

# Микросхема VIPerX7: современное решение для импульсного источника питания

Станислав Косенко (Санкт-Петербург)

В статье представлено новое поколение ИС семейства VIPer компании STMicroelectronics, предназначенных для построения источников питания электронной техники.

На рынке производителей импульсных источников питания (ИИП) широкую популярность приобрели микросхемы семейства VIPerXXX, производимые фирмой STMicroelectronics. Среди прочих аналогов их отличает схемотехнически безупречная структура, которая позволяет конструкторам ИИП легко и быстро создавать приборы, требующие минимального числа внешних элементов «обвязки» ИС и в то же время полностью соответствующие жёстким требованиям энергосберегающей технологии проектирования (Blue Angel Eco).

Новое поколение микросхем VIPerX5, VIPerX6, VIPerX7, VIPerX8 вобрало в себя ряд инновационных технических решений. Если сравнить два поколения микросхем примерно одного энергетического диапазона – VIPer12 и VIPer17, – можно заметить, что на кристалле той же площади разработчики разместили 26 композитных логических блоков вместо 14. Расширились и функциональные возможности ИС. Рассмотрим их подробнее.

Интегральный контроллер ИИП VIPer17N(L) содержит силовой коммутатор на основе МОП-транзистора и управляющий ШИМ. Данная микросхема производится в двух вариантах конструктивного исполнения: в корпусах DIP7 (VIPer17LN/VIPer17HN) и SO16-narrow (VIPer17LD/VIPer17HD). Индексы Н (High) и L (Low) в наименовании микросхемы указывают на предустановленную частоту встроенного генератора – высокую 115 кГц и низкую 60 кГц соответственно. Назначение выводов микросхем представлено в таблице.

Источники питания, выполненные на микросхеме VIPer17N(D), с внешним теплоотводом способны обеспечить выходную мощность ИИП до 12 Вт в интервале сетевого напряжения 176...264 В и до 7 Вт в интервале 85...265 В. Если роль дополнительного теплоотвода на печатной плате выполняет фольгированная площадка площадью примерно 20 мм<sup>2</sup>, находящаяся в тепловом и электрическом контакте с выводами 7, 8 (DIP7) и 13 – 16 (SO16) ИС, тогда мощность источ-

ника питания в стандартном и расширенном интервале сетевого напряжения составляет 9 и 5 Вт соответственно.

На рисунке 1 представлена типовая электрическая схема обратногоходового (Flyback) ИИП на основе ИС VIPer17. Контроллер ШИМ, коммутирующий транзистор, трансформатор, выходной выпрямитель, регулируемый стабилитрон U2 и оптоэлектронный преобразователь, соединённый с выводом FB микросхемы, образуют замкнутый контур регулирования выходного напряжения. При увеличении выходного напряжения до требуемого значения открывается стабилитрон U2, излучающий диод в оптоэлектронном преобразователе OPTO воздействует на переход эмиттер-коллектор фототранзистора, изменяя его эквивалентное сопротивление.

Контроллер ШИМ регулирует длительность коммутирующих импульсов таким образом, чтобы значение эквивалентного сопротивления открытого фототранзистора соответствовало требуемому напряжению на нагрузке. Чтобы пояснить функциональные особенности контроллера, рассмотрим внутреннюю архитектуру ИС, показанную на рисунке 2, и свойства отдельных её блоков.

Силовой коммутатор в ИС выполнен на основе МОП-транзистора, отличающегося особой электрической прочностью: пробивное напряжение канала сток-исток составляет не менее 800 В. Это гарантирует безопасное функционирование прибора во всём интервале выходной мощности и скорости изменения напряжения на стоке  $dv/dt$ . Сопротивление канала транзистора при температуре 25°C во включенном состоянии не превышает 25 Ом. На кристалле транзистора сформирован специальный резистивный элемент, позволяющий эффективно отслеживать мак-

