

ЭВОЛЮЦИЯ ОБРАТНОХОДОВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИИП

С. КОСЕНКО, г. Воронеж

Предлагаемая вниманию читателей статья посвящена обратноходовым импульсным источникам питания, широко применяемым в блоках питания телевизоров, компьютеров и другой электронной аппаратуре. Подобные источники пользуются популярностью и среди радиолюбителей. В статье речь пойдет о блоках питания, собранных на микросхемах КР1033ЕУ10 и VPer-100А, и их расчете с помощью специализированного пакета программ.

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР КР1033ЕУ10(UC3842)

Импульсные источники питания (ИИП) получили повсеместное распространение в середине уже теперь прошлого столетия. И сегодня ИИП подвергаются эволюционным изменениям практически ежегодно.

Каждый класс ИИП, однажды завоевав свою нишу, остается в ней навсегда или, по крайней мере, надолго, и развиваются они почти независимо. В качестве мощных (150 Вт и более) обычно применяют мостовые ИИП. Обратноходовые ИИП чаще используют как маломощные и средней мощности (до 150 Вт). Сейчас элементная база для подобных источников обновляется настолько быстро, что рядовой радиолюбитель и отечественная радиопромышленность отслеживают эти изменения в своих разработках с большим запаздыванием.

Еще не успели внедриться в отечественную бытовую технику интегральные ШИМ-контроллеры КР1033ЕУ5 (зарубежный аналог \approx TDA4605), о которых рассказывалось в статье [1], как в зарубежной видеотехнике, и особенно видеомониторах, уже широко используется их новая разновидность \approx UC3842, KA3842 и UC3844, KA3844 (отечественные аналоги КР1033ЕУ10 и КР1033ЕУ11 соответственно). Внешне и принципиально ничем не отличающиеся от прототипа, относительно новые ШИМ-контроллеры все же претерпели ряд усовершенствований. И если с прототипом многие радиолюбители уже познакомились на страницах "Радио" в [2], то описания ИИП с ШИМ-контроллерами серии UC384X пока не публиковались, если не считать [3], где указанная микросхема используется несколько нетрадиционным способом \approx как регулятор для понижающего импульсного стабилизатора напряжения.

Кратко рассмотрим основные свойства и отличия микросхемы КР1033ЕУ10 (UC3842, KA3842), которую дальше будем именовать ЕУ10, от КР1033ЕУ5 (TDA4605), именуемой ЕУ5.

Обе микросхемы выполнены в пластмассовом корпусе 2101.8-1 (по зарубежной терминологии \approx DIP-8). Назначение выводов ЕУ10 приведено в таблице.

Вывод	Наименование	Функциональное назначение
1	COMP	Выход усилителя сигнала ошибки
2	U_{FB}	Вход усилителя сигнала ошибки
3	I_{SEN}	Вход компаратора контроля тока
4	R_T/C_T	Вывод для подключения частото задающей цепи
5	GND	Общий вывод
6	U_{OUT}	Выход коммутирующих импульсов
7	U_{CC}	Напряжение питания микросхемы
8	U_{REF}	Выход источника прецизионного образцового напряжения

Основные характеристики

Пороговый уровень напряжения питания при переходе в состояние, В
 "Включено"14,5... 17,5
 "Выключено"8,5...11,5
 Максимальное напряжение питания, В30
 Потребляемый ток в состоянии, мА
 "Включено"11... 17
 "Выключено".....0.5...1
 Частота следования коммутирующих импульсов, кГц, не более500
 Входное напряжение усилителя сигнала ошибки, В2,42...2,58
 Пределы изменения коммутирующего тока, А.....-1...+1

ШИМ-контроллер EY10, как и EY5, рассчитан на подключение n-канального полевого транзистора с изолированным затвором и в основном обладает теми же функциональными возможностями.

Отметим первую особенность EY10. Частота преобразования в ИИП на EY5 устанавливается автоматически в зависимости от напряжения сетевого источника питания, параметров микросхемы и коммутирующего транзистора, индуктивности первичной обмотки импульсного трансформатора, потребляемой мощности в нагрузке и т. д. Поэтому при воздействии дестабилизирующих факторов частота преобразования оказывается "плавающей": для любого ИИП, выполненного на EY5, в зависимости только от мощности нагрузки она может принимать значение от 18 кГц при максимальной и до 70 кГц при минимальной нагрузке. Эта особенность несколько затрудняет проектирование трансформатора такого ИИП, поэтому обычно для него вначале проводят ориентировочный расчет и макетирование, а затем, по результатам испытаний с реальной нагрузкой, вносят необходимые коррективы.

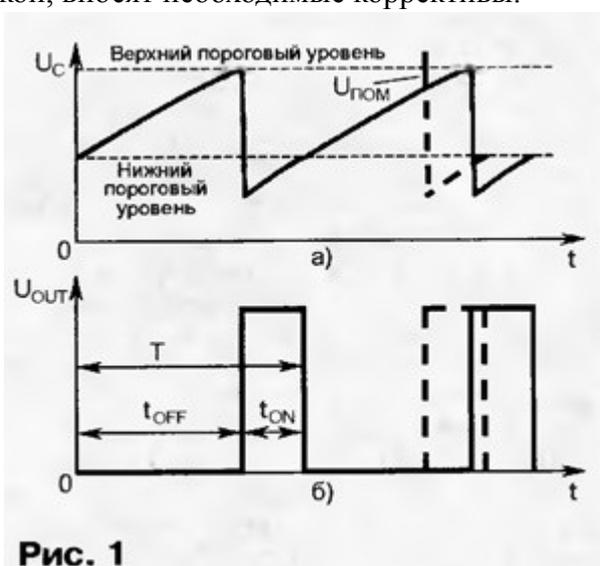


Рис. 1

В микросхеме EY10 рабочую частоту преобразования устанавливают внешней частотозадающей RC-цепью, подключаемой к выводу 4. Поскольку резистор RC-цепи подключен к внутреннему источнику прецизионного образцового напряжения 5 В \approx выводу 8, независимо от различных дестабилизирующих факторов рабочая частота преобразования оказывается жестко фиксированной. На **рис. 1, а** показана экспоненциальная форма напряжения U_C на частотозадающем конденсаторе, соответствующая коммутирующим импульсам на выходе ШИМ-контроллера (вывод 6 U_{out}), показанным на **рис. 1, б**.

Для характеристики рабочего режима ШИМ-контроллера удобно использовать коэффициент заполнения коммутирующих импульсов $D \approx$ это параметр, обратный их

скважности. Значение коэффициента заполнения всегда меньше единицы. Однако выбирать его больше 0,5 не рекомендуют [3].

В выходную цепь ШИМ-контроллера KP1033EY11 (UC3844) введен дополнительный счетный триггер, ограничивающий коэффициент заполнения $D \leq 0,5$, но при этом частотодающую RC-цепь рассчитывают на удвоенную (по сравнению с частотой следования коммутирующих импульсов) рабочую частоту внутреннего генератора. Завершая общую краткую характеристику ШИМ-контроллеров серии UC384X, отметим, что UC3843 подобен UC3842, а UC3845 \approx UC3844, но они рассчитаны на пониженное напряжение питания. Для них пороговый уровень напряжения питания при переходе в состояние "Включено" составляет для отдельных образцов 7,8...9 В (среднее значение 8,4 В), "Выключено" \approx 7...8,2 В (среднее значение \approx 7,6 В).

Поясним понятие шумовой устойчивости ШИМ-контроллера (рис. 1). За время t_{off} частотодающий конденсатор заряжается от напряжения приблизительно 1,5 В, соответствующего нижнему пороговому уровню внутреннего компаратора, до верхнего, составляющего около 2,75 В. В этот момент на выходе ШИМ-контроллера \approx низкий уровень. Когда напряжение на конденсаторе U_c достигнет верхнего порогового уровня, включается внутренняя разрядная цепь и конденсатор разряжается примерно до 0,75 В. Напряжение на выходе ШИМ-контроллера в этот момент переходит в единичное состояние. Затем в течение времени t_{ON} , пока напряжение на конденсаторе не достигнет нижнего порогового уровня, коммутирующий транзистор включен. Из рисунка видно, что сигнал помехи $U_{пом}$ напряжением 0,1...0,5 В в конце зарядного цикла может вызвать преждевременное срабатывание разрядной цепи и ложный запуск внутреннего генератора, показанные пунктирными линиями. Это свойство \approx основной недостаток рассматриваемого класса ШИМ-контроллеров, но его можно значительно ослабить несколькими способами.

Во-первых, к выводам 7 и 8 микросхемы подключают керамические (с малой индуктивностью) конденсаторы емкостью около 0,1 мкФ. Во-вторых, выполняют определенные требования к топологии печатной платы и конструкции ИИП, снижающие амплитуду помеховых сигналов, о чем будет пояснено дальше. В-третьих, емкость частотодающего конденсатора выбирают не менее 1000 пФ. И самый надежный способ, полностью устраняющий этот недостаток, \approx синхронизация рабочей частоты ШИМ-контроллера внешним источником импульсного напряжения, о чем подробно рассказано в [4].

Второе главное отличие EY10 заключается в способе мониторинга рабочего тока в ИИП. В EY5 изменение тока в накопительной обмотке трансформатора имитируется внешней RC-цепью, и при неправильном выборе этих элементов возможен выход из строя коммутирующего транзистора.

В микросхеме EY10 введен специальный компаратор контроля тока, имеющий два входа \approx инвертирующий и неинвертирующий. Вывод 3 соединен внутри микросхемы с неинвертирующим входом компаратора. Снаружи к нему подключают резистивный или трансформаторный датчик тока в истоковой цепи коммутирующего транзистора. Как только напряжение сигнала с датчика тока превысит пороговое значение 1 В, соответствующее пиковому значению тока в стоковой цепи транзистора, компаратор отключит выходной усилитель ШИМ-контроллера. Например, для транзистора с предельным током стока 4 А пиковое значение, соответствующее уровню срабатывания защиты, выбирают равным 3,7 А. При перегрузке ИИП такое отключение будет происходить в каждом импульсе, предотвращая повреждение коммутирующего транзистора. Регулировать уровень срабатывания защиты по току можно изменением сопротивления резистора в стоковой цепи транзистора или изменением коэффициента передачи трансформаторного датчика тока.

И последняя, третья особенность ЕУ10, вытекающая из второй, \approx способ регулирования напряжения на выходе ИИП. Заметим, что принцип регулирования остается прежним \approx широтноимпульсное управление.

Если ЕУ5 контролирует момент окончания передачи очередной части энергии по переходу напряжения во вторичных обмотках через ноль и затем выдает такую новую порцию, чтобы поддерживать неизменным напряжение на выходе вспомогательной обмотки связи, а следовательно, и на нагрузке, то ЕУ10 работает несколько иначе.

