

# Эволюция импульсных источников вторичного электропитания:

## от прошлого к будущему. Часть 4

**Продолжен анализ частных технических проблем, решаемых в процессе эволюции нового класса импульсных ИВЭ. Рассмотрены вопросы защиты силовых элементов преобразователя, а также приведены основные концепции и практические схемы для их реализации в сетевых блоках питания. Приведены основные тенденции совершенствования схем управления импульсных ИВЭ, с учётом развития технологии их изготовления и компонентной базы.**

**Саркис Эраносян, к. т. н.**

sergera840@mail.ru

**Владимир Ланцов**

vvlantsov@list.ru

В предыдущей статье [1] описано развитие отечественной компонентной базы для импульсных источников вторичного электропитания в период с 1980 до 1990 г., в частности, речь шла о новых высоковольтных транзисторах с допустимым напряжением коллектор-эмиттер  $U_{CER}$  400 и 650 В при токах коллектора до 10 А. Кроме того, с конца 1970-х до середины 1980-х годов были разработаны современные силовые высокочастотные (ВЧ) силовые диоды на основе барьера Шоттки и диодов с тонкой базой. Эти диоды имели допустимые обратные напряжения  $U_{RRM}$  от 40 до 200 В и выше при токах  $I_{F(AV)}$  от 2 до 30 А. При этом их основные технические параметры были на уровне лучших зарубежных элементов, разумеется, при ограниченной типонимальной номенклатуре. Это дало возможность широкого внедрения в РЭА источников питания с бестрансформаторным входом (БИВЭ). Подробно описаны общие пути оптимизации основных узлов БИВЭ, с точки зрения повышения их удельных массо-габаритных характеристик, например, путем определения оптимальной рабочей частоты силового преобразователя.

Рассмотрены частные технические проблемы, возникающие в процессе эволюции БИВЭ, и методы их решения, которые позволили увеличить частоту преобразования в блоках питания до 100 кГц и выше. Показаны предельные возможности развития некоторых видов изделий электронной техники, таких как ферритовые магнитопроводы для ВЧ-трансформаторов, работающих на частотах до 300 кГц, а также для ВЧ-дросселей фильтров, построенных на Мо-пермалловых сердечниках. По существу доказано, что практически достигнуты предельные (наилучшие) параметры биполярных силовых переключающих транзисторов, используемых в импульсных ИВЭ. Биполярные силовые транзисторы достигли к концу 1980-х годов (в совокупности) своих лучших технических характеристик, таких как максимальное напря-

жение коллектора 250–1500 В при токах 10–30 А, а также времени рассасывания, которое снизилось до 0,2–0,5 мкс.

Рассмотрим частные технические проблемы, которые возникают в процессе эволюции БИВЭ.

### Защита силовых элементов преобразователя от перегрузки по току

Важнейшая проблема надежной работы сетевого блока питания — это безаварийная работа силовых высоковольтных транзисторов при напряжении на входе преобразователя до 350–400 В. Различные переходные, а также нерегламентированные нестационарные режимы работы преобразователя, при которых возможны броски токов через силовые транзисторы в 2–3 раза больше номинального, требуют введения в систему управления блоком узла эффективной защиты по току перегрузки. Практически, то есть совсем, невозможно устранить сбои в схеме управления, возникающие из-за воздействия различных факторов, например, сильных электромагнитных помех, появляющихся вследствие работы различных мощных агрегатов, подключенных к сети, от которой питается БИВЭ. Иногда сбои в работе блока могут быть спровоцированы неудачным монтажом, как самого блока питания, так и разводкой силовых цепей устройства, в котором он установлен. Часто помехи, воздействующие на узлы управления, приводят к аварийным режимам работы силовых транзисторов, в процессе проведения экспериментальных исследований или регламентных работ, при подключении к чувствительным точкам схемы выводов измерительного прибора, например осциллографа. При этом сбои могут быть вызваны как наличием паразитных связей измерительных приборов с «землей» и сетью, так и увеличенным значением емкости выводов относительно корпуса прибора или блока питания.

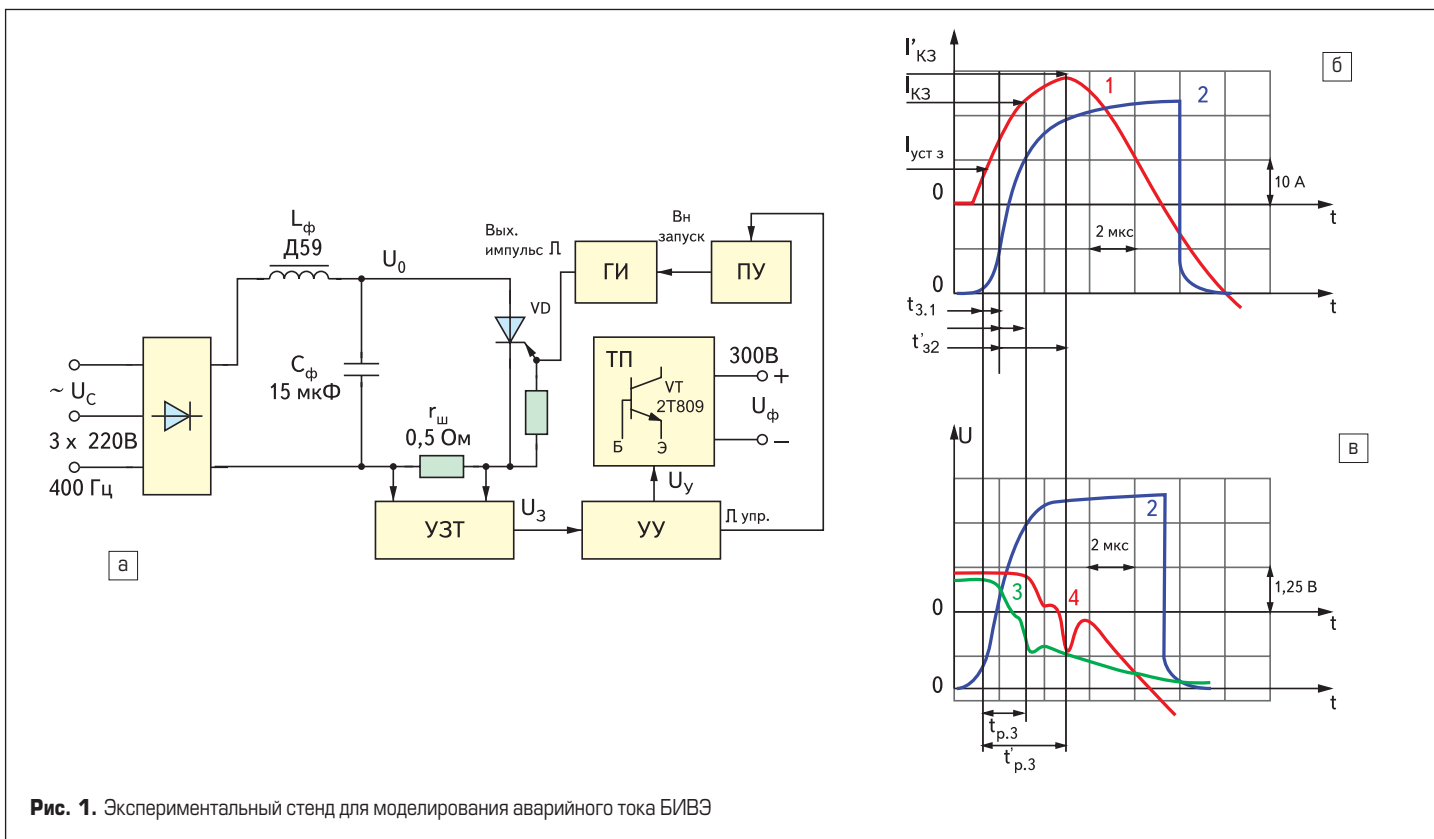


Рис. 1. Экспериментальный стенд для моделирования аварийного тока БИВЭ

С целью конкретизации основных требований к идеологии построения защиты по току силовых транзисторов БИВЭ были проведены экспериментальные исследования с элементами натурального моделирования аварийного режима, возникающего в процессе возникновения токовой перегрузки. В качестве испытуемого блока был использован сетевой блок питания с выходной мощностью 400 Вт, описанный в статье [2]. Схема экспериментального стенда представлена на рис. 1а.

