

УДК 621.311.62

КОМБИНИРОВАННОЕ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЕ УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Д.В. ГОДУН, А.П. ДОСТАНКО, С.В. БОРДУСОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 21 октября 2009

Дано общее представление о реализации комбинированного аналогово-цифрового управления импульсным источником электропитания. Рассмотрены структурная и принципиальная электрические схемы.

Ключевые слова: импульсные источники электропитания, аналого-цифровые программно-управляющие устройства.

Введение

Организация систем управления импульсными высокочастотными устройствами является приоритетной задачей при построении различных типов преобразователей, отличающихся по выходной мощности, входному и выходному напряжению и току, а также сферой их применения. В данной статье произведен обзор существующих методов регулирования выходных параметров источников электропитания, применяемых для питания технологических газоразрядных систем. В импульсных источниках электропитания технологического назначения необходимо присутствие контура быстродействующей обратной связи по току и контура стабилизации и регулирования амплитуды выходного напряжения с возможностью цифрового программного управления амплитудой выходного напряжения.

Теоретический анализ

Введение замкнутых контуров по току и напряжению в состав импульсных источников электропитания подразумевает стабилизацию выходных параметров источника электропитания как управляемых, так и жестко заданных. Специфическое применение импульсных источников электропитания накладывает некоторое ограничение на условия быстрого действия систем управления, элементную базу и алгоритмы построения.

При детальном рассмотрении методов построения импульсных источников электропитания на первый взгляд перспективные микропроцессорные системы, при помощи которых легко организовать как ШИМ-систему управления силовым мостовым преобразователем, так и устанавливать выходные параметры тока и напряжения, оказываются далекими от совершенства. Одним из критериев применения микропроцессорных систем является время обработки сигнала с отрицательной обратной связью по току и напряжению и принятия управляющего решения. Если время реакции отрицательной обратной связи по напряжению сказывается только на размере выходной пульсации импульсного источника электропитания, то время реакции системы по токовому воздействию определяет как общую

работоспособность устройства, так и область применения. Для узкоспециализированных, быстродействующих импульсных источников электропитания существуют жесткие требования ко времени отключения силовой части устройства. Не более чем за 0,5 мкс устройство управления должно опросить датчик, сравнить полученный результат с опорным значением и, в случае необходимости, принять решение об отключении устройства. Применение цифровых токовых сенсоров, а также сенсоров на основе датчиков Холла и электромагнитной индукции в микропроцессорных устройствах позволяют получить общее время, затраченное на обработку данных и принятие решения (не менее 2–4 мкс).

Аналоговые системы анализа выходных характеристик импульсного источника питания, построенные на компараторах и операционных усилителях, обладают достаточно высоким быстродействием принятия управляющих решений для воздействия на силовую часть. Проектирование контуров управления импульсными источниками электропитания в аналоговом виде, изменение выходных параметров импульсных источников электропитания в процессе работы, а также создание автоматической системы управления специализированным технологическим процессом, являются достаточно острой проблемой проектирования аналоговых управляющих систем. Устройство управления таким процессом получается достаточно нерациональным и содержит большое количество всевозможных аналоговых блоков и связующих звеньев.

Выходом из сложившейся ситуации является совмещение исполнительной быстродействующей аналоговой части и микропроцессорных пороговых систем управления. Данная комбинация позволяет гибко изменять выходные параметры источника электропитания как отдельно, так и в составе узкоспециализированного комплекса технологического производства с сохранением требуемого времени защитного отключения.

Достоинством предложенного к рассмотрению устройства является качественная минимизация систем управления импульсными источниками электропитания с возможностью сопряжения быстродействующих аналоговых компонентов.

