

Источники бесперебойного питания: НОВЫЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ. Часть 2

В первой части статьи [1] был представлен оригинальный алгоритм работы интеллектуальной системы управления всеми приборами и узлами блока бесперебойного питания. Также был обоснован выбор структуры силового тракта системы бесперебойного питания в виде двух преобразующих устройств, имеющих гальваническую развязку выхода от входа. Используя изложенные идеи и подходы, были проведены необходимые исследования и расчеты, на основе которых разработаны и сконструированы все устройства и узлы системы бесперебойного питания. Рассмотрены практические схемы и силовых устройств ИБП. Проведена оценка времени работы системы бесперебойного питания от аккумуляторной батареи.

**Саркис Эраносян,
к. т. н.**

sergera840@mail.ru

Владимир Ланцов

vvlantsov@list.ru

Краткое пояснение работы основных силовых узлов ИБП, разработанного в ЗАО «Электрон-Петербург» опытного образца на мощность 1800 ВА.

Самым мощным силовым узлом ИБП является блок конвертора (КОН), который при работе системы бесперебойного питания в режиме on-line, по существу, должен «компенсировать» все потери мощности по пути цепи преобразования энергии. При этом надо учитывать мощность комплексной нагрузки (ВА), а также коэффициенты мощности нагрузки, КПД инвертора и буферного фильтра, а также все потери мощности от входных сетевых клемм до входных клемм на блоке КОН. Рассмотрим особенности разработки этого блока подробно.

Блок конвертора

Попробуем определить мощность одного (единичного) модуля конвертора следующим образом. Так как заданная выходная мощность ИБП приводится в вольт-амперах (ВА), а обычно приводимый в каталогах соэф нагрузки при тестовых испытаниях 0,8, то выходная мощность ИБП будет $P_{ном} \approx 1500$ Вт. Если принять КПД двойного преобразования энергии системы конвертор-инвертор 0,78–0,82, то мощность, потребляемая от конвертора, составит ≈ 2000 Вт. В этом случае, с учетом возможной кратковременной работы ИБП на нагрузку $1,25 P_{ном}$ (также обычно приводимую в каталогах), получим максимальную мощность 2500 Вт. Отсюда следует, что мощность одного модуля конвертора ≈ 840 Вт, притом, что конвертор будет состоять из трех силовых модулей.

Схема силового модуля СМ1 показана на рис. 1. Как видно из рисунка, это схема квазирезонансного (КвРП) блока DC/DC, построенного на основе однотактного преобразователя типа «косой мост». Причем в каждом из силовых ключей использовано параллельное соединение двух высокочастотных MOSFET-транзисторов: VT1, VT2 и VT3, VT4. Это позволяет значительно снизить статические потери

в силовых ключах, которые определяют значительную часть мощности потерь в транзисторах, так как динамические потери практически отсутствуют из-за формы тока через транзисторы в виде полуволны, что характерно для схемы КвРП. Силовой высокочастотный трансформатор Т1 имеет нормируемую индуктивность рассеяния L_p (на схеме не обозначена), которая совместно с конденсатором С2 (C_p) формирует резонансную полуволну силового тока [2]. Добавочный дроссель L_{1p} , включенный во вторичную обмотку силового трансформатора практически последовательно с индуктивностью рассеяния L_p , имеет отводы, которые могут использоваться для точной подстройки полуволны резонансного тока под заданную длительность открытого состояния силового транзистора. Также с целью уменьшения потерь мощности фактически параллельно включены два выпрямительных высокочастотных диода VD3 и VD4. Схема их включения с питанием от отдельных обмоток силового трансформатора является оптимальной по критерию выравнивания токов через диоды. Для ослабления импульсного потребления тока модулем КОН от сетевого низкочастотного фильтра НФ (см. рис. 1 в первой части статьи [1]), на входе каждого силового модуля установлен буферный фильтр (Co-L1-C1). Предохранители F1 и F2 предназначены для исключения попадания высокого напряжения на систему управления конвертором (СУ кон.), которое может возникнуть при аварийном пробое перехода сток-затвор полевого транзистора. Такой пробой может вызвать пожар и является опасным для персонала, например, в процессе настройки узла СМ. Входное напряжение подается на клеммы U_0 , а выходное снимается с клемм E_0 . Силовой модуль управляется от общей схемы управления конвертором. На схеме (рис. 1) развернуто показаны сигналы для одного модуля (СМ1): напряжения управления U_1 и U_2 , которые подаются на затворы транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 соответственно, сигнал от токового датчика I31 и напряжение сигнала обратной связи E_{oc} .

