

Применение микросхем TOPSwitch-FX в источниках питания КИП и средствах автоматизации

В настоящее время источники питания КИП и средства автоматизации создаются с применением микропроцессоров и характеризуются малыми размерами, весом, а также небольшим потреблением электроэнергии. Поскольку аппараты КИП и СА работают в промышленных электросетях, то к их источнику питания предъявляются более высокие требования по надежности, выходным параметрам, габаритным размерам, массе, стоимости. Импульсные источники удовлетворяют этим требованиям. Наиболее простым решением построения импульсного источника питания является применение микросхем TOPSwitch фирмы Power Integrations. Серия TOPSwitch-FX оптимальна для мощностей от 3 до 14 Вт.

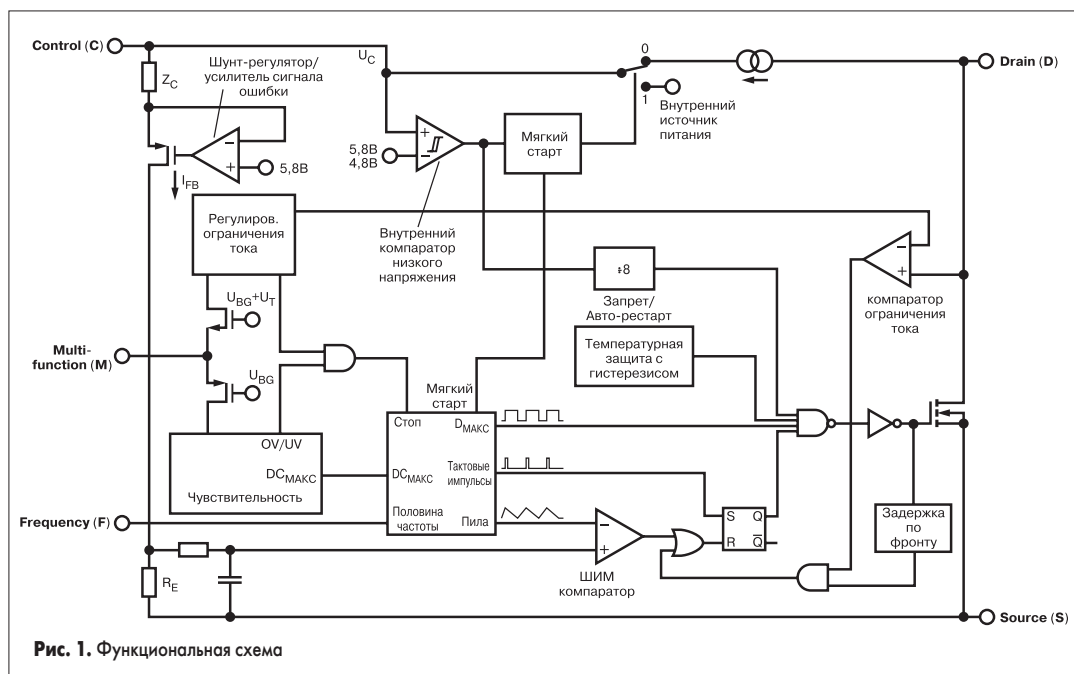
Павел Угринов
razrab@owen.ru

По сравнению со схемами на дискретных элементах и микросхемами TOPSwitch ранних разработок, TOPSwitch-FX обеспечивает:

- низкую стоимость навесных элементов;
- полностью интегрированное плавное включение с минимальным превышением;
- внешне устанавливаемое токовое ограничение;
- большой коэффициент заполнения импульсов;
- выключение при пониженном и повышенном напряжении сети;
- ограничение максимального коэффициента заполнения при повышенном входном напряжении;
- девиацию частоты преобразования для снижения электромагнитных импульсных помех;
- частоту преобразования 132 кГц;

- тепловую защиту с гистерезисом на автоматический возврат;
- функцию дистанционного включения-выключения;
- синхронизацию по частоте преобразования;
- пропуск цикла при холостом ходе для снижения энергопотребления.

TOPSwitch-FX построен на опробованной топологии TOPSwitch и содержит много новых функций (рис. 1). Подобно TOPSwitch, высоковольтный MOSFET-транзистор, ШИМ-модулятор, защита от коротких замыканий и другие составные части схемы управления объединены на одном кристалле, но к ним добавлены два вывода. Серия TOPSwitch-FX упакована в корпуса DIP — 8В (P), SMD — 8В (G) и TO-220 — 7В (Y).



