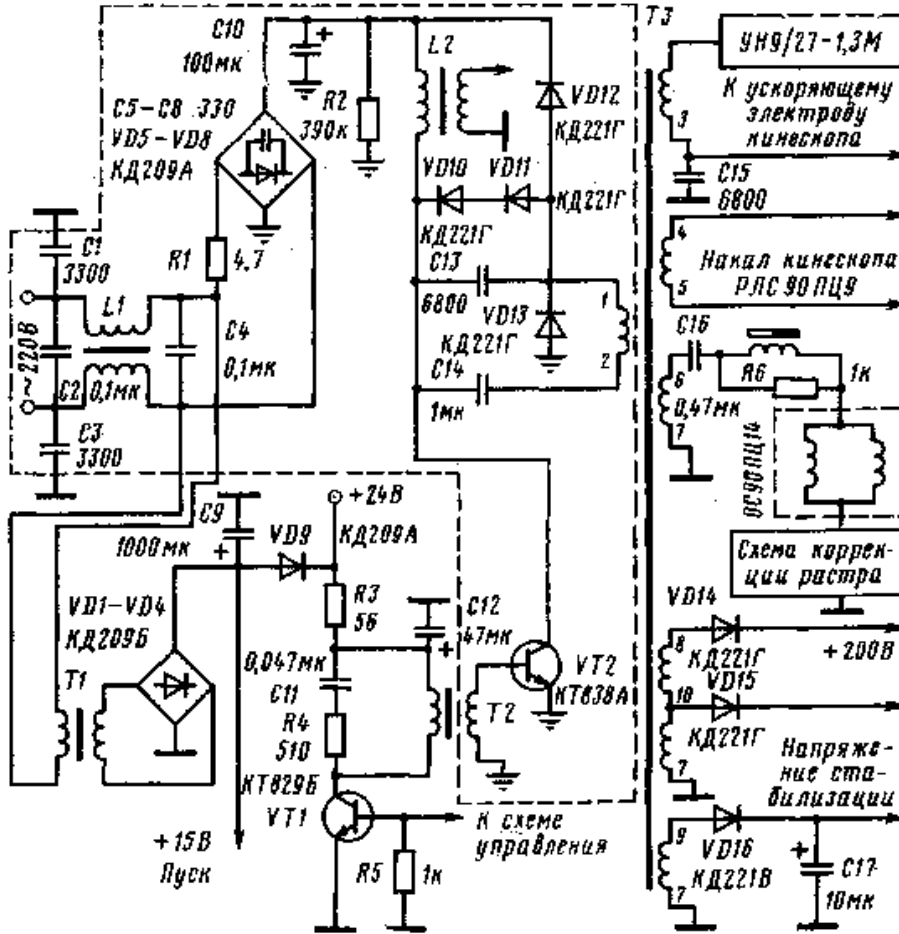


Рис. 31. Принципиальная схема ИИЭ, совмещенного с выходным каскадом строчной развертки цветного телевизора с диагональю экрана 32 см

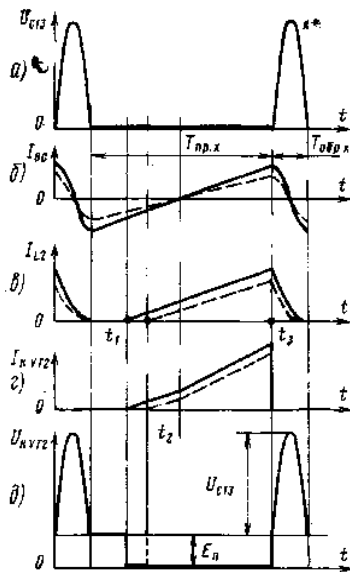


Рис. 32. Временные диаграммы для схемы рис. 31

К концу прямого хода строчной развертки в дросселе $L2$ накапливается энергия $U_{L2}=1/2(L_2I_2)$.

В момент t_3 транзистор $VT2$ запирается и происходит формирование обратного хода строчной развертки. Запасенная энергия в дросселе $L2$ во время обратного хода строчной развертки передается в конденсатор $C13$ (рис. 32,а). Таким образом происходит компенсация потерь в строчном контуре.

Ток в накопительном дросселе $L2$ можно вычислить по формуле $I_{L2} = E_n T / L_2$, где E_n — выпрямленное напряжение сети; L_2 — индуктивность накопительного дросселя; T — время проводящего состояния $VT2$.

Изменяя момент отпирания транзистора (t_a на рис. 32,г), можно *регулировать* энергию, запасенную в дросселе $L2$, а следовательно, и энергию, передаваемую во время обратного хода в контур строчной развертки. Таким образом осуществляется стабилизация тока в отклоняющих катушках.

Импульсное напряжение на коллекторе транзистора (рис. 32,д) равно сумме питающего напряжения и напряжения обратного хода строчной развертки. В реальной схеме оно достигает 1250 В. Поэтому к транзистору $VT2$ предъявляются высокие требования по максимально допустимому коллекторному напряжению. Ток коллектора транзистора $VT2$ складывается из тока накопительного дросселя и тока отклонения во второй половине прямого хода (рис. 32,г).

Для управления выходным каскадом строчной развертки может быть использована схема ШИМ, показанная на рис 20. Выход схемы управления подключен к базе транзистора $VT1$ (см. рис. 31), образующего с трансформатором $T2$ предвыходной каскад, управляющий транзистором $VT2$. Напряжение ОС получают выпрямлением импульса обратного хода с обмотки $Wa-i$ строчного трансформатора $T3$ с помощью диода $VD16$ и конденсатора CP .