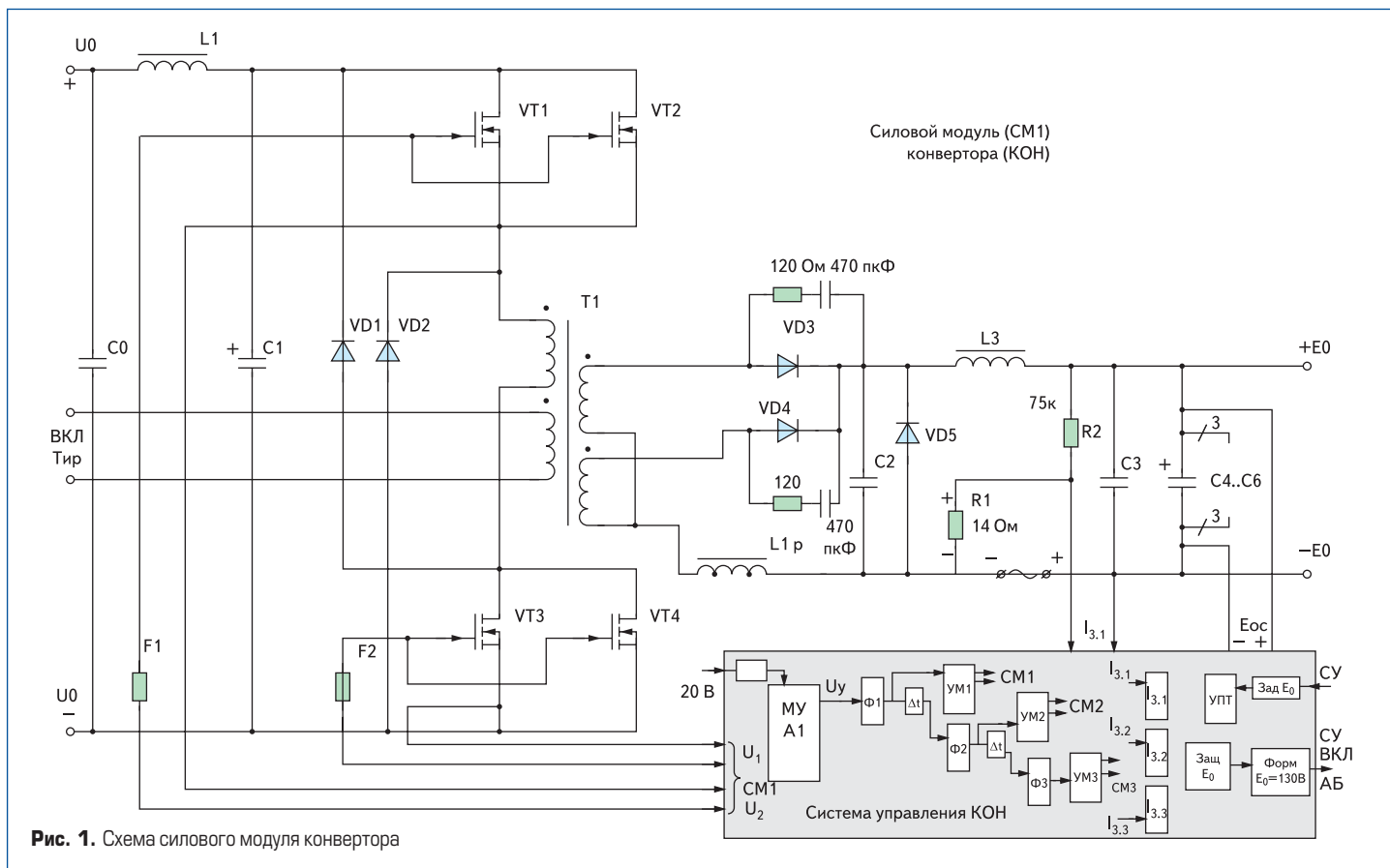


Рис. 1. Схема силового модуля конвертора

Блок управления конвертора (СУ кон.) состоит из следующих узлов:

- модуля управления МУ;
 - формирователей импульсов управления Ф1, Ф2, Ф3 для силовых модулей СМ1, СМ2 и СМ3 соответственно;
 - устройств сдвига Δt для запуска Ф1 и Ф2;
 - усилителей мощности УМ1, УМ2, УМ3 с трансформаторными выходами для синтеза импульсов оптимальной формы, которые поступают на затворы силовых транзисторов модулей СМ1, СМ2 и СМ3 соответственно;
 - усилителей защит по току перегрузки I₃₁, I₃₂, I₃₃ — для силовых модулей СМ1, СМ2 и СМ3 соответственно;
 - усилителя сигнала обратной связи УПТ и схемы сопряжения «Зад. E₀», которая получает команду от системы управления всего ИБП;
 - схемы защиты от перенапряжения «Защ. E₀» на выходных клеммах конвертора, а также схемы сопряжения «Форм. E₀ = 130 В», которая выдает сигнал в систему для подключения аккумуляторной батареи;
 - пороговый стабилизатор напряжения СН, с выхода которого питается контроллер МУ.
- На вход «СУ кон.» поступает напряжение 20 В от одного из вспомогательных источников вторичного электропитания («Бл. ИВЭ», см. рис. 1 [1]). Кроме того, для выполнения алгоритма работы конвертора в различных режимах работы системы бесперебойного питания «СУ кон.» соединена с системой управления ИБП шиной обмена данных.

Несколько слов об практических данных по схемотехнике и элементной базе, использованной в то время для опытного образца модуля конвертора ИБП.

Следует подчеркнуть, что разрабатываемый блок ИБП предполагалось выпускать как в промышленном исполнении, так и в варианте, имеющем приемку заказчика (Приемка 5). Ввиду этого использовались изделия электронной техники (ИЭТ) отечественного производства, в том числе и такие, которые в ближайшее время предполагалось выпускать с приемкой заказчика.

ИЭТ, используемые в схеме силовой части СМ1 (рис. 1):

- Транзисторы VT1...VT4 — КП809Б1:
 $U_{си.мах} = 500 В$, $R_{си.отк} = 0,6 Ом$,
 $I_{с.мах} = 9,6 А$, $I_{с(и)мах} = 35 А$
 при $\tau_{и} = 60 мкс$, $Q \geq 200$; корпус КТ-43.
 - Диоды VD1, VD2 — КД636Е, диод Шоттки:
 $U_{обр.} = 800 В$, $I_{мах} = 30 А$, $I_{мах.имп.} = 60 А$,
 $t_{восст.} < 80 нс$; корпус ТО-220.
 - Диоды VD3, VD4 и VD5 — КД636ЕС, пара диодов Шоттки с общим катодом
 $U_{обр.} = 800 В$, $I_{мах} = 2 \times 15 А$, $I_{мах.имп.} = 2 \times 30 А$,
 $t_{восст.} < 80 нс$; корпус ТО-220.
- Одновременно рассматривался вопрос о возможном применении в качестве силовых одиночных диодов, а также диодных сборок, разрабатываемых в СКТБ ЭС «Электроника» под руководством главного конструктора по ВЧ-диодам Д. М. Бондаря. Параметры диодов и диодных сборок следующие: $U_{обр.} = (600, 700, 800) В$, $I_{мах} = 25 А$, $t_{восст.} < 100 нс$, корпус КТ-43 (ТО-218).

Отдельно стоял вопрос о типе резонансного конденсатора (С2). Это было обусловлено «тяжелым» режимом работы этого компонента, в работе которого сочетается два самых напряженных параметра для конденсаторов: высокая частота работы и большая допустимая реактивная мощность [2]. Для рассматриваемого варианта квазирезонансного преобразователя

резонансный керамический конденсатор должен обладать следующими характеристиками.

- допустимое рабочее напряжение 500 В;
- рабочая частота до 300 кГц;
- допустимая реактивная мощность 500 ВАР;
- номинальное значение конденсатора выбирается из условия получения итогового значения C_p в пределах 0,03–0,12 мкФ.

Создание малогабаритного конденсатора с такими параметрами без преувеличения является мировой проблемой. Эту задачу, по мнению авторов, блестяще удалось решить выдающемуся специалисту по разработке конденсаторов Владлену Павловичу Смирнову. В результате проведенной работы он получил опытные образцы керамических конденсаторов 0,033 мкФ и 0,06 мкФ. Испытания этих конденсаторов в составе силовых модулей конвертора полностью подтвердили их соответствие заданным техническим параметрам. В частности, при максимальном импульсном напряжении на конденсаторе 170 В, частоте повторения 125 кГц, с учетом формы импульса, максимальное значение реактивной мощности составило около 400 ВАР для конденсатора 0,06 мкФ. При этом общее значение емкости резонансного конденсатора С2 было 0,087 мкФ, то есть он был образован параллельным соединением конденсаторов 0,027 и 0,06 мкФ. Выходное напряжение E₀ в режиме испытаний силового модуля конвертора составило 140 В при токе нагрузки I_н = 7,6 А, что соответствует выходной мощности модуля 1064 Вт.

На рис. 2 приведены опытные образцы керамических конденсаторов для КвРП. Маленький конденсатор имеет емкость 0,037 мкФ, размер 16×12 мм, толщину 3,4 мм. Большой конденсатор имеет емкость 0,065 мкФ, размер 24×16 мм, толщину 3,4 мм.



Рис. 2. Керамические конденсаторы для КВРП

Интересно отметить, что если применить в качестве резонансного конденсатора высокочастотный полипропиленовый конденсатор типа К78-2 с напряжением 630 В и емкостью 0,022 мкФ, то их нужно для нашего случая 4 штуки, чтобы получить суммарную емкость 0,088 мкФ. При этом допустимая переменная составляющая для этого конденсатора на частоте 100 кГц будет 189 В.