Назначение выводов

DRAIN (D) — вывод стока высоковольтного MOSFET-транзистора. Обеспечивает питание микросхемы при запуске с помощью встроенного высоковольтного переключаемого источника тока. К этому же выводу подключен вход схемы измерения тока.

CONTROL (C) — вход усилителя сигнала ошибки ШИМ-модулятора. Вход триггера схемы защиты. К этому выводу подключается внешний конденсатор схемы авторестарта и коррекции.

MULTI-FUNCTION (M) — входной контакт схемы защиты от повышенного и пониженного входного напряжения, схемы ограничения коэффициента заполнения импульсов, схемы ограничения тока и схемы дистанционного включения-выключения и синхронизации.

FREQUENCY (F) — входной контакт для выбора частоты преобразования: 132 кГц (при соединении с выводом SORCE) и 66 кГц (при соединении с выводом CONTROL). Этот вывод доступен только в исполнении Y. Для исполнения P и G частота преобразования внутренне установлена на 132 кГц.

SORCE (S) — вывод истока MOSFET-транзистора, общий вывод схемы управления и источника опорного напряжения.

Работа микросхемы

При подаче высокого постоянного напряжения MOSFET-транзистор первоначально выключен и конденсатор, подключенный к выводу CONTROL, заряжается через переключаемый высоковольтный источник тока, соединенный внутренне между выводами CONTROL и DRAIN. Когда напряжение вывода CONTROL U_c достигнет приблизительно 5,8 В, совокупность схем управления инициируется и начинается плавное включение. Цепь плавного включения постепенно увеличивает коэффициент заполнения от нуля до максимального значения примерно за 10 мс. К концу плавного включения источник тока выключается, и питание всей схемы управления осуществляется за счет тока цепи обратной связи. Схема управления поддерживает напряжение U_c на уровне 5,8 В, шунтируя ток цепи обратной связи на выводе CONTROL, превышающий необходимое значение тока питания микросхемы. Малый динамический импеданс Z_c вывода CONTROL вместе с внешним резистором и конденсатором определяет частотную коррекцию контура обратной связи всего источника питания. ШИМ-модулятор осуществляет регулирование напряжения за счет изменения коэффициента заполнения импульсов, управляющих MOSFET-транзистором обратно пропорционально величине тока вывода CONTROL (рис. 2).

Втекающий ток отделяется регулятором (усилителем сигнала ошибки) от тока питания и формирует на резисторе R_E сигнал ошибки, который для снижения импульсного шума фильтруется RC-цепью с частотой среза 7 кГц. ШИМ-модулятор формирует сигнал при сравнении отфильтрованного сигнала ошибки