Для регулирования выходного напряжения ИИП, а также для нейтрализации негативного влияния дестабилизирующих факторов служит вход усилителя сигнала ошибки \approx вывод 2, к которому подключают дополнительную вспомогательную обмотку трансформатора, образуя тем самым внешнюю петлю обратной связи, называемую первичным контуром регулирования. Усилитель отслеживает возмущающее воздействие дестабилизирующих факторов и корректирует параметры коммутирующих импульсов так, чтобы напряжение на выходе обмотки связи и на нагрузке оставалось постоянным. Частотные и фазовые свойства передаточной характеристики усилителя сигнала ошибки, определяющие его устойчивость, регулируют внешней RC-цепью, подключаемой к выводу 1, который внутри соединен с выходом этого усилителя.

Благодаря такой архитектуре микросхемы разработчики предусмотрели возможность использования вывода 1 для дистанционного или аварийного отключения ИИП (перевода в STANDBY MODE \approx дежурный режим), замыкая его на общий провод с помощью внешнего транзистора. Если к этому выводу подключить оптоэлектронный датчик, электрически связанный с выходом, получают второй контур регулирования выходного напряжения, улучшающий стабилизирующие свойства ИИП и, кроме того, позволяющий реализовать "мягкий" запуск ИИП.

Стабилизация выходного напряжения ИИП происходит следующим образом. Выход усилителя сигнала ошибки внутри микросхемы через согласующие цепи соединен с инвертирующим входом компаратора контроля тока. К неинвертирующему входу компаратора подключен датчик тока. В компараторе тока с момента начала каждого коммутирующего импульса сравниваются эти два сигнала. При совпадении сигналов каждый коммутирующий импульс будет прекращаться в тот момент, когда ток в накопительной обмотке достигнет требуемого пикового значения. В нормальном режиме происходить это будет гораздо раньше, чем пиковый ток достигнет предельного значения тока стока коммутирующего транзистора.

В свою очередь, пиковый ток определяет рабочую мощность трансформатора. Запасаемая в накопительной обмотке трансформатора с индуктивностью L энергия определяется равенством $W=LIP^2/2$, и если прекращать аккумуляцию энергии в этот момент, когда линейно возрастающий ток в обмотке достигнет требуемого пикового значения P , вторичные цепи питания получают необходимую порцию энергии. Причем, если при неизменном напряжении сетевого источника питания U_0 сравнивать два варианта преобразователя, отличающиеся, предположим, в два раза частотой преобразования, индуктивность накопительной обмотки также должна отличаться в два раза. Это необходимо для того, чтобы изменить скорость нарастания пилообразного тока, определяемую отношением U_0/L . Поэтому, например, если ток в обмотке на частоте преобразования 100 кГц в момент действия коммутирующего импульса достигнет пикового значения через 2 мкс, то на частоте 50 кГц из-за увеличения индуктивности вдвое при том же напряжении $U_0 \approx$ через 4 мкс. Мощность для обоих вариантов остается одинаковой, поскольку в характеризующем ее выражении $P=W/T$ ($T=1/f \approx$ период частоты преобразования) и числитель, и знаменатель будут изменяться пропорционально. Но размеры магнитопровода трансформатора для этих вариантов будут существенно отличаться: чем выше частота, тем меньше требуемый магнитопровод для одной и той же мощности.

Аналогично при неизменной индуктивности L и изменяющемся напряжении U_0 будет варьироваться временной интервал t_{ON} . в течение которого накапливается энергия в первичной обмотке трансформатора, так как он обратно пропорционален отношению U_0 / L . Таким образом, запасаемая энергия в каждом импульсе остается постоянной и не зависящей от дестабилизирующих факторов.

Радиолюбители, желающие более подробно изучить структурную схему, функциональное описание и особенности устройства микросхемы ЕУ10 могут обратиться к справочнику [4].

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ НА МИКРОСХЕМЕ КР1033ЕУ10

Схема предлагаемого простейшего варианта ИИП. основа которого — ШИМ-контроллер КР1033ЕУ10 (UC3842, KA3842), показана на **рис. 2**.

Основные параметры ИИП

Интервал входного напряжения, В.....195...240
 Номинальная частота преобразования, кГц.....30
 Выходное напряжение, В.....27
 Номинальный ток нагрузки, А.....3
 Амплитуда пульсаций выходного напряжения, В0,1
 КПД, %.....92

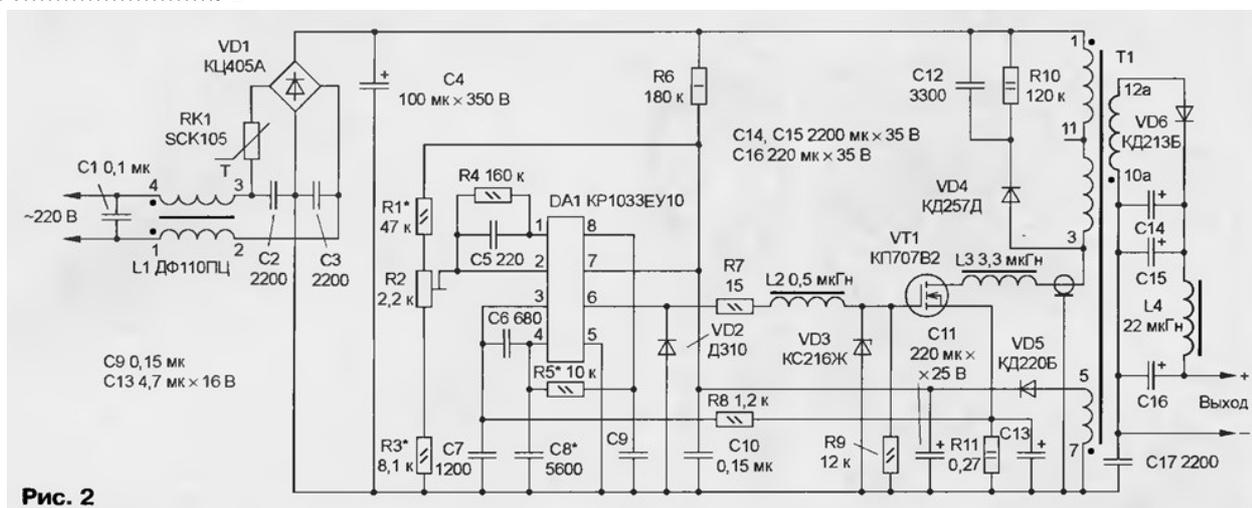


Рис. 2

Источник сетевого напряжения, а также низкочастотный и высокочастотный сетевой фильтр выполнены аналогично прототипу [2] и особенностей не имеют, за исключением того, что элемент, ограничивающий бросок тока при включении ИИП, — терморезистор $RK1$ с отрицательным ТКС. При включении его сопротивление максимально, а затем по мере нагревания под воздействием тока, потребляемого устройством, оно снижается. Это способствует защите сетевого диодного моста $VD1$ от повреждения в пусковом режиме. Правда, при быстром повторном включении эффективность подобной защиты невысока.

Делитель напряжения $R1 - R3$ в цепи усилителя сигнала ошибки обеспечивает регулировку и стабилизацию выходного напряжения ИИП с помощью первичного контура регулирования.

Резистор $R6$ обеспечивает питание микросхемы в пусковом режиме, когда потребляемый ею ток не превышает 1 мА. После включения ИИП выпрямленное сетевое напряжение через ограничительный резистор $R6$ поступает на конденсатор $C11$ фильтра в цепи питания микросхемы. Когда напряжение на конденсаторе достигнет порогового уровня перехода микросхемы в состояние "включено" (типовое значение — 16 В), срабатывает компаратор и будет подано питание на все элементы ШИМ-контроллера, после чего включается внутренний источник образцового напряжения, затем — генератор коммутирующих импульсов и выходной усилитель. ИИП переходит из пускового в

рабочий режим, обеспечивая питание микросхемы от вспомогательной обмотки связи трансформатора через диод VD5. Потребляемый микросхемой ток возрастает до 11...17 мА.

Если напряжение в сети понижается, постепенно будет уменьшаться выходное напряжение ИИП и напряжение питания микросхемы. Скорость снижения выходного напряжения в сотни раз меньше входного из-за стабилизации, однако наступит момент, когда напряжение питания микросхемы достигнет порогового уровня перехода в состояние "выключено" (типовое значение — 10 В). В это мгновение сработает компаратор и питание от всех элементов контроллера отключится. Разность (6 В) между пороговыми уровнями включения и выключения микросхемы (гистерезис напряжения питания) необходима для предотвращения беспорядочной коммутации цепей питания в пусковом режиме.

Частоту следования коммутирующих импульсов (рабочую частоту преобразования в ИИП) определяют параметры цепи R5C8. Чтобы частота преобразования соответствовала расчетному значению $f = 30$ кГц, может потребоваться подбор номиналов частото задающих элементов.

О том, как определить требуемые значения частото задающих элементов для другой рабочей частоты, будет рассказано позже.

Особое внимание при конструировании описываемого варианта ИИП уделено обеспечению его шумовой устойчивости. В немалой степени общую устойчивость усилителя сигнала ошибки контроллера, а следовательно, и ИИП определяют параметры цепи компенсации R4C5. Этой же цели служат следующие элементы: диод VD2, устраняющий выбросы отрицательного относительно общего провода питания микросхемы напряжения на спаде коммутирующих импульсов; стабилитрон VD3, ограничивающий "острые" выбросы положительного напряжения на фронтах коммутирующих импульсов; дроссель L2 и токоограничивающий резистор R7, препятствующие самовозбуждению коммутирующего транзистора на высокой частоте. Значительно повышают устойчивость усилителя керамические конденсаторы C9 и CЮ, подключенные непосредственно к выводам 7 и 8 микросхемы.

На датчике тока — резисторе R11 — формируются пилообразные импульсы напряжения для цепей регулирования и защиты, пиковое значение которых зависит от стокового тока коммутирующего транзистора. Амплитуда сигнала становится равной 1 В при токе стока 3,7 А. Этим достигается надежная защита транзистора от повреждения. Включенный параллельно резистору оксидный конденсатор C13 значительно ослабляет коммутационные помехи, предотвращая ложное срабатывание компаратора контроля тока. Этой же цели служит конденсатор C7. Конденсатор C6 корректирует крутизну пилообразного напряжения на выводах 3 и 4 микросхемы, значительно ослабляя высокочастотные помехи, что также обеспечивает требуемую стабильность контроллера.

