

Александр Пескин | market@angstrom.ru | Владимир Канунников

Микросхема AN9911 — контроллер управления питанием светодиодов с импульсным преобразованием и прецизионной точностью стабилизации тока

Выпускаемая компанией «Ангстрем» микросхема контроллера AN9911 [1] используется в современных ШИМ-преобразователях с внешним мощным силовым ключевым MOSFET.

Она характеризуется следующими особенностями:

- обеспечивает работу преобразователя в четырех топологиях — повышающей (Boost), понижающей (Buck), повышающе-понижающей (Boost-Buck) и SEPIC [2, 3];
- имеет встроенные линейный стабилизатор напряжения и источник опорного напряжения, обеспечивающий точность 2% в диапазоне температур 0...+85 °C;
- может работать с постоянной частотой преобразования или с фиксированным постоянным временем выключения ключа (Off Time);
- обеспечивает функции «мягкого» старта, выключения и ШИМ-диммирования в широком диапазоне;
- работает с чувствительным датчиком тока в силовой цепи;

- имеет возможность синхронизации нескольких микросхем друг с другом в режиме работы с постоянной частотой с использованием вывода SYNC;
- обеспечивает регулирование выходного тока по замкнутому циклу (закрытая петля) и программируемую компенсацию наклонной пилообразной характеристики;
- обеспечивает защиту от коротких замыканий на выходе и перенапряжений (скачков напряжения);
- имеет встроенный программируемый ограничитель тока MOSFET, что также обеспечивает защиту выхода от провалов напряжения и перегрузок.

AN9911 предназначена для использования в энергосберегающих автомобильных и железнодорожных светильниках, устройствах задней подсветки ЖК-телевизоров и мониторов и в других DC/DC-драйверах светодиодов, где требуется высокая стабильность тока.

Контроллер использует методику управления пиковым током с программируемой

компенсационной обратной связью. Он включает в себя схему управления с компенсацией наклона пилообразной характеристики (так называемый внутренний «усилитель крутизны»). Все это обеспечивает очень высокую точность стабилизации выходного тока и малое время реакции для больших токов питания светодиодов.

Программируемый ограничитель обеспечивает защиту от перенапряжения по входу и от токовых перегрузок по выходу. Схема также выполняет функции защиты светодиодов от перенапряжения и от короткого замыкания по выходу.

Микросхема обеспечивает выходной ток управления затвором внешнего силового транзистора 0,2–0,4 А и имеет ШИМ-димминовый вход, на который можно подавать сигнал внешнего управления частотой до нескольких килогерц и с заполнением 0–100%.

Микросхема имеет выход команды неисправности, который используется для отключения светодиодов при какой-либо нештатной ситуации с помощью внешнего дополнительного полевого транзистора.

Структурная схема микросхемы AN9911 и расположение ее выводов в 16-выводном корпусе SOIC показаны на рис. 1 и 2, а назначение выводов приведено в таблице.