## Назначение выводов микросхем семейства VIPerXXX

Номер вывода		Наименование	Функциональное назначение
DIP7	SO16		
1	1-4	GND	Общий вывод ИМС и источника питания
2	5	VDD	Напряжение питания контроллера, а также выход зарядного тока для внешнего конденсатора при пуске ИИП
3	6	CONT	Управляющий вход, обеспечивающий работу контроллера в двух режимах: <ul style="list-style-type: none"> <li>• установка предельного значения тока полевого транзистора в коммутирующем импульсе</li> <li>• контроль выходного напряжения</li> </ul>
4	7	FB	Управляющий вход для установки коэффициента заполнения коммутирующих импульсов
5	10	BR	Защита от понижения сетевого напряжения
7, 8	13-16	DRAIN	Вывод стока полевого транзистора



периодичностью 250 Гц в полосе  $115 \pm 8$  (или  $60 \pm 4$ ) кГц. При этом общая энергия центральной спектральной составляющей коммутирующей частоты распределяется среди гармоник с меньшей амплитудой, что способствует снижению уровня ЭМИ.

Сигнал с выхода RS-триггера усиливается усилителем AMP, а затем поступает на затвор транзистора, открывая его канал сток-исток. В первичной обмотке импульсного трансформатора и канале транзистора возникает пилообразный ток. На датчике Rsense ток стока в каждом коммутирующем импульсе транзистора преобразуется в пилообразное напряжение, прикладываемое к неинвертирующему входу ШИМ-компаратора PWM. Встроенный в микросхему генератор тока I<sub>fb</sub>, соединённый с выводом FB, создаёт на нём некоторое постоянное напряжение за счёт резистивного делителя. Постоянное напряжение с выхода делителя воздействует на инвертирующий вход компаратора. При достижении пилообразным напряжением уровня постоянного напряжения, заданного делителем, компаратор через логический элемент OR1 и блок гашения LEB воздействует на вход R1 RS-триггера, устанавливая на выходе Q лог. 0. Канал полевого транзистора закрывается, и на этом формирование коммутирующего импульса завершается. Параметры делителя таковы, что пиковое значение тока стока транзистора не превышает 0,4 А.

Конструктор может уменьшить уровень ограничения тока в интервале значений 0,4...0,1 А подключением внешнего резистора R<sub>lim</sub> = 5,1...100 кОм между общим проводом и выводом CONT микросхемы (см. рис. 1). В этом случае момент выключения транзистора будет определять логический блок защиты от токовой перегрузки Over Current Protection (OCP) BLOCK и OCP1-компаратор.

Для исключения насыщения магнитопровода импульсного трансформатора, а также снижения риска повреждения выпрямительного диода D3, запуск источника питания как при включении, так и при повторном включении после возникновения неисправности производится блоком SOFT START с помощью функции «мягкого» старта. В течение 8,5 мс ограничение тока стока транзистора нарастает от мини-

мального до максимально допустимого значения.

Специальный блок гашения LEB (Leading Edge Blanking) в течение 0,3 мкс не реагирует на выбросы напряжения в начале пилообразного сигнала, обусловленные переходными процессами в ИИП. Эти выбросы могут вызвать преждевременное ограничение длительности коммутирующего импульса и нарушить нормальную работу ШИМ-компаратора.

По входу R2 RS-триггера формирование коммутирующего импульса может быть прервано также в случае срабатывания блоков тепловой защиты OTP (Over Temperature Protection) или защиты от превышения выходного напряжения OVP (Over Voltage Protection).

Блок тепловой защиты THERMAL SHUTDOWN в микросхеме вырабатывает сигнал OTP при нагреве кристалла до температуры свыше 160°C. Автоматическое включение источника питания произойдёт после остывания кристалла ИС до 130°C.

Блок защиты от превышения выходного напряжения OVP LOGIC использует трансформаторную связь между вторичной и вспомогательной обмотками, поскольку формируемые ими напряжения пропорциональны числу витков. Поэтому для контроля выходного напряжения достаточно по входу CONT микросхемы установить резистивный делитель R<sub>ovp</sub>/R<sub>lim</sub> (см. рис. 1) и отслеживать напряжение на данном выводе. Контроль напряжения осуществляется стробированием на интервале 0,5 мкс в каждом коммутирующем импульсе через 2 мкс после его фронта. Если это напряжение в течение четырёх импульсов подряд превысит значение 3 В, логический блок защиты OVP LOGIC сформирует сигнал OVP, прерывающий формирование коммутирующего импульса по входу R2 RS-триггера. Стробирование измеряемого напряжения, его цифровая фильтрация, а также наличие в блоке OVP LOGIC счётчика числа превышений резко снижают вероятность ошибочного срабатывания защиты OVP от случайных выбросов напряжения.