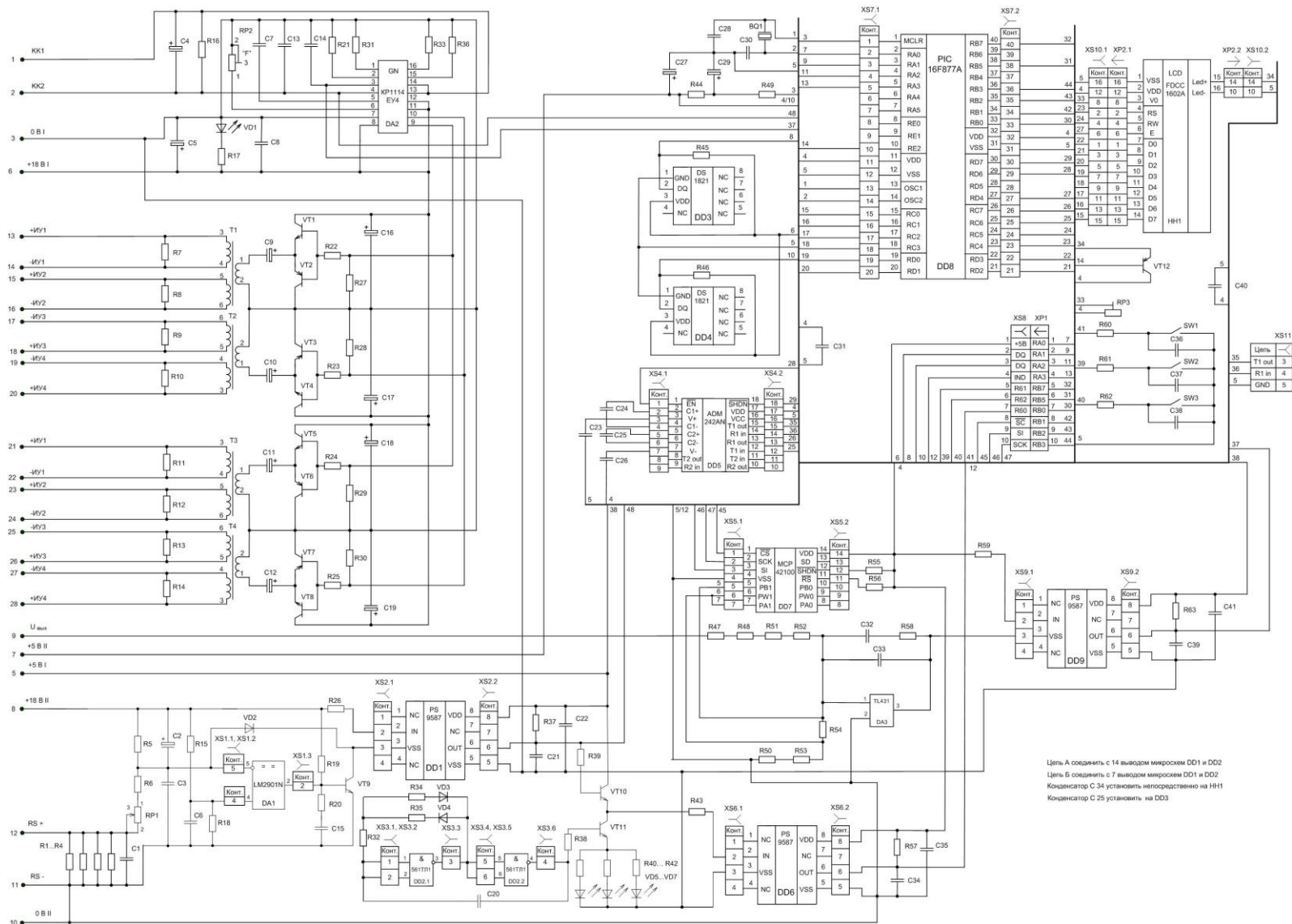
Экспериментальная часть

Предложенная к рассмотрению система управления импульсным источником электропитания представлена на рисунке и реализована как отдельный модуль, в состав которого входят:

- 1) генератор широтно-импульсной последовательности;
- 2) устройство токовой защиты;
- 3) микропроцессорная система стабилизации выходного напряжения;
- 4) драйвер управления транзисторным мостовым преобразователем.