Блок питания подключался к источнику постоянного напряжения 300 В ( $U_{\phi}$ ). На рисунке, где приведена только часть блока, условно показан преобразователь (ТП), содержащий высоковольтные транзисторы. В качестве примера показан внутри ТП один из силовых транзисторов VT. Преобразователь управляется схемой управления (УУ), соединенной с узлом быстродействующей защиты по току (УЗТ). Силовой фильтр  $L_{\phi} - C_{\phi}$ , аналогичный установленному в испытуемом БИВЭ, собран отдельно и подключен через трехфазный выпрямитель к сети напряжением 220 В и частотой 400 Гц. Параллельно выходному конденсатору фильтра  $C_{\phi}$  подключен тиристор VD через датчик тока и резистор  $r_{ш}$ , сигнал от него поступает на вход узла защиты, выходной сигнал которого связан со схемой УУ и далее в виде импульса ( $U_y$ ) воздействует на силовые транзисторы.

Процессы, происходящие после включения тиристора VD, позволяют провести анализ поведения всех узлов и элементов сетевого блока при имитации аварии, когда срабатывает защита по току. Тиристор включался периодически с частотой 400 Гц, длительность его импульса запуска на выходе генератора (ГИ) составляла 40 мкс. Генератор работал в режиме внешнего запуска. Импульс, подаваемый на генератор ГИ, формировался, в свою оче-

редь, специальным пересчетным устройством (ПУ), которое тактировалось сигналами управления, подаваемыми на базовые цепи силовых транзисторов преобразователя.

Сущность эксперимента заключалась в следующем. Аварийный режим в транзисторах ТП моделировался периодическим закорачиванием конденсатора  $C_{\phi}$ . При этом на датчике тока появлялся сигнал аварии. Отметим, что ввиду наличия в цепи замыкания тиристора VD индуктивности проводников, ток через резистор  $r_{ш}$  имеет колебательный характер, то есть обеспечивает выключение тиристора обратным током. После разрядки конденсатора  $C_{\phi}$  тиристор закрывается, а конденсатор вновь заряжается до очередного отпирающего импульса, моделирующего режим перегрузки по току транзисторов преобразователя. В паузах между срабатываниями тиристора конденсатора  $C_{\phi}$  заряжался до 300 В.

Как видно на осциллограмме (рис. 1б), динамическое сопротивление открывающегося тиристора и колебательный характер ограничивают максимальное значение тока короткого замыкания на уровне 25–30 А. Периодический режим процесса закорачивания позволил при внешней синхронизации измерительного осциллографа наблюдать импульс тока перегрузки (кривая 1) и импульс на выходе узла защиты УЗТ (кривая 2). Импульс напряжения эмиттер-база силового транзистора VT в режиме срабатывания защиты при условии форсированного запирания приведен на рис. 1в (кривая 3), а импульс напряжения при пассивном рассасывании неосновных носителей — это кривая 4.

Обработанные результаты проведенных экспериментов позволяют сделать следующие выводы. При настройке узла защиты на уровень срабатывания, обозначенный  $I'_{уст.з}$  на рис. 1б, его пороговый элемент выдает импульс (кри-

вая 2) с суммарной задержкой по времени  $t_{3.1}$ . Следует отметить, что в этом блоке УЗТ выполнено на основе операционного усилителя 140УД1, на выходе которого имеется ключевой каскад на транзисторе 2Т603Б с импульсным трансформатором типа ММТИ-329. Гальванически развязанный от сетевого потенциала импульс напряжения (кривая 2) подается в схему управления УУ, где воздействует на усилители мощности базовых цепей силовых транзисторов. В результате действия выходного импульса узла защиты происходит выключение силовых транзисторов преобразователя. На рис. 1в показаны импульсы напряжений при двух вариантах выполнения схемы выключения. Для первого варианта кривая 3 показывает изменение напряжения перехода эмиттер-база силового транзистора после прихода импульса защиты  $U_y$ . В момент полного запирания силового транзистора, что соответствует режиму окончательного прерывания тока через его коллектор (рис. 1а), квазиаварийный ток достигал значения  $I'_{кз} \approx 24$  А. Для второго варианта (кривая 4) (при условии пассивного рассасывания неосновных носителей) видно, что процесс полного выключения силового транзистора происходит позднее, чем в схеме первого варианта. Для этого случая моделированный ток короткого замыкания через транзистор в режиме срабатывания защиты достигает значения  $I'_{кз}$ , то есть  $\approx 28$  А.

Если ввести термин «время реагирования» ( $t_{p3}$ ) и определить его как интервал, отсчитываемый от момента достижения аварийным током уставки защиты до момента, когда полностью прерывается ток через силовой транзистор, то это время составит для первого варианта  $t'_{p3} = 2,2$  мкс, а для второго —  $t'_{p3} = 3,8$  мкс. Для обоих вариантов схем время задержки срабатывания порогового элемента узла защиты  $t_{3.1} = 0,8$  мкс.

При анализе приведенных осциллограмм можно сделать чрезвычайно важный вывод. В условиях применения современных высоковольтных биполярных транзисторов, когда существует конечное время их выключения 0,5–2 мкс, обнаруживается запаздывание прерывания аварийного тока. Вследствие этого возникает разрушительный ток, делающий работу узла защиты неэффективной. Проведенные экспериментальные исследования аварийных режимов в сетевых блоках питания достаточно полно отражают качественные характеристики протекающих процессов. При имитации аварийного режима с помощью силового транзистора (вместо тиристора) иногда амплитуда тока короткого замыкания возрастала в 1,5–3 раза из-за меньшего динамического сопротивления транзистора в процессе переключения.

Практический опыт работы с бестрансформаторными блоками питания позволяет сформулировать основные требования к системе организации защиты по току силовых высоковольтных транзисторов:

1. На этапе срабатывания узла защиты от начала реагирования «выявительного» органа до полного прекращения тока через силовой транзистор необходимо обеспечить ограничение тока на безопасном для транзистора уровне.
2. Суммарное быстродействие «выявительно-го» органа должно быть не более 0,3–0,4 мкс.
3. В момент срабатывания защиты необходимо вводить активное запирающее высоковольтных транзисторов.
4. Предпочтительна гальваническая развязка исполнительного органа защиты от датчика тока, связанного непосредственно с входным сетевым напряжением.

### Защита по току в сетевых блоках с входным индуктивным фильтром

Анализ работы устройства защиты по току, в которой были реализованы основные требования изложенной концепции эффективной защиты силовых транзисторов, проведем на основе БИВЭ, рассмотренного в [2]. На рис. 2 приведена упрощенная схема этого блока питания.

Как видно на рисунке, входное сетевое трехфазное напряжение 220 В и частотой 400 Гц поступает через сетевой выпрямитель (СВ) на вход низкочастотного фильтра (НФ). Постоянное напряжение  $U_0$  с выхода НФ на уровне 270–340 В поступает на вход преобразователя ТП. Мостовой преобразователь с выходной мощностью 400 Вт содержит в диагонали силовой трансформатор  $T_{р.с}$ . Силовые транзисторы VT1–VT4 управляются импульсами, сформированными схемой управления (УУ) по закону ШИМ. Схема управления среди прочих узлов содержит модулятор длительности импульсов (МДИ). Блок питания включается устройством, названным «узел реле» (УЗ), выход которого соединен с контактором (К), контакты которого обеспечивают подачу сетевого напряжения на вход блока.