Емкость конденсатора $C17$ выбирают из условия получения минимальных искажений раstra с частотой пульсаций 100 Гц. Неплохие результаты дает выпрямление импульсов обратного хода, действующих на вторичной обмотке накопительного дросселя $L2$. Трансформатор $T1$ служит для начального запуска задающего ГСР, схемы управления с ШИМ и предвыходного каскада. Питание в первый момент времени после включения в сеть подается через устройство пуска, которое после появления напряжений на выходе строчного трансформатора отключается. Строчный трансформатор $T3$ служит также для получения вторичных напряжений, необходимых для питания всех каскадов телевизора. Питание вторичных цепей (до 5 — 10 Вт) можно также получить о помощью обмотки накопительного дросселя.

Блок строчной развертки с самостабилизацией был испытан в цветном телевизоре с кинескопом 32ЛК2Ц и показал хорошие результаты. Потребляемая мощность телевизора составила 40 Вт при нулевом токе лучей кинескопа (темный экран). Потребление мощности различными узлами телевизора составляет 25,5 Вт и распределяется следующим образом: видеоусилители (цепь $-f-200$ В) — 4 Вт, низковольтные цепи обработки сигнала (+ 15 В) — 7,5 Вт, кадровая развертка и предвыходной каскад строчной развертки (4-24 В) — 6 Вт, накал кинескопа — 6 Вт, сетевой выпрямитель со схемой помехоподавления — 2 Вт.

Диапазон стабилизации от изменения питающих напряжений 220В±Ю%. В качестве пускового трансформатора $T1$ может быть использован любой трансформатор мощностью 4 — 5 Вт. Трансформатор $T2$ выполнен на магнито-проводе Ш5Х5 из феррита 2000 НМ1; первичная обмотка его содержит 310 витков провода ПЭВ-20, 31, вторичная обмотка — 46 витков провода ПЭВ-20,59.

Трансформатор $T3$ выполнен на магнитопроводе ПК 20Х16 из феррита 3000 НМС. Намоточные данные его обмоток: 1, 2 — 123 витка ПЭВ-2 0,4Ц 9, 7 — 7 витков ПЭВ-2 0,41; 6, 7 — 123 витка ПЭВ-2 0,4,1; 5, 7 (+ 200 В) — 28 витков ПЭВ-2 0,27; 10, 7 (+15 В) — 13 витков ПЭВ-2 0,41. Обмотка высокого напряжения — 864 витка ПЭВ-2 0,08.

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИИЗ НА ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОСХЕМЕ B260D

На рис. 33 изображена схема ИИЭ с выходной мощностью до 70 Вт, которая может быть использована в электрофонах, маломощных стереофонических усилителях, цветных телевизорах. Выходной каскад преобразователя выполнен по одноконтурной схеме с «обратным» включением выпрямителей. Предвыходной усилитель собран по бестрансформаторной схеме на трех транзисторах $VT1$ — $VT3$. С вывода 13 ИМС снимается отрицательный импульс, длительность которого пропорциональна напряжению ОС, поступающему на вывод 3 ИМС. Импульс положительной полярности, снимаемый с коллектора парафазного усилителя $VT1$, открывает транзистор $VT2$, при этом открывается также и выходной каскад $VT5$. В цепь базы $VT5$ включена фокусирующая цепочка $R19C10$. Эта цепочка обеспечивает почти трехкратное увеличение тока базы в первый момент после включения транзистора $VT5$, что ускоряет процесс установления $U_{кЭ}$ и снижает потери мощности на коллекторе. После запираания транзистора $VT5$ дальнейший разряд $C10$ происходит лишь через резистор $R19$, сопротивление которого выбирают таким образом, чтобы к моменту очередного включения $VT5$ отрицательное напряжение на его базе было не менее 0,5 В. Диод $VD6$ служит для быстрого и надежного запираания $VT2$ (сум-ма напряжений отсечки эмиттерного перехода транзистора $VT2$ и диода $VD6$, равная приблизительно 1,2 В, заведомо больше, чем сумма $U_{кЭ}$ транзистора $VT1$ и $u_{э}$ транзистора $VT3$).

В данном ИИЭ широко используют различные свойства ИМС B260D. В частности, цепочка резисторов $R1$, $R6$, подключенная к выводу 6, определяет максимальную длительность импульса, которая в данной схеме ограничена значением $b < 0,45$. Конденсатор $C4$ обеспечивает замедленное нарастание длительности импульса. Цепочка $R8$, $C5$ задает частоту работы преобразователя, равную 25 кГц. Токовая защита обеспечивается

подачей на вывод 11 напряжения, пропорционального сумме токов базы и коллектора транзистора *VT5*. Конденсатор *C9* фильтрует высокочастотные составляющие этого напряжения, обусловленные переходными процессами. Уровень срабатывания защиты соответствует импульсу тока с амплитудой примерно 4 А. Имеется также защита от перенапряжения, обеспечиваемая делителем напряжения *R11*, *R12*, посредством которого часть напряжения с одного из выходов преобразователя подается на вывод 13 ИМС.

