

Станислав Косенко | Тигран Гайказьян

# Новая серия импульсных преобразователей Altair

от STMicroelectronics

Большинству специалистов в области импульсной техники хорошо известны разработанные инженерами STMicroelectronics микросхемы DC/DC-преобразователей семейства VIPer. Несколько лет назад компания усовершенствовала эти устройства и выпустила серию VIPer-Plus. Но оказалось, что стремительно расширяющаяся потребность в надежных и экономичных драйверах светодиодов требует специфических микросхем, приспособленных под данный тип нагрузки. Ответом на эти запросы рынка стала серия преобразователей Altair, в частности — ALTAIR05T-800 [1], он же — HVLED805 [2].

Новая ИМС, внутренняя структура которой и схема включения показаны на рис. 1, сочетает в себе мощный полевой коммутирующий транзистор с предельно допустимым напряжением на стоке 800 В и ШИМ-контроллер, специально спроектированный для управления обратноточковым преобразователем в квазирезонансном режиме.

Упрощенно работу устройства можно пояснить следующим образом. Выпрямленное сетевое напряжение подключают ко входу Vin первичной обмотки Pri импульсного трансформатора. Высоковольтная пусковая цепь в первый момент после включения обеспечивает питание ИМС, в результате открывается коммутирующий транзистор, обратноточковый

преобразователь начинает работу и обеспечивает стабильный ток в светодиодах, подключенных к вторичной обмотке Sec импульсного трансформатора.

Параметры такого преобразователя уникальны: он способен обеспечить на подключаемой нагрузке режим регулирования как постоянного тока, так и постоянного напряжения. Причем сигнал обратной связи для регулирования названных режимов прибор получает непосредственно на первичной стороне преобразователя. Это позволяет отказаться от традиционно используемых в обычных преобразователях элементов на вторичной стороне — резисторного датчика тока, источника образцового напряжения (тока), операционного усилителя сигнала ошибки по току и напряжению, опто-

электронного преобразователя гальванической развязки и т. д.

Квазирезонансный режим в микросхеме реализован посредством фиксации размагничивания импульсного трансформатора, или, другими словами, фиксации нулевого тока в обмотках и подачи с некоторой задержкой сигнала включения для коммутирующего силового транзистора. Обнаружение нулевого тока и минимального напряжения на стоке происходит по выводу DMG микросхемы, к которому подключают специальную вспомогательную обмотку Aux импульсного трансформатора (рис. 1), которую в обычных терминах привычнее называть обмоткой связи. Эта же обмотка используется также для питания ИМС, для контроля выходного напряжения в режиме его стабилизации, а также для компенсации влияния колебаний сетевого напряжения на регулируемое пиковое значение тока транзистора в каждом коммутирующем импульсе.

Максимальное значение частоты коммутирующих импульсов в преобразователе ограничено значением 166 кГц. Поскольку частота импульсов в квазирезонансном преобразователе зависит от входного напряжения и величины

