

Разработка источника питания с широким диапазоном входного напряжения для промышленной трехфазной сети

РАУЛ ЙОШИ (RAHUL JOSHI), компания Power Integrations

Промышленное оборудование, работающее от трехфазной сети, зачастую требует малоомощного вспомогательного источника питания. Требования к таким источникам питания (с низким постоянным выходным напряжением) гораздо жестче, чем к традиционным однофазным источникам. Например, номинальное входное напряжение питания выше, а диапазон входных напряжений гораздо шире. Большое внимание также уделяется качеству входного питающего напряжения. Кроме того, зачастую в трехфазной сети может «потеряться» одна из фаз или нейтраль. При этом промышленное оборудование обязано работать без перерыва даже в таких условиях. В данной статье рассматривается разработка простого и надежного источника питания, удовлетворяющего этим условиям.

ЦЕЛЬ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Целью проектирования является разработка трехфазного импульсного источника питания с широким диапазоном входных напряжений, который обладает высоким КПД и «иммунитетом» к броскам напряжения.

Большинство импульсных источников питания работают в универсальном диапазоне входных напряжений (85...265 В AC) для обеспечения совместимости с любой мировой питающей сетью. В случае источника питания для трехфазных приложений, он должен работать в диапазоне 57...580 В AC от трехфазной сети при условии пропадания одной фазы или нейтрали.

Для вспомогательного источника питания обратнотополология наиболее предпочтительна, так как она имеет следующие преимущества:

- использование одного активного ключа упрощает схему;
- использование одного моточного компонента (не нужен дроссель на выходе);
- легко создать многоканальный дизайн;

– малое число компонентов и низкая стоимость разработки.

Как правило, для обратнотополологии напряжение пробоя ключа должно быть минимум в 1,6 раза выше, чем максимальное выпрямленное входное напряжение. Таким образом, для входного напряжения 580 В AC потребовался бы МОП-транзистор с напряжением пробоя порядка 1200 В, который существенно увеличил бы стоимость источника питания. Для простоты всегда удобнее воспользоваться интегрированным решением. Например, микросхемы семейства LinkSwitch-TN от Power Integrations обладают интегрированным ключом на 700 В и контроллером на одном чипе, которые существенно упрощают схему и делают ненужными порядка 20—30 внешних дискретных компонентов. Предельное напряжение ключа 700 В разрешает применение микросхемы только в однофазных схемах. Однако за счет добавления последовательно с ключом микросхемы внешнего МОП-транзистора (технология StackFET) напряжение делится на два компонента, и предельное напряжение