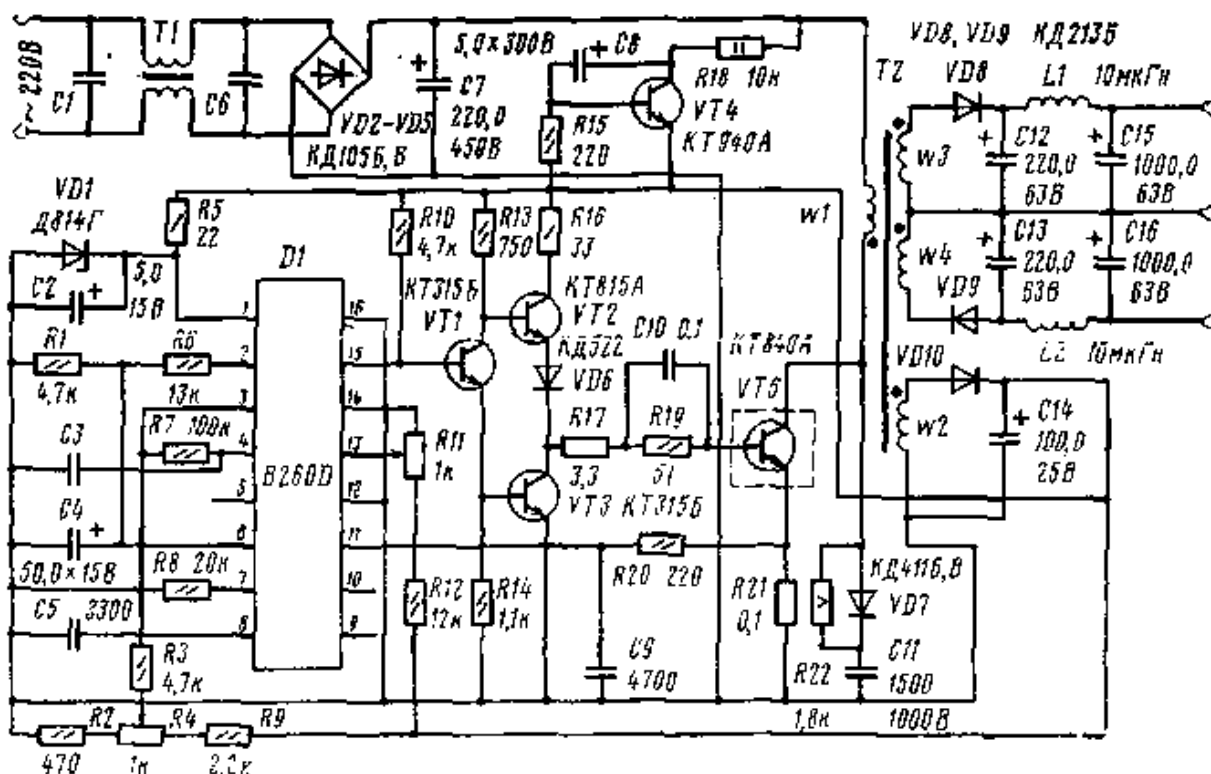


Рис. 33. Принципиальная схема ИИЭ на микросхеме B260D

Стабилизация достигается подачей на вывод 3 ИМС напряжения ОС через делитель *R2*, *R4*, *R9* с выхода преобразователя, питающего схему управления. Точность стабилизации при изменении нагрузки на 50% и напряжения сети в пределах $\pm 10\%$ составляет около 4%, что является достаточным для упомянутых применений в бытовой аппаратуре.

Для первоначального запуска преобразователя используется транзистор *VT4*. При включении в сеть, если конденсатор *C7* разряжен, нарастание напряжения на нем вызывает ток через конденсатор *C5*. Пока последний заряжается, транзистор *VT4* насыщен и через резистор *R18* на шину питания схемы управления и предвыходного каскада поступает постоянное напряжение с сетевого выпрямителя. При этом преобразователь включается, а по мере полного заряда конденсатора *C8* транзистор *VT4* запирается и ток через резистор *R18* прекращается. Транзистор *VT4* остается открытым в течение 0,5 — 1 с после включения, чем обеспечивается надежный запуск преобразователя с «замедленным стартом». Главное преимущество такого устройства запуска — малые габаритные размеры (транзистор *VT4* не требует теплоотвода, мощность резистора *R18* не более 2 Вт, конденсатор *C8* имеет емкость 4,7 — 5 кмФ). Недосток — необходимость предварительного разряда конденсатора *C7* после срабатывания защиты для повторного запуска. Этот недостаток устраняется тем же способом, который применен в телевизоре «Ю,ноеть-Ц404». Данные силового трансформатора *T2*: магнитопровод Ш12Х15 из феррита 3000 НМС1, с зазором 0,5 мм в среднем керне; обмотка *w1* содержит 2Х70 витков. ПЭВ-2 0,51, наматывается в виде двух секций — внутренней и внешней. Остальные обмотки заключены между секциями обмотки *w1*: *w2* содержит 20 витков ПЭВ-2 0,31; *w3-w4* — 26 витков ПЭВ-2 0,64.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ БЫТОВОЙ РЭА

Процесс внедрения ИИЭ в массовую бытовую РЭА находится еще на начальной стадии своего развития. Серийные ИИЭ, выпускаемые промышленностью, используются пока только в телевизионных приемниках. Еще не созданы надежные мощные ИИЭ для высококачественной стереофонической аппаратуры. Не сделано

попыток применить маломощные ИИЭ для массовой малогабаритной аппаратуры — радиоприемников, кассетных магнитофонов, которые даже в домашних условиях эксплуатируются от автономного источника — электрических батареек, что приводит к непрекращающемуся дефициту последних. Предстоит еще решать многие проблемы электромагнитной совместимости аппаратуры.

Устройства электропитания, преобразующие переменное напряжение 220 В в более низковольтное с помощью сетевых трансформаторов, уже не могут удовлетворять нарастающим требованиям улучшения массогабаритных и энергетических показателей, так как их потенциальные возможности практически исчерпаны. На смену традиционным преобразователям электроэнергии, поступающей из сети, приходят новые, удачно названные Ю. И. Коневым [9] микроэлектронными электротехническими системами.

В соответствии с потребностями микроэлектронных электросистем создается новая элементная база. Главным ее звеном является высоковольтный силовой ключ. В настоящее время — это биполярный транзистор, изготавливаемый как меза-, так и эпитаксиально-планарным методами.