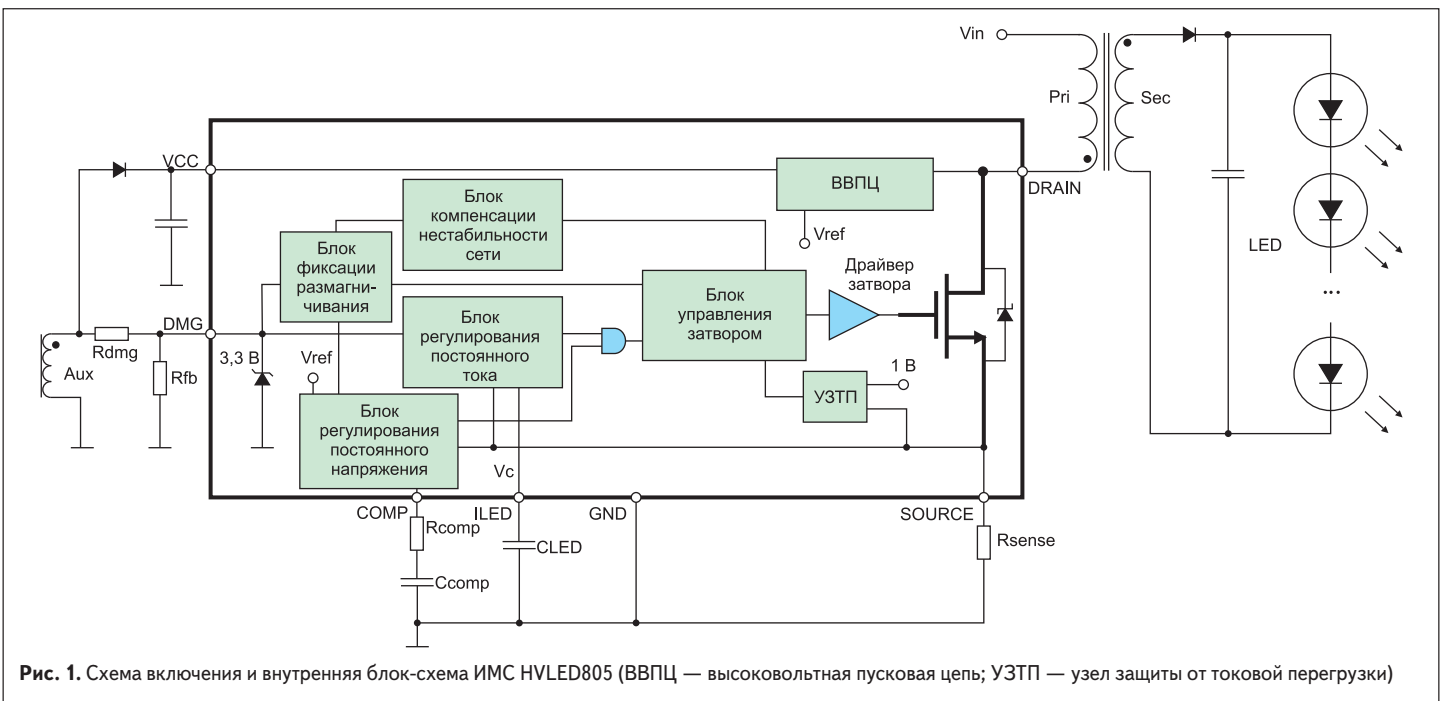


Рис. 1. Схема включения и внутренняя блок-схема ИМС HVLED805 (ВВПЦ — высоковольтная пусковая цепь; УЗТП — узел защиты от токовой перегрузки)

Таблица. Функциональное назначение выводов микросхемы HVLED805

Номер вывода	Обозначение	Функциональное назначение
1, 2	SOURCE	Исток мощного коммутирующего полевого транзистора
3	VCC	Вывод питания ИМС
4	GND	Общий провод питания и сигнальных цепей
5	ILED	Вывод для регулирования постоянного тока в нагрузке
6	DMG	Вывод для фиксации размагничивания магнитопровода, компенсации нестабильности сетевого напряжения, стабилизации выходного напряжения
7	COMP	Вывод усилителя сигнала ошибки для подключения компенсационной цепи стабилизации замкнутого усилительного контура
8-11	N.A.	Не используются
12	N.C.	Не подключен
13-16	DRAIN	Сток мощного коммутирующего полевого транзистора

нагрузки, в ее отсутствие при перегорании светодиодов нижнее значение частоты может достигать сотен герц.

Схемотехнически преобразователь защищен от замыкания в нагрузке, а также в выходном выпрямителе (диоде). Автоматическое отключение устройства происходит и при насыщении магнитопровода импульсного трансформатора. Все это значительно повышает надежность преобразователя и безопасность его эксплуатации с такой специфической нагрузкой, как одиночный мощный светодиод либо последовательная цепь (лента) светодиодов средней мощности.

Максимальная гарантируемая мощность преобразователя на микросхеме HVLED805 — 5 Вт в интервале сетевого входного напряжения 85–265 В. Сейчас проходит завершающую стадию конструкторской разработки усиленный вариант аналогичной ИМС HVLED815

с максимальной преобразуемой мощностью 15 Вт. Микросхема HVLED805 исполнена в корпусе для поверхностного монтажа SO16N. Функциональное назначение выводов микросхемы приведено в таблице. Поясним особенности устройства и функционирования преобразователя на ИМС.

### Возможные рабочие режимы преобразователя при динамической нагрузке

Как уже упоминалось, в квазирезонансном режиме включение коммутирующего транзистора происходит с некоторой задержкой после фиксации размагничивания магнитопровода импульсного трансформатора. Момент размагничивания определяют по исчезновению тока в обмотках трансформатора. С целью минимизации коммутационных потерь и энергии излучаемых помех, а также облегчения ударной нагрузки на транзистор его включение производят в момент минимального напряжения на стоке, как это показано на рис. 2а. Упрощенно такой режим называют квазирезонансным с коммутацией при нулевом напряжении (Zero Voltage Switching, ZVS). Затухающие колебания напряжения на стоке выключенного транзистора по завершении передачи энергии происходят в резонансном контуре, образованном индуктивностью первичной обмотки и эквивалентной емкостью стока. Частота этих колебаний, по форме графика напоминающих ряд повторяющихся впадин, в сотни раз меньше тех, которые обусловлены

индуктивностью рассеяния в момент выключения транзистора. Такие колебания часто называют коммутационным «звоном», на рисунке они объединены в область А.