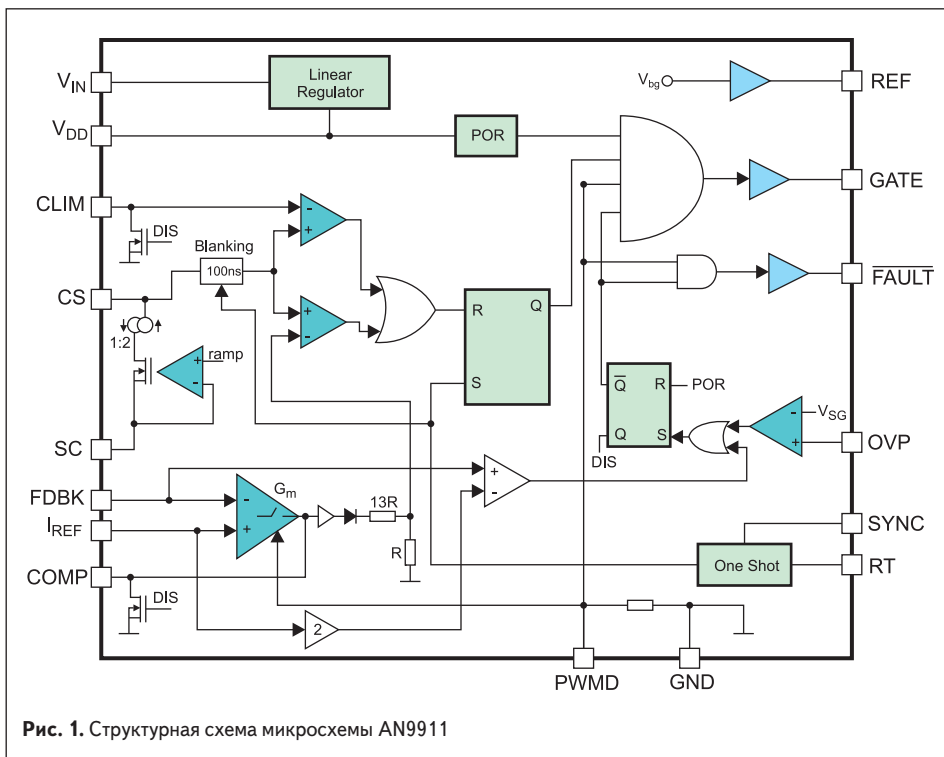


Рис. 1. Структурная схема микросхемы AN9911

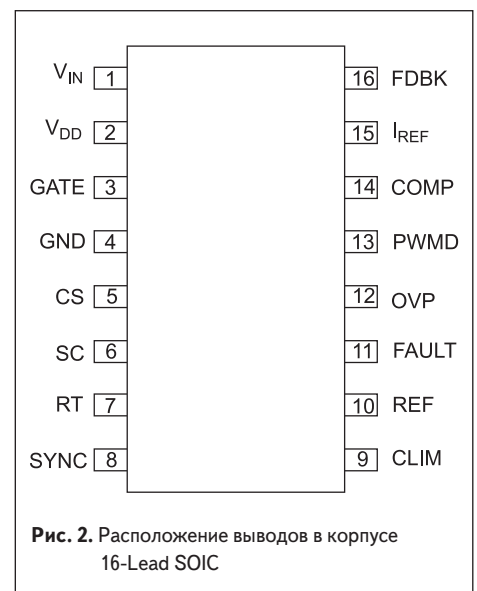


Рис. 2. Расположение выводов в корпусе 16-Lead SOIC

Т а б л и ц а . Назначение выводов микросхемы AN9911

Номер вывода	Обозначение вывода	Описание вывода
1	V _{IN}	Вход встроенного линейного стабилизатора напряжения.
2	V _{DD}	Вывод источника питания внутренних цепей — выход встроенного линейного стабилизатора напряжения. Между ним и общим проводом должен быть подключен конденсатор с малым эквивалентным последовательным сопротивлением.
3	GATE	Выход сигнала для его подачи на затвор p-канального полевого транзистора.
4	GND	Общий (корпус).
5	CS	Вход считывания стокового тока внешнего мощного полевого транзистора (токовая чувствительность).
6	SC	Вывод подключения внешнего резистора, определяющего компенсационный наклон пилообразной характеристики. В случае работы в режиме фиксированного постоянного времени выключения наклонная компенсация не требуется, и вывод остается свободным.
7	RT	Вход регулирования частоты переключения или времени отключения. Сопротивление резистора, включенного между этим выводом и общим проводом, определяет частоту переключения, а между этим выводом и затвором полевого транзистора — время выключения транзистора.
8	SYNC	Вывод, предназначенный для соединения с одноименными выводами других микросхем в режиме синхронизации. Это обеспечивает работу генератора самой высокой частоты и отключение других генераторов.
9	CLIM	Вывод обеспечивает программирование порога ограничения входного тока преобразователя с помощью резистивного делителя, подключенного к выводу REF.
10	REF	На выводе обеспечивается опорное напряжение 2%-ной точности. Он должен быть подключен к корпусу через конденсатор емкостью не менее 0,1 мкФ.
11	FAULT	Вывод защиты при неисправностях (коротких замыканиях или бросках выходного напряжения), предназначен для отключения внешнего полевого транзистора, включенного последовательно со светодиодами, в случае нештатной ситуации.
12	OVP	Вывод обеспечивает защиту от перенапряжения и бросков выходного напряжения, когда напряжение на нем превысит 1,25 В. При этом выключается сигнал на выводе GATE.
13	PWMD	Вход управления ШИМ-диммингом. Когда вывод замкнут на корпус, выходной драйвер выключен, в противном случае включен.
14	COMP	Вывод управления стабильной закрытой петлей. Должен быть подключен к корпусу через конденсатор емкостью не менее 0,1 мкФ.
15	I _{REF}	Вывод установки опорного тока. Напряжение на нем, определяемое резистивным делителем, подключенным к выводу REF, устанавливает уровень выходного тока.
16	FDBK	Вход сигнала обратной связи со считывающего резистора, включенного последовательно с цепью светодиодов. Обеспечивает обратную связь выходного тока преобразователя.