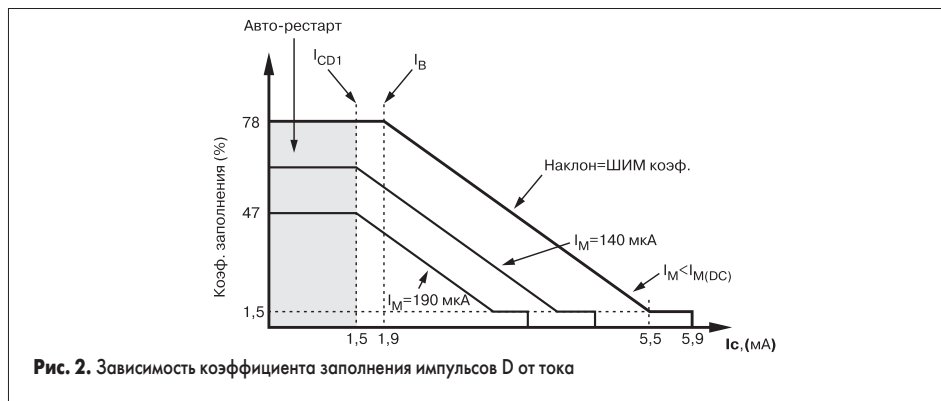


Рис. 2. Зависимость коэффициента заполнения импульсов D от тока

с пилообразным напряжением задающего генератора. MOSFET-транзистор открывается по тактовому сигналу генератора, закрывается по сигналу с выхода ШИМ-модулятора. Модулятор имеет ограничение минимального коэффициента заполнения 1,5%. При этом обеспечивается независимость тока потребления от величины сигнала ошибки. Если по каким-либо причинам (короткое замыкание в нагрузке, обрыв ОС и т. д.) напряжение на выводе CONTROL станет ниже 4,8 В, схема управления отключает MOSFET-транзистор и переходит в дежурный режим. Конденсатор, подключенный к выводу CONTROL, снова заряжается через переключаемый источник тока. Компаратор схемы авторестарта, имеющий гистерезис, поддерживает напряжение U_c в пределах 4,8÷5,8 В, переключая источник тока, как показано на рис. 3. Цепь авторестарта содержит счетчик-делитель на восемь, запрещающий работу MOSFET-транзистора до окончания восьмого цикла разряда. Тем самым снижается коэффициент заполнения импульсов схемы рестарта до 4%, что снижает рассеиваемую мощность MOSFET-транзистором. Процесс перезапуска повторяется до начала нормальной работы схемы.

Номинальная частота преобразования в 132 кГц выбрана для минимизации габаритов трансформатора и электромагнитных помех. Генератор изменяет основную частоту преобразования в пределах ± 4 кГц со скоростью в 250 Гц. Это снижает пики электромаг-

нитных излучений, связанных с гармониками основной частоты преобразования.

Максимальный коэффициент заполнения D_{max} установлен в 78%. Однако, подключая вывод MULTI-FUNCTION к положительной шине входного напряжения через резистор номиналом более 2 МОм, можно ограничить максимальный коэффициент заполнения до 38% в зависимости от входного напряжения. Применение данного резистора также включает защиту от понижения и превышения входного напряжения. Использование защиты от низкого входного напряжения позволяет исключить сбои в работе TOPSwitch-FX в этом режиме. Защита от высокого входного напряжения выключает TOPSwitch-FX, когда входное напряжение достигнет максимального значения, тем самым предотвращая выход из строя MOSFET-транзистора. Отношение значений напряжений установлено в 4,5 раза.

Так как коэффициент заполнения обратно пропорционален току вывода CONTROL, если при достижении D_{min} ток вывода увеличится далее приблизительно на 0,4 мА, ШИМ-модулятор делит дискретно коэффициент заполнения от D_{min} , то есть равномерно пропускает импульсы. Это позволяет уменьшить мощность потребления в режиме холостого хода. Пропусков можно избежать, если подключить на выходе блока питания нагрузку, соответствующую минимальному коэффициенту заполнения.

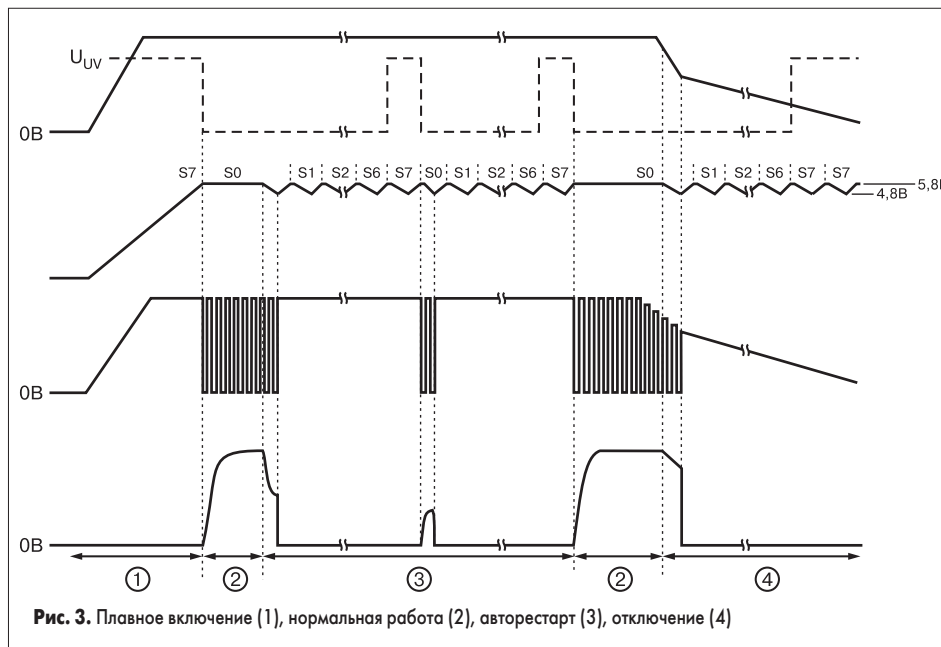


Рис. 3. Плавное включение (1), нормальная работа (2), авторестарт (3), отключение (4)