К временным параметрам напряжения следует отнести:  $T_{osc}=1/F_{osc}$  — контрольный период повторения коммутирующих импульсов, определяемый фиксированной частотой задающего генератора в микросхеме;  $T_{on}$  — время включенного состояния коммутирующего транзистора, когда в магнитопроводе запасается некоторая энергия;  $T_{off}$  — время выключенного состояния, когда энергия передается в нагрузку;  $T_v$  — длительность впадины напряжения затухающих колебаний, возникающих по завершении передачи энергии в нагрузку из первичной обмотки. Для рис. 2а соблюдается граничное условие  $P_{in} = P_{in}'$ , т. е. расходуемая в нагрузке энергия максимальна и в точности соответствует потребляемой от сети. Включение транзистора происходит в впадине в момент минимального напряжения на стоке (коммутация по впадине — valley switching). Такой квазирезонансный режим является переходным между режимом прерывистых токов в обмотках (Discontinuous Current Mode, DCM) и непрерывных (Continuous Current Mode, CCM). В зависимости от сетевого напряжения и величины нагрузки частота коммутирующих импульсов будет меняться, что иллюстрируют две гиперболы на рис. 3 (синяя — для минимального сетевого напряжения, красная — для максимального). Для этого режима частота коммутирующих импульсов  $f_{sw}$  при увеличении нагрузки снижается, а при возрастании напряжения — увеличивается.

При снижении нагрузки от максимальной до средней ( $P_{in} = P_{in}'' < P_{in}'$ ) произойдет уменьшение  $T_{on}$  и  $T_{off}$  как можно видеть на рис. 2б. Но поскольку внутренний генератор синхронизируется по впадине напряжения на стоке транзистора, до истечения контрольного периода  $T_{osc}$  первая впадина стокового напряжения будет пропущена, и включение транзистора произойдет на второй впадине. Если же нагрузка продолжит снижаться ( $P_{in} = P_{in}''' < P_{in}''$ , рис. 2в), перед включением транзистора будут пропущены две впадины напряжения, и включение транзистора произойдет на третьей впадине.