Особенностью рассматриваемого блока является цепь ограничения тока короткого замыкания, которая включена последовательно с конденсатором фильтра  $C_{\phi}$ . Эта цепь представляет собой параллельное соединение диода  $VD_{\phi}$  и ограничительного резистора  $R_{огр}$ . На рис. 2 изображена часть схемы устройства защиты по току (УЗТ), которое содержит параметрический стабилизатор напряжения R1, VD1, операционный усилитель A1, выполняющий роль порогового элемента. На один вход усилителя A1 поступает сигнал  $U_{гш}$

от датчика тока, который суммируется с постоянным стабилизированным напряжением делителя R2–R4. Другой вход усилителя A1 соединен с источником опорного напряжения (R5, VD2) через резистор R6. Выход порогового элемента соединен с импульсным усилителем на транзисторе VT5, в коллекторе которого включен импульсный трансформатор  $T_{р.1}$ . Одна из обмоток этого трансформатора  $w_4$  образует цепь положительной обратной связи, подключенной к базе VT5. Выходные обмотки  $T_{р.1}$  соединены с входами МДИ и формирователя стробирующего импульса (ФИС), обеспечивающего форсированное выключение силовых транзисторов (рисунк, см. СЭ №1 '2009, стр. 24). В нормальном режиме работы преобразователя ТП потребляемый им ток  $I'_н$  образован двумя составляющими: током  $I_L$  дросселя  $L_{\phi}$  и током  $I_{р}$  разрядки конденсатора  $C_{\phi}$ . При выключенных силовых транзисторах преобразователя происходит зарядка конденсатора током дросселя, который протекает через диод  $VD_{\phi}$ .

Защита от перегрузки по току функционирует следующим образом. Когда ток через резистор  $r_{ш}$  возрастает до тока уставки срабатывания, определяемой потенциометром R3, срабатывает операционный усилитель A1, и на выводе 5 образуется напряжение, которое открывает транзистор VT5. Благодаря положительной обратной связи он удерживается в режиме насыщения некоторое время после уменьшения тока перегрузки. В результате этого на вторичных обмотках импульсного трансформатора  $T_{р.1}$  формируются сигналы, обеспечивающие ограничение длительности управляющих импульсов на базах открытых силовых транзисторов, а также запуск схемы узла ФИС. Последняя образует активное запирающее транзисторов

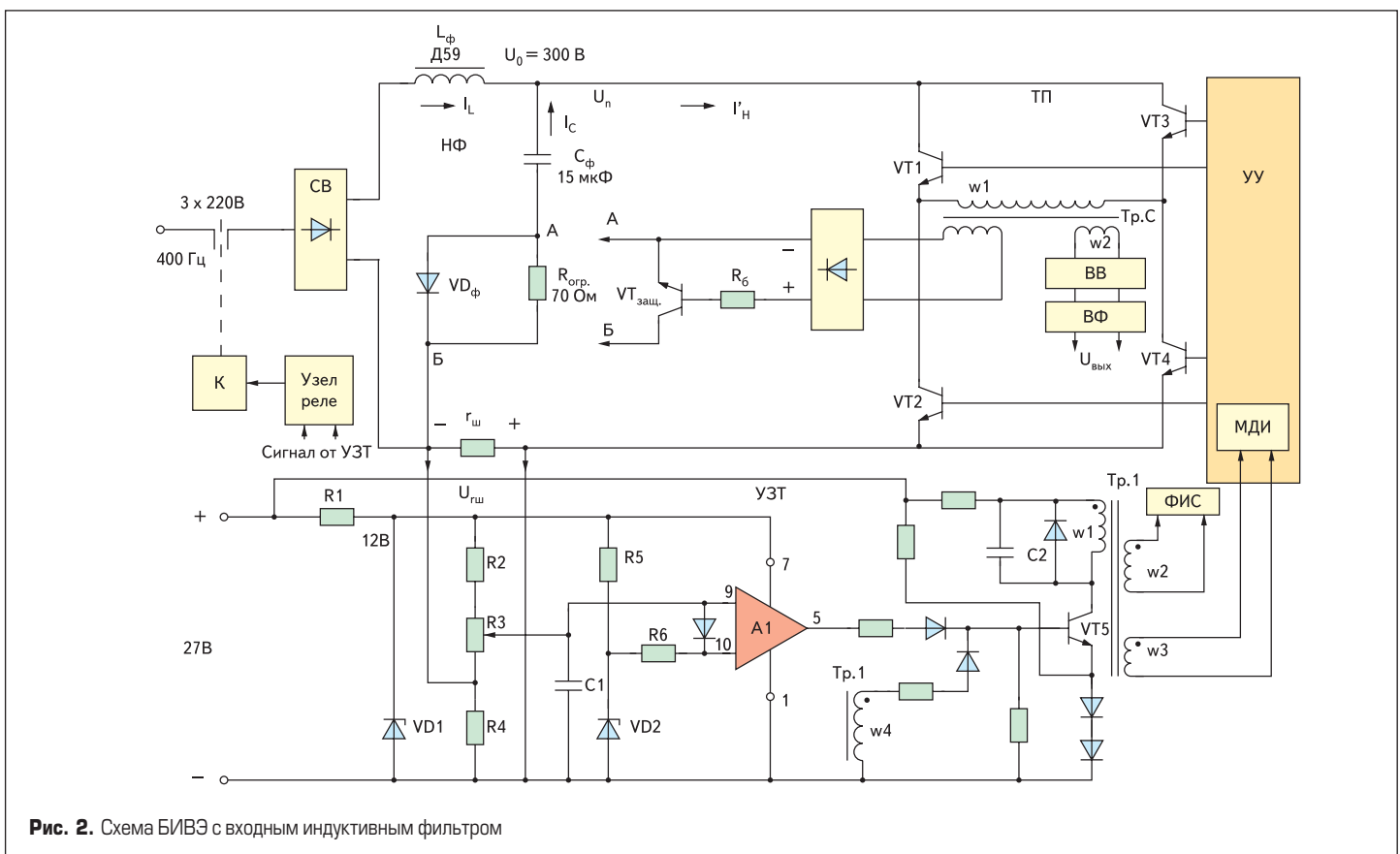


Рис. 2. Схема БИВЭ с входным индуктивным фильтром

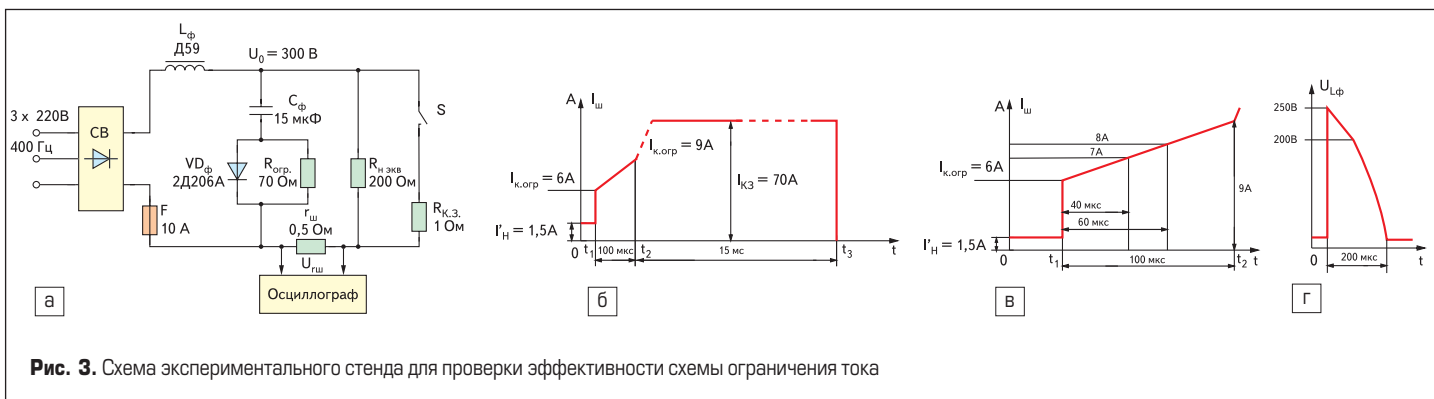


Рис. 3. Схема экспериментального стенда для проверки эффективности схемы ограничения тока

VT2, VT4, точнее одного из них, который был открыт в этом полупериоде рабочей частоты ТП.