Не менее эффективные меры требуются для снижения амплитуды помех, порождаемых в ИИП. Очень большая роль в этом отводится электростатическому экрану, устанавливаемому на импульсном трансформаторе. Сильные помехи также излучает теплоотвод, на который устанавливают коммутирующий транзистор, если теплоотвод не соединить с общим проводом, а транзистор не изолировать от него слюдяной пластиной. Значительные помехи порождают импульсные токи, протекающие в проводниках, подключенных к стоку коммутирующего транзистора и к выходной обмотке. С целью их ослабления в описываемом ИИП транзистор соединен с трансформатором коротким отрезком коаксиального кабеля, а печатный проводник, соединяющий выпрямительный диод и выходную обмотку, выбран минимальной длины и большого сечения.

Вполне очевиден тот немалый вклад в создание помех, который вносят коммутационные процессы, возникающие в момент включения и выключения транзистора. Наличие межэлектродной емкости сток—исток в полевом транзисторе, а также распределенной емкости и индуктивности рассеяния в обмотках трансформатора

приводит в момент выключения транзистора к возникновению на его стоке вначале "острого" выброса значительного напряжения, а затем экспоненциально затухающего высокочастотного сигнала. Частота заполнения этого сигнала, если не принимать специальных мер, определяется индуктивностью рассеяния трансформатора и межэлектродной емкостью транзистора. Демпферная цепь VD4R10C12, включенная параллельно накопительной обмотке трансформатора, подавляет свободные колебания в этом сигнале и "привязывает" выброс напряжения к сетевому источнику питания.

Обычно в обратноходовых преобразователях к стоку коммутирующего транзистора подключают относительно общего провода (истока) еще дополнительный конденсатор с последовательно-параллельно соединенным резистором и диодом или без них. Эти элементы не только эффективно подавляют коммутационные процессы, но и способствуют уменьшению скорости нарастания напряжения на стоке транзистора в момент его выключения, препятствуя тем самым опасному рассеиванию мгновенной мощности на транзисторе и переводя сочетание максимального рабочего тока и максимального рабочего напряжения в область безопасных режимов работы. В описываемом ИИП эту функцию успешно выполняет дроссель L3.

Выпрямленное выходное напряжение подают в нагрузку через П-образный фильтр, благодаря которому пульсации выходного напряжения снижаются до требуемого уровня.

Конденсатор C17 соединяет по высокой частоте выходные и входные цепи ИИП, эффективно ослабляя создаваемые помехи и значительно улучшая электромагнитную совместимость ИИП с устройствами, подключенными к цепям питания.

Чертеж печатной платы ИИП показан на **рис. 3**. Изготовлена она из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм и в основном повторяет конструкцию прототипа [2]. Исключение составляют оставленные на плате большие участки со сплошной металлизацией, способствующие повышению помехоустойчивости устройства.

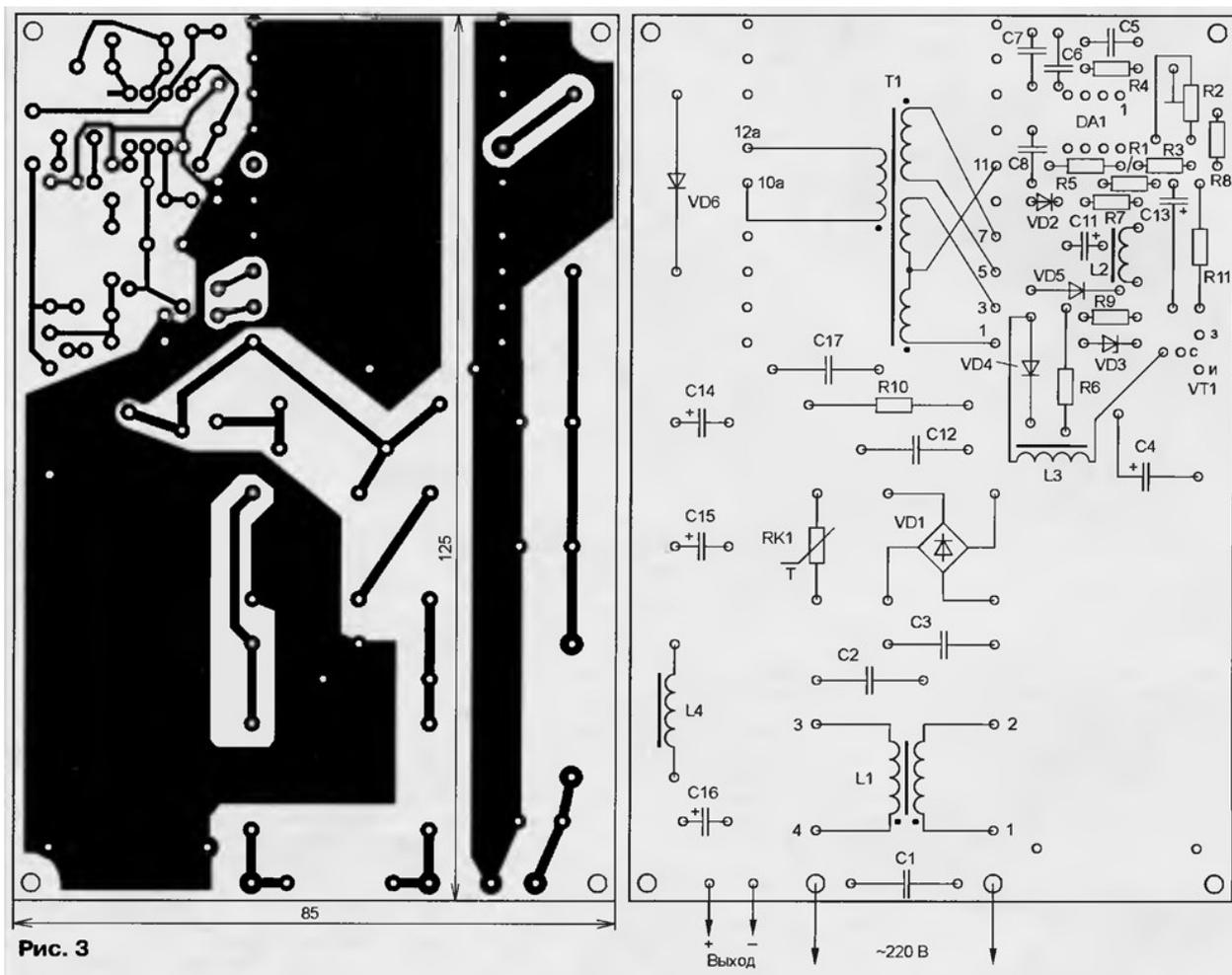


Рис. 3

В устройстве применены недефицитные детали и элементы.

Конденсатор C1 — К73-17 на номинальное напряжение 630 В, C2, C3 — К15-5, C12 и C17 — К78-2 или К15-5 на номинальное напряжение не менее 1000 В. Оксидный конденсатор C4 — К50-32. Его допустимо заменить отечественным К50-35Б или импортным аналогом. У конденсаторов C9 и C10 — КМ-5 — выводы укорачивают до оптимального минимума и подпаивают непосредственно к выводам 5, 7 и 8 микросхемы со стороны печатных проводников. Оксидный конденсатор C13 — К53-14 или другой танталовый, конденсатор C11 — К50-35. Оксидные конденсаторы C14 — C16 — импортные. Можно применить отечественные, но у них размеры несколько больше. Все остальные конденсаторы — любые керамические на номинальное напряжение не менее 50 В.

Импортный терморезистор SCK105, где первые три буквенных символа обозначают серию, четвертый и пятый цифровые символы указывают номинальное сопротивление в омах при температуре 25 °С, а последняя цифра свидетельствует о максимальном рабочем токе в амперах, допустимо заменить отечественным с аналогичными параметрами.

Все резисторы — ОМЛТ, за исключением импортного резистора R11, который по габаритам примерно соответствует отечественному ОМЛТ-1. Подстроечный резистор R2 — СПЗ-386.

Выпрямительный мост КЦ405А (VD1) заменим отдельными диодами с допустимым обратным напряжением не менее 400 В и током не менее 1 А. Диод Д310 (VD2) с допустимыми прямым током 0,5 А и обратным напряжением 20 В можно заменить современным с барьером Шотки, у которого прямое падение напряжения при максимальном токе не превышает 0,5 В. Стабилитрон (VD3) заменим любым другим

маломощным с напряжением стабилизации 16...18 В. Импульсный диод на месте VD4 (КД257Д) должен быть рассчитан на рабочую частоту не менее 50 кГц, максимальное обратное напряжение 1000 В и максимальный ток 3 А. Диод КД220Б (VD5) заменим на КД220А или другой с аналогичными параметрами. Выпрямительный диод КД213Б (VD6) с рабочей частотой до 100 кГц выдерживает обратное напряжение 200 В и максимальный ток 10 А. Допустимо параллельное включение подобных диодов, рассчитанных на меньший ток, без токовыравнивающих резисторов. Возможно также использование современных диодов.

Транзистор КП707В2 заменим импортными аналогами с максимальным напряжением сток—исток не менее 700 В и допустимым током стока не менее 4 А. Устанавливают его на теплоотвод с эффективной охлаждающей площадью 100...200 см² через слюдяную пластину, покрытую с двух сторон теплопроводной пастой КПТ-8.

Вывод стока транзистора со стороны печатных проводников платы подключают к трансформатору коротким отрезком коаксиального кабеля наружным диаметром около 5 мм, предварительно продев центральную жилу через ферритовую трубку. На рис. 3 условно показаны начальная и конечная точки подключения дросселя L3, но изображение отрезка кабеля не приведено. Чтобы исключить дополнительные помехи, оплетку кабеля следует соединять с общим проводом в строго определенных местах: с одной стороны — в непосредственной близости от точки соединения диода VD4 и вывода 3 трансформатора, с другой — в общей точке нулевого потенциала R11С13. Ферритовую трубку приклеивают через изолирующую прокладку к плате со стороны печатных проводников под элементами R11, С13.

Промышленный дроссель сетевого фильтра L1 допустимо заменить самодельным. Его наматывают в два проводника МГТФ 0,35 на ферритовом кольцевом магнитопроводе 1500НМ—2000НМ наружным диаметром около 20 мм до заполнения. Дроссели L2 и L3 — отрезки трубок длиной 5...7 и 10... 12 мм соответственно, из высокочастотного феррита, применяемых в дросселях ДМ-1,0 и др. Чтобы получить указанные на схеме значения индуктивности, для дросселя L2 потребуется один виток из провода ПЭВТ 0,41, а для L3 — два витка. В авторском варианте применены аналогичные импортные изделия, при этом потребовалось по одному витку (сквозной проход) для каждого дросселя. Дроссель L4 наматывают на отрезке стержня диаметром 10 и длиной 35...40 мм из феррита 400НН. Его обмотка содержит 30 витков провода ПЭВ-2 1,5.