Таблица 1

Схема ОС	Напряжение питания цепи ОС, В	Точность уставки выходного напряжения, %	Нестабильность выходного напряжения по току, %	Нестабильность выходного напряжения по входному напряжению, %	Рисунок
Оптрон-стабилизатор	15	5	1	0,5	5
Оптрон-TL431	15	1	0,2	0,5	6

Схема ограничения амплитудного тока MOSFET-транзистора использует его сопротивление открытого канала в качестве датчика тока. Компаратор схемы ограничения сравнивает падение напряжения на открытом транзисторе — U_{DS} с термостабилизированным напряжением уставки. При превышении напряжением U_{DS} напряжения уставки, компаратор отключает MOSFET-транзистор до начала следующего цикла работы. Значение уставки установлено внутренне. Однако, соединив вывод MULTI-FUNCTION через резистор с отрицательной входной шиной (рис. 4), можно изменить значение уставки в пределах $0,4 \div 1$ от предельного тока для данного прибора. Это дает возможность при использовании более мощного, чем требуется, **TOPSwitch-FX**, воспользоваться преимуществом более низкого сопротивления открытого канала, что повышает КПД. Второй резистор, соединенный между выводом MULTI-FUNCTION и положительной входной шиной, уменьшает зависимость срабатывания схемы ограничения по току от входного напряжения.

Тепловая защита выключает схему управления и MOSFET-транзистор при температуре его перехода около 135°C . Большой гистерезис в 70°C предотвращает перегревание кристалла. После его остывания производится запуск в обычном режиме.

Схема включения

Типовая схема обратноходового преобразователя показана на рис. 5. Эта схема имеет вторичную цепь обратной связи по напряжению и работает при изменении входного напряжения от 85 до 264 В (универсальная сеть), имея при этом неплохую точность и стабильность выходного напряжения.

Силовой трансформатор TV1 выполняет функцию накопителя энергии. При открытом MOSFET-транзисторе импульс тока содействует накоплению энергии в индуктивности L1 первичной обмотки трансформатора TV1. Выпрямительный диод VD2 при этом закрыт, и напряжение в нагрузке U_0 на этом этапе поддерживается конденсатором C4. После того

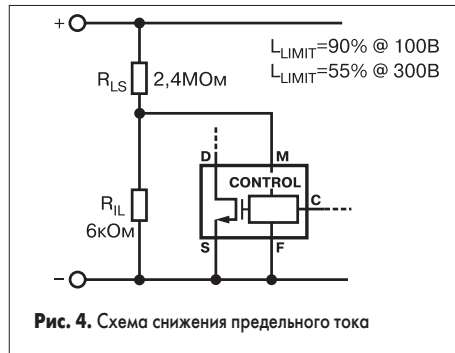


Рис. 4. Схема снижения предельного тока

как схема управления закроет MOSFET-транзистор, полярность напряжения на обмотках трансформатора изменяется и ранее накопленная в нем энергия поступает через диод VD2 в нагрузку, подзаряжая конденсатор C4. Если за время закрытого состояния MOSFET-транзистора ток вторичной обмотки падает до нуля, то в схеме имеет место режим прерывистых токов (ПТ). Тогда следующее включение MOSFET-транзистора происходит при нулевом значении тока. В противном случае имеет место режим непрерывных токов (НТ).

Элементы VR1 и VD1 ограничивают выбросы напряжения, образующиеся при коммутации тока в первичной обмотке.

Цепь обратной связи питается от отдельной обмотки трансформатора, напряжение которой выпрямляется диодом VD3 и фильтруется конденсатором C2. Выходное напряжение определяется падением напряжения на стабилизаторе VR2 и светодиоде оптопары U2. Резистор R2, коэффициент передачи тока оптопары и коэффициент передачи по управляющему току **TOPSwitch-FX** определяют коэффициент усиления обратной связи по напряжению схемы. Более высокие параметры имеет схема с оптроном и микросхемой TL431, представленная на рис. 6. Сравнительные параметры представлены в таблице 1.