Последний метод является весьма перспективным, так как он открывает возможности использования бескорпусных кристаллов высоковольтных транзисторов в силовых микросборках. Методами планарной технологии по краям кристаллов создаются глубокие охранные диффузионные кольца я-типа [6]. В упрощенном понимании данные кольца изолируют базу транзистора от края кристалла. В разрезанном кристалле без охрannого кольца граница коллекторного p — «перехода выходит на боковую грань кристалла, которая ничем не защищена, что и является главной причиной пробоя. Поэтому при отсутствии охрannого кольца приходится дополнительно обтавливать периферию кристалла, создавая меза-планарную структуру. Затем обтавленная наклонная поверхность дополнительно пассивируется.

Наличие охрannого кольца устраняет необходимость этих операций, поэтому после проверки параметров на пластине и резки кристаллы могут поступать непосредственно на монтаж в микросборке. Таким образом, новая перспективная технология изготовления высоковольтных транзисторов создает предпосылки экономически эффективной микроминиатюризации силовых элементов ИИЭ.

Альтернативой высоковольтных биполярных транзисторов являются запираемые тиристоры и высоковольтные МДП-ключи. [10, 16].

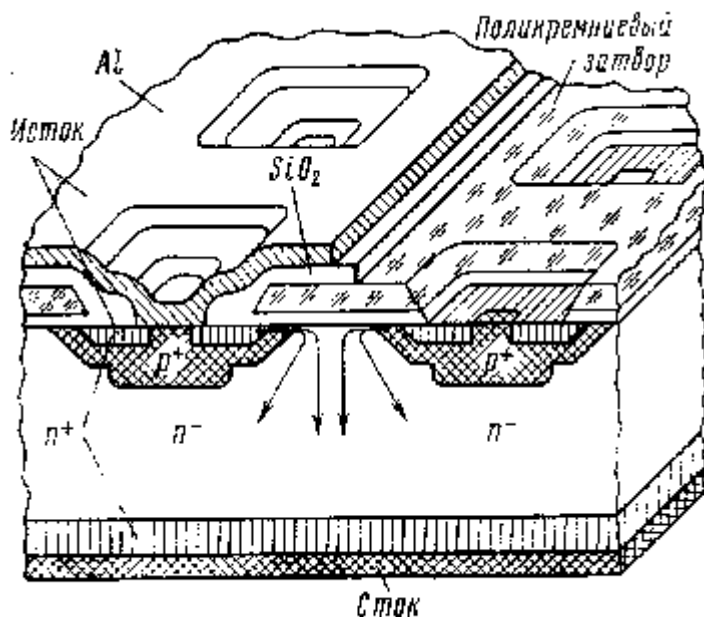


Рис. 34. Структура мощного высоковольтного МДП-ключа с верти-кальным каналом по технологии SIMPOS (стрелками обозначен электронный ток канала)

К созданию запираемых тиристоров привело тщательное изучение физических процессов в сильноточных p — n -структурах, где понижение электрической проводимости высокоомных слоев достигается образованием в них электронно-дырочной плазмы. Так же, как и в высоковольтных транзисторах, при включении запираемых тиристоров происходит разрушение плазмы путем замедленного «вытягивания» дырок из высокоомного p — n -перехода тиристора. В это время анодный ток тиристора стягивается в узкий шнур в центральной области и затем быстро прекращается. Недостатком запираемых тиристоров является то, что значения запирающего тока управляющего электрода и выключаемого анодного тока имеют один порядок. Это усложняет цепи управления тиристором и принципиальным образом ограничивает быстродействие таких ключей.

Более простое решение предоставляют высоковольтные МДП-ключи, в разработках которых лидирующее место занимает в настоящее время западногерманская фирма Сименс [16]. Ключ, предложенный этой фирмой, содержит на кристалле размерами 4X4 мм более 3000 индивидуальных МДП-транзисторов с индуцированным

вертикальным n-каналом, включенных параллельно. Упрощенное изображение его структуры приведено на рис. 34. Подложка n⁻-типа представляет собой трехслойную эпитаксиальную структуру, с тыльной стороны которой выращены эпитаксиальные слои n⁺- и p⁺-типа. Основную толщину, однако, составляет высокоомный n⁻-слой, благодаря которому обеспечивается высокое пробивное напряжение структуры (до 1000 В). Общий R⁺-слой является стоком для всех транзисторов. В n⁻-слое методом ионной имплантации создаются достаточно глубокие p⁺-области, которые выполняют роль изолирующего барьера между n⁺-истоками и n⁻-подложкой, в которой возникает канал. Истоки я⁺-типа также формируются путем ионной имплантации в барьерных p⁺-областях.

Подложка с имплантированными участками сначала окисляется, а затем покрывается слоем поликремния n⁺-типа, который образует общий затвор. В нем вытравливают окна для последующего формирования выводов от n⁺-истоков, а также для попарного разделения затворных областей структур, включаемых параллельно.

Поликремниевый слой покрывается слоем SiO₂, в котором также вытравливают окна для металлизации истока. Затем всю структуру покрывают алюминием, образующим контакт истока, к которому приваривают вывод. В одном из углов кристалла имеется вскрытое окно, обнажающее слой поликремниевого затвора. Этот участок затвора металлизуют и приваривают к нему вывод.

Структура работает следующим образом. Когда к затвору приложен положительный потенциал, в тонком участке барьерного p⁺-слоя между n⁺-истоком и n⁻-подложкой индуцируется n-канал. По этому каналу начинает протекать электронный ток в направлении стока, к которому приложено положительное напряжение. Избыток электронов в л-области компенсируется дырочной ин-жекцией из p⁺ — n⁺-перехода в зоне стока. В результате сопротивление л-области понижается.