Генератор широтно-импульсной последовательности реализован на специализированной микросхеме DA2, которая формирует управляющую последовательность рабочих импульсов и осуществляет управление их шириной в зависимости от напряжения, прикладываемого к входу внутреннего компаратора. Частота выходных импульсов генератора задается потенциометром RP2 и конденсатором C7 аппаратно, что более надежно применительно к импульсным источникам электропитания.

Конденсатор C4 осуществляет плавное увеличение ширины управляющих импульсов, формируемых DA2 до значения ограничения, задаваемого номиналом R16. Время выхода на установившийся режим задается номиналом конденсатора C4. Для уверенной работы генератора импульсов необходимо осуществлять питание с действующим значением напряжения не менее 18В. Для индикации напряжения на входе импульсного генератора установлен светодиод VD1 и токоограничивающий резистор R17. Фильтрация входного напряжения осуществляется конденсаторами C5 и C8. Так как внутренние компараторы входных сигналов не используются, то для их надежного закрытия резисторы R21, R31, R33 и R36 подключаются на землю.



Электрическая принципиальная схема устройства управления

На контакте "КК1", в установившемся режиме работы, относительно нулевого проводника должно быть напряжение не ниже +5 В, вырабатываемое внутренним источником микросхемы DA2.

Конденсаторы C14 и C13 используются для снижения импульсных помех на входах внутреннего компаратора ШИМ и выключателя соответственно.

Вход внутреннего компаратора ШИМ необходим для обработки сигнала, снимаемого с блока отрицательной обратной связи по напряжению. В зависимости от амплитуды входного сигнала микросхема DA2 увеличивает либо уменьшает ширину управляющих импульсов. Вход выключателя является входом остановки работы генератора при подаче на него амплитуды напряжения более 3,5 В, формируемой блоком токовой защиты либо устройством плавного запуска.

Сигналы управления в двухтактной мостовой схеме должны формироваться с учетом временной защитной паузы. Она необходима для предотвращения возникновения сквозных токов в моменты переключения диагоналей двухтактного транзисторного моста. Когда верхний транзистор еще не успел закрыться, а нижний уже открыт, существует возможность возникновения сквозного тока, который моментально выведет из строя оба транзистора. При формировании защитной паузы нельзя считать, что IGBT-прибор является идеальным и его моменты переключения равны нулю. Время "*t* задержки" должно быть больше, чем суммарное время включения и выключения силового прибора. Всю информацию о времени переключения IGBT-транзистора, а так же о величине резистора в цепи затвора, необходимо брать из справочных данных на силовой прибор [1].

Схемотехнически, генератор управляющих импульсов построен так, что его выходные широтно-импульсные сигналы задаются относительно общего проводника схемы. В мостовом преобразователе для управления транзистором VT2 этого вполне достаточно, ведь сигнал подается на затвор относительно нулевого проводника. Однако с управлением транзистором VT1 возникают определенные сложности: когда VT2 находится в закрытом состоянии, а VT1 в открытом. На эмиттере VT1 в этот момент присутствует напряжение питания. Поэтому, для организации управления транзистором VT1, необходимо гальванически развязанное от общего проводника схемотехническое решение, формирующее импульсы управления и не допускающее в цепь управления дополнительных искажений [2].

Существует два способа построения драйверных устройств: трансформаторным методом и методом с применением бутстрепных источников питания. Последний метод широко применяется при построении драйверных микросхем управления полумостовой, мостовой схемой либо верхним ключом. Однако применение драйверных микросхем при видимом упрощении схемотехнических решений вносит вероятность повреждения мостового преобразователя из-за затекания тока в драйвер через управляющий вывод [1].

Для алгоритмически правильного функционирования схемы блок драйверного управления должен обеспечивать достаточно крутые траектории переключения силовых элементов, надежность схемотехнических решений при влиянии импульсных помех, а также гальванически изолировать управляющую часть от силового питания. Все эти условия выполняются в рассмотренном ниже драйверном устройстве, находящемся в составе устройства управления.