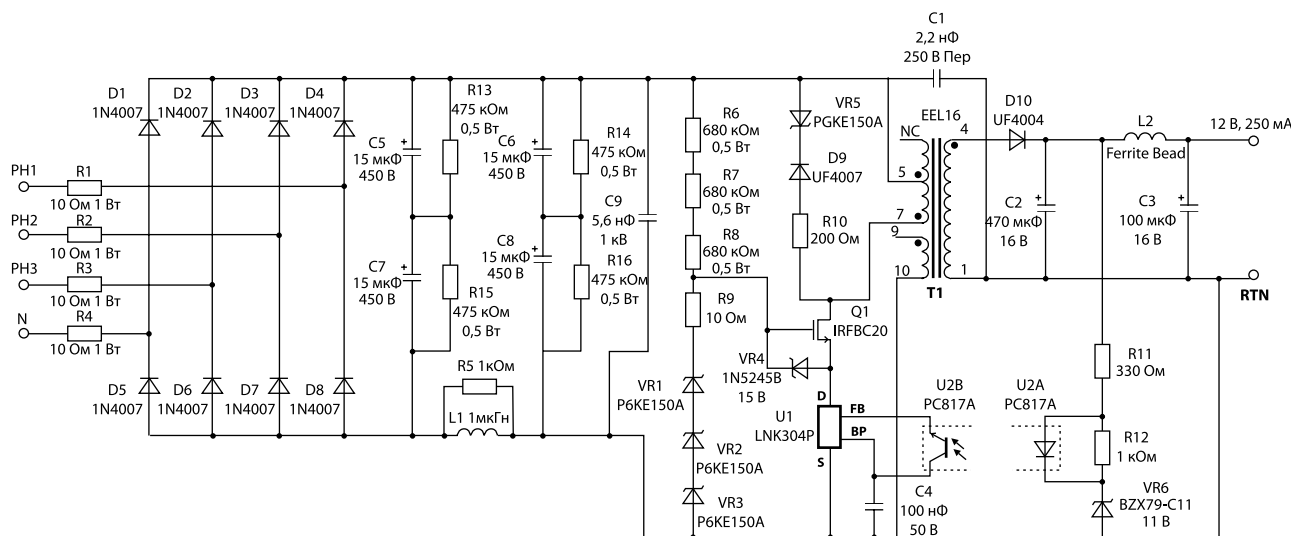


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная

такой сборки может быть равно сумме напряжений отдельных транзисторов.

РЕШЕНИЕ

На рисунке 1 показана схема обратного преобразователя с широким диапазоном входных напряжений, работающего от однофазной или трехфазной сети и выдающего на выходе 12 В, 250 мА. Благодаря использованию технологии StackFET с дешевым транзистором на 600 В схема может работать при напряжении 1300 В DC на сборке транзисторов, т.е. в диапазоне 57...580 В AC. Источник питания будет работать при частоте питающей сети 47...63 Гц и напряжении 110, 220, 440 В AC при пропадании одной или более фаз, а также нейтрали; кроме того, он устойчив к броскам и помехам промышленной сети.

РАБОТА СХЕМЫ

Схема на рисунке 1 построена на микросхеме LNK304P (U1) семейства LinkSwitch-TN, включенной по обратномуходовой схеме. Работа на частоте 66 кГц позволяет снизить потери на переключение и повысить КПД. Микросхема регулирует выходное напряжение источника путем пропуска или совершения рабочих циклов. Как только нагрузка понижается, соответственно ей пони-

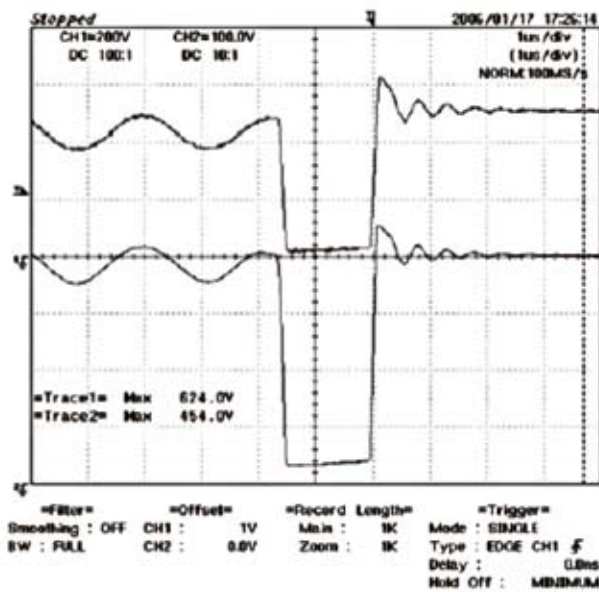


Рис. 2. Напряжение стока U1 (снизу) и стока Q1 (сверху)

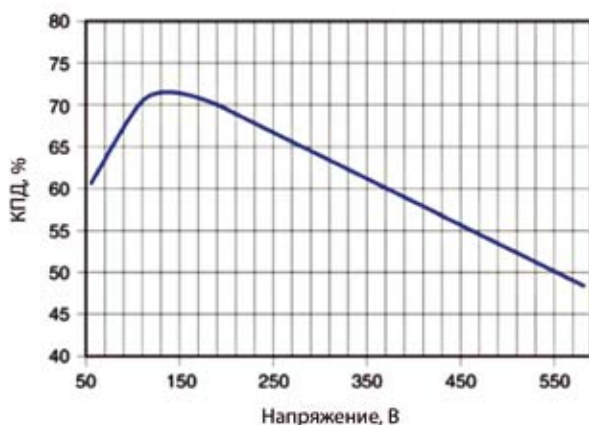


Рис. 3. Зависимость КПД источника питания от входного напряжения питания

жается эффективная рабочая частота работы источника, благодаря чему снижаются потери на переключение и повышается КПД схемы.