Магнитопровод трансформатора Т1 собирают из двух половин Ш12х20х21 феррита М3000НМС2, используемых в телевизионных блоках питания телевизоров 3(4)УСЦТ и др., с немагнитным зазором на центральном стержне 2,4 мм. Обмотки наматывают на стандартном каркасе с контактными выводами, нумерация которых соответствует показанной на схеме. Их выполняют следующим образом. Вначале наматывают первую секцию первичной обмотки — 26 витков ПЭВТ 0,41 в два провода. Ее изолируют двумя слоями лакоткани толщиной 0,05 мм. Поверх изоляции наматывают выходную обмотку из 25 витков провода ПЭВ-2 1,5. При этом имеющиеся на каркасе выводы 10, 12 и 14 удаляют, а в качестве выводов используют обмоточный провод, пропуская его в прорези между выводами 10 и 12, 12 и 14 соответственно. На схеме номера выводов условно обозначены 10а и 12а. Затем укладывают два слоя изоляции и поверх нее наматывают вторую секцию первичной обмотки, содержащую 44 витка. Последней наматывают вспомогательную обмотку связи из 12 витков провода ПЭВТ диаметром 0,15...0,21 мм, равномерно распределяя ее по всей ширине каркаса и сверху покрыв еще одним слоем изоляции. После склеивания ферритовых пластин трансформатора обмотки вместе с магнитопроводом закрывают электростатическим экраном из одного слоя медной фольги. Число витков в обмотках определяется магнитопроводом и немагнитным зазором, поэтому для другого магнитопровода их следует пересчитать.

ИИП подключают к сети двухпроводным кабелем, в разрыв которого включают коммутатор ПКн41 или тумблер ТВ2-1, а также предохранитель на ток 2 А.

Если при изготовлении трансформатора не нарушена фазировка обмоток и использованы исправные детали, налаживание устройства сводится к установке выходного напряжения подстроечным резистором R2. Применение элементов частото задающей цепи R5C8 без их предварительного отбора может привести к незначительному отклонению рабочей частоты от расчетного значения.

Тип и номиналы большинства используемых в ИИП элементов определялись в соответствии с результатами автоматизированного проектирования, о котором пойдет речь дальше.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБРАТНОХОДОВОГО ИИП

Возможно, описанный ИИП кого-то из радиолюбителей полностью удовлетворит, и он его решится повторить, ничего при этом не меняя. Но вероятность такого события весьма и весьма мала: в зависимости от сферы приложения радиолюбительских интересов, а они всегда многогранны, может понадобиться источник, параметры которого будут значительно отличаться от приведенных. Поэтому в большинстве практических случаев потребуются модификация описанного устройства и внесение в него определенных изменений.

Группа компаний STMicroelectronics, производящих радиоэлектронные компоненты, разработала и реализует на мировом, в том числе и российском, рынке линейку микросхем под торговым наименованием VIPer. Не вдаваясь в особенности используемой аббревиатуры, отметим лишь, что это изделие — интегральный вариант основного фрагмента ИИП, включая коммутирующий транзистор и ШИМ-контроллер.

По замыслу разработчиков подобные микросхемы должны значительно облегчить труд проектировщиков и эксплуатационников ИИП. Некоторое (в 2...4 раза — в зависимости от выбранной микросхемы) увеличение стоимости элементной базы VIPer-коммутируемого ИИП, по сравнению с его дискретным исполнением, полностью компенсируется возможностями автоматизированного проектирования, а также быстрого восстановления работоспособности простой заменой микросхемы в случае возникновения неисправности.

Для автоматизированного проектирования ИИП на основе VIPer-микросхем этой же компанией разработан свободно распространяемый программный пакет VIPer Design Software. Последнюю версию программы (v2.12) объемом 4 Мбайт можно скачать с сайта разработчика <http://eu.st.com/stonline/prodpres/discrete/vlpower/download/vipersoft.exe>.

Этот программный пакет, именуемый в дальнейшем DS (Design Software), можно успешно использовать для проектирования описанного варианта ИИП на основе ШИМ-контроллера UC3842. Удобный интерфейс позволяет выполнить такую сложную задачу в считанные минуты. Перед использованием DS уточним некоторые особенности проектирования, связанные с выбором элементов и установкой рабочей частоты преобразования в ИИП.

Необходимо помнить, что в импульсных обратноходовых трансформаторах магнитопровод всегда выполнен с немагнитным зазором на центральном стержне (керне). Речь идет о трансформаторах с Ш-образными пластинами, а также о современных КВ (зарубежный аналог RM) магнитопроводах [5, 6]. Обратим также внимание на предпочтительность в использовании для импульсных трансформаторов феррита, например, марки M3000HMC-2, в названии которого присутствует символ С. Это признак способности магнитопровода из этого материала работать в сильных магнитных полях, что обусловлено, в отличие от остальных, отрицательным температурным коэффициентом удельных потерь.

Несмотря на снижение КПД и ухудшение электромагнитной совместимости трансформатора с другими элементами, отказаться от немагнитного зазора нельзя. В-первых, в сильных магнитных полях зазор предотвращает насыщение магнитопровода, и

во-вторых, при правильном выборе рабочего режима коммутирующего транзистора наличие зазора исключает чрезмерное увеличение амплитудного значения импульсов тока в его стоковой цепи. Поэтому приходится мириться с потерями и учитывать тот факт, что интенсивность излучения помех, связанных с основной и высшими гармониками рабочей частоты преобразования, сравнительно быстро возрастает после 100 кГц.

Конечно, существуют магнитные материалы, в которых домены отделены друг от друга немагнитным веществом (например, из магнитодиэлектрика на основе молибденового пермаллоя марок МП-60, МП-140, МП-160, МП-250 и др.), в них зазор как бы распределен по всему рабочему объему магнитопровода и поэтому, в принципе, возможно использование сплошных магнитопроводов без зазора.

Второй источник потерь в ИИП -возрастающее сопротивление проводников обмотки вследствие уменьшения глубины проникновения поля на повышенных частотах. Поэтому для снижения потерь, обусловленных этим явлением, обмотку желательно выполнять из нескольких параллельных проводников, площадь сечения которых эквивалентна исходной, зато боковая поверхность по периметру сечения проводников в несколько раз больше. Точнее, увеличение боковой поверхности в этом случае пропорционально корню квадратному из числа параллельных проводников.

Третий источник потерь связан с перемагничиванием магнитопровода.

И, наконец, последний, четвертый источник потерь обусловлен необходимостью применения различных резистивно-конденсаторных цепей, подавляющих переходные коммутационные процессы, и ограниченным быстродействием используемых в ИИП радиоэлементов — оксидных конденсаторов, полевого транзистора, выпрямительных диодов. Несинусоидальное (импульсное) напряжение на этих элементах и большая амплитуда тока (до нескольких ампер) приводят к значительному удельному весу потерь в них.

Все эти потери необходимо учитывать при проектировании ИИП с помощью DS. Поскольку потери в трансформаторе приводят к нагреванию его обмоток и магнитопровода, для их оценки используют один из критериев: либо допустимое превышение температуры трансформатора без его принудительного охлаждения, которое обычно выбирают в пределах 30...50 °С, либо принимают удельный вес потерь равным 1...5% от мощности трансформатора.

Общую эффективность работы ИИП оценивают на основании КПД. В лучшем случае его значение может достигать 92...95%, в худшем — 60...65%.

ВЫБОР КОММУТИРУЮЩЕГО ТРАНЗИСТОРА И ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

Коммутирующий транзистор без всяких расчетов можно выбрать с многократным запасом. А можно решить эту задачу более рационально. Как же определить те параметры, которым должен соответствовать коммутирующий транзистор в зависимости от технических характеристик проектируемого ИИП?

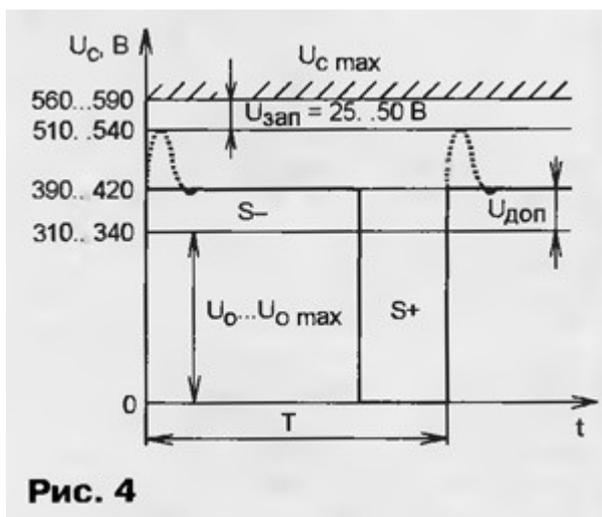


Рис. 4

К сожалению, пакет DS прямо не отвечает на поставленный вопрос. Поэтому сначала рассмотрим форму импульсного напряжения на стоке транзистора U_c (**рис. 4**).

В соответствии с исходными данными при номинальном напряжении в сети 220 В на выходе сетевого выпрямителя, без учета падения напряжения на выпрямительных диодах и терморезисторе, получим [7] $U_0 = 220\sqrt{2} = 310$ В. Кроме того, на стоке транзистора присутствует некоторое дополнительное к выпрямленному сетевому напряжению $U_{доп}$. В зарубежной литературе и в DS его называют UR (reflected — отраженный, наведенный). Как показывают результаты пробного проектирования нескольких вариантов импульсных трансформаторов, его значение всегда оказывается весьма близким к предлагаемому в DS по умолчанию 80 В. Покажем, как определить реальное значение дополнительного напряжения.

Напряжение на индуктивности прямо пропорционально скорости изменения тока в ней: $U = L\Delta I/\Delta t$ или $U \cdot \Delta t = L \cdot \Delta I$. Поскольку изменения тока при включенном и выключенном транзисторе для установившегося процесса одинаковы, то равны и площади прямоугольников, обозначенных S+ и S- на рис. 4.

Вычисляя их площади, получим уравнение $U_0 \cdot D \cdot T = U_{доп}(1-D)T$ или после преобразований $U_{доп} = U_0 \cdot D / (1-D)$.

С другой стороны, в соответствии с геометрической интерпретацией процесса передачи энергии выходное напряжение на вторичной обмотке — трансформированное дополнительное напряжение на первичной обмотке: $U_{доп} = k \cdot U_{вых}$, где $k = w_1/w_{вых}$ — коэффициент трансформации (w_1 , $w_{вых}$ — число витков первичной и выходной обмоток соответственно).