В этой структуре достигается гораздо более равномерное распределение тока по площади кристалла, чем в транзисторе. Действительно, структура содержит более 3000 ячеек, по которым протекает ток, а для транзисторной структуры число таких ячеек не превышает 200. За число элементарных ячеек в транзисторе можно принять квадрат числа пар эмиттерно-базовых «ребенок», которое для мощных транзисторов не превышает 10 — 12. Увеличению числа «ребенок» препятствует рост сопротивления металлизации эмиттера и базы.

Так как ток каждой ячейки при суммарном токе стока, например 5 А не превышает 2 мА, то процессы его переключения происходят гораздо быстрее, имея в виду, что площадь пассивных (плохо управляемых) участков кристалла гораздо меньше, чем в транзисторе.

Общим для транзисторной и МДП-высоковольтной структуры остается наличие достаточно толстого высокоомного n⁻-слоя с модулируемой проводимостью, а также наличие охранных колец по периферии, предотвращающих пробой по боковой поверхности. Таким образом, мощные МДП-ключи явились результатом развития современной технологии БИС: прецизионной фотолитографии, ионной имплантации. Большое значение имеет также высокое качество исходного кремния.

Главные преимущества МДП-ключей — более простое управление, которое может быть реализовано с помощью КМДП-микро-схем, повышенная устойчивость ко вторичному пробую из-за снижения вероятности локального перегрева кристалла, повышенная (до 50 — 100 кГц) частота переключения.

Ключи МДП повлекут за собой дальнейшее повышение требований к выпрямительным диодам, фильтрующим конденсаторам, материалам для магнитопроводов. Однако главные принципы построения ИИЭ в основном сохраняются.

Повышение частоты работы преобразователей ИИЭ, а так-же появление планарных силовых ключей открывают широкие возможности для микроминиатюризации. В микросборках для ИИЭ бытовой РЭА перспективно использование недорогих алюминиевых оксидированных подложек с наклеенным металлизированным полиимидным пленочным диэлектриком, на котором методами трафаретной печати наносят резисторы, изготовленные из низкотемпературных полимерных паст, и вытравливают проводники. Такие подложки выдерживают пробивное напряжение свыше 2 кВ и обладают хорошими теплоотводящими свойствами. Экспериментальные образцы микросборок, собранные по схеме двухтактного полумостового преобразователя (см. рис. 29) с вынесенным за пределы микросборки трансформатором продемонстрировали возможность их использования в стереофонических усилителях мощностью 2Х50 Вт. Эти же микросборки были использованы в образцах маломощных ИИЭ с $P_{ВЫХ} = 1 — 3$ Вт (трансформатор на магнитопроводе Ш5Х5) для питания переносной аппаратуры в стационарных условиях. По сравнению с выпускаемыми трансформаторами источниками питания маломощные ИИЭ имеют вдвое меньше объем и массу. Маломощные силовые микросборки с планарными транзисторами особенно хорошо должны сочетаться с пьезоэлектрическими трансформаторами [12].

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица III

Параметры мостовых блоков для выпрямления сетевого напряжения

Параметр	Номинальное значение
----------	----------------------

	КЦ401Б КЦ401Г* КЦ401В**	КЦ402В	КЦ405В	КЦ409В	КЦ407А
Средний выпрямленный ток, мА, не более	250 500* 400**	1000	1000	3000	500 при $t_{окр} < 55$ С 300 при $t_{окр} < 85$ С
Постоянное обратное напряжение, В, не более	500	400	400	400	200
Частота без ограничения режимов, кГц	1	5	5	1	+85
Температура окружающей среды, °С, не более	+85	+85	+85	+85	
Габаритные размеры (без выводов), мм	64X50X15 32X26X10* 64x50X10**	38x20X7	22X22X7	65X17X7	
Особенности конструкции		Для навесного монтажа	Для печатного монтажа	Для навесного монтажа	

Таблица П2

Электрические параметры транзисторов КТ838А, КТ840А, Б

Параметр	Номинальное значение			Режим измерений
	КТ838А 1	КТ840А 1	КТ840Б	
Обратный ток коллектора, мА, не более	1			$U_{К9} = 1500$ В, $U_{БЭ} = 0$
		3		$U_{КБ} = 750$ В
			3	$U_{КБ} = 700$ В
Напряжение насыщения коллектор — эмиттер, В, не более	5			$I_{К} = 4,5$ А, $I_{Б} = 2$ А
		3	3	$I_{К} = 4$ А, $I_{Б} = 1,2$ А
Напряжение насыщения база — эмиттер, В, не более	1,5			$I_{К} = 4,5$ А, $I_{Б} = 2$ А
		1,6	1,6	$I_{К} = 4$ А, $I_{Б} = 2$ А
Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ, $h_{21Э}$, не менее	-	10	10	$U_{КБ} = 5$ В, $I_{К} = 0,6$ А
Граничное напряжение, $U_{КЭОГР}$, В, не менее	700			$I_{Кнас} = 0,3$ А, $I_{К} = 0,1$ А, $L = 40$ мГн
		400	350	$I_{Кнас} = 0,3$ А, $I_{К} = 0,1$ А, $L = 25$ мГн
Время спада импульса тока коллектора $t_{ен}$, мкс, не более	1,5 (0,7 тип)			$I_{Бнас} = I_{Бзап} = 1,8$ А, $I_{К} = 4,5$ А, $E_{П} = 500$ В
		0,6	0,6	$I_{Бнас} = 0,5$ А, $I_{Бзап} = 1$ А, $E_{П} = 200$ В
Время рассасывания трасс, мкс, не более	10 (тип)			СМ. $t_{ен}$
		3,5	3,5	$I_{К} = 2,5$ А, $I_{Бнас} = 0,5$ А, $I_{Бзап} = 1$ А

Таблица П3

Предельно допустимые параметры транзисторов КТ838А, КТ840А, Б

Параметр	Предельно допустимое значение		
	КТ838А	КТ840А	КТ840Б
Постоянный ток коллектора, А, не более	5	6	6