Методика проектирования и расчета

Исходные данные для расчета:
 • выходное напряжение U_0 , В;

Таблица 2

Входная сеть	U_{ACmin} , В	U_{ACmax} , В	U_{min} , В	U_{max} , В	C_{IN} , мкФ/Вт
Универсальная	85	264	≥ 90	373	2-3
220 В	176	264	≥ 220	373	1

U_{min} , U_{max} — минимальное и максимальное постоянные напряжения

- выходной ток — I_0 , А;
- выходная мощность — P_0 , Вт;
- минимальное входное переменное напряжение — U_{ACmin} , В;
- максимальное входное переменное напряжение — U_{ACmax} , В.

Емкость входного конденсатора выбирают так, чтобы обеспечить минимальное постоянное напряжение, требуемое для устойчивой работы **TOPSwitch-FX**. Необходимые данные представлены в таблице 2.

Для ограничения выбросов напряжения на стоке MOSFET-транзистора применяют ZD-цепь (стабилизатор, диод) или RCD-цепь (резистор, конденсатор, диод), как показано на рис. 5 и 6. Ограничение с помощью ZD-цепи требует немного деталей и места на печатной плате. Для эффективной работы ZD-цепи напряжение стабилизатора должно быть по крайней мере в 1,5 раза больше отраженного напряжения — U_{OR} , поскольку это сохраняет проводимость стабилизатора на короткое время. Для универсальной входной сети U_{OR} принимают меньше 135 В, что учитывает абсолютные допуски на параметры и изменение этих параметров стабилизатора от температуры. Это гарантирует эффективное действие ZD-цепи и сохраняет максимальное напряжение на стоке MOSFET-транзистора ниже напряжения его пробоя (рис. 7).

Высокое напряжение U_{OR} требуется, чтобы использовать преимущества более широкого коэффициента заполнения D_{max} **TOPSwitch-FX**. RCD-цепь обеспечивает более жесткое ограничение, чем ZD-цепь и позволяет увеличить напряжение U_{OR} до 185 В [1]. При большей эффективности RCD-цепь имеет и повышенную стоимость.

Максимальный коэффициент заполнения импульсов определяется по значениям U_{OR} и U_{min} :

- для режима НТ:

$$D_{max} = \frac{U_{OR}}{(U_{MIN} - U_{DS}) + U_{OR}} ;$$

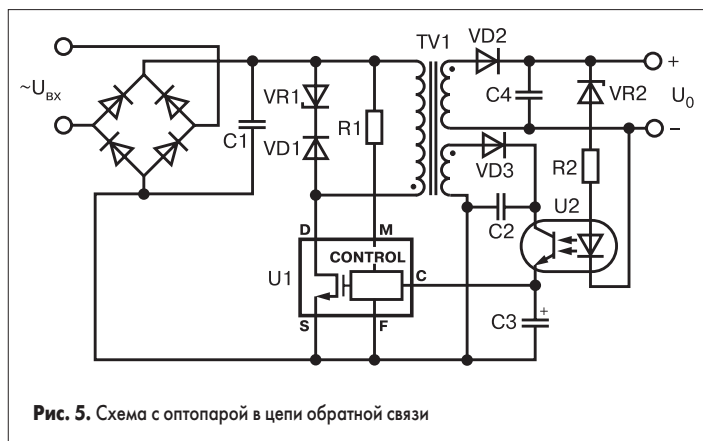


Рис. 5. Схема с оптопарой в цепи обратной связи

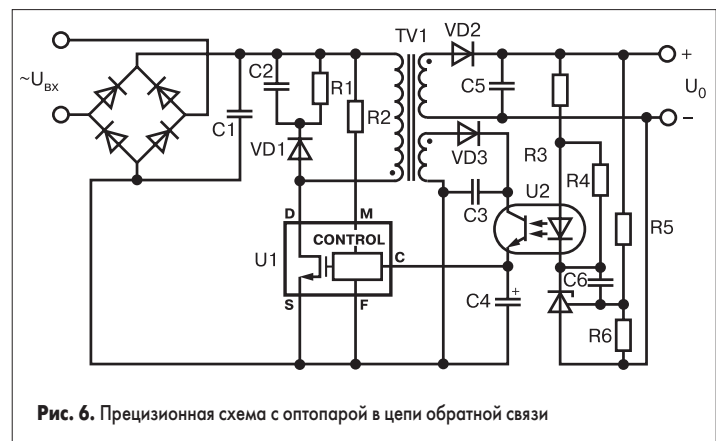


Рис. 6. Прецизионная схема с оптопарой в цепи обратной связи

- для режима ПТ:

$$D_{\max} = \frac{U_{OR}}{K_p \times (U_{\min} - U_{DS}) + U_{OR}}$$

где U_{DS} — напряжение сток-исток открытого транзистора;

K_p — коэффициент, учитывающий форму импульса тока первичной обмотки (табл. 3).