Конденсаторами C16, C17, C18 и C19 осуществляется сглаживание напряжения для питания драйверного преобразователя. Принцип устройства рассмотрим на примере одного плеча. При прохождении положительного импульса открывается транзистор VT1, заряжает конденсатор C9 амплитудой напряжения питания и поступает в обмотку 1–2 трансформатора T1. При поступлении отрицательного импульса управления транзистор VT1 закрывается и открывается транзистор VT2, и в обмотке 1–2 трансформатора T1 формируется нулевой интервал. Выходные обмотки трансформатора T1 состоят из двух секций, каждая из которых нагружена сопротивлением по 300 Ом. Это реализовано для уменьшения бросков напряжения на затворах силовых транзисторов в момент переключения диагоналей мостового преобразователя. В итоге на выходе каждого драйверного преобразователя получаем четыре гальванически развязанных сигнала управления с амплитудой в 18 В, предназначенных для управления силовыми мостовыми преобразователями.

Система стабилизации выходного напряжения и устройство токовой защиты по схемотехническим соображениям собраны изолированно от минуса генератора ШИМ. Все сигналы обмена между ними осуществляются посредством оптических устройств передачи данных.

Микроконтроллер PIC16F877A введен в схему для организации системы управления цифровым потенциометром MCP42100, находящимся в цепи коррекции отрицательной обратной связи по напряжению, а также для получения и обработки информации управления периферийными устройствами. Данная микросхема реализует 256 точек положения движка потенциометра и управляется линейно. Энергопотребление данной микросхемы не превосходит 1 мА в статическом режиме. В реализуемом модуле выбран цифровой потенциометр номиналом 100 кОм.

Входы "SHDN" (выключение) и "RS" (сброс) являются инверсными. Для правильной работы микросхемы на этих входах через резисторы R55 и R56 необходимо обеспечить состояние высокого логического уровня.

Входы "SI", "SCK" и "SO" являются SPI интерфейсными входами микросхемы, подключенными к микроконтроллеру. Именно по изменению информации на этих входах происходит изменение движка потенциометра.

Интерфейс SPI — синхронный, последовательный интерфейс, предназначенный для организации обмена между двумя устройствами, причем одно из них является инициатором обмена, второе — пассивное. В каждом из устройств имеются восьмиразрядные регистры сдвига, выход управляющего регистра подключается ко входу управляемого и наоборот. Кроме этого, управляющий регистр генерирует импульсы сдвига, по которым происходит сдвиг информации в обоих устройствах. За 8 тактовых импульсов регистры должны обменяться информацией друг с другом.

При включении питания потенциометр выставляет значение положения движка как среднее. Сопротивление между контактами PB1 и PA1 MCP42100 должно быть не менее 50 кОм. Закончив инициализацию конфигурации, микроконтроллер начинает управление потенциометром и в соответствии с алгоритмом программы, выставляет минимальное значение движка. Все это время происходит плавный запуск системы управления и поэтому броски выходного напряжения из-за изменения состояния положения движка потенциометра исключены.

Выходное напряжение высоковольтного источника питания поступает на резистивный делитель, образованный резисторами R47, R48, R51, R52 и цифровым потенциометром. Параллельно MCP42100 включен резистор R54, необходимый для защиты в случае пробоя цифрового потенциометра. Нижнее плечо делителя R50 и R53 подбирается экспериментально и служит для смещения регулировочных характеристик по амплитуде выходного напряжения. В качестве прецизионного датчика напряжения нагрузки применен трехвыводной опорно-регулируемый стабилизатор DA3 типа TL431[1]. Фильтрующая цепь C32 R58 и конденсатор C33 введены в схему для исключения условия самовозбуждения устройства, охваченного контуром отрицательной обратной связи.