Постоянный ток базы, А, не более	—	2	2
Импульсный ток коллектора, А, не более	7,5	8 при $t_n < 20$ мкс; $Q > 2$	8 при $t_n < 20$ мкс; $Q > 2$
Постоянное обратное напряжение эмиттер — база $U_{ЭБ}$, В, не более	5 при $I_{ЭБ} = 10$ мА; 7,5 при $I_{ЭБ} = 100$ мА	5	5
Постоянное напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$ при $R_{кэ} = R_{эб} = 100$ Ом		400 при $R_{эб} = 100$ Ом	350 при $R_{эб} = 100$ Ом
Импульсное напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$ при $R_{кэ} = R_{эб} = 100$ Ом, $t_{ФР} < 2$ мкс, $Q > 4$, $t_k < 75^\circ \text{C}$	1500 при $R_{эб} = 100$ Ом, $t_{ФР} < 2$ мкс, $Q > 4$, $t_k < 75^\circ \text{C}$	900 $t_n < 80$ мкс, $t_{ФР} > 1$ мкс, $Q > 2$, $U_{ЭБ} < 0$	750 $t_n < 80$ мкс, $t_{ФР} > 1$ мкс, $Q > 2$, $U_{ЭБ} < 0$
Мощность, рассеиваемая на коллекторе При $T_n = 25^\circ \text{C}$, $R_{кэ}$, Вт	12,5	60	60
Запирающий ток базы, $I_{ВНП}$, А, не более: постоянный импульсный	0,1 3,5		

Таблица ПЗ,а

Основные электрические параметры мощных составных транзисторов КТ834А, КТ834Б, КТ834В при температуре корпуса $T_{корп} = 25 \pm 10^\circ \text{C}$

Параметр	Значение		
	минимальное	типовое	максимальное
Обратный ток коллектор — эмиттер при $R_{эб} = 100$ Ом, мА:			
КТ834А (при $U_{КЭ} = 500$ В)	0,01	0,2	3
КТ834Б (при $U_{КЭ} = 460$ В)	0,01	0,2	3
КТ834В (при $U_{КЭ} = 400$ В)	0,01	0,2	3
Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ: при $I_k = 5$ А $U_{КЭ} = 5$ В,	150	500	3000
при $I_k = 10$ А $U_{КЭ} = 5$ В	60	250	71250
Обратный ток эмиттера при $U_{ЭБ} = 5$ В, мА	10	25	50
Напряжение насыщения коллектор — эмиттер при $I_k = 15$ А, $I_B = 1,5$ А, В	1,2	1,5	2
Граничное напряжение при $L = 25$ мГн, $I_k = 0,1$ А, В:			
КТ834А	400	450	490
КТ834Б	350	400	440
КТ834В	300	340	375
Время спада тока коллектора при $I_{кнас} = 10$ А, $I_{Бнас} = I_{Бзап} = 1$ А, $U_{КЭ} = 250$ В, $U_{ЭБобр} = 5$ А, мкс			1,2
Максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер при $R_{эб} = 100$ Ом, В	500	450	400
Максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — эмиттер при $t_{ФР} > 2$ мкс, $R_{кэ} = 100$ Ом, В	400	350	300
Максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер — база, В	8	8	8

Максимально допустимый постоянный ток коллектора, А	15	15	15
Максимально допустимый импульсный ток коллектора при $t_{и} > 500$ мкс, $Q > 100$, А	20	20	20
Максимально допустимый постоянный ток базы, А	3,5	3,5	3,5
Максимально допустимая постоянная рассеиваемая на коллекторе мощность при $T_{корп} = +25^{\circ}\text{C}$, Вт	100	100	100

Примечание Транзисторы КТ834А — КТ834В предназначены для устройств управления двигателями, вторичных источников электропитания, компенсационных стабилизаторов напряжения, электронных систем зажигания автомобилей.

Таблица П4

Параметры диодов для выпрямления вторичных преобразованных напряжений

Параметр	Номинальное значение				
	КД212А КД212Б*	КД221А КД221Б*	КД221В К Д 221 Г*	КД213А КД213В*	КД213Б КД213Г*
Постоянное прямое напряжение при $t = 25^{\circ}\text{C}$, $I_{к} = 10$ А, В, не более	1,0	1,4	1,4	1,0	1,2
Постоянный прямой ток, Iпр.ср, А, не более	1	0,7	0,3	10	10
Постоянное обратное напряжение, В, не более	200	100	400	200	200
Импульсный прямой ток при $t_{ж} < 10$ мс, $Q > 1000$, А	100*	200*	600*	100*	100*
Частота без ограничения режимов, кГц	50	2 Iпр-ср	2 Iпр-ср	100	100
Температура окружающей среды, $^{\circ}\text{C}$	100	25	25	100	100
	+85	+85	+85	+85	+85

Таблица П5

Параметры диодов для цепочек защиты и выпрямителей повышенного вторичного напряжения

Параметр	Номинальное значение			
	КД411А	КД411Б	КД411В	КД411Г
Максимально допустимое обратное постоянное напряжение, В	700	600	500	400
Максимально допустимый прямой импульсный ток синусоидальной формы длительностью 8 — 13 мкс, А, при частотах следования:				
до 500 Гц	10	10	10	10
16 кГц	11	11	—	—
20 кГц	5	5	—	—
Максимально допустимый прямой импульсный ток при $t_{и} = 20$ — 27 мкс и частоте до 16000 Гц, А	8	8		
Максимальный постоянный прямой ток, А	1	1	1	1
Постоянное прямое напряжение при $I_{пр} = 1$ А, В, не более	1,4	1,4	1,4	1,9%