Общий вес такой конденсаторной сборки составит 80 г, а размер одного конденсатора — 21×11×21 мм (без учета потерь объема при монтаже на печатную плату). Простой расчет объемного соотношения сборки четырех полипропиленовых конденсаторов и сборки двух плоских керамических конденсаторов доказывает, что резонансный конденсатор на керамической основе будет на порядок меньше.

В системе управления конвертером можно выделить узел модуля управления (МУ), который обеспечивает основные регулировочные функции всего блока конвертера — в том числе формирование закона ЧИМ-регулирования для стабилизации выходных значений напряжения E_0 , задаваемых системой управления ИБП в соответствии с текущим алгоритмом работы системы бесперебойного питания. В качестве основного контроллера МУ была использована многофункциональная микросхема КН1055ЕУ5(М2021), которая была разработана на ТОО «Микромодуль» под руководством талантливого главного конструктора В. П. Слынько. Эта микросхема осуществляет ЧИМ-преобразование для однотактного режима, имеет узел защиты от пониженного значения источника питания, усилитель сигнала рассогласования, плавный пуск до заданной частоты регулирования, усилитель защиты от перегрузки по току, формирователь длительности выходного импульса, систему дистанционного включения-выключения и формирователь внутреннего опорного напряжения. Максимальная рабочая частота преобразования — 1,5 МГц, микросхема выпускалась в 24-выводном планарном корпусе типа 5122.24-1.

После определения основной структуры электрической схемы силового модуля конвертера в соответствии с рекомендациями первой части статьи [1] необходимо провести оптимизацию максимальной частоты работы квазирезонансного преобразователя по критерию: максимум КПД при минимуме объема силового модуля. Для проведения необходимых расчетов параметров силового модуля при вариациях частоты работы необходимо разработать алгоритм сквозного расчета режимов КВРП, подобного тому, который был приведен в книге [3] применительно к расчету узлов однотактных прямоходовых преоб-

разователей с ШИМ-модуляцией работы силового ключевого элемента.

Необходимо отметить, что расчет режимов работы силовых узлов КВРП более сложный по сравнению с разными методиками расчетов преобразователей с ШИМ. Не углубляясь в детали, отметим только одно существенное обстоятельство. Выходное напряжение силового модуля E_0 является сложной функцией от:

- U_0 — входного напряжения КВРП;
- $T_{пр.г}$ — текущего значения периода работы силового ключа;
- $K_{тр}$ — коэффициента трансформации силового трансформатора;
- I_n — тока нагрузки на выходе модуля;
- C_p — емкости резонансного конденсатора;
- T_p — периода частоты квазирезонансного процесса;
- $\Delta_t \cdot \cos k_1, \sin k_1$, где Δ_t — интервал времени от начала протекания резонансного тока до нулевого значения тока во вторичной обмотке трансформатора, а $k_1 = \Delta_t / (T_p / 2)$.

Следовательно, невозможно, задав только максимальную частоту работы КВРП, определить все расчетные параметры, так как значения C_p и T_p зависят, в том числе, и от $T_{пр.г}$. Поэтому расчет параметров КВРП содержит итерационную процедуру: вначале исходя из приближенных формул задаем $K_{тр}$, T_p , Δ_t и определяем значение C_p , после этого уточняются значения всех расчетных параметров при минимизации емкости C_p . Когда достигнуто заданное значение E_0 при требуемой максимальной частоте преобразования, можно по соответствующим формулам инженерной методики расчета режимов работы силовых элементов КВРП определить КПД и объем силового модуля. Варьируя частоту преобразования, можно найти ее оптимальное значение, которое определяется заданным критерием: максимум КПД при минимуме объема КВРП. Следует отметить, что несмотря на сложную расчетную процедуру поиска оптимальной частоты преобразования, сам принцип квазирезонансного процесса позволяет упростить расчеты. Фактически, потери мощности в КВРП, которые связаны с частотой преобразования, определяются только потерями в силовом трансформаторе и динамическими потерями в коммутирующем диоде VD5 на рис. 1. Кроме этого, параметры выходного LC-фильтра, в основном, определяются при более низкой частоте, которая имеет место при наибольшем входном напряжении U_0 и номинальном токе нагрузки. Эти обстоятельства позволяют значительно упростить процедуру поиска оптимальной (максимальной) частоты КВРП. Для рассмотренного варианта силового модуля была получена оптимальная (максимальная частота) преобразования 125 кГц. При этом силовой трансформатор имел следующие параметры:

- Сердечник ПК20×16.
 - Феррит 2500НМС1.
 - Суммарные потери мощности $P_{\Sigma \text{пот.}} = 12$ Вт.
 - $W_1 = 44-4 \times 0,63$ мм, $W_2 = 33-2$ провода типа лицендрат 500×0,05 мм, $L_{с1} = 16,1$ мкГн.
- КПД силового модуля:
- $\eta = 0,92$ в режиме $U_0 = 250$ В, $E_0 = 140$ В, $I_n = 7,6$ А;
 - $\eta = 0,91$ в режиме $U_0 = 250$ В, $E_0 = 155$ В, $I_n = 6,5$ А.

Блок инвертора

Силовые транзисторы инвертора работают в тяжелом режиме, который обусловлен большими импульсными токами стока (до 20 А при максимальной нагрузке), отсюда большие динамические потери, которые затрудняют получение высокого КПД. В связи с этим желательнее построить инверторный блок из нескольких отдельных силовых инверторных модулей. Каждый такой модуль, который назовем МИ, может быть оптимизирован по максимуму КПД и минимуму объема модуля инвертора. Кроме этого, в дальнейшем можно при необходимости наращивать выходную мощность инвертора на этой основе.

Мощность всего инверторного блока найдется так же, как определяли мощность конвертера:

- принимаем КПД инвертора 0,82 и получаем, что мощность на выходе инвертора $P_{ин}$ составит $1500/0,82 \approx 1800$ Вт;
- если блок инвертора будет состоять из трех модулей, то мощность одного МИ составит 600 Вт.

Так как каждый МИ построен по полумостовой схеме с трансформаторным выходом, объединение трех модулей можно выполнить, соединив выходные вторичные обмотки от каждого силового трансформатора модуля последовательно.

Схема модуля МИ1 представлена на рис. 3. Как видно из рисунка, входное напряжение с выхода конвертера E_0 поступает на конденсаторы С4 и С5. Полумостовая схема преобразователя имеет два идентичных силовых плеча. Каждое плечо имеет дроссель (L1, L2) для снижения потерь при включении силовых транзисторных ключей [(VT1, VT2) и (VT3, VT4)] и RCD-цепи, назначение которых — снизить потери при выключении силовых ключей. Кроме того, в каждом плече включен токовый трансформатор (ТТ1 и ТТ2), вторичные обмотки которых формируют сигналы мгновенной защиты по току ($I_{зи1}$ и $I_{зи2}$), а также интегральной защиты от короткого замыкания в нагрузке $I_{з.кз}$. В диагонали полумоста включен высокочастотный силовой трансформатор $Tr.c$, вторичная обмотка которого является силовым выходом модуля инвертора МИ1. Силовые ключи преобразователя получают сигналы на входах управления ($U_{y.МИ1}$ и $U_{y.МИ2}$), которые представляют собой импульсы, модулированные по длительности (ШИМ). При постоянной несущей частоте работы полумостового преобразователя 20 кГц изменяется соотношение между импульсами управления $U_{y.МИ1}$ и $U_{y.МИ2}$ в соответствии с синусоидальным законом. Задание управляющих импульсов и глубины модуляции μ происходит от сигналов центрального процессора системы управления ИБП.