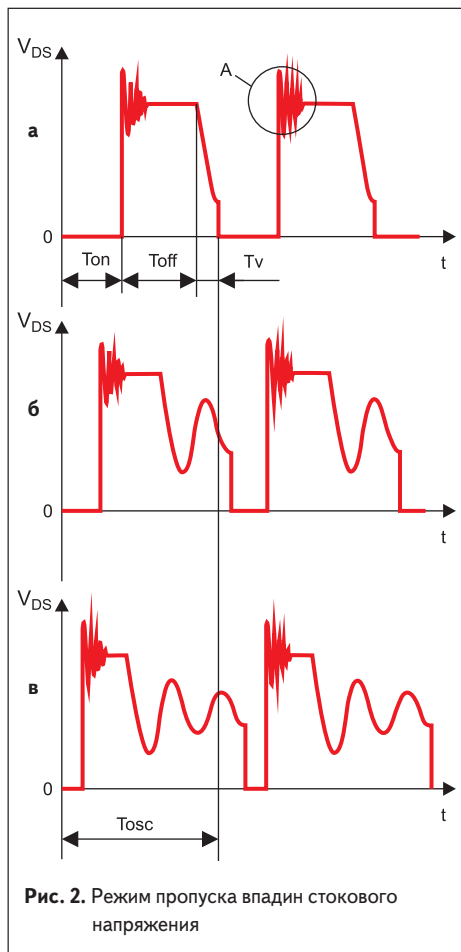


Рис. 2. Режим пропуска впадин стокового напряжения

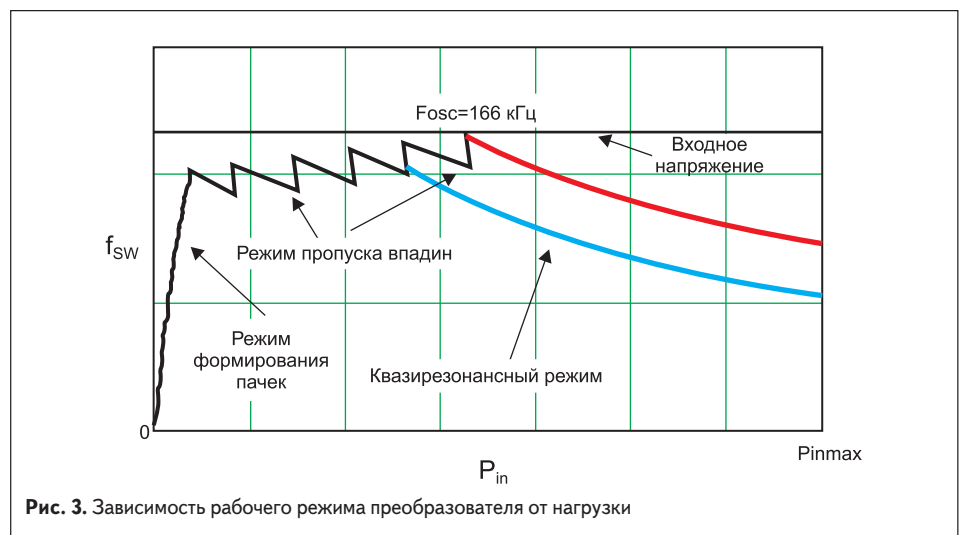


Рис. 3. Зависимость рабочего режима преобразователя от нагрузки

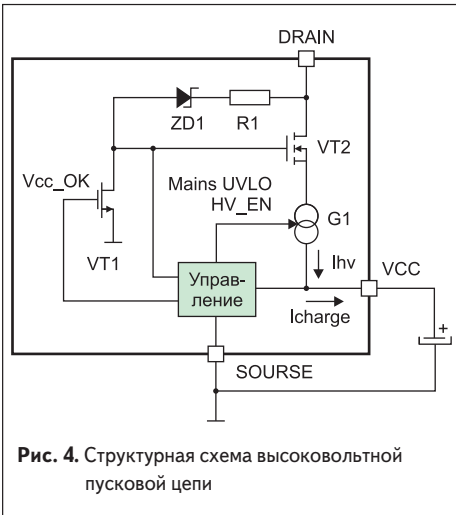


Рис. 4. Структурная схема высоковольтной пусковой цепи

При этом, как показано на рис. 3, частота коммутирующих импульсов  $f_{sw}$ , оставаясь примерно равной  $F_{osc} = 1/T_{osc}$ , будет испытывать незначительные скачки, обусловленные изменяющимся числом пропускаемых впадин, что отображено пилообразной линией. Такой режим называют режимом пропуска впадин (Valley-Skipping Mode).

При уменьшении потребляемой мощности ниже некоторого значения преобразователь продолжает включаться и выключаться с некоторым минимальным стабильным значением пикового тока. Но пропуск максимально возможного числа впадин стокового напряжения уже не способен стабилизировать выходное напряжение, поэтому преобразователь переходит в режим генерации пачек коммутирующих импульсов (Burst Mode) с периодом повторения 500 мкс. Такое снижение рабочей частоты преобразователя минимизирует коммутационные потери и делает их даже меньше, чем это рекомендовано нормами по энергосбережению.

### Высоковольтная пусковая цепь (ВВПЦ)

Внутреннее устройство данного блока иллюстрирует рис. 4, а временной процесс включения, функционирования и выключения преобразователя — рис. 5. Как можно видеть, вход ВВПЦ подключен к выводу DRAIN микросхемы, а выход — к внутренней шине питания ИМС, соединенной с выводом VCC, который снаружи микросхемы нагружен на накопительный оксидный конденсатор. Источником пускового высоковольтного тока  $I_{hv}$  служит подключенный к истоку высоковольтного транзистора VT2 температурно компенсированный генератор тока G1, управляемый сигналом включения HV\_EN. Затвор транзистора VT2 коммутируется высоковольтным напряжением через последовательно включенные резистор R1 и стабилитрон ZD1. Цепь блокировки снижения сетевого напряжения Mains UVLO (не путать с блокировкой снижения питания Vcc ИМС) удерживает генератор G1 выключенным, если напряжение на стоке менее значения  $V_{start}$  (типичное значение 50 В) — рис. 5.

Как показано на временной диаграмме, после включения преобразователя, когда напряжение