Время восстановления об- ратного сопротивления при $I_{пр}$ = 1 А, $U_{обр} = 100$ В, $I_{обр.отсч} = 20$ МА, МКС	2,5	2,5		
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----	-----	--	--

Таблица П6

Параметры конденсаторов для фильтра сетевого выпрямителя

Конденсатор	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Размеры, мм		
			диаметр d	высота (без выводов) h	расстояние между выводами o
K50-26	450	47+47+33+ +33	—	70	Четыре вывода по одному на каждую секцию
	350	220+100+ +47+22	34	95	
K50-27	350 350	100 220	24 30	62 77	10 13
	350	100	30	62	13
	450	220	34	92	13
K50-Ц	350	100	22	55	—

Таблица П7

Основные параметры конденсаторов типа K50-35

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Размеры, мм		
		диаметр d	высота (без выводов) h	расстояние между выводами a
6,3	47	6	12	2,5
	100	6	14	2,5
	220	10	14	5
	470	12	16	5
	1000	14	19	5
	2200	16	25	7,5
	4700	18	30	7,5
16	47	6	12	2,5
	100	7,5	14	2,5
	220	10	16	5
	470	12	19	5
	1000	14	24	5
	2200	16	30	7,5
25	4700	18	45	7,5
	22	6	12	2,5
	47	7,5	12	2,5
	100	10	14	5
	220	12	19	5
	470	14	19	5
	1000	16	30	7,5
2200	18	40	7,5	
40	22	6	14	2,5
	47	7,5	14	2,5
	100	10	16	5
	220	12	19	5
	470	14	24	5
	1000	18	30	7,5
	10	6	12	2,5

63	22	7,5	12	2,5
	100 220	10	19 19	5 5
	470	14		
	1000	16	30	7,5
		18	40	7,5
100	10	7,5	14	2,5
	22	10	16	5
	47	12	19	5
	100	14	24	5
	220	18	30	7,5
160	2,2	6	12	2,5
	4,7	6	14	2,5
	10	7,5	14	2,5
	22	10	19	5
	47	14	19	5
		16	25	7,5
	100	18	35	7,5

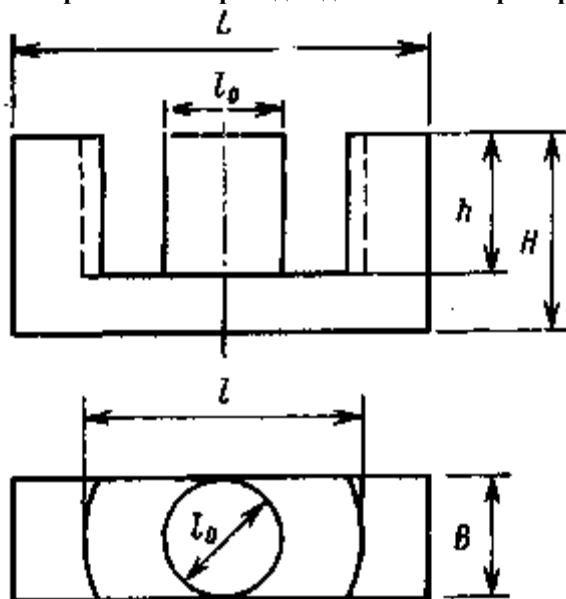
Таблица П8

Параметры ферритов для магнитопроводов силовых трансформаторов ИИЭ

Параметр	Марка феррита				
	3000 HMC	2500 HMC1	2000 HMC	2000 HMC1	2600 HMC2
Начальная магнитная проницаемость	200±400	1700	2000±40	—	2000±40
Критическая частота при $\text{tg}\delta = 0,02$, МГц	0,1	±500	0	0,09	0
Максимальная индукция B_m при $H = 240$ А/м, Т	0,16	0,29	0,24	0,22	0,16
Удельная мощность потерь, мкВт/см ³ -Гц при $B = 0,1$ Т: $t = 20^\circ \text{C}$	0,25				0,3
$t = 120^\circ \text{C}$	2,5	2,2	4,2	3,2	2,0
	2,5	1,8	4,6	3,2 1,6	

Таблица П9

Параметры магнитопроводов для силовых трансформаторов ИИЭ



Тип	магни-	Размеры, мм	Qc Qo, см ⁴	Марка	Мощность.
-----	--------	-------------	------------------------	-------	-----------

топровода	L	l_0		B	H	h		феррита	Область применения
Ш5Х5	20	5	13	5	10	6,5	0,13	2000 НМ1	1 — 5 Вт. Кассетные
Ш6Х6	24	6	16	6	12	8	0,29	2000 НМ1	магнитофоны, приемники, микро-
Ш7Х7	30	7	19	7	15	9,5	0,56	3000 НМС	калькуляторы 40 — 100 Вт.
Ш10Х10	36	10	26	10	18	13	2,08	2500 НМС1 2000 НМ1	Телевизоры, магнитофоны, электрофоны, усилители
Ш 12Х15	42	12	30	15	21	15	4,86	3000 НМС	100 — 200 Вт.
Ш* 12Х20	42	12	30	20	32,5	20	8,64	3000 НМС	Телевизоры, усилители 2Х50 Вт
Ш 16Х20 шк**юхю	54 35	16 10	38 22	20 10	27 17,5	19 12	13,37 2,07	3000 НМС 2500 НМС 1 2500 НМС2	40 — 100 Вт
ШК**13Х13	45	13	29	13	20,8	14,5	3,08	2500 НМС1	100 — 200 Вт
ШК14Х14	54	14	32	14	24	15,5	4,29	2500 НМС2	