Строго говоря, предположение о том, что каждая отбираемая в первом такте от сети порция энергии без остатка передается в нагрузку во втором такте, как это показано на **рис. 4** сплошной линией, и при этом передача заканчивается точно в момент включения транзистора, в некоторой степени является условным. Реально ИИП могут работать в двух режимах: в режиме непрерывного магнитного потока и в режиме прерывистого потока. На практике это означает, что если к моменту включения коммутирующего транзистора ток в обмотках равен нулю, то такой режим соответствует режиму прерывистого потока. В противном случае имеет место режим непрерывного потока.

На **рис. 5** показаны диаграммы напряжения и тока в элементах ИИП: U_c — напряжение на стоке транзистора; I_c — ток стока коммутирующего транзистора; $I_{w\text{ вых}}$ — ток во вторичной обмотке; U_H — напряжение на нагрузке.

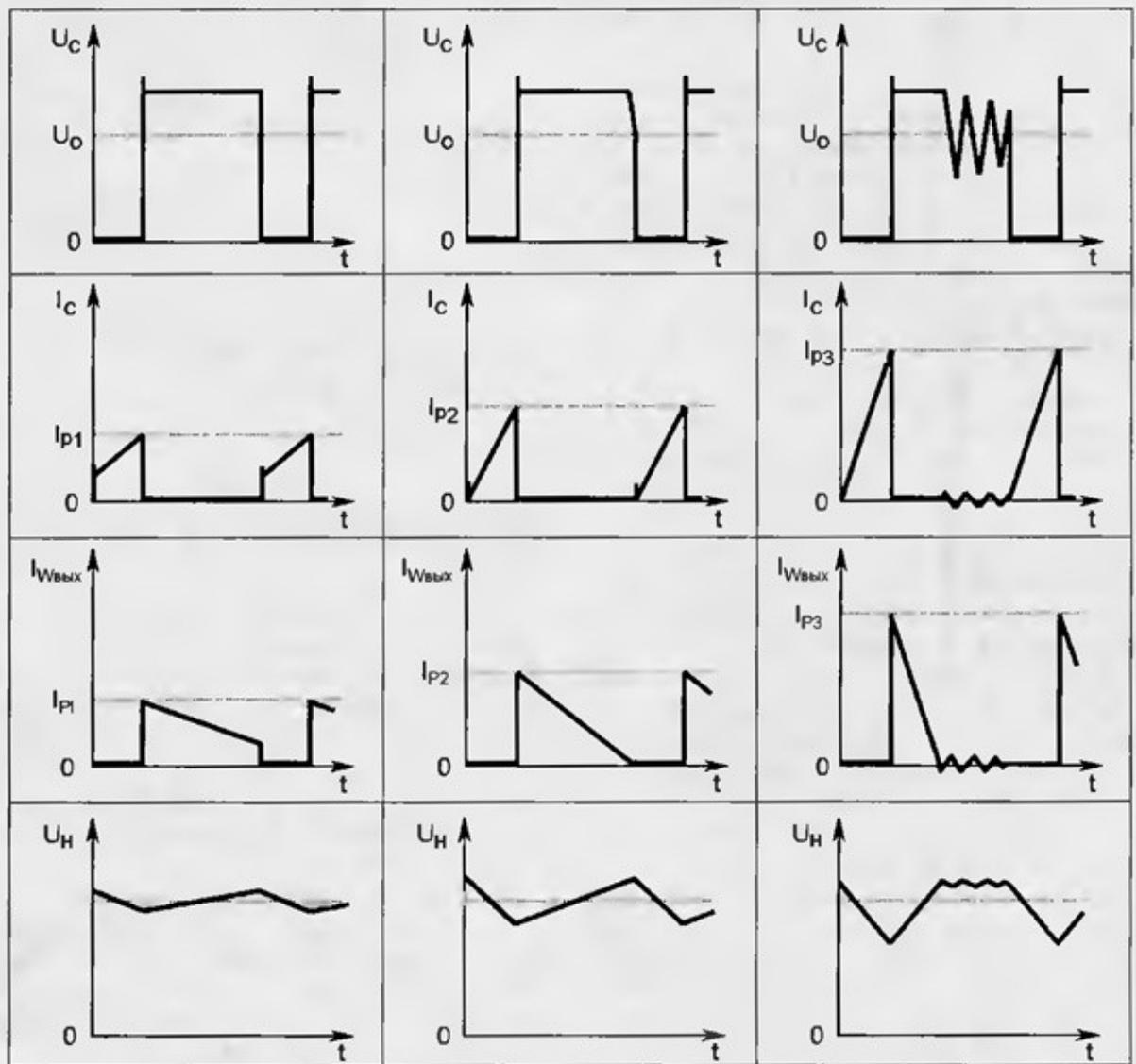


Рис. 5

Режиму непрерывного тока соответствует рис. 5,а. Его главная особенность заключается в том, что транзистор включается при некотором токе стока. Достоинство режима — наименьший по сравнению с другими режимами пиковый ток в элементах ИИП и наименьшие пульсации выходного напряжения. Если при снижении сетевого напряжения до минимума возможно увеличение коэффициента заполнения импульсов свыше 50 %, DS предупреждает пользователя о необходимости внесения корректив в расчеты. Связано это с особенностями намагничивания магнитопровода в однотактном импульсном режиме и возможностью увеличения амплитуды тока стока транзистора свыше допустимого предела.

Режим прерывистого тока показан на рис. 5,в. После того, как завершится процесс передачи энергии, диод закрывается. В обмотках по спаду импульсного напряжения возникают затухающие свободные колебания. Этот режим характеризуется наибольшей амплитудой тока в элементах ИИП и максимальными пульсациями выходного напряжения. Оптимальным же является переходный между двумя названными режим, показанный на рис. 5,б.

Программа DS позволяет проконтролировать амплитуду, форму тока и напряжения на транзисторе, а также определить режим работы спроектированного ИИП и значение коэффициента заполнения импульсов при любом возможном напряжении сети.

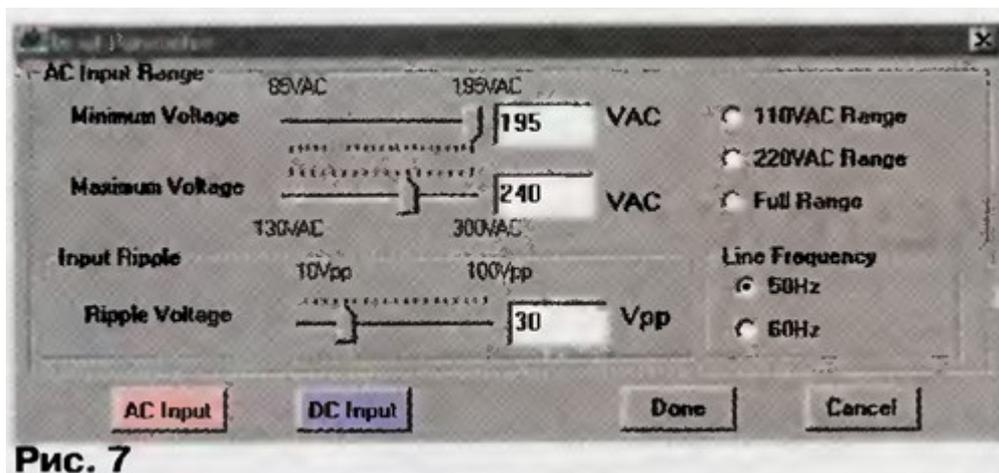


Рис. 7

В разделе **Line Frequency** (частота сети) устанавливаем 50 Гц, в разделе **AC Input Range** (интервал входного переменного напряжения) с помощью движка, или после установки курсора в соответствующее окно — набором с клавиатуры, — устанавливаем **Minimum Voltage** (минимальное напряжение) и **Maximum Voltage** (максимальное напряжение), первое — с точностью 5 В, второе — 10 В. Установить любое из напряжений с клавиатуры можно с точностью 1 В. Для большинства устройств считают допустимое изменение напряжения сети $-10...+5\%$ от номинала или после округления в сторону увеличения интервала — 195...240 В. Можно задать интервал и несколько шире, но в любом случае не стоит оставлять его установленным по умолчанию, поскольку чем он больше, тем более жесткие требования предъявляются к используемой элементной базе.

Затем в этом же окне переходим к разделу **Input Ripple** (амплитуда пульсаций входного напряжения) и устанавливаем его необходимое значение. От этого параметра будут зависеть емкость конденсатора фильтра сетевого выпрямителя и амплитуда пульсаций выходного напряжения, в свою очередь зависящие также и от тока нагрузки, и от емкости конденсатора выходного фильтра. Приемлемое значение пульсаций — 10...30 В. Устанавливаем 30 В, и нажимаем на кнопку **Done** — выполнено (кнопкой **Cancel** можно при необходимости отменить внесенные изменения). Окно **Input Parameters** автоматически закроется, и система внесет некоторые коррективы: например, изменится емкость конденсатора фильтра сетевого выпрямителя.

На следующем этапе проектирования приступаем к установке рабочей частоты преобразования и предварительному выбору коммутирующего транзистора, для чего нажимаем на кнопку **VIPer**. В появившемся окне **VIPer and Regulation Parameters** (VIPer и параметры регулирования) (рис. 8) в окне **Select your VIPer** (выберите VIPer) вызываем выпадающий список изделий и выбираем **VIPer 100A**. Теперь чуть ниже его названия будут выведены основные параметры: **Rdson: 2,8 Ohm** (сопротивление участка сток—исток во включенном состоянии); **Idlim: 3,0 A** (предельное значение тока стока); **Vdmax: 700 V** (максимальное напряжение на стоке). В разделе **Around VIPer** ("вокруг" VIPer) значение **Reflected Voltage** (отраженное напряжение) оставляем выставленным системой, **Swiching frequency** (частота переключения) устанавливаем равной 30 кГц. Это позволит уменьшить потери и обойтись без дефицитных деталей, хотя для минимизации размеров трансформатора лучше использовать более высокую частоту — вплоть до 100 кГц. Раздел **Regulation** (регулирование) остается неактивным, и его не редактируют. Это можно сделать только после введения вторичного контура регулирования. Нажимаем на кнопку **Done** (выполнено). Окно автоматически закроется.