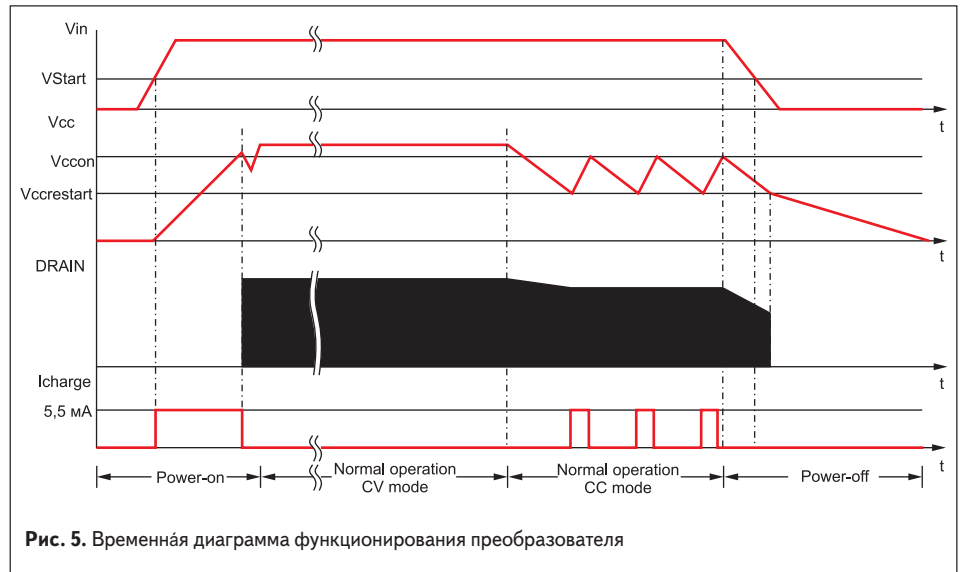


Рис. 5. Временная диаграмма функционирования преобразователя

питания  $V_{in}$  превысит 50 В, сигнал Vcc\_OK от схемы управления отсутствует, транзистор VT1 закрыт, поэтому транзистор VT2 открыт, включившийся генератор G1 создает зарядный ток  $I_{charge}$  примерно 5,5 мА, напряжение на выводе VCC начинает линейно возрастать (интервал Power-on на рис. 5).

Когда напряжение возрастет до стартового порогового значения  $V_{cc,on}$  (типичное значение 13 В), ИМС начинает функционировать. Сигнал Vcc\_OK принимает высокое значение, транзистор VT1 открывается и заземляет затвор транзистора VT2. В результате отключается генератор тока G1, ИМС питается энергией, накопленной конденсатором Vcc, и преобразователь переходит в режим регулирования постоянного напряжения (CV mode), получая питание от обмотки связи импульсного трансформатора (рис. 1).

В этом режиме напряжение питания поддерживается достаточно высоким для функционирования устройства. Однако в режиме регулирования постоянного тока (CC Mode, рис. 5) обратное напряжение, создаваемое обмоткой связи, может оказаться недостаточным для удержания напряжения  $V_{cc}$  выше значения  $V_{cc,restart}$  (типичное значение 10,5 В). При таком критическом снижении  $V_{cc}$

узел управления выключает сигнал Vcc\_OK и включает сигнал HV\_EN (рис. 4), тогда снова кратковременно включается генератор тока G1, подзаряжая конденсатор Vcc, напряжение на котором возрастает до 13 В, после чего опять генератор выключается, и напряжение питания снижается до 10,5 В, и так до тех пор, пока преобразователь будет находиться в режиме регулирования постоянного тока.

При выключении сетевого напряжения (интервал Power-off на рис. 5) система теряет регулирование, поскольку входное напряжение  $V_{in}$  падает ниже значения  $V_{start} = 50$  В. Это предотвращает попытки рестарта преобразователя и гарантирует окончательное снижение выходного напряжения.

### Блок регулирования постоянного напряжения

ИМС специально спроектирована для работы преобразователя в режиме регулирования как постоянного напряжения, так и постоянного тока в нагрузке с фиксацией сигнала обратной связи на первичной стороне. Для этого через резистивный делитель  $R_{dmg}/R_{fb}$  напряжение с обмотки связи Aux импульсного трансформатора (рис. 6) подают на вывод DMG