Представим некоторые практические данные по элементной базе, использованной в то время для опытного образца модуля инвертора.

Транзисторы VT1...VT4 — КП813А1: $U_{си.макс} = 200$ В, $R_{си.отк} = 0,12$ Ом, $I_{с.макс} = 22$ А, $I_{с(и)макс} = 88$ А при $\tau_{и} = 80$ мкс, $Q \geq 200$; корпус КТ-43.

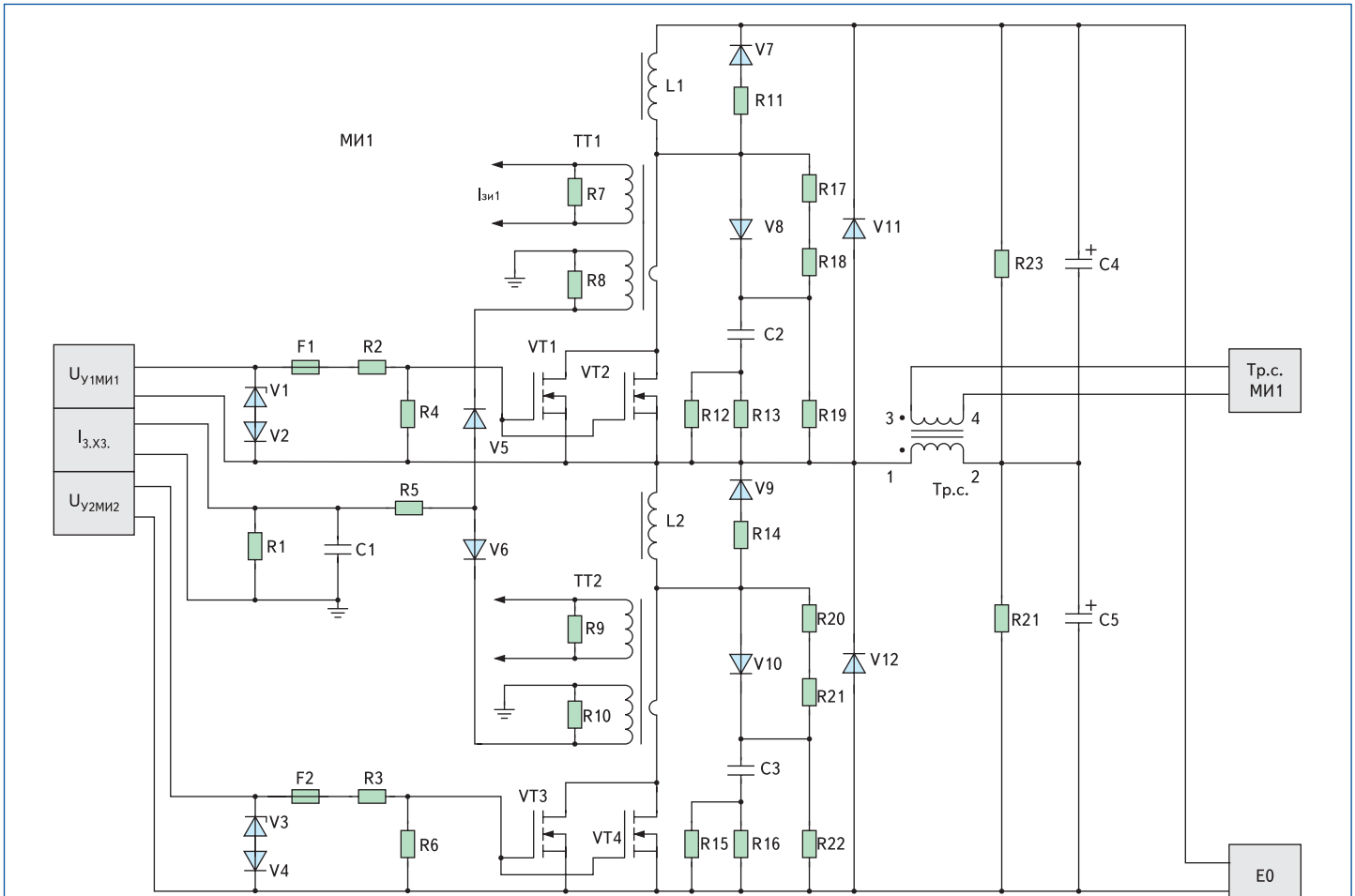


Рис. 3. Схема силового модуля инвертора

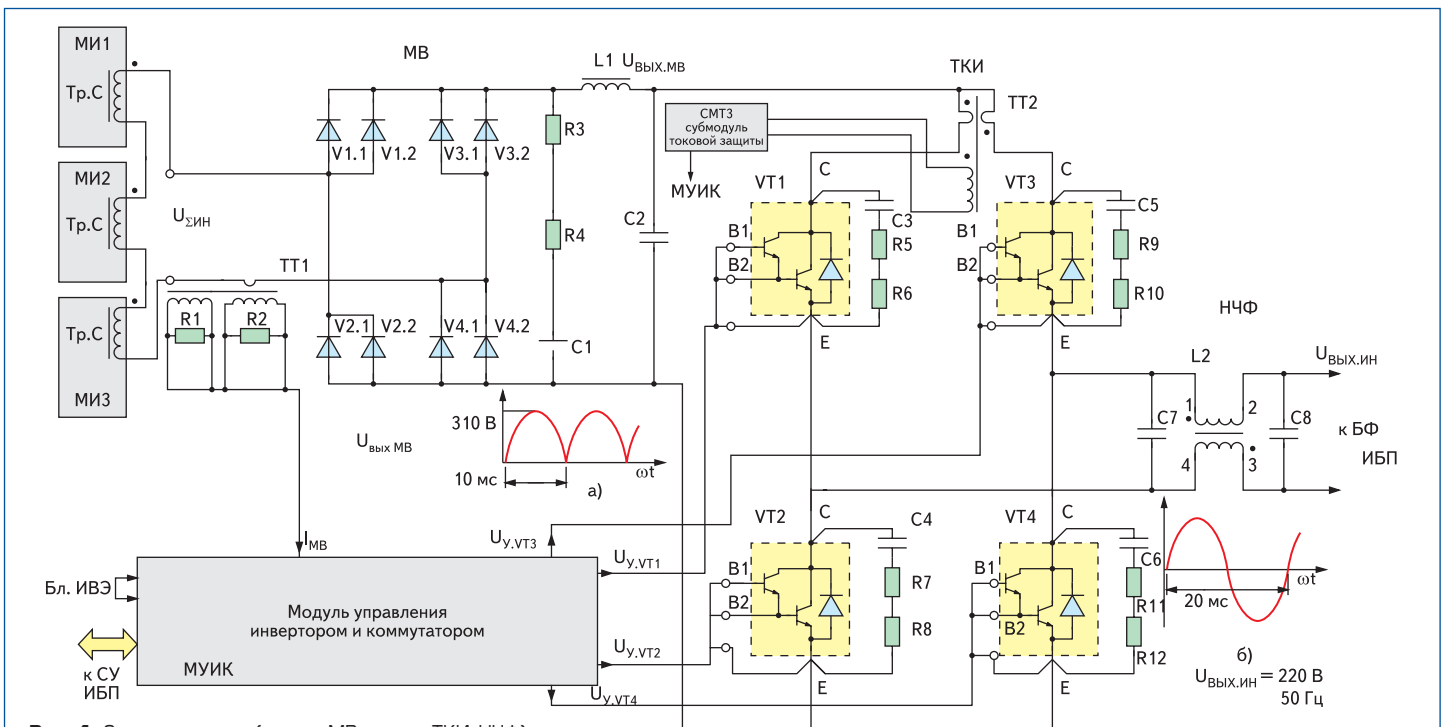


Рис. 4. Схема инвертора (модуля МВ, модуля ТКИ, НЧФ)

Силовой трансформатор $Tr.c.$ выполнен на феррите 2000НМ1 $P_{\Sigma пот.} = 12$ Вт, сердечник $3 \times K40 \times 25 \times 11$ обмотки $W_1 = 21 - 7 \times 0,72$ мм, $W_2 = 32 - 5 \times 0,72$ мм, КПД силового модуля инвертора $\eta = 0,9$ в режиме $E_0 = 160$ В, $P_{н.инв} = 540$ Вт.

Схема объединения силовых трансформаторов трех модулей инверторов, модуля вы-

прямителя, а также модуля транзисторного коммутатора низкочастотных полувольт напряжения представлена на рис. 4.

Как видно из рисунка, сумма напряжений вторичных обмоток от трех силовых трансформаторов силовых модулей инвертора МИ1, МИ2 и МИ3 подается на вход модуля выпрямителя ($U_{\Sigma ин}$), который выполнен на элемен-

тах (V1.1, V1.2), (V2.1, V2.2), (V3.1, V3.2), (V4.1, V4.2). Далее это напряжение, состоящее из прямоугольных импульсов ШИМ, длительность которых изменяется по синусоидальному закону, сглаживается фильтром высокой частоты (40 кГц) L1–C2. В результате на выходе модуля выпрямителя ($U_{вых.мв}$) образуется последовательность полувольт: диаграмма «а»

на рис. 4. Передача (коммутация) этих полувольт на выходные клеммы транзисторного коммутатора импульсов (ТКИ), то есть формирование полупериодов выходного переменного напряжения, происходит следующим образом. Например, первая полувольтна поступает на выход ТКИ, когда включены электронные ключи VT3 и VT2, таким образом формируется положительный полупериод переменного напряжения $U_{\text{вых}}$ (диаграмма «б» на рис. 4). Далее вторая полувольтна подается на выходные клеммы ТКИ, когда включены электронные ключи VT1 и VT4. Таким образом формируется отрицательный полупериод переменного выходного напряжения (диаграмма «б» на рис. 4). После этого процесс коммутации силовых ключей циклически повторяется.

Система управления всеми узлами и блоками инвертора, а также тремя модулями МИ1...МИ3 реализована в отдельном блоке, называемом модулем управления инвертором и коммутатором (МУИК). Благодаря этому устройству выполняются следующие функции:

- обработка и согласование импульса управления ШИМ-модуляции (от процессора центральной системы управления) для передачи его на усилители мощности с трансформаторным выходом и дальше на затворы силовых транзисторов *первого* плеча полумоста МИ1, МИ2, МИ3;
- формирование аналогичных импульсов управления от других усилителей мощности с трансформаторным выходом на затворы силовых транзисторов *второго* плеча полумоста МИ1, МИ2, МИ3;