Время задержки срабатывания «выявительного» органа состоит из следующих частей:

1. Задержка нарастания напряжения на выводе 9 усилителя А1, определяемая помехозащитным интегрирующим конденсатором С1, уменьшающим коммутационный пик силового тока, который появляется одновременно с открыванием силовых транзисторов. В рассматриваемом блоке это время составляет 0,3–0,4 мкс.
2. Время переключения операционного усилителя, отсчитываемое от начала реагирования до начала открывания транзистора VT5 (обычно это время равно 0,2–0,3 мкс).
3. Время нарастания напряжения на обмотках импульсного трансформатора (0,1–0,25 мкс).
4. Время срабатывания МДИ после подачи на его вход импульса от узла защиты (0,1–0,15 мкс).  
Общее время задержки ( $t_3$ ) составляет 0,7–1,1 мкс.

После снятия сигнала управления с переходов эмиттер-база силовых транзисторов на них поступает запирающее напряжение, обеспечивая форсированное рассасывание накопленных избыточных носителей. В результате силовые транзисторы выключаются. Необходимо отметить, что время выключения ( $t_{выкл}$ ) биполярных высоковольтных силовых транзисторов, содержащее в себе и время рассасывания, обычно лежит в пределах 0,7–2 мкс и зависит от многих факторов. Таким образом, общее время реагирования  $t_{рз}$  при аварийном срабатывании защиты, равное сумме  $t_3 + t_{выкл}$  составляет 1,4–1,7 мкс.

В соответствии с поставленной задачей в течение этого времени необходимо каким-то способом ограничить ток короткого замыкания в системе. Ограничение тока действует в рассматриваемом блоке даже при пробое «по вертикали» (стойке): одновременное открытие транзисторов VT1 и VT2 или VT3 и VT4. Оно заключается в том, что максимальный ток разрядки конденсатора  $C_\phi$  не превышает значения  $U_0/R_{орг}$ , а ток дросселя мгновенно возрасти не может.

Приведем основные формулы для выбора элементов цепи ограничения тока в системе защиты [3]. Величина резистора  $R_{орг}$  рассчитывается из соотношения:

$$R_{орг} = U_0 / (0,8I_{\max} - I'_н), \quad (1)$$

где  $I_{\max}$  — максимально допустимый импульсный ток коллектора силового транзистора, а  $I'_н$  — приведенный к входному напряжению

$U_0$  максимальный ток нагрузки ТП. Используя соотношения амплитуды тока потребления при индуктивном фильтре, тока разрядки конденсатора и среднего тока через дроссель, после несложных преобразований получим:

$$I_c = [P_n / (\eta \times U_0)] \times (1 - \gamma), \quad (2)$$

где  $\gamma = t_i / (0,5T)$  — коэффициент заполнения импульсов модуляции ( $t_i$  — длительность открытого состояния транзисторов в каждом полупериоде, а  $0,5T$  — длительность полупериода рабочей частоты ТП).

Мощность, выделяющаяся в ограничивающем резисторе, определяется выражением:

$$P_{Рорг} = I_c^2 \times R_{орг} \times \gamma.$$

Экспериментальная проверка эффективности системы ограничения тока при работе устройства защиты по току моделировалась по схеме рис. 3а.

Начальный ток, эквивалентный току преобразователя в номинальном режиме, устанавливался с помощью резистора  $R_{н.экв}$ , входное напряжение было 300 В. Резистор  $R_{н.экв}$  шунтировался замыканием тумблера S сопротивлением  $R_{кз}$ . Напряжение  $U_{пш}$  подается на электронный осциллограф. Обработанные осциллограммы представлены на рис. 3б–г. На рис. 3б представлен характер и изменения тока короткого замыкания вплоть до перегорания предохранителя F (время срабатывания составляет 15 мс). На рисунке видно, что замыкание происходит в момент  $t_1$ , при этом ток возрастает до значения, обозначенного  $I_{н.орг}$  и равного 6 А. В течение времени от  $t_1$  до  $t_2$  ток ограничен разрядной цепью конденсатора  $C_\phi$ . Увеличивающийся ток намагничивания дросселя  $L_\phi$  приводит в течение 100 мкс к возрастанию тока до значения  $I_{к.орг} = 9$  А. На рис. 3в этот начальный участок процесса короткого замыкания приведен отдельно, причем, как видно на осциллограмме, ток нарастает в интервале  $t_1 - t_2$  практически линейно. На рис. 3г показано напряжение на дросселе  $L_\phi$ . Осциллограмма показывает, что время насыщения дросселя (D59) составляет 200 мкс.

Эта система построения защиты по току была внедрена в серийный блок питания, в котором согласно [4] получены следующие данные. Коэффициент полезного действия БИВЭ (400 Вт) без резистора  $R_{орг}$  и диода  $VD_\phi$  был 0,82, а после введения цепи ограничения короткого замыкания КПД становится равным 0,8. Следовательно, можно заключить, что суммарные потери от введения элементов огра-

ничения тока короткого замыкания составили 3% от выходной мощности БИВЭ. Если необходимо уменьшить эту величину потерь, возможно применение схемы, описанной в [5]. Для реализации этой идеи, как показано на рис. 2, параллельно ограничивающему резистору (выводы «А» и «Б») подключается транзистор  $VT_{защ}$  в моменты подачи рабочих импульсов на силовые транзисторы. Тем самым минимизируются потери на резисторе  $R_{орг}$ , так как он шунтируется в рабочем цикле преобразователя падением напряжения на открытом транзисторе  $VT_{защ}$ . В момент срабатывания схемы защиты по току импульсы управления, подаваемые на  $VT_{защ}$ , исчезают, и он запирается. При этом быстрое запираение этого транзистора обеспечивается использованием режима его работы на грани насыщения ( $U_{кз} \approx 2$  В). После этого схема ограничения тока короткого замыкания работает как обычно. В этом случае суммарные потери в БИВЭ от введения схемы ограничения тока короткого замыкания составят 1,5–2 Вт.

### Защита по току в сетевых блоках с входным емкостным фильтром

Основная часть схемы с емкостным входным фильтром [6], в которой среди других требований оптимального решения проблем разработки современного БИВЭ также реализована система ограничения тока короткого замыкания, представлена на рис. 4. А на рис. 5 приведен вариант практического построения такой схемы — устройство защиты по току [3].

На рис. 4 показана силовая часть БИВЭ. Сетевое переменное напряжение подается на сетевой выпрямитель СВ, от которого питается устройство ограничения тока зарядки УЗК, соединенное со сглаживающим фильтром  $C_{вхф}$ . Так формируется высокое постоянное напряжение  $U_0$ , являющееся питающим для высокочастотного транзисторного преобразователя ТП. Преобразователь построен на основе полумостовой схемы без средней точки источника питания. Силовые транзисторы преобразователя, попеременно открываясь, образуют на обмотке силового трансформатора  $T_{р.с}$  переменное напряжение с широтно-импульсной модуляцией. При отпирании силового транзистора VT1 к обмотке W1 прикладывается разность напряжений  $U_0$  и напряжения на разделительном конденсаторе  $C_p$ . В другой полупериод к обмотке W1 прикладывается напряжение на конденсаторе  $C_p$  через открытый транзистор VT2.