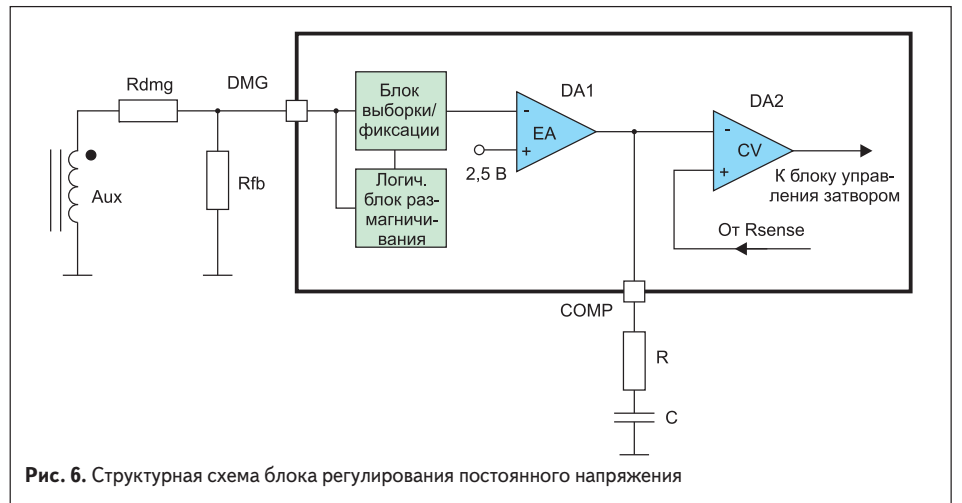


Рис. 6. Структурная схема блока регулирования постоянного напряжения

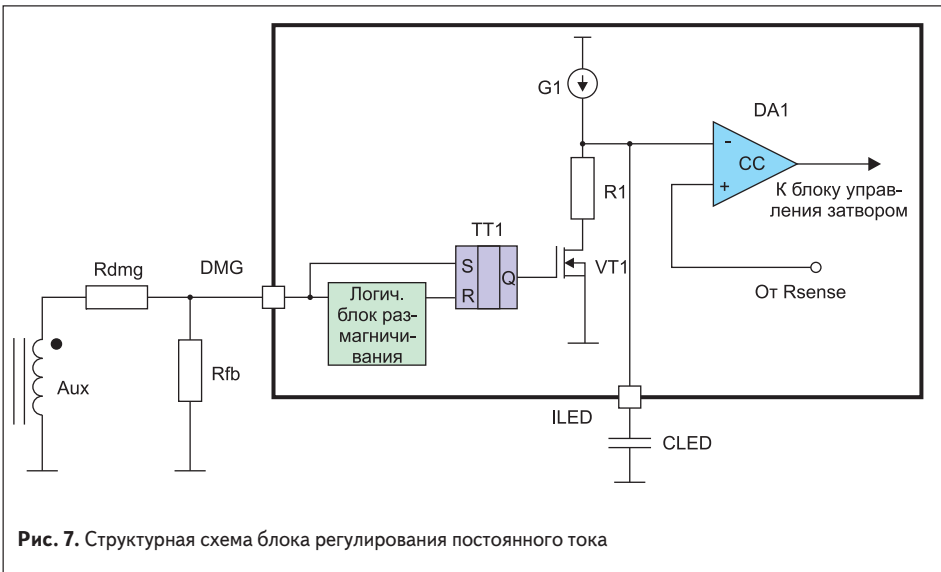


Рис. 7. Структурная схема блока регулирования постоянного тока

(demagnetization — «размагничивание»). Форма этого напряжения показана на рис. 3.

Но следует учитывать, что обмотки трансформатора имеют некоторое омическое сопротивление, поэтому напряжение на обмотке связи в точности отображает выходное напряжение только когда выходной ток снижается до нуля. С этой целью сигнал на выводе DMG выбирается и фиксируется в блоке выборки и фиксации напряжения в конце размагничивания трансформатора, определяемого логическим блоком размагничивания, а затем сравнивается в усилителе ошибки DA1 (Error Amplifier, EA) с образцовым напряжением 2,5 В. Для частотной компенсации усилителя его выход, соединенный с выводом COMP микросхемы, стыкуют RC-цепью с общим проводом, что способствует устойчивости замкнутого контура регулирования напряжения.

Усиленный сигнал ошибки в операционном усилителе DA2 сравнивается с падением напряжения на датчике тока Rsense, создаваемым током мощного коммутирующего транзистора. Усилитель генерирует выходной ток, пропорциональный разности двух сигналов — выходного напряжения и падения напряжения на датчике тока Rsense, модулируя цепь ШИМ-контроллера коммутирующих импульсов в блоке управления затвором (рис. 1) таким образом, чтобы пиковое значение тока стока от импульса к импульсу оставалось стабильным.

Для эффективной стабилизации заданного значения выходного напряжения следует правильно выбрать параметры резистивного делителя напряжения Rdmg/Rfb с учетом соотношения числа витков в выходной обмотке и обмотке связи импульсного трансформатора. Все необходимые для этого формулы приведены в [2]. Однако специалисты фирмы STM разработали значительно облегчающую труд инженера-конструктора программу автоматизированного проектирования преобразователей на микросхеме HVLED805. В данной статье ограничимся рассмотрением лишь качественной стороны работы преобразователя, а количественные оценки будут

получены при изучении автоматизированного проектирования.

### Блок регулирования постоянного тока

Рассмотрим принцип формирования постоянного тока в нагрузке преобразователя — светодиоде (LED) по структурной схеме блока (рис. 7). В качестве управляющего сигнала для стабилизации выходного тока используют напряжение на конденсаторе Cled, подключенном к выводу ILED микросхемы, которое зависит от импульсного зарядно-разрядного тока. Обмотка связи, соединенная с выводом DMG микросхемы, управляет зарядно-разрядной цепью конденсатора с помощью логического блока размагничивания и RS-триггера TT1. Логический блок воздействует на триггер таким образом, что на его выходе Q устанавливается высокий логический уровень, открывающий транзистор VT1 на время протекания тока во вторичной обмотке трансформатора. При этом конденсатор разряжается током  $I_{cled} = V/R_1$ , примерно 40 мкА. В остальное время транзистор VT1 закрыт, и конденсатор заряжается образцовым током  $I_{ref} = 20$  мкА. Емкость конденсатора Cled выбирают в интервале значений 4,7–10 нФ, поэтому на рабочей частоте преобразования