- обработка и согласование импульса управления по специальной (низкочастотной — 50 Гц) циклограмме (от процессора центральной системы управления) для передачи его на усилитель мощности с целью отпирания-запирания силового транзистора-коммутатора VT1;
- формирование аналогичных импульсов управления для передачи их на другие усилители мощности для отпирания-запирания силовых транзисторов-коммутаторов VT2, VT3, VT4;
- обработка и согласование импульсов защит от перегрузок по току как силовых транзисторов модулей МИ1, МИ2, МИ3, так и диодов модуля выпрямителя, а также силовых транзисторов модуля ТКИ. Причем принятие решения о полной блокировке текущих сигналов управления осуществляется от процессора центральной системы управления после обработки аварийных сигналов от соответствующих датчиков (токовые трансформаторы). Кроме описанных узлов на схеме рис. 4 есть еще несколько устройств:
- трансформатор тока ТТ1, который предназначен для подачи сигнала тока выпрямителя ($I_{\text{мв}}$) на модуль управления инвертором и коммутатором (МУИК);
- трансформатор тока ТТ2, который предназначен для подачи сигнала переменного тока коммутатора ТКИ на submodule токовой защиты (СМТЗ) электронных ключей ТКИ; выход СМТЗ формирует сигнал на МУИК;

- параллельно каждому силовому транзистору ТКИ установлена демпфирующая цепь, например, С3, R5, R6 на транзисторе VT1;
- низкочастотный фильтр образован элементами С7, L2, С8;

- в качестве силовых выпрямительных диодов применены мощные диодные сборки (V1...V4). Модуль управления МУИК формирует управляющие импульсы ($U_{y,v1}, U_{y,v2}, U_{y,v3}, U_{y,v4}$) для транзисторов ТКИ. На вход блока МУИК подается вспомогательное напряжение от узла «Бл. ИВЭ» (рис. 1. [1]). Кроме того, этот модуль управления связан шиной обмена данными с системой управления СУ ИБП, которая обеспечивает задающими сигналами все узлы, входящие в МУИК, формирует импульсы для силовых ключей ТКИ и выполняет другие функции, которые заданы алгоритмом работы МВ, ТКИ, в том числе и при нестационарных или аварийных режимах ИБП.

Следует подчеркнуть, что импульсы управления, поступающие на затворы транзисторов инверторов, имеют оптимальную форму: сразу после положительного импульса отпирания следует мощный запирающий импульс, причем к моменту очередного включения транзистора отрицательное напряжение на затворе снижается до 1,5–2,0 В.

Импульсы управления, поступающие на управляющие входы мощных силовых транзисторов ТКИ, также имеют оптимальную форму. В этом случае фактически применен аналог схемы управления IGBT-модулем, который использует два разнополярных источника питания с общей точкой. Только в нашем варианте используются источники питания +5 В и –5 В, так как в качестве силовых мощных транзисторных модулей применены опытные образцы АООТ «Искра» — 600 В, 35 А (аналог модуля фирмы THOMSON ESM4045DV).