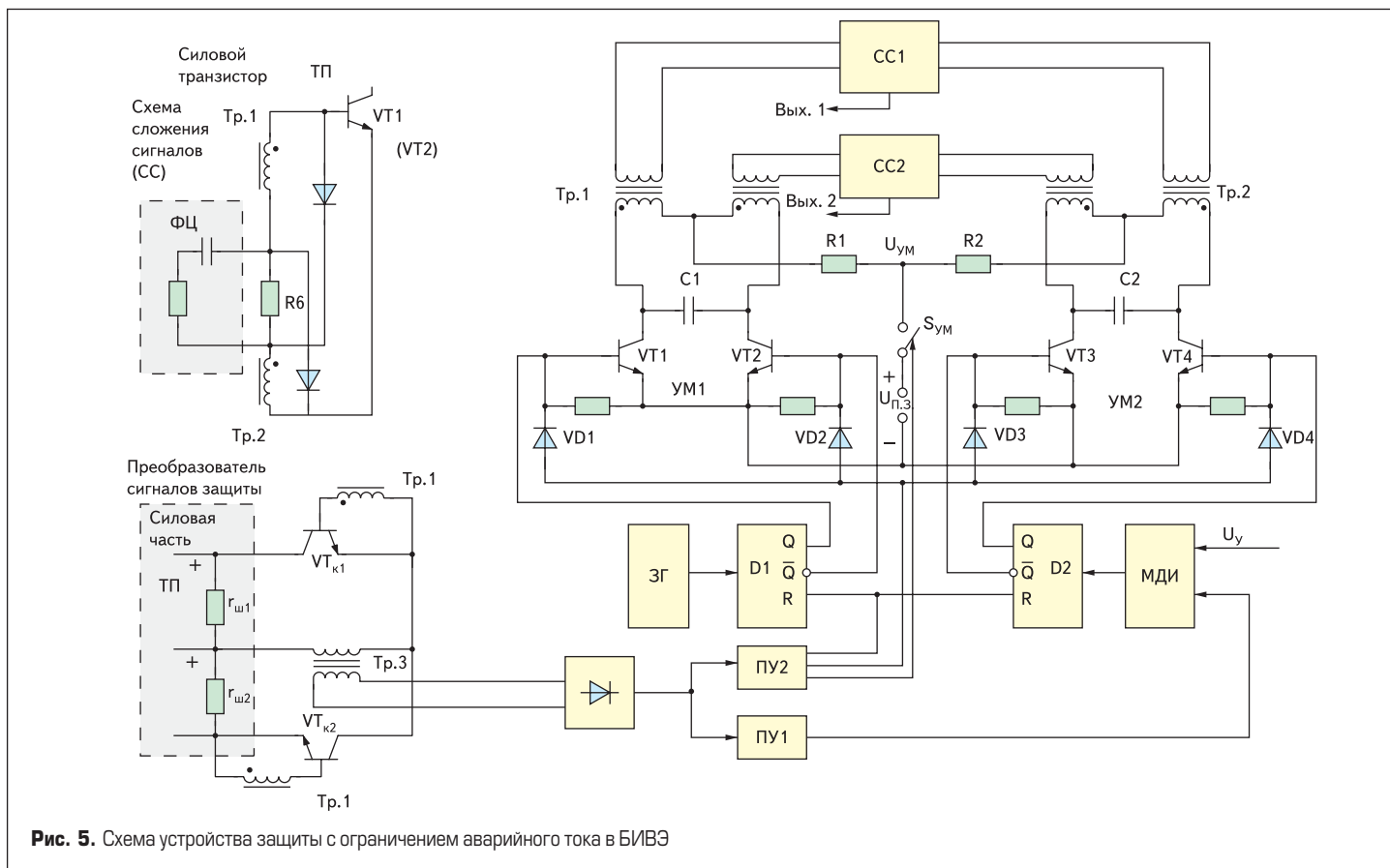


Рис. 5. Схема устройства защиты с ограничением аварийного тока в БИВЭ

в соответствии с работой [8], а для двухтактно-го преобразователя будет:

$$2L_k = (U_{0max} \times t_{p,з}) / (0,8I_{k,max} - I_{уст,з}), \quad (3)$$

где  $L_k$  — индуктивность в цепи коллектора каждого силового транзистора,  $I_{k,max}$  — предельный ток через транзистор, возникающий в аварийном режиме, причем этот ток должен быть меньше предельного допустимого тока по техническим условиям ( $I_{max}$ ).

Наличие двух пороговых устройств обусловлено концепцией двухуровневой защиты по току. Ее сущность заключается в следующем. Первый уровень реализуется устройством ПУ1 и обеспечивает функционирование автоматической возвратной защиты по току, то есть выход его, воздействуя на устройство МДИ, приводит к уменьшению ширины рабочего импульса в транзисторах ТП, вплоть до минимального значения. Уставка этой защиты достаточно близка к номинальному току. Второй уровень реализуется устройством ПУ2 и обеспечивает защиту с запоминанием, его срабатывание приводит к снятию управляющих импульсов, подаваемых на силовые транзисторы. Осуществляется это путем установки триггеров D1 и D2 в нулевое положение по выходам, что приводит к отключению транзисторов Т1–Т4 усилителей мощности, а также к размыканию ключа  $S_{ум}$ . Назначение еще одного выхода ПУ2 будет описано далее.

Основной алгоритм работы предлагаемой системы защиты поясним с помощью описания эксперимента, подтверждающего эффективность ее работы. В сетевом блоке питания 80 Вт (5 В, 16 А) [6] (рис. 4) параллельно силовому транзистору VT2 включается специальный электронный коммутатор. Причем вклю-

чение этого коммутатора производится одновременно с включением транзистора VT1 на время 10 мкс. Таким образом, имитируется пробой «по вертикали» (стойке), то есть аварийное одновременное открывание силовых транзисторов VT1 и VT2.

Процедура эксперимента заключается в том, что после создания режима аварийного короткого замыкания, то есть включения электронного коммутатора, на осциллографе записывается процесс отключения силового высоковольтного транзистора БИВЭ. При этом импульс тока перегрузки, возникающий на резисторе  $r_{ш1}$ , передается с помощью транзистора VT<sub>к1</sub> на импульсный трансформатор

Тр.3. Далее гальванически развязанный

от сети

сигнал через выпрямитель подается на пороговые устройства. Импульс выхода ПУ1 автоматического канала защиты воздействует на МДИ таким образом, чтобы импульс управления силовыми транзисторами уменьшился до минимальной длительности. Импульсы с выхода ПУ2 защиты с запоминанием, кроме установки

Таблица 1. Этапы совершенствования схемы защиты

Этапы совершенствования схемы защиты	Варианты системы защиты	Общее время срабатывания защиты $t_{p,з}$ , мкс	Предельный ток короткого замыкания $I_{пред,кз}$ , А
1	Схема без форсирующей цепи ФЦ и без закорачивания трансформаторов Тр.1 и Тр.2	6	12
2	Схема с закорачиванием трансформаторов Тр.1 и Тр.2, но без форсирующей цепи ФЦ	3,5	8
3	Схема с закорачиванием трансформаторов Тр.1 и Тр.2 и включением форсирующей цепи ФЦ	2,0	4

триггеров D1 и D2 в ноль по выходам и выключения ключа  $S_{ум}$ , также на третьем выводе формируют отпирающие импульсы, которые через развязывающие диоды VD1–VD4 поступают одновременно на базы транзисторов T1–T4 усилителей мощности УМ1 и УМ2. В результате происходит эквивалентное короткое замыкание первичных обмоток трансформаторов  $T_{р.1}$  и  $T_{р.2}$ . Эффективность примененных технических решений в системе защиты оценивается измерением времени реагирования  $t_{р.3}$  и предельного тока короткого замыкания ( $I_{пред.к.з}$ ), проходящего по силовому транзистору VT1 (рис. 4) в момент окончательного его выключения.

Приведем некоторые технические данные по серийному блоку питания, в котором была реализована двухуровневая защита по току, имеющая систему ограничения тока короткого замыкания. Силовые транзисторы — 2Т824, выпрямительные диоды выходного выпрямителя — 2Д213Б, рабочая частота преобразования ТП — 20 кГц. Индуктивность коллаторных дросселей  $L_{к1}$  и  $L_{к2}$ , ограничивающих токи в силовых транзисторах, равняется 60 мкГн; сопротивление гасящего резистора  $R_T = 2$  Ом; сопротивление датчиков токов  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2} = 1$  Ом.

Результаты экспериментальных исследований, отражающие этапы последовательного приближения схемных решений к итоговому варианту системы защиты (рис. 5), представлены в таблице 1.

Поясним приведенные экспериментальные данные.

На первом этапе сигнал устройства защиты ПУ2 обеспечивает выключение усилителей УМ1 и УМ2. Однако отсутствие запирающего импульса на высоковольтном транзисторе блока (схема ФЦ), а также пассивное время рассасывания избыточных носителей приводит к возрастанию времени реагирования до 6 мкс. Несомненно, осложняет этот процесс наличие запасенной энергии магнитного поля трансформаторов усилителей мощности, которая продолжает подпитывать базу запираемого силового транзистора.