При выключении сетевого питания ИИП напряжение на выводе V<sub>DD</sub> уменьшается до порогового значения 8 В, при этом блок SUPPLY&UVLO отключает шину внутреннего пита-

ния ИС, подзаряд C3 от вспомогательной обмотки прекращается и напряжение на нём снижается, поскольку коммутирующий транзистор больше не включается. Напряжение на конденсаторе C1 падает ниже 80 В, что делает невозможным повторное включение ИИП. Данная функция необходима для предотвращения возможного перезапуска устройства после выключения.

В микросхему встроен также блок аварийной защиты по току второго уровня 2nd OCP (Over Current Protection) LOGIC. При коротком замыкании витков в обмотках трансформатора, пробое выпрямительного диода D3, конденсатора C5 или замыкании в нагрузке ток через коммутирующий транзистор достигает опасного значения 0,6 А, что обнаруживается специальным компаратором OCP2.

Если бросок тока произошёл случайно, логический блок 2nd OCP LOGIC никак на него не реагирует. Но если сигнал токовой перегрузки обнаружен в течение двух коммутирующих импульсов подряд, транзистор будет выключен по входу R2 триггера. В отсутствие коммутирующих импульсов напряжение V<sub>DD</sub> снизится до порогового значения 4,5 В, но сетевое напряжение не отключено, и поэтому на выводе DRAIN присутствует напряжение 300 В. В результате замкнётся выключатель HV\_ON и включится высоковольтный генератор пускового тока I<sub>start-up</sub>, вырабатывающий в таком случае ток 0,6 мА вместо обычных 3 мА. Учитывая, что заряд C3 до напряжения 14 В происходит от низкого уровня 4,5 В, при повреждении одного из элементов устройства кратковременные попытки перезапуска будут происходить через длительные временные интервалы; при этом ИИП входит в режим перезапуска Hiccup Mode («цыканья»), во время которого силовые цепи подвергаются ударной нагрузке, безопасной для ИС.

Как упоминалось выше, стабилизация выходного напряжения источника питания осуществляется регулированием длительности коммутирующих импульсов. При этом изменяется напряжение на выводе FB микросхемы, создаваемое генератором тока I<sub>fb</sub>. Интервал напряжения 0,5...3,3 В соответствует нормальному режиму работы, для которого верхняя граница интервала соответствует предельному значению тока 0,4 А.

При срабатывании аварийной защиты по току второго уровня, о чём говорилось выше, выходное напряжение значительно ниже нормального, а напряжение на выводе FB кратковременно изменяется в интервале 3,3...4,8 В, что соответствует режиму защиты от перегрузки – OLP (Over Load Protection).

Но если нагрузка исправного источника питания окажется столь большой, что конденсатор С5 не успеет зарядиться до нормального напряжения даже после «мягкого» старта, длящегося 8,5 мс, то напряжение на выводе FB также может возрасти до порогового значения 4,8 В. Чтобы предотвратить преждевременное выключение ИИП, в контуре регулирования используется интегрирующий конденсатор С4, задерживающий срабатывание защиты при перегрузке и обеспечивающий требуемую динамическую устойчивость контура регулирования при достаточно быстрой реакции на дестабилизирующие факторы.

Когда нагрузка источника питания значительно уменьшается или отключается, в контуре регулирования напряжение на выводе FB понижается. Как только напряжение уменьшится на 50 мВ ниже порогового значения 0,5 В, блок BURST-MODE LOGIC выключает транзистор. После выключения транзистора контур регулирования уменьшит выходное напряжение ИИП, напряжение на выводе обратной связи начнёт увеличиваться и превысит порог включения, возобновляя работу коммутирующего транзистора на короткое время, что соответствует режиму формирования пачек коммутирующих импульсов Burst-mode.