Блок аккумуляторной батареи

Рассмотрим основные вопросы по выбору компонентов «высоковольтной» аккумуляторной батареи (АБ). Как уже отмечалось в первой части статьи, номинальное напряжение АБ выбирается из условия оптимального значения ее для полумостового инвертора, а также для выбора параметров его элементов, в том числе и с целью оптимального использования лучших полевых силовых транзисторов, имеющих минимальную величину сопротивления канала сток–исток в открытом состоянии $R_{\text{си.отк}}$. В связи с этими рекомендациями была образована аккумуляторная секция («Акк. С») для опытного образца ИБП, которая представляла собой последовательное соединение 12 аккумуляторных батарей с номинальным напряжением 12 В. В качестве единичного аккумулятора была применена свинцовая герметизированная батарея типа 6СГ-15.

Необходимо отметить, что в процессе разработки системы бесперебойного питания по вопросам выбора и режимов применения аккумуляторов консультировал ведущий специалист аккумуляторной компании «РИГЕЛЬ» к. х. н. В. В. Жданов, что позволило найти оптимальный способ заряда «высоковольтной» аккумуляторной секции.

Максимальное значение напряжения «Акк. С» находится в пределах $U_{\text{акк.с}} = (167...170)$ В, минимально допустимое напряжение при разряде будет $U_{\text{акк.с}} = (132...135)$ В. В первые 3–4 минуты разряда напряжение «Акк. С» снижается до $U_{\text{акк.с}} = (155...160)$ В, таким образом мы можем определить средневзвешенное напряжение заряженной батареи как $U_{\text{ср.АБ}} = (160 + 135)/2 \approx 148$ В.

Проведем оценку возможного времени работы блока ИБП при пропадании сетевого напряжения. Мощность на выходе 1500 Вт, КПД преобразования от «Акк. С» до выхода ИБП с учетом электронного ключа в цепи питания батареи $\eta = 0,8$, значит, потребляемая мощность от батареи составит 1875 Вт. Теперь можно получить номинальный ток разряда батареи $I_{\text{н.раз}} = 1875/148 = 12,67$ А. Отсюда получим стартовую энергию ($W_{\text{ст}}$) в аккумуляторной секции с учетом номинального тока заряженной батареи $I_{\text{н}} = 15$ А:

$$W_{\text{ст}} = U_{\text{ср.АБ}} \times I_{\text{н}} \times t = 148 \times 15,0 \times 3600 = 8,0 \times 10^6 \text{ Дж},$$

где $t = 1$ час = 3600 с.

Согласно 20-часовой разрядной характеристике аккумулятора видно, что через один час ток разряда равен 7 А, то есть напряжение на «Акк. С» снижается до 132 В, причем оно задано нами с запасом по сравнению с минимально допустимой величиной (для батареи 6СГ-15 это 10,5 В).

Таким образом, можно определить остаточную энергию ($W_{\text{ост}}$) в разряженной батарее:

$$W_{\text{ост}} = 132 \times 7,0 \times 3600 = 3,3 \times 10^6 \text{ Дж}.$$

Зная стартовую энергию в «Акк. С» и остаточную, можно получить реальное значение энергии ($W_{\text{р}}$), которая может быть «отобрана» от аккумуляторной секции в процессе работы ИБП при пропадании сетевого напряжения:

$$W_{\text{р}} = W_{\text{ст}} - W_{\text{ост}} = 4,7 \times 10^6 \text{ Дж}.$$

Время работы ИБП от аккумуляторной секции можно вычислять по формуле:

$$t_{\text{убн}} = W_{\text{р}} / (U_{\text{ср.АБ}} \times I_{\text{н.раз}} \times k_{\text{им}} \times 3600),$$

где $k_{\text{им}}$ — коэффициент «импульсности» тока потребления блока инвертора от «Акк. С».

В номинальном режиме работы: при $U_{\text{ср.АБ}} = 148$ В; $I_{\text{н.раз}} = 12,67$ А; $k_{\text{им}} = 1,3$; $t_{\text{убн}} = 0,54$ ч ≈ 30 мин.

Отметим некоторые особенности построения аккумуляторной секции:

- от каждой клеммы единичной батареи (ячейки) через развязывающие резисторы поступают сигналы в систему управления ИБП, которая обеспечивает измерение напряжения ячеек, а также напряжения $U_{\text{акк.с}}$;
- при достижении напряжения любой из ячеек $U_{\text{я}} = 14,1$ В в процессе заряда «Акк. С» от блока заряда УЗ (рис. 1. [1]) системой СУ ИБП формируется сигнал о переходе на другой уровень тока (ток «дозаряда» — 0,06 А);