На втором этапе закорачивание трансформаторов усилителей мощности обеспечивает быстрое рассеивание энергии в этих транс-

форматорах, что и сказалось на уменьшении времени реагирования до 3,5 мкс.

На третьем этапе реализуется закорачивание трансформаторов  $T_{р1}$  и  $T_{р2}$  и подключение форсирующей цепи ФЦ в схеме. Это позволяет значительно уменьшить время реагирования, благодаря режиму активного запирающего базового перехода силового транзистора конденсатором, заряженным во время действия отпирающего импульса управления. Необходимо подчеркнуть, что это напряжение может быть приложено к базе силового транзистора только при условии обеспечения эквивалентного закорачивания трансформаторов усилителей мощности УМ1 и УМ2.

В заключение отметим, что описанные основные пути решения серьезных проблем разработки современных высокочастотных БИВЭ не претендуют на исключительность. Однако многолетняя практика успешной эксплуатации и настройки серийно изготавливаемых сетевых блоков питания, построенных на основе предлагаемых схемных решений, подтвердила правильность и надежность изложенных концепций, алгоритмов и рекомендаций.

В части 3 настоящей статьи [1] приведены сведения о развитии отечественной компонентной базы до 1990 года. Поскольку именно в эти годы практически завершилась эпоха биполярных высоковольтных силовых ключевых транзисторов, которая берет свое начало с середины 1960-х годов, завершим эту веху развития силовой электроники кратким обзором зарубежной компонентной базы. До конца 1970-х годов были разработаны высоковольтные транзисторы, обладающие многими достоинствами, с точки зрения их успешного применения в мощных сетевых БИВЭ [9]. Фирмы RCA, Texas Instrument, Motorola Semiconductor (США) изготавливали транзисторы, примерно равноценные по своим параметрам:  $U_{CE0}$  от 250 до 400 В;  $I_c$  до 10 А; полное время выключения, учитывая время рассасывания, до 0,8 мкс. Фирма Mullard (США) выпускала транзисторы типа BOX Series, которые имели пробивное напряжение 800 В и граничное  $U_{CE0} = 400$  В, при этом общее время переключения составляло около 1,5 мкс. Транзисторы фирмы Philips ти-

па ВUX имели  $U_{CEmax} = 800$  В и общее время переключения 0,8 мкс.

Биполярные мощные транзисторы в период 1975–1990 г. были основным классом силовых транзисторных ключей в преобразователях. Несмотря на непрерывное совершенствование их параметров, улучшение характеристик их быстродействия различными схемами их управления, таких как пропорциональное токовое управление, эмиттерное выключение и т. п., все же относительно большое время рассасывания избыточных носителей, а также параметры области их безопасной работы (ОБР) значительно ограничивали частоту работы силовых преобразователей до 80–100 кГц. Однако к концу 1980-х годов стало очевидным, что эпоха доминирования биполярных силовых высоковольтных транзисторов, используемых в преобразователях сетевых блоков питания, работающих на рабочих частотах 100 кГц и выше, практически завершилась. На смену им пришли ключевые транзисторы нового типа: речь идет о полевых транзисторах с изолированным управляющим электродом «затвором». Структура таких приборов (металл-диэлектрик-полупроводник) лежит в основе широко распространенного названия МДП-транзисторов. В том случае, когда диэлектриком является окисел (двуокись кремния), их называют МОП-транзистором (MOSFET).

С 1980 по 1990 г. номенклатура изготавливаемых полевых транзисторов была велика настолько, что уже появились MOSFET-транзисторы (MT), как на относительно малые напряжения сток-исток от 60 В, на большие токи до 50 А, так и на высокие напряжения до 500–800 В при токах 10–20 А. При этом необходимо отметить несомненные достоинства МТ перед биполярными транзисторами: высокое входное сопротивление, позволяющее управлять их работой с помощью маломощного сигнала, а также область безопасных режимов, которая не была ограничена факторами, связанными с вторичным пробоем, как в биполярных транзисторах. Кроме того, подчеркиваем высокое быстродействие процессов переключения для полевых транзисторов, которое значительно уменьшает динамические потери, что позволяет реально повысить рабочую частоту

Таблица 2. Этапы эволюции систем управления БИВЭ

Год разработки и фирма	Параметры устройства управления (УУ)			Технология	Компонентная база (ИЭТ)	БИВЭ: параметры, структура силовой части					
	$V_{уу}$	$V_{вч-уу}$	$V_{ум-уу}$			Входная сеть	Мощность, $U_{вых} I_n$	Частота, кГц	Структура, силовые ключи	$V_{БИВЭ}$ , дм <sup>2</sup>	$P_{вт}$ , Вт/дм <sup>2</sup>
1975, ЦНИИ «ГРАНИТ»	1,2	0,14	1,06	Печатный монтаж, вертикальная установка ИЭТ	Гибридные ИС: 2ГФ181, 2ТК181; ИС: 1УТ401; импульсный трансформатор ММТИ-329	220 В; ±13/20 400 Гц; трехфазная	400 Вт; 80 В; 5 А	6,5	Мостовой ТП с ШИМ. 2Т8094А, 4 шт.	8,7	46
1980, ОКБ «РАДУГА»	0,38	0,1	0,28	Печатный монтаж, вертикальная установка ИЭТ	ИС.136А3 (А8,ТМ2), 140УД1А, 1НТ251 142ЕН1Б, 2ДС523	220 В; ±16/25 50 Гц; однофазная	80 Вт; 5 В; 16 А	20	Полумостовой ТП ШИМ. 2Т82 4А, 2 шт.	2,2	36
1992, НПО ДАЛЬНЯЯ СВЯЗЬ («ДАЛС»)	0,07	0,02	0,05	SMD-монтаж, корпуса SOT-23, SOT-89	ИС: КН1055ЕУ5, ЕН-19, КР561АГ1, КР140УД608, КТ3129А9, КТ3130А9, КТ665А9, КР142ЕН6, КС12-6, КД704АС9, К10-17В, Р1-12, АОД129	380 В; ±15/20 50 Гц; линейное напряжение	55 Вт; E1=24 В, 2 А; E2=5 В, 1 А; E3, E4= ±5 В; 0,15 А	150	Однотактный «косой» мост, квазирезонансный 2П707В2, 2 шт.	0,68	80
1997, ЗАО «ЭЛЕКТРО-ПЕТЕРБУРГ»	0,32	0,02	0,3	SMD-монтаж, корпуса SOT-23, SOT-89	ИС: КН1055ЕУ5, ЕН-19, КР561АГ1, КР140УД608, КТ3129А9, КТ3130А9, КТ665А9, КР142ЕН6, КС12-6, КД704АС9, К10-17В, Р1-12, АОД129 и 1401СА3, 140УД2, КС18-6, АОД128В	220 В; ±15/20 50 Гц; однофазная	910 Вт; 140 В; 6,5 А	125	Однотактный «косой» мост, квазирезонансный КР809Б, 4 шт.	3,5	260

в преобразователях до 150–250 кГц. Также отметим возможность надежной работы при простом параллельном соединении нескольких транзисторов, обусловленной положительным температурным коэффициентом сопротивления сток-исток в режиме насыщения.

Разнообразие основных типов приборов МТ и различных корпусов исполнения продемонстрируем на примере приборов американской фирмы International Rectifier (IR) HEXFET Power MOSFETs:

- Различные корпуса: TO-3; TO-247AC; TO-220AB; корпус с управлением от логического уровня Logic-Level HEXFETs: TO-252AA (D-Pak).
- Корпуса с токовыми выводами: 5 PIN TO-220, подобный TO-204AA; 5 PIN TO-3P, подобный TO-247AC.
- Силовые модули HEX-Pak Modules, например полумост из двух МТ (Half Bridge) TO-240AA.