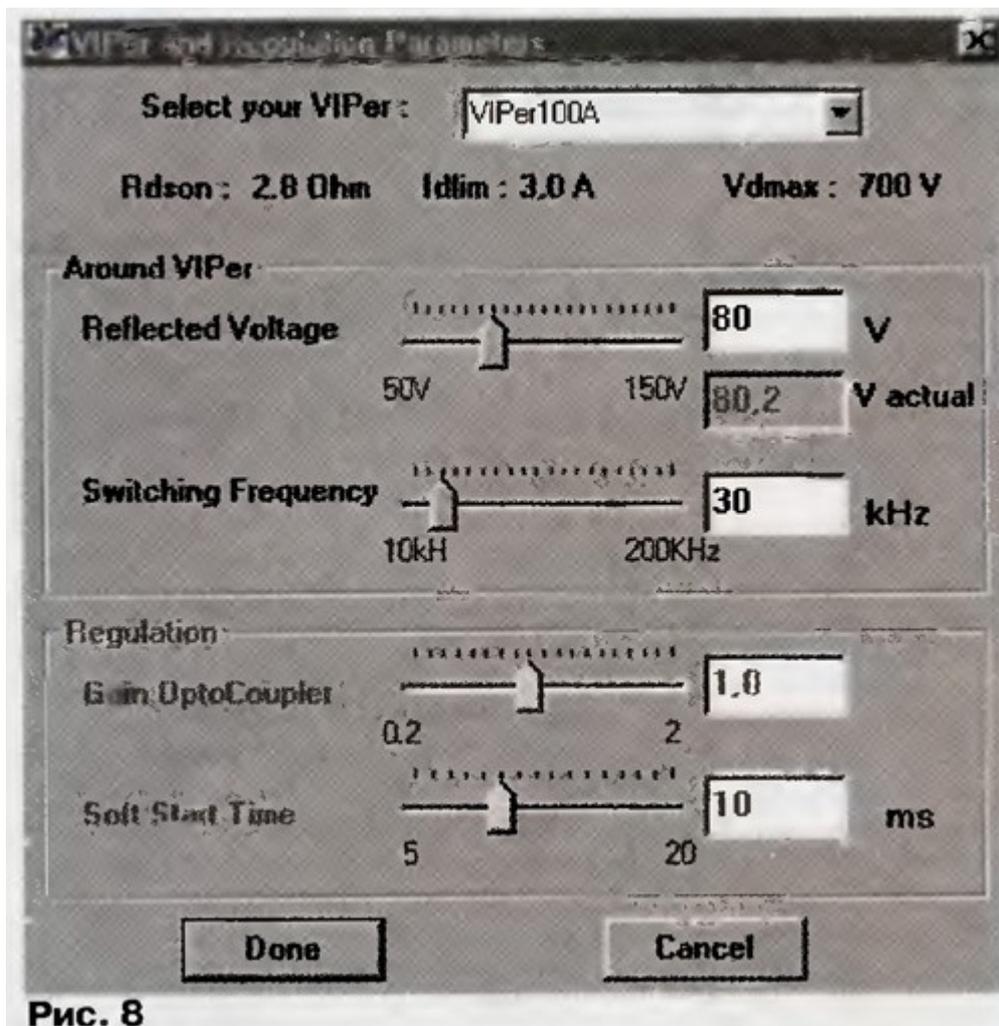


Рис. 8

После этого переходим к зеленой кнопке **Out** (выход). В открывшемся окне **Parameters Main Output** (параметры основного источника выходного напряжения) (рис. 9) переходим к редактированию раздела **Output Power** (выходная мощность): в окне **Voltage** (напряжение) устанавливаем 27 В; в окне **Current** (ток) набираем 3 А; в окне **Minimum Current** (минимальный ток) оставляем выставленное программой 0 мА, что предполагает возможность работы в режиме холостого хода.

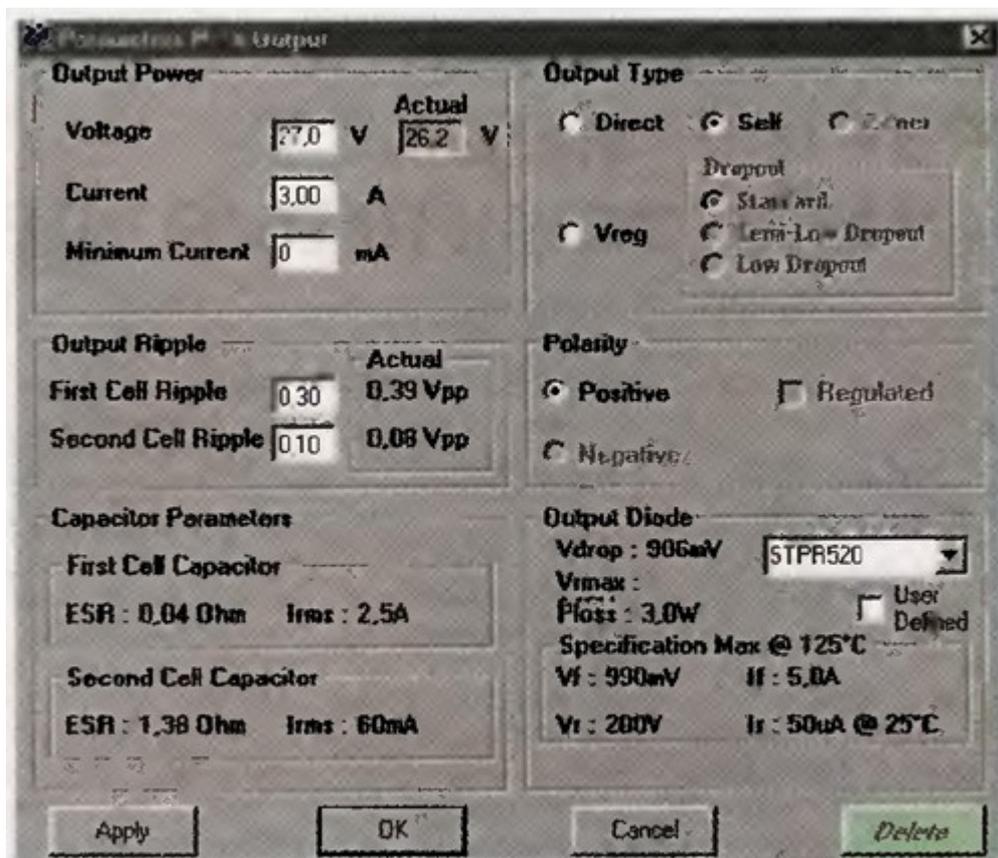


Рис. 9

Далее редактируем раздел **Output Type** (выходной фильтр). Можно оставить установленный по умолчанию **Self** П-образный LC-фильтр. Если выбрать **Direct** (фильтр — конденсатор, включенный параллельно нагрузке), может потребоваться конденсатор очень большой емкости. При выборе **Vreg** (регулятор напряжения) на выходе будет установлен дополнительный интегральный линейный стабилизатор напряжения. В этом случае необходимо указать значение **Dropout** (падение напряжения на стабилизаторе). Есть возможность выбора **Standart** (стандартное), **Low Dropout** (низкое) и **Semi-Low Dropout** (среднее). Оставляем выходной фильтр **Self**.

Переходим к редактированию значения пульсаций выходного напряжения — разделу **Output Ripple**: в окне **First Cell Ripple** (пульсации на первой ступени) устанавливаем 0,3 В, **Second Cell Ripple** (пульсации на второй ступени) — 0,1 В. После всех перечисленных манипуляций нажимаем на кнопку **Apply** (применить). Программа сразу же рассчитает параметры элементов выходной цепи и представит результаты расчетов для выпрямительного диода: **Vdrop: 906 mV** — прямое падение напряжения, **Vmax: 150 V** — максимальное обратное напряжение (к сожалению, имеющий место на момент написания статьи программный дефект прорисовки позволяет увидеть только верхнюю часть пикселей указанного элемента), **Ploss: 3 W** — потери на диоде; **Specification Max@125 °C** — параметры диода STPR520 при указанной температуре: **Vf: 990 mV** — прямое падение напряжения, **If: 5 A** — допустимый прямой ток, **Vr: 200 V** — предельное обратное напряжение; **Ir: 50 uA @ 25 °C** — максимальный обратный ток при указанной температуре. По справочнику выбираем близкий отечественный аналог КД213Б.

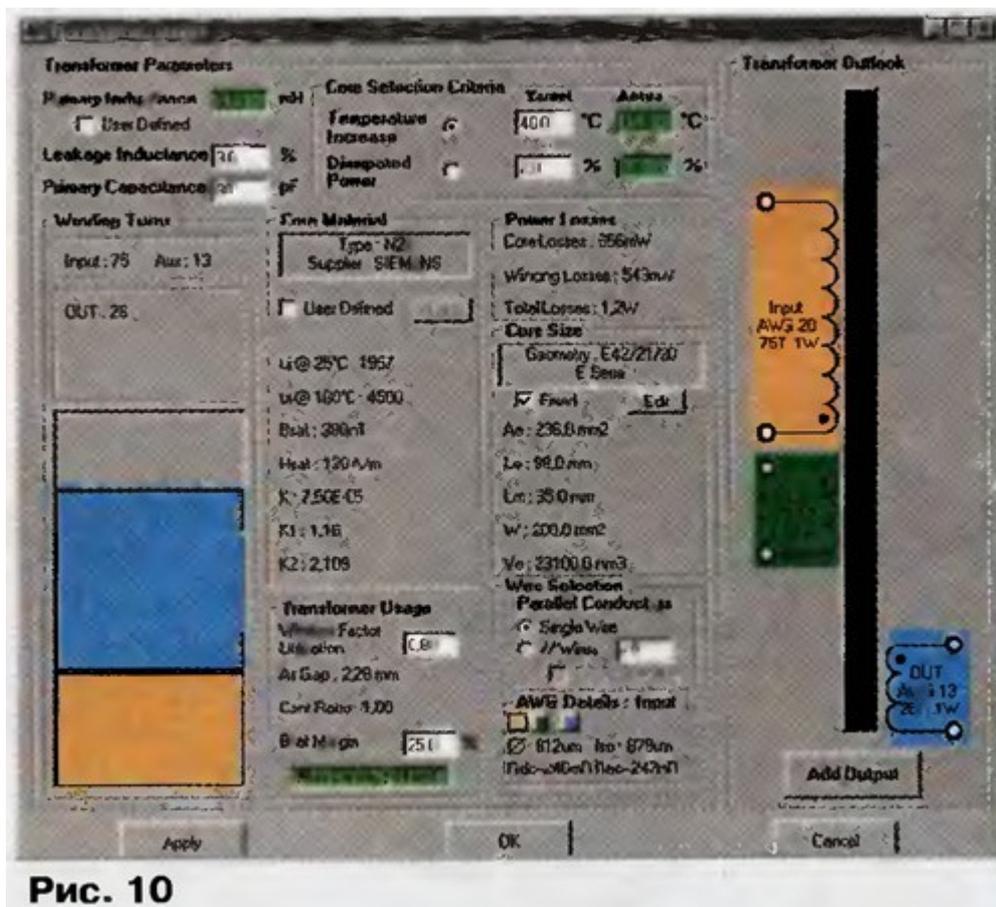


Рис. 10

Следует обратить внимание на то, что из-за формы импульсного напряжения, очень сильно отличающейся от меандра, выпрямительный диод, участвуя в формировании сравнительно низкого напряжения 27 В, испытывает на себе значительно большее обратное напряжение — около 150 В, — и учитывать этот факт при выборе диодов.