Входное переменное напряжение выпрямляется мостом на диодах D1–D8. Резисторы R1–R4 ограничивают входной зарядный ток и играют роль плавкого предохранителя в аварийном случае. Конденсаторы C5–C8 обеспечивают фильтрацию выпрямленного напряжения. Чтобы обеспечить напряжение 820 В DC, конденсаторы C5, C7 и C6, C8 номиналом 450 В соединены последовательно с подключением балансных резисторов для выравнивания напряжения. C5, C7 и C6, C8 подключены через L1 и формируют П-образный фильтр для снижения ЭМИ. Конденсатор C9, расположенный максимально близко к U1 и T1, шунтирует шумы, возникающие при переключении и снижает уровень генерируемых дифференциальных помех. Комбинация этих технологий снижения ЭМИ с такими технологиями, как: а) функция «частотный джиттер» микросхемы U1, б) техника намотки трансформатора E-Shield; в) Y-конденсатор C1, позволяет получить источник питания, соответствующий стандартам EN55022-B.

Высокое постоянное напряжение прикладывается к одному выводу первичной обмотки трансформатора. Второй вывод управляется транзистором Q1 и встроенным ключом в U1. При открывании МОП-транзистора в U1 потенциал истока Q1 снижается, и ток заряда затвора течет через резисторы R6, R7, R8, а также из емкости, образованной переходами стабилитронов VR1–VR3, и тем самым открывает Q1. При выключении транзистора в U1 напряжение на его стоке определяется цепью VR1–VR3, и если оно станет больше чем 450 В, то весь излишек напряжения упадет на транзисторе Q1. Резистор R9 ограничивает высокочастотный звон при включении и выключении Q1.

Цепь фиксации VR5, D9, R10 контролирует выбросы напряжения на Q1 и U1 во время обратного хода, возникающие из-за индуктивности рассеяния трансформатора.

Цепи во вторичной обмотке трансформатора обеспечивают выпрямление, фильтрацию и обратную связь по напряжению. Диод D10 выпрямляет напряжение вторичной обмотки трансформатора. Конденсатор C2 фильтрует выпрямленное напряжение. Компоненты L2 и C3 формируют фильтр 2-го порядка, который снижает высокочастотные пульсации выходного напряжения. Стабилитрон VR6 проводит тогда, когда напряжение на выходе превышает падение на VR6 и диоде оптотары U2. Изменение выходного напряжения вызывает изменение тока через диод оптотары и соответственное изменение тока на транзисторе оптотары U2B. Резистор R11 ограничивает ток оптотары при изменениях в нагрузке и определяет усиление в петле обратной связи. Резистор R12 обеспечивает ток смещения для стабилитрона VR6.

Если этот ток превышает пороговый ток вывода FEEDBACK микросхемы U1, следующий рабочий цикл не совершается. Таким образом, уровень выходного напряжения поддерживается благодаря соотношению совершенных и пропущенных рабочих циклов. Для такой схемы не нужны дополнительные обмотки смещения на трансформаторе, так как микросхема U1 запитывает себя сама с вывода D (DRAIN). При старте и во время запертого состояния МОП-транзистора заряд конденсатора C4 поддерживается внутренним источником тока микросхемы. Кроме того, если сигнала от обратной связи не поступает в течение 50 мс, то микросхема блокирует работу своего ключа на 800 мс. Так обеспечивается защита от перегрузки, короткого замыкания в нагрузке и обрыва в цепи обратной связи.