Полученное на выходе стабилизатора DA3 напряжение рассогласования поступает на вход высокоскоростной оптопары PS9587 производства корпорации NEC. В схеме она обозначена как DD9. Оптопара осуществляет передачу сигналов со временем задержки всего в 75 нс. Гальванически разделенный сигнал поступает на вход компаратора ШИМ микросхемы DA2. Чем выше по амплитуде напряжение рассогласования, тем больше засветка светодиода в оптопаре DD9 и тем больше напряжение на выходе системы.

Количество таких циклов определяется как устойчивостью системы, так и стремлением отработать заданное пользователем воздействие. Чем быстрее система перейдет в новое состояние, тем меньше будет пульсация напряжения на выходе источника питания. Система управления допускает изменение выходного напряжения от 600 до 1200 В с шагом 20 В.

Микроконтроллер PIC16F877A обладает высокоскоростной RISC архитектурой, имеет необходимое число портов ввода-вывода с повышенной нагрузочной способностью и низким энергопотреблением. Питание микроконтроллера осуществляется от постоянного напряжения с амплитудой 5 В. Для защиты микроконтроллера от высокочастотных импульсных помех в цепях питания в схему введен керамический конденсатор C31. Плавный запуск микроконтроллера обеспечивается цепочкой R44, C29 и R49, подключенной к входу "MCLR". Частота работы микроконтроллера задается внешним кварцевым резонатором, реализованным на элементах C28, C30 и BQ1.

Динамическое отображение значения выходного напряжения и температуры силовых ключей мостового преобразователя производится на жидкокристаллическом индикаторе HH1.

ЖКИ-индикатор FDCC1602A подключен к микропроцессору PIC16F877A шиной данных из восьми линий, а также тремя управляющими сигналами — "RS", "R/W" и "E". Сигнал "R/W" — это сигнал чтения/записи данных, посредством которого осуществляется управление потоком данных от микроконтроллера к элементу индикации. Сигнал "E" — это сигнал разрешения передачи данных из буферного регистра в регистр данных. Сигнал "RS" — сигнал выбора регистра для записи данных. Комбинацией управляющих сигналов "RS", "R/W", "E", а также информацией, поступающими по шине данных, осуществляется управление положением курсора индикатора и отображением текущих символов. Запись данных производится в циклическом режиме в соответствии с алгоритмом программы.

Для управления подсветкой индикатора в схему введен транзистор VT12, который открывается положительным сигналом, формируемым портом RE2. Открытием транзистора VT12 достигается наличие положительного напряжения питания на входе "Led+" индикатора HH1. Конденсатор C40 введен в схему для фильтрации высокочастотных помех, влияющих на работоспособность индикатора. Потенциометром RP3 осуществляется регулирование контраста отображения на жидкокристаллическом индикаторе.

Ввод информации об изменении выходного напряжения либо требование отображения температуры на транзисторных высоковольтных ключах, осуществляется посредством опроса микроконтроллером двухпозиционных кнопочных переключателей. Для избежания дребезга контактов в моменты переключения в схему введены конденсаторы C36...C38. Резисторы R60, R61 и R62 необходимы для ограничения тока в цепях портов RB0, RB5 и RB7 в момент замыкания переключателей.

В системе предусмотрено удаленное цифровое управление задающим генератором при помощи преобразователя интерфейса ADM242AN, представляющего собой быстродействующий приемопередатчик, реализующий прием либо передачу со скоростью до 200 килобайт в секунду. Через разъем XS11 осуществляется подключение точки удаленного доступа к устройству управления. Включение приемопередатчика осуществляется установкой инверсного входа "EN" и "SHDN" в состояние логической единицы.

Цифровые сенсоры температуры DS1821 установлены непосредственно возле силовых ключей мостового преобразователя. Обмен данными с микроконтроллером осуществляется по интерфейсу 1-wire™. Включение датчиков осуществляется портом микроконтроллера RA0. Между входом DQ микросхем DD3 и DD4 и напряжением питания необходимо установить резисторы R45 и R46. Программная микропроцессорная часть продукта реализована на языке C в среде транслятора PCW.