в десятки кГц на конденсаторе устанавливается некоторое постоянное напряжение, которое подается на инвертирующий вход ОУ DA1. К неинвертирующему входу усилителя подают напряжение, создаваемое током мощного коммутирующего транзистора на датчике тока Rsense. Пиковое значение этого тока поддерживается стабильным на заданном уровне путем воздействия выходного напряжения ОУ DA1 на ШИМ-контроллер коммутирующих импульсов преобразователя. В технической документации на микросхему [2] показано, что внешними параметрами, определяющими выходной ток в нагрузке, являются сопротивление Rsense датчика тока и отношение числа витков в первичной и вторичной обмотках импульсного трансформатора.

### Блок компенсации нестабильности сети

Как пояснялось выше, блок регулирования постоянного выходного тока для его стабилизации сравнивает в компараторе DA1 (рис. 7) напряжение на зарядно-разрядном конденсаторе и сигнал с датчика тока Rsense. Поскольку срабатывание компаратора происходит с некоторым запаздыванием (временем задержки), в отсутствие компенсации реальное значение пикового тока в момент выключения коммутирующего транзистора будет превышать ожидаемое. Абсолютное значение погрешности тока будет зависеть от времени задержки, входного (сетевое) напряжения и индуктивности первичной обмотки импульсного трансформатора.

Чтобы в каждом коммутирующем импульсе компенсировать влияние колебаний входного напряжения на пиковое значение тока коммутирующего транзистора, в микросхеме используют блок КНС, внутреннее устройство которого показано на рис. 8.

Для этого импульсное напряжение со вспомогательной обмотки Aux импульсного трансформатора через токоограничивающий резистор Rdmg воздействует на логический блок прямой связи, который управляет токовым зеркалом G1. Величина тока  $I_{ff}$  (feedforward — «прямая связь») зависит от выпрямленного сетевого напряжения, отношения витков в первичной и вспомогательной обмотках и сопротивле-

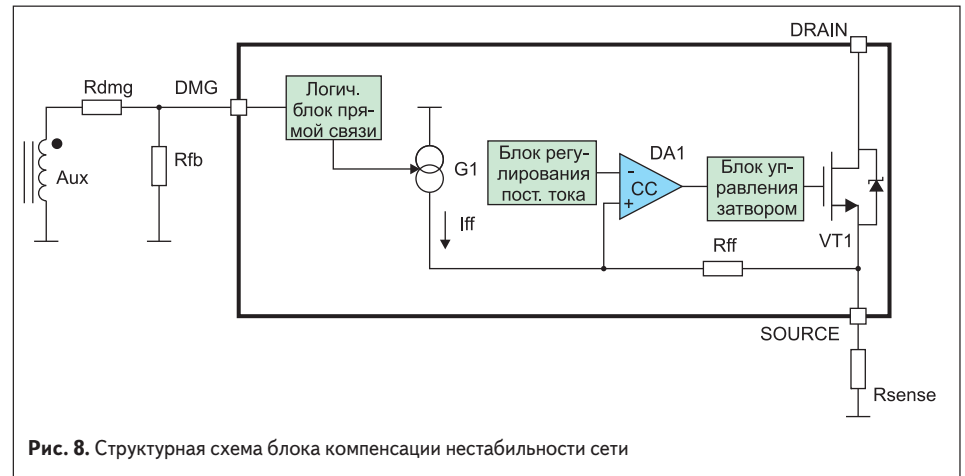


Рис. 8. Структурная схема блока компенсации нестабильности сети



ния токоограничивающего резистора  $R_{dmg}$ . Данный ток создает на встроенном в ИМС резисторе  $R_{ff}$  падение напряжения, которое алгебраически складывается с напряжением на датчике тока  $R_{sense}$  по неинвертирующему входу компаратора DA4. На инвертирующий вход компаратора подан сигнал блока регулирования постоянного тока DA3. В результате рабочая точка блока управления затвором будет корректироваться в каждом коммутирующем импульсе, компенсируя нестабильность сетевого напряжения.

### Блок фиксации размагничивания и блок управления затвором

На рис. 9 показана функциональная схема блока фиксации размагничивания (БФР) и блока управления затвором (БУЗ). Подаваемый на вход DMG микросхемы импульсный сигнал нормируется по амплитуде показанным на рисунке двухсторонним ограничителем напряжения сверху на уровне 3,3 В, снизу — 60 мВ.