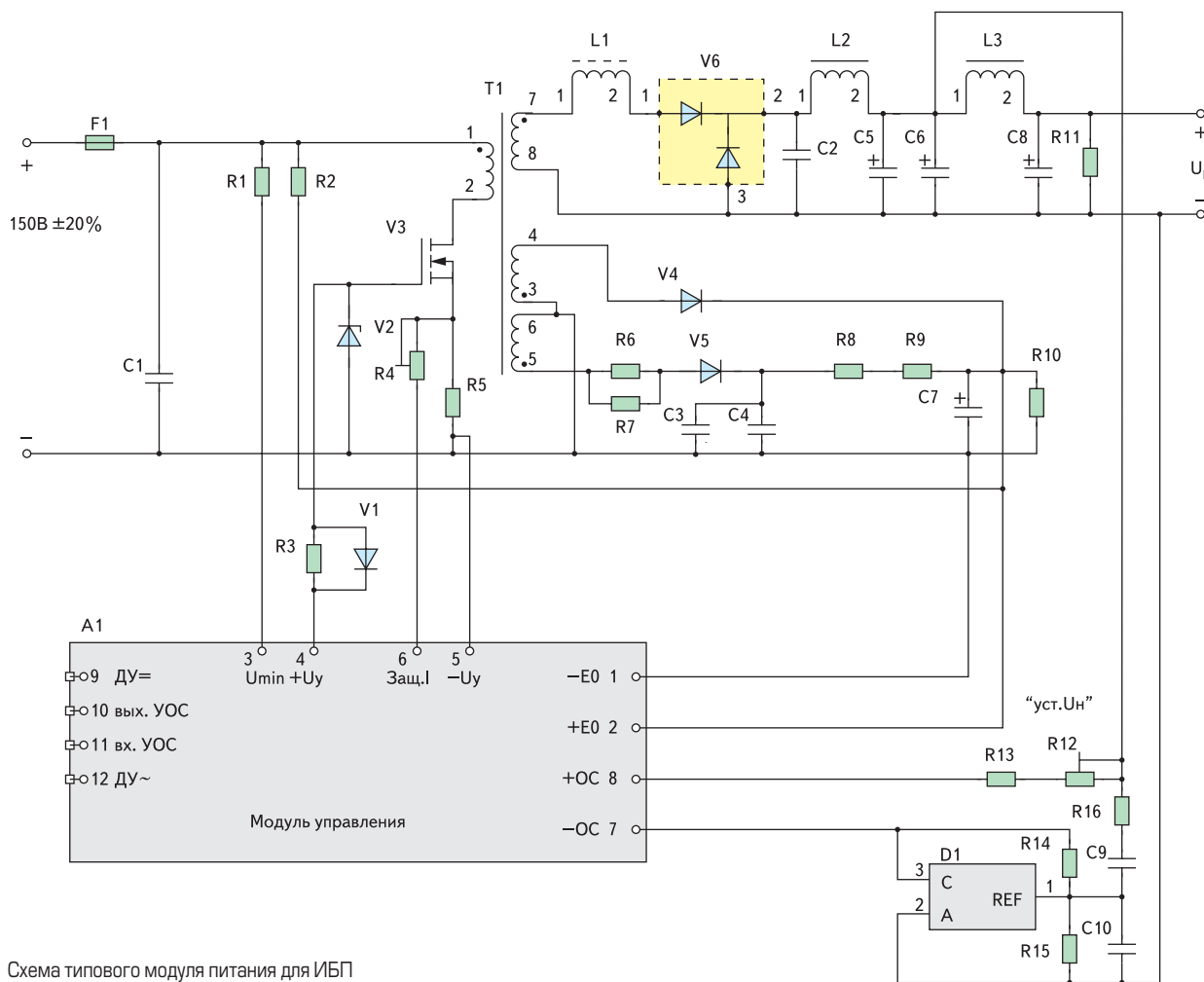


Рис. 5. Схема типового модуля питания для ИБП

- при разряде любой из ячеек до величины $U_{я} = 11,0$ В в процессе разряда «Акк. С», система СУ ИБП формирует сигнал выключения КАБ (электронный ключ питания от батареи рис. 1 [1]), в результате чего батарея отключается;
- при включении ИБП в том случае, если напряжение $U_{акк.с} < 162$ В, то система СУ ИБП формирует сигнал для блока УЗ, который начинает процесс заряда «Акк. С» по заданному закону изменения зарядного тока;
- силовые трассы: одна исходящая от УЗ и другая от «Акк. С» до КАБ, которые проходят через датчик тока «ДТ LEM» (рис. 1. [1]), выполнены таким образом, что они были направлены встречно. В результате этого один из сигналов от «ДТ LEM» используется для формирования системой СУ ИБП оптимальной зарядной характеристики батареи, а другой сигнал от датчика тока применяется для формирования системой СУ ИБП расчетных значений $t_{ибп}$, как прогнозируемого времени работы блока ИБП при работе его от батареи, а также текущего состояния накопленной или остаточной энергии в аккумуляторной батарее.

Зарядное устройство УЗ и блок «Бл. ИВЭ»

Опишем основные технические параметры зарядного устройства УЗ и блока вспомогательных источников питания «Бл. ИВЭ» (рис. 1 [1]).

Зарядное устройство должно:

- обеспечивать энергией заряд-подзаряд «Акк. С» в полном соответствии с параметрами зарядного процесса, который описан в технических условиях на единичную батарею. В нашем случае это заряд в два этапа. На первом необходимый уровень зарядного тока $I_{1,зар} = 3,0$ А, а на втором этапе — ток «дозаряда» $I_{2,зар} \leq 0,08$ А;
- обеспечивать первичным электропитанием Бл. ИВЭ, который состоит из набора модулей питания (МП), предназначенных для обеспечения вспомогательным питанием всех узлов и блоков ИБП.

Расчетная выходная суммарная мощность блока УЗ составляет 250 Вт, при этом его выходное напряжение с учетом всех режимов работы будет изменяться в пределах $U_{вых.уз} = (135...175)$ В.

Именно с учетом такого диапазона изменения входного постоянного напряжения разрабатывались отдельные МП. С целью унификации схемных решений и конструктивов были разработаны модули питания на выходную мощность от 10 до 30 Вт. При этом номенклатура выходных напряжений охватывала диапазон: 5, ±12, ±15, 20, 24 В. Все модули имеют одинаковую схемную структуру, в основе которой использован квазирезонансный однотактный преобразователь (DC/DC) с одним силовым транзистором, содержащий унифицированный модуль управления (МУ), аналогичный примененному в схеме СМ1 (рис. 1). Максимальная рабочая частота лежит в пре-

делах 150–200 кГц, при этом КПД модулей составляет 0,8–0,87. Типовая схема модуля питания приведена на рис. 5.

Схема блока УЗ построена аналогично структуре силового модуля (рис. 1). Разумеется, ввиду меньшей (в четыре раза) выходной мощности УЗ, в схеме изменена компонентная база. В частности, нет необходимости в параллельном соединении транзисторов и диодов, упрощается схема управления, на выходе блока устанавливается дроссель и диод, а система обратной связи должна обеспечивать режим стабилизатора заданного уровня зарядного тока. При этом режимы уровней стабилизации зарядного тока передаются по шине обмена данными, которые регулируются центральным процессором системы СУ ИБП.

Система управления СУ ИБП

Основная цель этой статьи — рассмотреть принципы построения и особенности разработки силовых устройств, входящих в ИБП. Именно параметры силовых блоков определяют основные энергетические и массо-габаритные показатели системы бесперебойного питания: КПД и удельную объемную характеристику. Что касается системы управления, то, не умаляя важности ее параметров, можно отметить следующее. Прежде чем приступить к ее проектированию, необходимо составить подробный алгоритм функционирования СУ ИБП во всех без исключения режимах работы блока бесперебойного питания. Позво-