Примечания: * С зазором 0,85 мм в среднем керне; ** С круглым средним керном.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет/С. Д. Додик, Ю. Я. Дусавицкий, К. Б. Мазель и др.; Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. — М.: Сов. радио, 1969. — 448 с.
2. Мелешин В. И. Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения. — В сб. Электронная техника в автоматике. Вып. 9/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977, с. 83 — 98.
3. Мелешин В. И., Конев Ю. И. Миниатюризация преобразователя переменного напряжения в стабилизированное постоянное. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 7/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1975, с. 36 — 45.
4. Бриллиантов Д. П. Экономичные генераторы телевизионной строчной развертки. — М.: Радио и связь, 1982. — 272 с.
5. Цветные телевизоры и их эксплуатация/И. Н. Баскир, С. С. Макогонов, Д. М. Мак-Миллин и др.; Под ред. С. В. Новаковского. — М.: Связь, 1974. — 200 с.
6. Мазель Е. З. Мощные транзисторы. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
7. Мазель К. Б. Трансформаторы электропитания. — М.: Энергия, 1982. — 80 с.
8. Букреев С. С. Силовые электронные устройства: введение в автоматизированное проектирование. — М.: Радио и связь, 1982. — 256 с.
9. Конев Ю. И. Техничко-экономическая эффективность микроэлектронных электросистем. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. И/Под ред. Ю. И. Конева, — М.: Сов. радио, 1980, с. 3 — 7.
10. Конев Ю. И. О параметрах силовых МДП-транзисторов. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 13/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1982, с. 3 — 7.
11. Митрофанов А. В., Афонин Л. Н. Расчет спада импульса тока при выключении мощных высоковольтных транзисторов. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1977, вып. 1 (III), с. 29 — 34.
12. Преобразователи постоянного напряжения с использованием пьезотрансформаторов/А. А. Богомаз, А. А. Ерофеев, В. К. Захаров и др. — В сб.: Электронная техника в автоматике. Вып. 13/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1982, с. М6 — 105.
13. Kruger H. H. Integrierte Schaltnetzteilansteuerung B260D und ihre Einsatzmöglichkeiten. — Radio fernsehen Elektronik, 1982, H. 2, S, 71.
14. Wessel P. A new Horizontal output deflection circuit. — IEEE Trans., 1972, v. BTR-18, № 2, p. 177.
15. Maytum M. Transistorised self-stabilising horizontal deflection systems. — IEEE Trans., 1974, v. BTR-20, № 1, p. 32.
16. Ohr. S. 1000-V power MOSFET aims at switchers. — Electronic Design, 1980, v. 28, № 18, p. 31.
17. Ishigaki Y., Hosoya M., Yasumura M., Sakamoto H. Applications of the cross transformer. — IEEE Trans., 1982, v. CE-28, № 3, p. 305.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие

Общие принципы построения импульсных источников электропитания

Структура и классификация

Однотактные преобразователи с односторонним ключом

Однотактный преобразователь напряжения с двусторонним ключом

Двухтактная полумостовая схема преобразователя

Особенности электронных изделий РЭА, применяемых в импульсных источниках электропитания

Высоковольтные транзисторы

Выпрямительные диоды

Конденсаторы

Силовые трансформаторы

Особенности функционирования отдельных узлов импульсных источников электропитания

Устройство защиты выходных каскадов от перегрузок Начальный запуск преобразователя и гальваническая

связка от сети

Широтно-импульсный модулятор

Интегральная микросхема В260D

Способы подавления помех

Особенности ИИЭ для телевизоров

Практические схемы импульсных источников электропитания для бытовой аппаратуры

Однотактный транзисторный преобразователь автогенераторного типа

Двухтактный полумостовой автогенератор

Импульсный источник электропитания малогабаритного цветного телевизора «Юность Ц-404»

Совмещенный блок ИИЭ и ГСР цветного телевизора Стабилизированный ИИЭ на интегральной микросхеме

В260D .

Заключение. Перспективы развития импульсных источников электропитания для бытовой РЭА

Приложение

Список литературы

ББК 31.25

М60

УДК 621.311.6

Митрофанов А. В., Щеголев А. И.

М60 Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой радиоаппаратуре. — М.: Радио и связь, 1985. — 72 с., ил.

25 к.

Рассмотрены основные принципы построения импульсных источников вторичного электропитания (с бестрансформаторным входом) применительно к бытовой радиоаппаратуре. Приводятся сведения об электронных компонентах: мощных высоковольтных ключевых транзисторах, быстродействующих выпрямительных диодах, импульсных трансформаторах. Описаны конкретные практические схемы импульсных источников электропитания, применяемые в отечественной и зарубежной бытовой радиоаппаратуре.

Для инженерно-технических работников, занятых разработкой радиоэлектронной аппаратуры, и может быть полезна квалифицированным радиолюбителям.

2402020000-074

М-----50-85

046 (01) -85

Рецензент канд. техн. наук Д. П. БРИЛЛИАНТОВ

ББК 31.25

6Ф2.14

АЛЕКСАНДР ВАСИЛЬЕВИЧ МИТРОФАНОВ. АЛЕКСАНДР ИЛЬИЧ ЩЕГОЛЕВ

ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В БЫТОВОЙ РАДИОАППАРАТУРЕ

Редактор *Я. В. Ефимова*

Художник *Л. Г. Прохоров*

Художественный редактор *Р. А. Клочков*

Технический редактор *И. Л. Ткаченко*

Корректор *Т. В. Дземидович*

ИБ № 592

Сдано в набор 25.06.84. Подписано в печать 6.09.84. Т-18906

Формат 60X90/1в Бумага кн.-журнальная Гарнитура литературная Печать высокая Усл. печ. л. 4,5 Усл. кр.-огт. 5,00 Уч.-изд. л. 5,08 Тираж 50 000 экз.

Изд. № 20327 Зак. № 63 Цена 25 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат» 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

OCR Pirat