Таблица 3

Сеть	K_p	
	Режим НТ	Режим ПТ
Универсальная	0,4–1,0	$\geq 1,0$
220 В	0,6–1,0	$\geq 1,0$

Пиковое значение тока первичной обмотки трансформатора определяется по значениям D_{\max} и P_o :

- для режима НТ:

$$I_p = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times D_{\max}}$$

- для режима ПТ:

$$I_p = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{\max}}$$

где I_{AVG} — средний входной ток:

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{U_{\min} \times \eta}$$

где η — коэффициент полезного действия (среднее значение 0,8).

По полученному значению I_p выбирают *TOPSwitch-FX*, соблюдая условие:

$$I_{LIMIT(\min)} > 1,0 \div 1,1 I_p$$

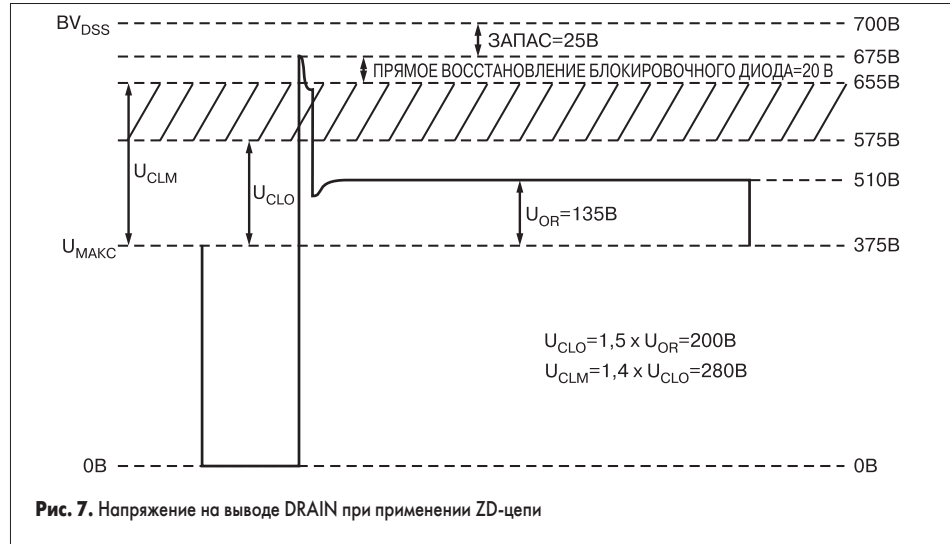


Рис. 7. Напряжение на выводе DRAIN при применении ZD-цепи

Если ток $I_{LIMIT(\min)}$ намного превосходит значение I_p , то его можно изменить, как описано выше.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора:

- для режима НТ:

$$L_p = \frac{P_o}{I_p^2 \times K_p \times \left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times f_{S\min}} \times \frac{0,5(1-\eta) + \eta}{\eta}$$

- для режима ПТ:

$$L_p = \frac{P_o}{0,5 \times I_p^2 \times f_{S\min}} \times \frac{0,5(1-\eta) + \eta}{\eta}$$

где $f_{S\min}$ — минимальная частота переключения.

По значениям L_p и I_p выбирают параметры сердечника и производят расчет и проектирование трансформатора.

Выходной диод выбирают по максимальному обратному напряжению и постоянно-му току.

Данная методика была опробована ПО «ОВЕН» и показала стабильные результаты при средних объемах производства. ■

Литература

1. Data Book and Design Guide. Datasheets TOP232-234. Power Integrations, Inc. 2001.
2. Data Book and Design Guide. TOPSwitch-FX Flyback Design Methodology. Application Notes AN-25. Power Integrations, Inc. 2001.
3. Угринов П. М. Некоторые способы ограничения напряжения на ключевом транзисторе импульсного источника питания // Электропитание. Научно-технический сборник. 2001. № 3.