Приведем несколько примеров технических параметров на ряд транзисторов фирмы IR:

1. Силовой модуль IRFK4H350 в корпусе HEX-Pak, TO-240AA, в котором включены четыре параллельных кристалла силовых МТ, создающие эквивалентный транзистор, имеющий следующие технические данные:  $U_{DSS} = 400$  В,  $I_D = 50$  А [25°C] (при температуре корпуса ( $T_c$ ) 25°C и  $I_D = 32$  А [100°C]);  $I_{DM} = 200$  А — повторяющийся импульсный ток, ограниченный максимальной температурой перехода,  $R_{DS(on)} = 0,075$  Ом; мощность рассеивания  $P_D = 500$  Вт [25°C];  $U_{GS} = \pm 20$  В; рабочая температура перехода ( $T_j$ ) от -40 до 150°C.
2. Транзистор МТ типа IRFPS40N60K в корпусе Super-247 (TO-273AA):  $U_{DSS} = 600$  В,  $I_D = 40$  А [25°C];  $R_{DS(on)} = 0,011$  Ом.
3. Транзистор типа IRFP450 в корпусе TO-247AC:  $U_{DSS} = 500$  В,  $I_D = 14$  А [25°C] и  $I_D = 8,7$  А [100°C];  $I_{DM} = 56$  А;  $R_{DS(on)} = 0,4$  Ом;  $P_D = 190$  Вт [25°C];  $U_{GS} = \pm 20$  В;  $T_j$  — от -55 до 150°C.

Что касается отечественных высоковольтных полевых транзисторов, то можно отметить следующее. Если отставание в разработках высоковольтных биполярных транзисторов во времена СССР составляло 3–5 лет, то полевые транзисторы для импульсных БИВЭ фактически появились в середине 1980-х годов [10]. Однако к концу 1980-х годов экономическое положение СССР резко ухудшилось. Зато к этому времени производители зарубежной электронной техники успели значительно обновить свое оборудование, по существу, совершив очередную техническую революцию. Они сделали упор на высокотехнологичные автоматические линии и миниатюризацию компонентной базы, которая была направлена на снижение затрат в условиях массового производства. Многие мировые компании по производству электронных компонентов и изделий построили современные заводы в странах третьего мира — от Китая и Индии до Мексики и Бразилии, так как в этих странах преобладала дешевая рабочая сила. Именно в это время очередного технического резкого подъема микроэлектроники и силовой электроники случился обвал политической системы СССР, что, в свою очередь, при-

вело к распаду одного государства и к созданию нового — Российской Федерации.

Пока Россия в муках рождала административные и государственные основы новой страны, находящиеся у руля руководители, в большинстве своем экономисты и партийные работники, многие из которых в техническом и производственном плане были недостаточно грамотны, бросили на произвол судьбы реальный сектор экономики, в том числе и всю электронную промышленность. Кстати говоря, эти экономисты не выполнили даже основные экономические показатели, речь идет об инфляции, которая с 36% в 1999 году «благополучно» дошла до 13% в 2008 году. Если за первые 5–7 лет существования новой России удалось бы сохранить научные кадры в лучших научных центрах и произвести технологическое перевооружение передовых отраслей производства, то мы не вернулись бы сейчас к «разбитому корыту».

Возможный путь подъема электронной промышленности предлагал в 1999–2002 гг. один из авторов статьи — С. А. Эраносян. Предусматривалось значительное уменьшение количества дискретных «рассыпных» компонентов при производстве мощных импульсных источников вторичного питания. Такого результата можно достичь путем создания унифицированных интегральных модулей, которые необходимо разработать на основе передовых технологий, как твердотельной микроэлектроники, так и толстопленочной гибридной, что нашло отражение в ряде публикаций авторов [11–13].

Завершая рассказ об отечественных силовых компонентах, а конкретно — о полевых высоковольтных транзисторах и мощных быстродействующих диодах, отметим следующее. Разработка этих изделий происходила до конца 1990-х годов, в основном, в Москве (НПО «Пульсар»), Воронеже («ВЗПП» и СКТБ ЭС «Электроника»), Брянске (ПО «Кремний»), в пос. Томилино Московской области (ООО НПП «ТЭЗ»), в Троицке Московской области (НПО «Энергомодуль») и др.

К настоящему времени достигнуты относительные успехи в НПО «Энергомодуль» и ОАО «Контур» (Чебоксары), где производятся мощные MOSFET-модули с напряжением  $U_{DSS}$  от 100 до 800 В, на токи  $I_D$  от 30 до 500 А [14]. Отметим также, что в ОАО «Воронежский завод полупроводниковых приборов — Сборка» («ВЗПП-С») [15] освоено серийное производство изделий для специальной силовой электроники. Речь идет о ряде полевых транзисторов и диодных сборок в металлокерамических корпусах (КТ-28-2 и КТ-43В). Приведем несколько примеров технических параметров полевых транзисторов и высокочастотных диодов, изготавливаемых на этом заводе:

1. Транзистор типа 2П795А4 в корпусе КТ-43-01.01:  $U_{DSS} = 500$  В,  $I_D = 14$  А,  $R_{DS(on)} = 0,4$  Ом; мощность рассеивания  $P_D = 150$  Вт (25°C).
2. Транзистор типа 2П793А4 в корпусе КТ-43-01.01:  $U_{DSS} = 200$  В,  $I_D = 25$  А,  $R_{DS(on)} = 0,085$  Ом; мощность рассеивания  $P_D = 130$  Вт (25°C).
3. Диодная сборка 2Д273ЕС2: пара диодов Шоттки с общим катодом в корпусе КТ-28А-2.01:  $U_{RRM} = 200$  В,  $I_{F(AV)} = 2 \times 20$  А,  $U_F = 1,15$  В.

4. Диодная сборка 2Д640ВС2: быстро восстанавливающиеся диодные сборки в корпусе КТ-28А-2.01:  $U_{RRM} = 600$  В,  $I_{F(AV)} = 2 \times 8$  А,  $t_{восст} = 60$  нс.

Итак, в основном мы завершили описание эволюции импульсных БИВЭ с точки зрения особенностей построения и решения ключевых технических проблем, как при проектировании схем силовых узлов, так и при создании важнейших узлов системы управления. Так как вся система управления БИВЭ представляет собой важный компонент надежности любого блока питания, а о габаритных параметрах ее мы упоминали в общем плане в статье [1], то представляется закономерным вернуться к этому вопросу.

Как известно, размеры системы управления находятся в сильной зависимости не только от миниатюризации компонентной базы, но и от применения в процессе ее изготовления новейших технологий монтажа и сборки. Рассмотрим совершенствование схемы управления за весь период: от первых блоков БИВЭ в 1975 году до настоящего времени. Будем считать, что в общем случае система управления БИВЭ состоит из двух основных частей.

Первая выполняет вычислительную функцию: она включает в себя задающий генератор, триггеры, пороговые элементы (компараторы) для систем защит, модуляторы длительности управляющих импульсов, аналоговый усилитель с источником опорного напряжения и т. п. Причем надо отметить, что эти узлы, как правило, имеют малое потребление от источника питания системы управления. Более того, эти функции могут быть удачно реализованы в однокристалльной микросхеме, что и подтверждается большим разнообразием интегральных микросхем, выпускаемых многочисленными фирмами. Например, фирма UNITRODE выпускает только для импульсных ИВЭ порядка 25–40 типов различных микросхем.

Разумеется, какой бы многофункциональной не была структура интегральной микросхемы, все же вокруг нее возникает достаточное количество элементов: резисторов, конденсаторов, потенциометров, которые в совокупности иногда называют «обвес». Таким образом, интегральная микросхема вместе с элементами образует одну (вычислительную) часть устройства управления (УУ), которую мы обозначим ВЧ-УУ. Ее размеры, а также ток потребления практически не зависят от рабочей частоты силового преобразователя. То есть габариты ВЧ-УУ определяются исключительно технологией изготовления и уровнем компонентной базы.