Запускающий импульс для открывания транзистора формируется компаратором DA1 при пересечении отрицательным спадом в импульсном напряжении на выводе DMG уровня 50 мВ. Предварительно БУЗ должен быть переведен в исходное состояние положительным фронтом импульса, превышающим 100 мВ. Такой принцип формирования коммутирующих импульсов соответствует квазирезонансному режиму работы преобразователя, когда фиксация размагничивания трансформатора производится с помощью сигнала от вспомогательной обмотки связи, ослабленного в заданных пределах резистивным делителем напряжения  $R_{dmg}/R_{fb}$ .

Чтобы предотвратить ошибочное срабатывание БФР при воздействии коммутационного «звона» на стоке коммутирующего транзистора после его выключения (рис. 2), узел гашения на время  $T_{blank}$  блокирует прохождение запускающих импульсов через логический элемент DA4, логический блок и триггер ТТ1. Время гашения линейно зависит от величины

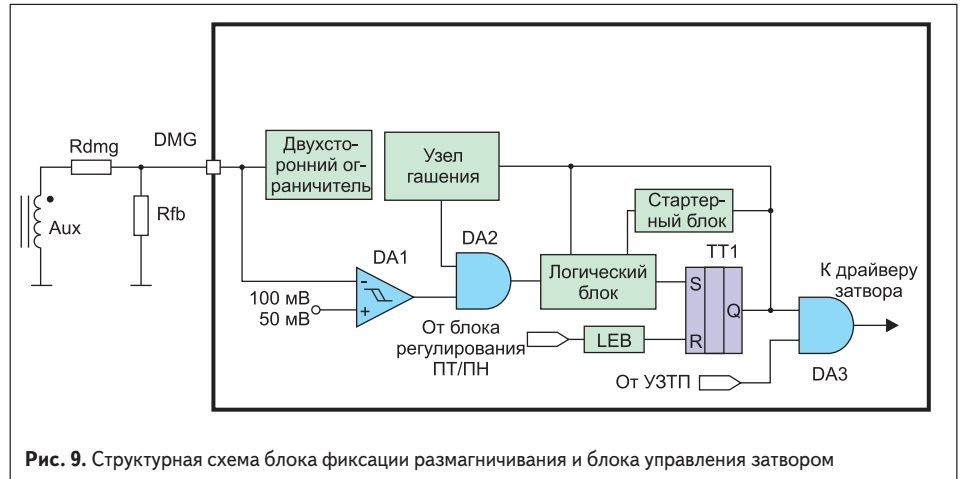


Рис. 9. Структурная схема блока фиксации размагничивания и блока управления затвором

напряжения на выводе COMP микросхемы и составляет:  $T_{blank} = 30$  мкс при  $V_{comp} = 0,9$  В;  $T_{blank} = 6$  мкс при  $V_{comp} = 1,3$  В.

По истечении заданного времени гашения и контрольного периода повторения коммутирующих импульсов  $T_{osc} = 1/F_{osc}$  логический блок определяет впадину стокового напряжения транзистора и устанавливает на выходе RS триггера уровень «лог. 1». Данный сигнал проходит через логический элемент DA8 и открывает затвор коммутирующего транзистора, после чего в первичной обмотке импульсного трансформатора возникает линейно возрастающий ток. При его возрастании до значения, определяемого блоком регулирования постоянного выходного напряжения (постоянного выходного тока), сигнал сброса переводит триггер в нулевое состояние, что ведет к закрытию коммутирующего транзистора. Для большей помехоустойчивости сигнал сброса блокируется в устройстве задержки LEB (leading-edge blanking — «гашение фронта импульса») на время  $T_{leb} = 250$  нс. Отключение транзистора происходит также в аварийном режиме при увеличении напряжения на датчике тока  $R_{sense}$  до 1 В. В этом случае срабатывает узел защиты от токовой перегрузки (УЗТП) и через логический элемент DA3 выключает преобразователь. Повторное включение произойдет автоматически после

того, как напряжение питания микросхемы  $V_{cc}$  снизится до 5 В.

Во время подачи сетевого напряжения, когда на выводе DMG входной сигнал отсутствует или слишком мал, коммутирующие импульсы формирует стартерный блок. Пусковая частота соответствует 2 кГц, если напряжение на выводе COMP менее порогового значения 1 В, и возрастает до 8 кГц, если напряжение превышает это значение. После первых нескольких циклов, иницированных стартерным блоком, когда напряжение на вспомогательной обмотке становится достаточным для активации БФР, преобразователь переходит в квазирезонансный режим.

Стартерный блок активируется также, когда ИМС находится в режиме регулирования постоянного тока и выходное напряжение недостаточно для устойчивой работы БФР. ●

### Литература

1. Off-line all-primary-sensing switching regulator ALTAIR05T-800. [http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/DATASHEET/CD00285102.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00285102.pdf)
2. Off-line LED driver with primary-sensing HVLED805. [http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/DATASHEET/CD00287280.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00287280.pdf)