После завершения этого этапа проектирования нажимаем на кнопку **OK** открытого окна **Parameters Main Output**, после чего оно закрывается.

И последний этап проектирования связан с редактированием параметров импульсного трансформатора. Нажимаем на серую кнопку **Transformer**, после чего откроется окно **Transformer Design** (проектирование трансформатора), показанное на **рис. 10**.

Окно содержит два главных раздела: **Transformer Parameters** (параметры трансформатора) и **Transformer Outlook** (выходные данные трансформатора), содержимое которых соответствует трансформатору, типоразмер которого указан в разделе **Core Size** (размер магнитопровода). Программа использует магнитопровод минимально допустимого размера, в соответствии с выбранным по умолчанию критерием для оценки потерь **Temperature Increase** (превышение температуры) в разделе **Core Selection Criteria**. Напротив этого критерия выставлен флажок, в одной строке с которым указаны два его значения: **Target 40°C** (допустимое) и **Actual 34,8°C** (действительное). При этом значения неосновного критерия **Dissipated Power** (рассеиваемая мощность) соответствуют **Target 2%**, **Actual 2,2%**. Последнее, как превышающее установленную норму, выведено в окне на красном фоне. Если выбрать основным второй критерий (переставить флажок напротив его наименования), а затем нажать на кнопку **Apply**, тут же изменятся параметры трансформатора

В окне **Geometry** раздела **Core Size** приведены размеры каждой пластины в следующем порядке: ширина/высота/толщина **E36/18/11 E serie** (геометрия для E серии — зарубежного аналога Ш-образных пластин). Почти те же размеры имеет отечественный

аналог Ш 10x10. Если вы будете его использовать, можете переходить к следующему разделу. Если же такого магнитопровода нет в наличии, а есть Ш12x20x21 из феррита марки М3000НМС2, используемый в блоках питания телевизоров 3(4)УСЦТ и других, необходимо пересчитать параметры трансформатора. Для этого в разделе **Core Size** устанавливаем флажок в окне **Fixed** (зафиксировано) и нажимаем на кнопку **Edit** (редактировать), после чего появится окно **Core Size** (рис. 11). Форму магнитопровода **E serie** оставляем без изменения (при необходимости в этом же окне можно выбрать из предлагаемого списка другой магнитопровод, например, серии RM10). Далее в окне **Geometry** подбираем типоразмер, близкий к имеющемуся **E42/21/20**. Нажимаем на кнопку **OK**, после чего окно **Core Size** закроется. Теперь в разделе **Core Size** можно прочитать параметры выбранного магнитопровода: **Ae 236 mm²** (площадь сечения); **Le 98 mm** (средняя длина магнитной линии); **Lm 85 mm** (средняя длина витка); **W 200 mm²** (площадь сечения окна); **Ve 23100 mm³** (объем магнитопровода). Обратим внимание: после увеличения размеров исчез красный транспарант, соответствующий неосновному критерию **Dissipated Power** — раньше его значение **Actual 2,2 %** превышало требуемое, а теперь вошло в норму и составляет 1,4%.



Рис. 11

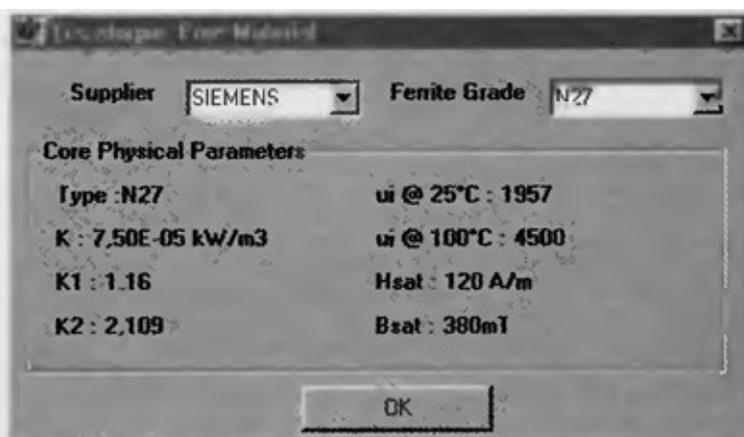


Рис. 12

Переходим к содержимому раздела **Core Material** (материал магнитопровода). По умолчанию программа предлагает: **Type N27, Supplier SIEMENS** (феррит марки N27 фирмы SIEMENS). Сравнивая его параметры с характеристиками отечественных ферритов М3000НМС2, приведенными в справочнике [8], отметим их хорошее совпадение. Если же придется использовать какой-то другой феррит, следует установить флажок в окне **User Defined** (определено пользователем) и нажать на кнопку **Edit**, после чего появится окно **Transformer Core Material** (материал магнитопровода трансформатора), показанное на рис. 12. В нем имеется возможность выбора производителя и марки феррита, параметры которого выводятся в этом же окне. Важно отметить, что какой бы феррит вы ни выбрали, значение параметра **Primary Inductance** (индуктивность первичной обмотки) (см. рис. 10) остается неизменным.

Обратимся к разделу **Transformer Outlook** (выходные параметры трансформатора), где приведены сведения об обмотках трансформатора. Теперь их можно переписать (или распечатать на принтере, такая возможность есть) и приступить к практическому исполнению. Некоторые погрешности расчета, как и любой другой дестабилизирующий фактор, будут пронивелированы узлами автоматического регулирования ШИМ-контроллера, но это уменьшит запас устойчивости ИИП на остальные возмущающие воздействия.

Поэтому все же лучше не торопиться и откорректировать результаты автоматизированного проектирования, максимально приблизив их к реальным.

КОРРЕКТИРОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Снова обратимся к окну **Transformer Design**, показанному на рис. 10.

В разделе **Wire Selection Parallel Conductors** (выбор параллельных проводников в обмотке) оставим установленный программой по умолчанию флажок на пункте **Single Wire** (одиночный проводник), что будет соответствовать использованию одинарных проводников в обмотке. Если выбрать пункт **//Wires** (параллельные проводники) и в соответствующем окне исправить установленные системой 10 проводников на другое предполагаемое их число, в зависимости от рабочей частоты программа пересчитает обмотки трансформатора с новыми исходными значениями. Имеется возможность использовать проводники одного диаметра для всех обмоток. Для этого достаточно поставить "галочку" в окне **Single Diameter** и нажать на клавишу **Apply**. Мы же ограничимся использованием одинарных проводников различного диаметра.

Теперь в разделе **Transformer Outlook** можно прочитать справочную информацию по всем обмоткам: **Input AWG20 75T 1W** (первичная — провод №20 по стандарту AWG, 75 витков одинарного провода), **Auxiliary AWG42 13T 1W** (вспомогательная — провод №42, 13 витков), **Out AWG 13 26T 1W** (выходная — провод №13, 26 витков). Чтобы узнать диаметр провода в миллиметрах, следует зайти в раздел **AWG Details** и нажать на одну из трех цветных кнопок, цвет которых соответствует цвету обмоток. В заголовке **AWG Details** появляется соответствующее название обмотки, а ниже — ее геометрические и электрические параметры. Например, для вспомогательной обмотки (**Aux**) **Ø64 um Iso 76 um; Rdc=6,9 R; Rac=6,9 R** (диаметр — 64 мкм = 0,064 мм, с изоляцией — 0,076 мм; сопротивление по постоянному току — 6,9 Ом; сопротивление по переменному току — 6,9 Ом).

В разделе **Transformer Usage** (использование трансформатора) приведены основные нормы, характеризующие некоторые резервы, которые должны быть обеспечены при проектировании трансформатора. К таковым относятся **Window Factor Utilisation** (коэффициент заполнения сечения окна), который по умолчанию не должен превышать 80%, и **Bsat Margin** (запас по максимальной индукции в магнитопроводе) относительно индукции в режиме насыщения **Bsat 380 mT** — не менее 25 %. Расчетное значение магнитной индукции **Flux Density 116 mT** составляет всего около 30 % от максимально возможного, т. е. запас равен 70%, и предъявляемые требования по запасу выполняются. Столь низкая магнитная индукция обусловлена указанным здесь же немагнитным зазором **Air Gap**, равным 2,28 мм. В соответствии с алгоритмом проектирования программа вычислила, что индуктивность первичной обмотки **Primary Inductance** при этом должна составлять 0,73 мГн.

Но если критически подходить к результатам проектирования, необходимо заранее учитывать погрешность в расчетах. В справочниках по изделиям из феррита указано, что их электромагнитные параметры могут отличаться от приводимых значений на $\pm 25\%$.

Поэтому лучше не полагаться на волю случая и не перегружать комплекс дестабилизирующих факторов дополнительными возмущающими воздействиями, а выполнить корректирование результатов проектирования. Относится это, прежде всего, к индуктивности первичной обмотки трансформатора. Поскольку при разработке ИИП в распоряжении радиолюбителя может оказаться магнитопровод с немагнитным зазором, который отличается от расчетного. Это обстоятельство также указывает на необходимость учета реальной индуктивности первичной обмотки.

Известные математические формулы не позволяют с высокой точностью рассчитать индуктивность первичной обмотки, поскольку они плохо учитывают сильное влияние немагнитного зазора на эффективную магнитную проницаемость материала магнитопровода. Поэтому проще всего намотать на имеющийся в наличии магнитопровод пробную обмотку с числом витков $w_{\text{проб}}$, измерить ее индуктивность $L_{\text{проб}}$, а затем рассчитать число витков w , необходимое для заданной индуктивности L : $w = w_{\text{проб}} \sqrt{L/L_{\text{проб}}}$.

Очевидно, что индуктивность обмотки очень слабо зависит от диаметра проводника. Может случиться так, что в распоряжении радиолюбителя не оказалось

требуемого системой сортамента обмоточных проводов, но имеется набор проводов другого диаметра, который можно использовать для изготовления трансформатора.

Например, для первичной обмотки программа рекомендует использовать провод диаметром 0,812 мм. Причем на частоте преобразования 30 кГц вам не удастся "заставить" программу перейти на параллельные проводники. Тем не менее в большинстве импульсных трансформаторов телевизионных блоков питания обмотки выполняют из нескольких параллельных проводников. Выполним эту операцию вне автоматизированной системы проектирования. Из условия равенства боковой поверхности, приравнивая длину окружности одинарного и параллельных проводников, определим их диаметр: $d_2 = d_1/2 \approx 0,41$ мм.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора, содержащей 26 витков из двух проводников ПЭВ-2 0,41, намотанных на магнитопроводе из пластин трансформатора Ш12х20х21 с немагнитным зазором на центральном стержне 2,4 мм, оказалась равной 103 мкГн. Чтобы получить требуемую индуктивность 730 мкГн, обмотка должна состоять примерно из 70 витков.