На рис. 3–5 показаны типовые схемы включения микросхемы AN9911 в повышающей, понижающей и SEPIC-топологиях построения преобразователя.

Необходимо отметить, что в понижающем преобразователе часто используется дополнительная микросхема токового контроллера (на рис. 4, например, показано включение микросхемы HV7800 фирмы Supertex Inc.). Контроллер с помощью резистора R_S опознает напряжение внешнего питающего источника, расположенного на высоковольтной стороне, и переводит его в опорное напряжение на стороне нагрузки (ток нагрузки I_{LOAD}).

В топологии SEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter — преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью) используются две катушки индуктивности, что приводит к увеличению габаритов устройства. Эти катушки зачастую могут быть больше по размеру, чем используемые в схеме полупроводниковые компоненты.

Встроенный линейный стабилизатор может работать в широком диапазоне входных напряжений (9–250 В) на выводе V_{IN}, обеспечивая питание микросхемы, что исключает потребность в каких-либо дополнительных источниках питания. Типовой ток стабилизации 350 мА. Диапазон напряжения стабилизатора может быть увеличен до 450 В при условии подключения соответствующего внешнего стабилитрона.

Стабилизатор обеспечивает внутреннее регулируемое напряжение 7,75 В на выводе V_{DD}, если входное напряжение находится в указанных пределах. Это напряжение используется для питания микросхемы, а также внешних цепей, присоединенных к выводам V_{DD} и REF. Стабилизатор может быть выключен при перегрузке на выводе V_{DD}, используя внешнюю цепь компенсационной обратной связи при напряжении свыше 8,25 В.

На практике диапазон входного напряжения микросхемы ограничен пропускаемым через нее

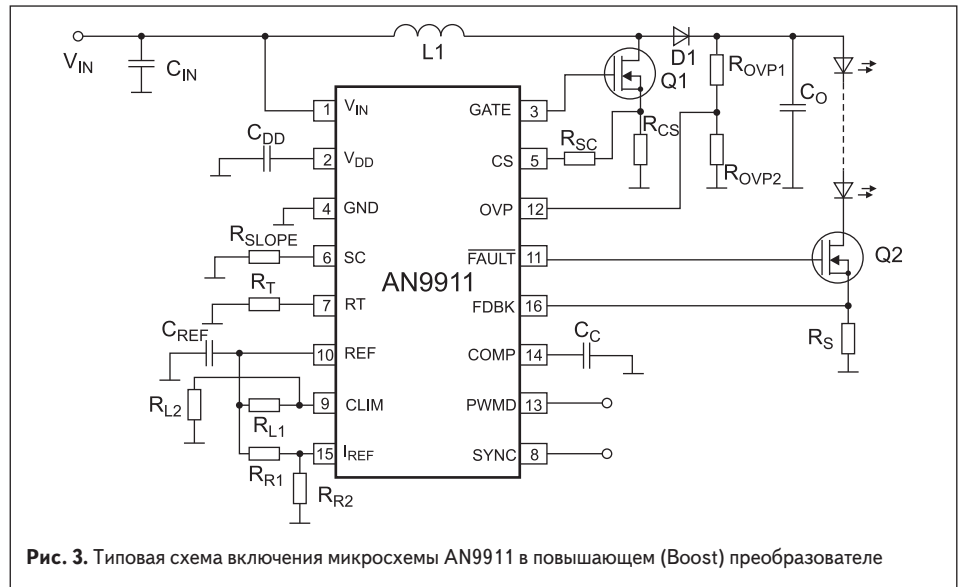


Рис. 3. Типовая схема включения микросхемы AN9911 в повышающем (Boost) преобразователе