Вторая часть схемы управления выполняет усилительные функции, которые заключаются в формировании импульсов, непосредственно обеспечивающих включение/отключение силовых транзисторов преобразователя, как в номинальном режиме работы его силовой части, так и в нестационарных и аварийных ситуациях. В большинстве практических случаев, например, для транзисторов мощных БИВЭ, эти импульсы управления должны быть гальванически развязаны от ВЧ-УУ системы управления. Для этих целей применяются усилители мощности с импульсным выходным трансформатором, вторичные об-



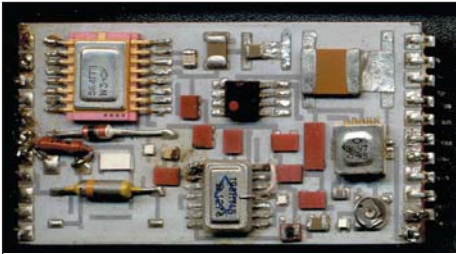


Рис. 6. Модуль управления на основе гибридной толстопленочной технологии

мотки которых управляют силовыми транзисторами, либо напрямую непосредственно, либо через специальные микросхемы (драйверы), которые имеют специальные отдельные источники питания, гальванически развязанные от системы управления. Таким образом, вторая часть УУ имеет на входе маломощные сигналы управления и защиты от ВЧ-УУ, затем осуществляет их развязку, усиление и согласование с необходимым уровнем сигнала включения/отключения силовых транзисторов. Эту часть системы управления обозначим УМ-УУ. Ее размеры, а также ток потребления определено зависят от рабочей частоты силового преобразователя и его мощности, а также от технологии изготовления и уровня миниатюризации компонентной базы.

Основные этапы развития систем управления БИВЭ и их параметры сведены в таблицу 2. В ней приводятся, в качестве иллюстрирующих примеров, объемные характеристики УУ и входящих в него узлов ВЧ-УУ, а также УМ-УУ. Там же приведены основные данные на блоки БИВЭ, в которых применялись эти системы управления, а также кратко пояснены применяемые в УУ технологии и основные типы элементов используемой компонентной базы.

Так как исторически сложилось, что на первом этапе (1975 г.) развития систем управления БИВЭ в СССР был разработан блок питания для корабельного комплекса РЭА, который имел входную сеть частотой 400 Гц, то можно утверждать следующее. Этот первый опыт разработки серийного блока БИВЭ выявил практически все основные технические проблемы нового класса импульсных источников вторичного электропитания. Однако много дополнительных технических проблем было выявлено позднее при разработках сетевых блоков, питание которых осуществлялось от низкочастотных сетей частоты 50 Гц с напряжением 220 и 380 В. Среди них отметим две основные проблемы: зарядка конденсатора низкочастотного входного фильтра, а также запуск и питание системы управления БИВЭ. В связи с этим имеет смысл подробнее рассмотреть следующие этапы совершенствования систем управления именно применительно к блокам, питающимся от низкочастотных силовых сетей. Следует подчеркнуть, что достижение высоких энергетических и удельных объемных характеристик БИВЭ, питающихся от этих сетей, представляется, несомненно, более трудным, чем для блоков питания, имеющих частоту входного сетевого напряжения 400 Гц и выше.

Из таблицы 2 видно, как зависит относительный объем системы управления от объема всего блока ( $V_{УУ}/V_{БИВЭ}$ ) при возрастании частоты транзисторного преобразования ТП. При изменении частоты от 20 до 150 кГц доля УУ снизилась с 17 до 10%, причем это характерно как для блоков мощностью  $\approx 50$  Вт, так и для блока мощностью  $\approx 900$  Вт. Рост удельной объемной мощности  $p_v$  с 36 до 260 Вт/дм<sup>3</sup> объясняется не только увеличением рабочей частоты ТП, но и качественным улучшением компонентной базы (силовые полевые транзисторы, миниатюрные элементы в схеме управления), а также использованием современных технологий, например применение монтажа на поверхность (SMD). Особенно новые элементы и технологии сказались на резком снижении объема вычислительной части схемы управления  $V_{вч-уу}$ : с 0,14 дм<sup>3</sup> на первом этапе развития БИВЭ до 0,02 дм<sup>3</sup> на последних этапах.

Максимального уменьшения объема узла ВЧ-УУ можно достигнуть путем применения гибридной технологии. Например, модуль управления (МУ), разработанный в НПО «Дальняя связь» и изготовленный в НПО «Буревестник», имел размеры 28×56×6 мм, что соответствует  $V_{вч-уу} = 0,01$  дм<sup>3</sup>. Проект этого устройства был создан ведущим специалистом по разработке импульсных ИВЭ А. А. Чумаковым в 1993 году. МУ представляет микроплату, которая была изготовлена на керамической подложке с применением толстопленочной гибридной технологии и миниатюрных изделий электронной техники (ИЭТ). Модуль был частью системы управления для ИВЭ, построенного на основе квазирезонансной схемы, с рабочей частотой преобразования 300 кГц. Выходные параметры блока питания: напряжение 5 В, ток 3 А. Входное питание — от сети постоянного тока аппаратуры связи с номинальным напряжением 24 и 60 В. На рис. 6 изображен модуль управления, выполненный на основе гибридной толстопленочной технологии.

В настоящее время можно утверждать, что концептуально проблема построения надежной и малогабаритной системы управления практически не существует. Выбор конфигурации УУ, технологии для ее изготовления, компонентной базы в основном диктуется, кроме параметров технического задания, рядом других факторов. Например, практическим опытом разработчика, а также теми или иными «вкусными» пристрастиями при выборе типа и фирмы основной специализированной интегральной схемы. Оказывают влияние также отдельные нюансы построения узла УМ-УУ в части гальванической развязки управляющих импульсов, подаваемых на силовые ключи ТП. При этом основной выбор делается между схемами с импульсными трансформаторами и схемой, построенной на применении драйверов, выполненных на основе специальных микросхем.

### Заключение

1. Завершен анализ основных и частных технических проблем, возникающих в процес-

се создания надежных импульсных сетевых блоков питания. Проанализированы основные концепции построения систем защиты по току основных силовых элементов транзисторного преобразователя.

2. Приведены аргументы и экспериментальные данные, которые подтверждают необходимость введения в БИВЭ обязательного ограничения аварийного тока через силовые транзисторы на безопасном уровне при работе схем защит от перегрузок по току.
3. Рассмотрены примеры практических схем блоков питания, в которых реализована функция ограничения аварийного тока через силовые транзисторы. Причем приводятся особенности и варианты схем БИВЭ, как для блоков с индуктивным входным фильтром, так и для блоков, имеющих емкостной входной фильтр.
4. Показана ретроспектива (1980–1990 гг.) совершенствования силовых компонентов: высоковольтных быстродействующих транзисторов и диодов, включая диоды Шоттки. Отмечен конец эпохи биполярных высоковольтных ключевых транзисторов и вытеснение их полевыми транзисторами с изолированным затвором (MOSFET).
5. Показана эволюционная ретроспектива совершенствования компонентов систем управления БИВЭ, начиная с 1975 года, по изменению как объемных параметров, так и технологии ее изготовления с учетом развития компонентной базы.

Окончание следует

### Литература

1. Эраносян С., Ланцов В. Эволюция импульсных источников вторичного электропитания: от прошлого к будущему. Часть 3 // Силовая электроника. 2009. № 2.
2. Эраносян С., Ланцов В. Эволюция импульсных источников вторичного электропитания: от прошлого к будущему. Часть 2 // Силовая электроника. 2009. № 1.
3. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Эраносян С. А., Журавлев Б. Н., Новосельцев Е. Н., Простаков В. Г. Схемы защиты по току силовых преобразователей с бестрансформаторным входом // Проблемы преобразовательной техники. Ч. 4. Киев: ИЭД АН УССР, 1979.
5. Эраносян С. А., Журавлев Б. Н. Устройства для защиты статического преобразователя. Авт. св-во № 570952 СССР // Открытия. Изобретения. 1977. № 32.
6. Эраносян С. А., Новосельцев Е. Н., Козелецкий В. Г. Транзисторный преобразователь с бестрансформаторным входом по переменному току // Техника средств связи. Серия «Техника проводной связи». Вып. 8 (41). М., 1979.
7. Мкртчян Ж. А., Мурадхьян Э. А., Мурадян А. Б. Импульсный регулятор напряжения. Авт. св-во № 597054 СССР // Открытия. Изобретения. 1977. № 42.