Пропорционально откорректируем рекомендуемые программой остальные обмотки: $w_2 = (70/75) \cdot 13 \approx 12$ витков; $w_{вых} = (70/75) \cdot 26 \approx 24$ витка.

Реальная индуктивность первичной обмотки трансформатора, изготовленного в соответствии с приведенными параметрами, примерно равна 770 мкГн, что хорошо согласуется с расчетом.

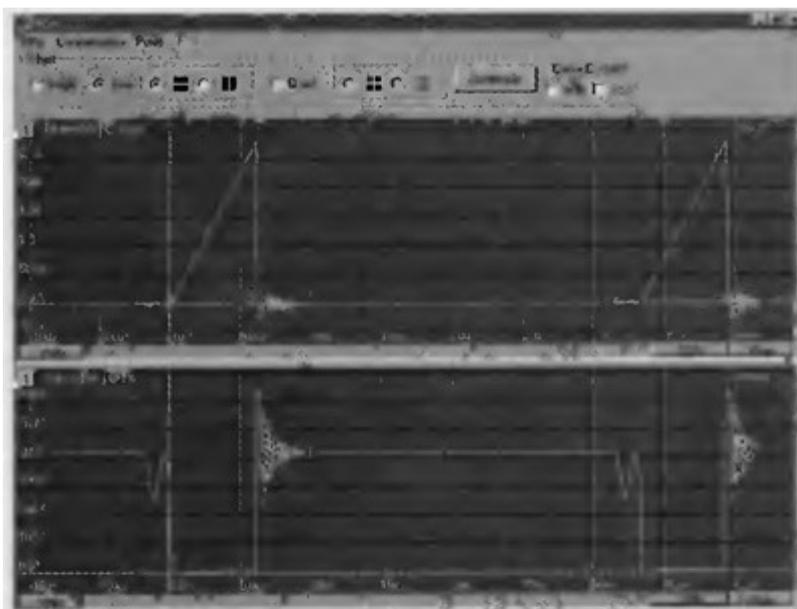


Рис. 13

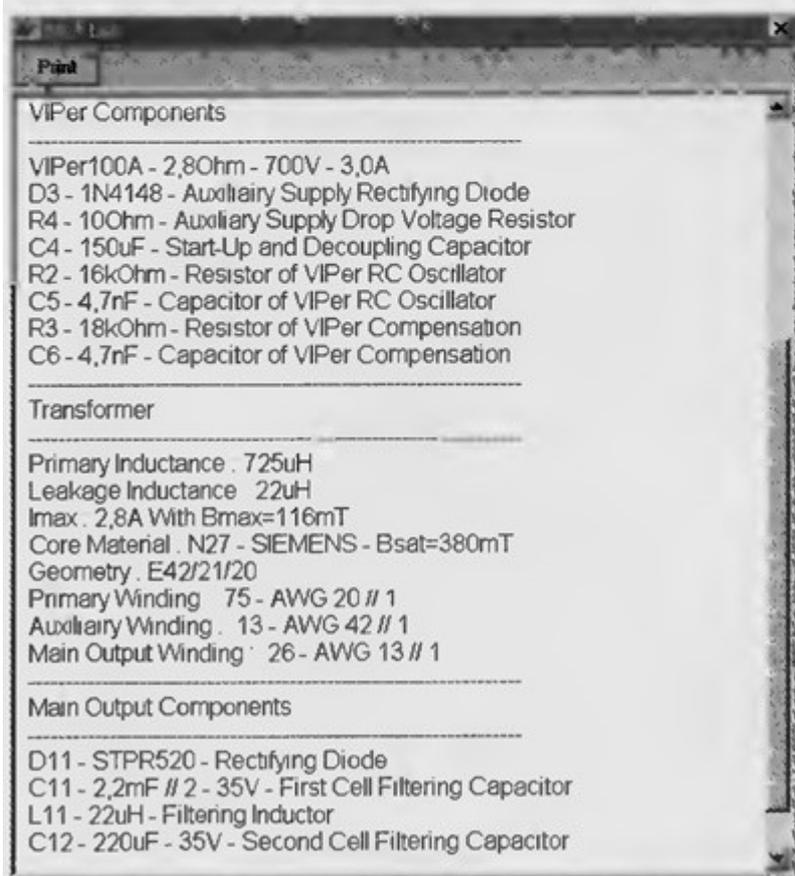


Рис. 14

Для выходной обмотки программа рекомендует использовать провод диаметром 1,8 мм, при этом сопротивление обмотки по постоянному току составит 25 мОм, а по переменному — 38 мОм. К сожалению, в распоряжении автора не нашлось требуемого провода, поэтому его пришлось заменить имеющимся другого диаметра — 1,5 мм. Неизбежное увеличение сопротивления обмотки и соответствующее снижение выходного напряжения придется скомпенсировать увеличением числа витков 25. Значительный запас расчетного превышения температуры трансформатора (15,5 °С против допустимых 40 °С) дает право надеяться на справедливость подобного корректирования.

Завершая расчет трансформатора, определим дополнительное напряжение $U_{доп} = (70/25) \cdot 27 = 75,6 \text{ В}$, а с учетом КПД — $81,6 \text{ В}$, что весьма близко к установленному программой, и поэтому к окну **VIPer** (см. **рис. 8**) можно не возвращаться.

Переходим к выбору коммутирующего транзистора.

На панели инструментов DS нажимаем на кнопку **Waveform** (осциллограмма), после чего откроется окно, показанное на **рис. 13**, в котором можно одновременно наблюдать по выбору до четырех различных параметров ИИП.

Оставляем предлагаемые системой два окна для просмотра осциллограмм, и в первом окне выведем зависимость **I_{drain} = f(V_{in})@P_{max}** (зависимость тока стока от входного напряжения при максимальной потребляемой мощности), а во втором — **V_{drain} = f(V_{in})@P_{max}** (зависимость напряжения на стоке от входного напряжения при максимальной потребляемой мощности). Изменяя с помощью движка на линейке прокрутки входное напряжение, можно исследовать характер трансформирования указанных параметров. Из этих диаграмм можно сделать следующие выводы: при всех допустимых изменениях сетевого напряжения и параметров нагрузки проектируемый ИИП работает в режиме прерывистых токов — дополнительно об этом свидетельствует надпись в правом верхнем углу окон с осциллограммами; амплитуда тока стока коммутирующего транзистора при максимальном сетевом напряжении составляет $2,7 \text{ А}$; при минимальном напряжении амплитуда тока остается прежней, а коэффициент заполнения коммутирующих импульсов увеличивается от $0,18$ до $0,24$; максимальное напряжение на стоке транзистора (при максимальном сетевом напряжении) достигает 640 В .

Полученные результаты позволяют сделать заключение о том, что для проектируемого ИИП допустимо использовать полевой транзистор КП707В2 или другой, у которого максимальное значение тока стока составляет 4 А , а максимальное напряжение сток—исток — 700 В .

Для того чтобы получить результаты автоматизированного проектирования ИИП, достаточно на панели инструментов DS (см. **рис. 6**) нажать на кнопку **BOM (Bill Of Materials)** — перечень элементов), после чего появится окно **BOM List** (**рис. 14**). Если список элементов необходимо вывести на печать, следует нажать на кнопку **Print**.

Напомним, что расчет проведен для VIPer-коммутируемого ИИП, а на самом деле он собран на основе ШИМ-контроллера UC3842. Несмотря на все их сходство и подобие, имеется все же значительное различие, которое игнорировать ни в коем случае нельзя. Связано оно с тем, что в первом случае частото задающий резистор подключен непосредственно к источнику питания микросхемы $+15 \text{ В}$, а во втором — к внутреннему источнику стабилизированного напряжения $+5 \text{ В}$. Поэтому для того, чтобы обеспечить требуемую частоту коммутирующих импульсов $f = 30 \text{ кГц}$ при среднем значении коэффициента заполнения $D = (0,18 + 0,24)/2 = 0,21$, необходимо откорректировать номиналы частото задающей RC-цепи.

Частота генератора в микросхеме UC3842 определяется в зависимости от номиналов RC-цепи соотношением $f \approx 1,72/RC$.

Время t_{OFF} , в течение которого коммутирующий транзистор остается выключенным (см. **рис. 1**), связано с периодом импульсов T и коэффициентом заполнения D равенством $t_{OFF} = T(1-D)$.

С другой стороны, это время также определяется параметрами RC-цепи: $t_{OFF} = RC \ln[(0,00063R-2,7)/(0,00063R-4)]$.

Подставляя эти формулы, а затем потенцируя последнее равенство, получим уравнение $R = \{2,7 - 4 \exp[(1-D)/1,72]\} / \{0,00063[1 - \exp[(1-D)/1,72]]\}$.

Исходя из требуемого среднего коэффициента заполнения $D = 0,21$, получаем $R = 9,889 \text{ кОм}$ и $C = 5798 \text{ пФ}$. Возможно, пробное включение ИИП покажет, что они нуждаются в некоторой корректировке. Чтобы исключить значительное отклонение

частоты и коэффициента заполнения коммутирующих импульсов от расчетных, рекомендую с помощью цифрового измерительного прибора отобрать резистор и конденсатор с требуемыми значениями.

Разработанное устройство можно усовершенствовать, например, добавить синхронизацию рабочей частоты ШИМ-контроллера внешним источником импульсного напряжения, дистанционное отключение ИИП, вторичный контур регулирования выходного напряжения и "мягкий" запуск, использовать молибден-пермаллоевые, а также современные магнитопроводы ГАММАМЕТ [9].

ЛИТЕРАТУРА

1. Федосеня И., Прокопенко В. Новые телевизоры "Рубин". — Радио, 2000, №3, с. 40; №5, с. 16, 17.
2. Косенко В., Косенко С, Федоров В. Обратноходовый импульсный ИП. — Радио, 1999, №12, с. 40, 41; 2000, №1, с. 42, 43.
3. Миронов А. Импульсный стабилизатор напряжения с повышенным КПД. — Радио, 2000, №11, с. 44, 45.
4. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник. — М.: ДОДЭКА, 1997, с. 86—97.
5. Миронов А. Магнитные материалы и магнитопроводы для импульсных источников питания. — Радио, 2000, №6, с. 53, 54.
6. Ферритовые магнитопроводы серии RM фирмы EPCOS. — Радио, 2001, №3, с. 49—51.
7. Бирюков С. Амплитудное, среднее, эффективное. — Радио, 1999, №6, с. 58, 59.
8. Михайлова М. М., Филиппов В. В., Муслаков В. П. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры Справочник. — М.: Радио и связь, 1983.
9. Магнитопроводы ГАММАМЕТ. — Радио, 1999. №6, с. 48—50.