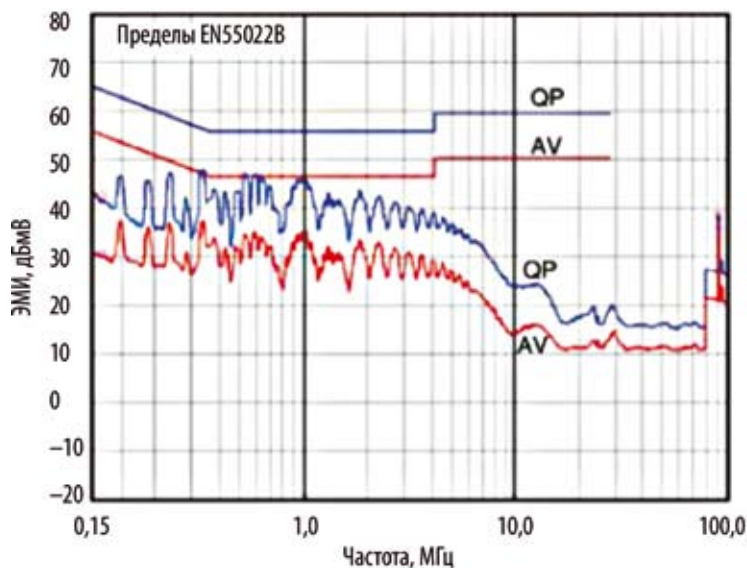


Рис. 4. Уровень наведенных ЭМИ

РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Осциллограмма на рисунке 2 снята при входном напряжении 312 В AC (440 В DC). При запертии напряжение стока U1 повышается до 450 В, которое является максимальным напряжением на VR1, VR2, VR3. Это обеспечивает безопасную работу микросхемы U1. Напряжение на стоке Q1 показано по отношению к общей точке (отрицательный полюс C8). Реальное напряжение на Q1 в запертом состоянии — это разница между двумя этими графиками, в нашем случае — 170 В.

Как только входное напряжение повышается до 580 В AC (820 В DC), падение напряжения на Q1 в запертом состоянии остается меньше 550 В, что позволяет использовать дешевый МОП-транзистор на 600 или 800 В.

Замеры КПД данной схемы представлены на рисунке 3. Как следует из рисунка, при повышении напряжения КПД падает из-за роста потерь на переключение и рассеяния в связке Q1 — внутренний МОП-транзистор U1. Однако в любом случае этот уровень КПД гораздо выше, чем у аналогичного линейного источника питания.

Уровень замеренных ЭМИ соответствует стандартам EN55022B (см. рис. 4).

ВЫВОД

Технология StackFET идеально подходит для проектирования вспомогательных высокоэффективных источников питания для промышленного оборудования. Она позволяет создавать простые, дешевые источники питания для работы от трехфазной промышленной сети.

НОВОСТИ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ

| МНОГОСЛОЙНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ | Многослойные монокристаллические конденсаторы от компании Murata Electronics серии EVC обеспечивают лучшую защиту от тока пульсаций, имеют высокое рабочее напряжение и большую емкость на единицу объема, более низкие значения ESR (эквивалентное последовательное сопротивление) и ESL (эквивалентная последовательная индуктивность) по сравнению с пленочными и алюминиевыми электролитическими конденсаторами (лучшая защита от перенапряжения) и широкий диапазон рабочих температур. Например, максимальное номинальное значение напряжения для конденсатора этой серии Vdc = 630 В, а эффективная емкость — 12 мкФ при Vdc = 400 В. Допустимый ток пульсаций Iэфф = 20 А на частоте 20 кГц, выдерживаемое напряжение диэлектрика равно 750 В, а максимальная рабочая температура — 125°C. У конденсаторов с Vdc = 250, 400 и 630 В корпус имеет размеры 32 × 40 × 3,7 мм; у устройств с Vdc = 35 В размеры корпуса — 16 × 20 × 3,7 мм.

www.russianelectronics.ru