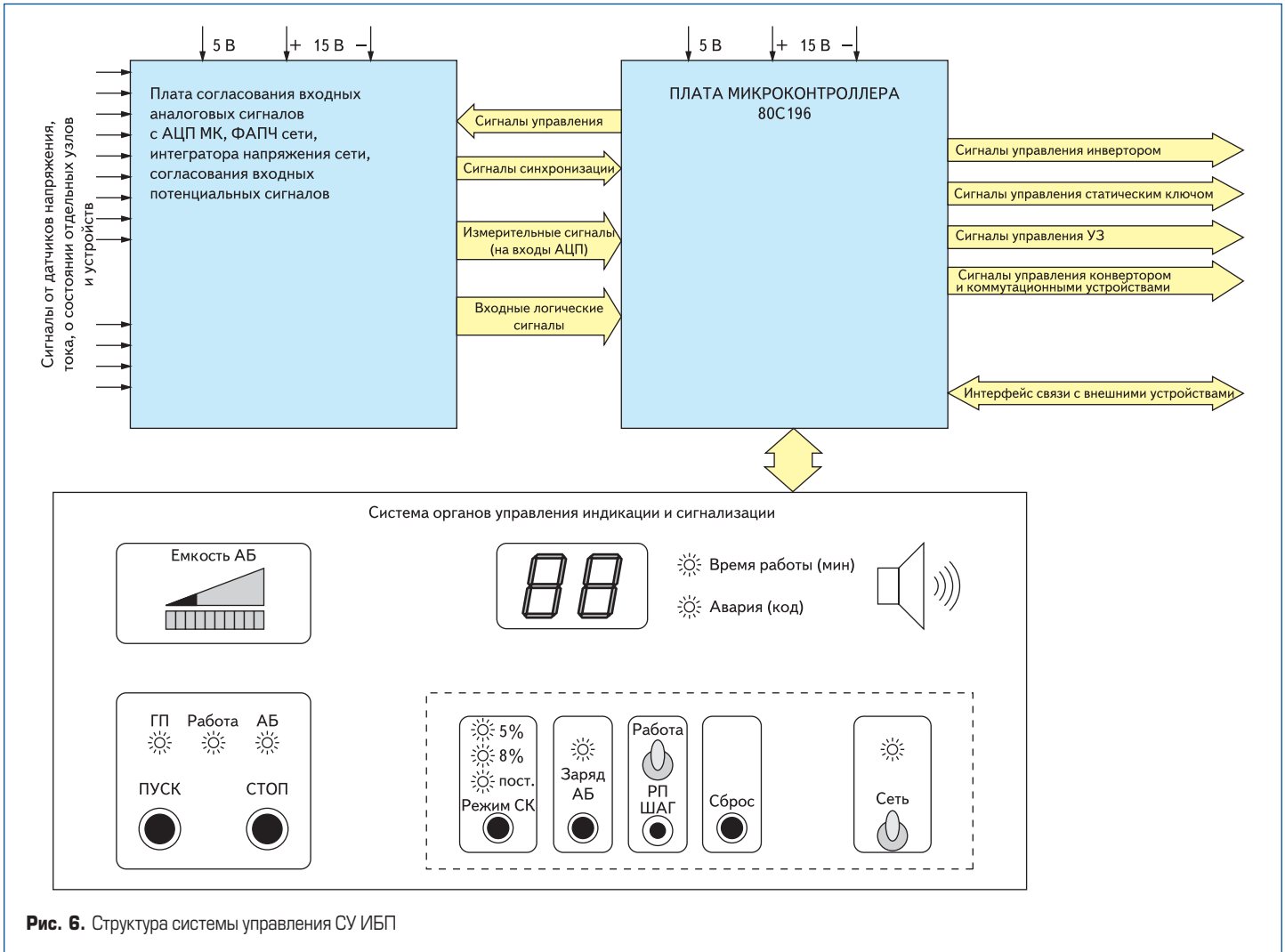


Рис. 6. Структура системы управления СУ ИБП

лим себе аналогию с известным афоризмом, который отражает взаимодействие отраслевой технической науки и прикладной математики: «Математика — это мельница, что вы в нее загрузите, то она и переработает». Отсюда следует особая важность формулировки перечня задач, которые должна решать система управления высокого уровня. Безусловно, с точки зрения надежности работы ИБП важно, чтобы было высоким качество компонентной базы, а также программных продуктов, которые будут применены и разработаны в процессе синтеза СУ ИБП. При разработке системы управления нет мелочей. Надо сделать СУ ИБП не только оптимальной по составу отдельных узлов, но и предусмотреть некоторый ресурсный запас для выполнения дополнительных функций, которые могут возникать как в процессе разработки силовых блоков системы бесперебойного питания, так и по результатам испытаний опытного образца ИБП. Это особенно важно, так как синтез и отработка всех узлов и устройств, в том числе и СУ ИБП, выполняется в параллельном режиме проектирования ИБП. Отсюда следует, что именно на главном разработчике системы управления держится вся нить связей и взаимодействий, которая обеспечит в перспективе, после отработки СУ ИБП, правильное и безотказное функционирование ИБП.

На всех этапах создания системы бесперебойного питания от разработки основной идеологии построения до разработки алгоритма

функционирования и проведения научных исследований в процессе макетирования отдельных узлов принимал активное участие руководитель компьютерной группы — исключительно одоренный специалист по вычислительной технике и программированию В. О. Цыпкин В нем органично сочеталось отличное знание новой элементной базы с желанием и стремлением вникнуть в сущность работы современных высокочастотных преобразовательных систем. Эти качества позволяли оперативно решать многие текущие технические проблемы в силовых блоках путем некоторого усложнения программы для системы управления центрального процессора СУ ИБП. Например, когда руководитель разработки всей системы бесперебойного питания показал, что аппаратная реализация функций формирования импульсов для модуля инвертора — задача не только сложная, но и связанная с рядом запросов сигналов от системы управления, то было принято решение, чтобы вся система задания ШИМ-модулированных импульсов для инвертора была реализована в СУ ИБП. Аналогично решались и вопросы формирования аналоговых сигналов для режима плавного запуска (подъема и снижения напряжения) на выходе силовых блоков инвертора и конвертора. Поэтому именно оптимизация программного обеспечения, а также введение дополнительных функций, реализованных в структуре СУ ИБП, привело к тому, что были значительно упрощены локальные системы

управления силовыми модулями инвертора и транзисторного коммутатора.

Упрощенная структура СУ ИБП приведена на рис. 6.

На рисунке в прямоугольнике, где приведена система органов управления, индикации и сигнализации, расположение элементов условное, а элементы, которые изображены внутри пунктирной линии, в нормальном режиме защищены крышкой. Отметим некоторые особенности компонентной базы СУ ИБП.

В качестве центрального процессора использован микроконтроллер 80C196MD фирмы Intel.

Это контроллер [4] из семейства 16-разрядных быстродействующих ИС высокой степени интеграции, ориентированных на решение задач управления процессами в реальном масштабе времени. Максимальная тактовая частота 16 МГц, арифметическое логическое устройство (АЛУ) выполняет 2 млн операций в секунду при выполнении элементарных операций, ПЗУ содержит 16 кбайт в 8-разрядных ячейках памяти. Периферийные устройства микроконтроллера могут выполнять следующие функции:

- устройства ввода и вывода данных;
- устройства ввода и вывода отдельных дискретных сигналов («включено-выключено»);
- устройства ввода и вывода аналоговых сигналов;
- устройства обмена данными с другими микроконтроллерами;

- устройства приема и обслуживания запросов прерывания;
- устройства контроля правильности функционирования микроконтроллера.

Общее потребление микроконтроллера — не более 75 мА на частоте 16 МГц. В число периферийных устройств контроллера входит также 14-канальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

Плата микроконтроллера формирует управляющие сигналы в соответствии с алгоритмом работы блока ИБП, который приведен в первой части статьи [1]. Кроме того, микроконтроллер задает минимальный импульс управления транзисторами инвертора — 1 мкс и максимальный импульс — 23,5 мкс. Также происходит формирование защитных интервалов времени для полумостового преобразо-

вателя инвертора — 1,5 мкс в полупериоде высокой частоты 25 мкс, а для транзисторов коммутатора — 22 мкс в полупериоде низкой частоты 10 мс. На плате микроконтроллера использованы микросхемы серий 1533, 555, RTS6581 фирмы Seiko Epson, 561 и др.

В плате согласования входных аналоговых сигналов с АЦП МК использованы микросхемы серий 1401УД2, 140УД17, 140УД6, 590, а также транзисторные оптроны типа АОТ101 и микросхема 140ЕН6 для получения напряжения ± 9 В.

Результаты проведенных испытаний макетного образца разработанного ИБП, а также их анализ и выводы будут рассмотрены в следующей публикации.

(Окончание следует)

Литература

1. Эраносян С., Ланцов В.. Источники бесперебойного питания: новый подход к синтезу // Силовая электроника. 2007. № 4.
2. Эраносян С., Ланцов В.. Квазирезонансные источники вторичного электропитания: проблемы, новый взгляд // Силовая электроника. 2007. № 3.
3. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Авторская информационная система Олега Нанкина. Микроконтроллеры, микроконвертеры — программирование, разработка устройств сопряжения (подборка информации). http://ru.org-s.ru/info/el/mk_ad.html