Таким образом, при помощи элемента DD7 программным путем возможно задание изменения амплитуды напряжения на входе регулируемого стабилизатора DA3 в цифровом виде. В свою очередь это приведет к изменению ширины рабочих импульсов генератора широтно-импульсной модуляции и система будет стремиться отработать ошибку системы управления, снижая напряжение рассогласования между задающим воздействием и напряжением на выходе импульсного источника электропитания.

В качестве устройства анализа величины тока в выходной цепи выбран компаратор серии LM2901. Это двухканальный, быстродействующий компаратор, рассчитанный на работу с однополярным напряжением питания.

Действующее значение тока в нагрузке создает падение напряжения на шунтирующем элементе RS. Оно складывается с напряжением на делителе R5, R6, RP1 и поступает на инвертирующий вход компаратора. На неинвертирующий вход подается постоянное напряжение, определяемое соотношением резисторов R15 и R18. Конденсатор C6 необходим для фильтрации постоянной составляющей опорного напряжения при условии влияния высокочастотных импульсных помех. Потенциометром RP1 осуществляется плавная регулировка порога срабатывания компаратора.

В данном случае порог срабатывания токовой защиты реализован аппаратным способом, однако, при необходимости внесения изменений в данный метод регулирования при помощи цифрового программного обеспечения, необходимо задействовать второй канал цифрового потенциометра MCP 42100 и заменить им потенциометр RP1. Сигналы управления цифровым потенциометром также будут формироваться микроконтроллером PIC16F877A.

С введением диода VD2 в устройство токовой защиты электрическая схема приобретает аналог триггерной структуры и образует защелку, состояние которой возможно изменить только при снятии напряжения питания со всего устройства.

При срабатывании компаратора DA1 транзистор VT9 открывается и удерживается в таком состоянии до полной перезагрузки системы. Светодиод оптопары засвечивается, и на выходе микросхемы DD1 устанавливается уровень логической единицы (+5 В), который выключает генератор широтно-импульсной модуляции, рассмотренный выше. Конденсатором C22 осуществляется фильтрация напряжения питания оптопары DD1.

Ключ, реализованный на транзисторе VT10, включает мультивибратор, реализованный на элементах DD2.1 и DD2.2. Частота переключения последнего определяется номиналом конденсатора C20 и резистора R32. Управление световой индикацией осуществляется через ключевой транзистор VT11. В качестве элементов индикации режимов защиты по току в схеме применены три светодиода, подключенные к питанию через резисторы R40...R42.

При открытии транзистора VT10 оптопара DD6 осуществляет установку уровня логической единицы на порт RA3 микроконтроллера PIC16F877A, который, в свою очередь, отображает информацию о состоянии устройства токовой защиты на жидкокристаллический индикатор HH1 и формирует пакет данных для отправки по RS 242.

Результаты и их обсуждение

В качестве основного результата проведенной работы можно выделить синтез управляющих структур на базе высокоскоростных аналоговых и управляющих микропроцессорных звеньев, что подразумевает получение следующих результатов.

1. Простота осуществления систем микропроцессорного управления импульсных источников электропитания с возможностью обмена информацией с удаленной точкой доступа.
2. Большая помехозащищенность и надежность предлагаемого устройства.
3. Возможность применения программно-управляемых источников электропитания в узкоспециализированной отрасли.

Заключение

Реализованная комбинированная аналогово-цифровая система управления импульсным источником электропитания, позволяет применить его в технологических системах ионно-плазменной обработки материалов для электропитания высокочастотного формирователя импульсного напряжения с возможностью программного управления величиной амплитуды силового напряжения.

COMBINED ANALOGUE-DIGITAL CONTROL DEVICE OF THE HIGH-VOLTAGE PULSE POWER SOURCE

D.V. HADUN, A.P. DOSTANKO, S.V. BORDUSOV

Abstract

The general representation about realization combined analogue-digital control device is given by a pulse source of power supplies. Structural and basic electric schemes are considered.

Литература

1. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. М., 2001.
2. Головацкий В.А. Источники вторичного электропитания. М., 1990.