Не менее важным функциональным свойством микросхем нового поколения является так называемая «защита Brown-out» – функция нефиксированного отключения (без «защёлкивания») источника питания при обнаружении чрезмерного снижения сетевого напряжения. В реальных условиях сетевое напряжение может произвольно изменяться в допустимых пределах. Используя функцию Brown-out, конструктор может выбрать некоторое значение низкого входного напряжения Vin-off, при котором происходит выключение ИИП, и напряжение повторного включения Vin-on. Для правильного

функционирования источника питания напряжение Vin-on должно быть меньше, чем амплитудное значение минимального сетевого напряжения, а напряжение Vin-off меньше, чем минимальное напряжение на входном сглаживающем конденсаторе С1 при минимально возможном сетевом напряжении и максимальной нагрузке.

Для реализации функции Brown-out выпрямленное сетевое напряжение подаётся на резистивный делитель Rh/Rl (см. рис. 1). Чтобы правильно рассчитать номинальные значения резисторов с учётом выбранных значений напряжений Vin-on и Vin-off, необходимо воспользоваться соотношениями, которые приводятся в справочных данных на микросхему (см. [www.st.com/stonline/products/literature/ds/14419/VIPer17.pdf](http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/14419/VIPer17.pdf)).

С выхода делителя напряжение подаётся на вывод BR микросхемы, а затем на инвертирующий вход BR-компаратора (см. рис. 2), в котором оно сравнивается с опорным напряжением 0,45 В. К инвертирующему входу компаратора также подключен генератор тока Ibr, обеспечивающий гистерезис 50 мВ относительно опорного напряжения 0,45 В, что необходимо для исключения беспорядочного срабатывания компаратора.

Пока напряжение на входе BR-компаратора меньше порогового, на его выходе сигнал Vin\_OK = 0 запрещает работу ШИМ-компаратора и коммутирующего транзистора. Этот же сигнал через инвертор поддерживает генератор тока Ibr во включенном состоянии. Как только напряжение на выводе BR превысит опорное напряжение на 50 мВ, сигнал Vin\_OK = 1 отключит генератор тока, одновременно включая ШИМ-компаратор и коммутирующий транзистор. При снижении напряжения на выводе BR ниже опорного источник питания выключится, оставаясь в готовности к повторному включению.

Если при проектировании ИИП использование функции Brown-out не предполагается, вывод BR соединяют с общим проводом.

На основе микросхемы VIPer17 фирма STMicroelectronics производит показанный на рисунке 3 демонстрационный вариант преобразователя сетевого напряжения 90...265 В в постоянное 12 В с током в нагрузке до 0,6 А (EVALVIPer17L-7W), который

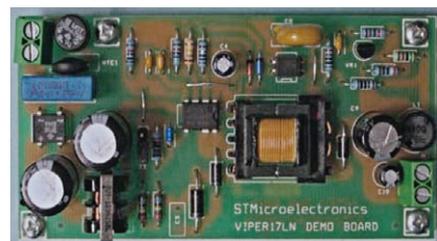


Рис. 3. Демонстрационная плата преобразователя сетевого напряжения 90...265 В в постоянное 12 В/0,6 А (EVALVIPer17L-7W)



Рис. 4. Плата драйвера постоянного тока для сверхъярких светодиодов STEVAL-ILL017V1



Рис. 5. Плата зарядного устройства для малогабаритных аккумуляторов EVLVIP17-5WCHG

обладает всеми описанными выше функциями.

В драйвере постоянного тока для сверхъярких светодиодов STEVAL-ILL017V1 (см. рис. 4) ШИМ-контроллер VIPer17 совмещён по вторичной обмотке трансформатора с контроллером TSM1052, обеспечивающим работу преобразователя в режиме CC/CV (постоянный ток/постоянное напряжение). По аналогичной схеме выполнено зарядное устройство для малогабаритных аккумуляторов EVLVIP17-5WCHG (см. рис. 5).

## ЛИТЕРАТУРА

1. [www.st.com](http://www.st.com).