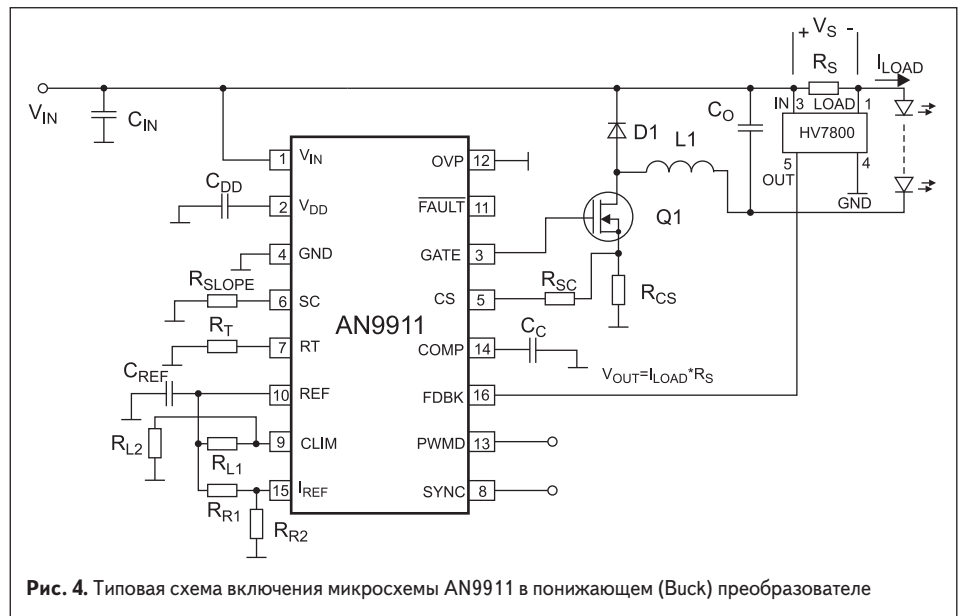


Рис. 4. Типовая схема включения микросхемы AN9911 в понижающем (Buck) преобразователе

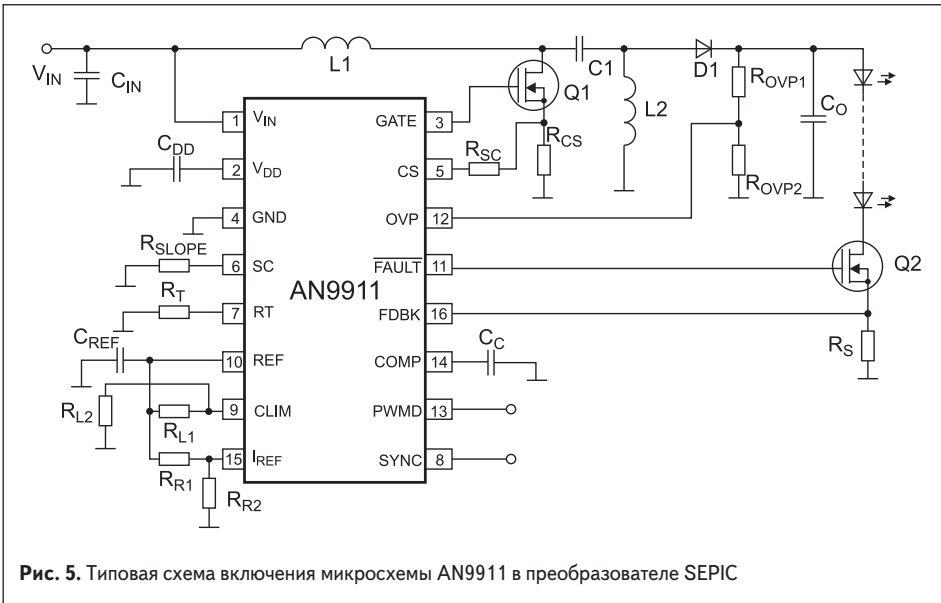


Рис. 5. Типовая схема включения микросхемы AN9911 в преобразователе SEPIC

током. Таким образом, важно определить этот ток, чтобы узнать максимальное и минимальное рабочие напряжения на выводе V_{IN} . Главным компонентом тока является ток драйвера полевого транзистора, подключаемого к выводу GATE. Типовая форма выходного токового сигнала запускающего вывода GATE показана на рис. 6, а эквивалентная схема подключения этого вывода — на рис. 7.

Чтобы оценить ток драйвера полевого транзистора, необходимо знать ряд его параметров и частоту переключения. Ниже приведены уравнения, по которым можно произвести приближенный расчет, но реальные значения параметров могут некоторым образом отличаться от приведенных. Рассмотрим случай использования транзистора FDS3692 фирмы Fairchild Semiconductor. Примем частоту переключения $f_s = 200$ кГц, выходное напряжение на цепи последовательно включенных светодиодов $V_o = 80$ В, напряжение питания $V_{DD} = 7,75$ В (см. выше) и сопротивление резистора в цепи вывода GATE $R_{GATE} = 40$ Ом (см. рис. 7).

Из технического описания транзистора [4] могут быть определены следующие его параметры:

- входная емкость $C_{ISS} = 746$ пФ;
- емкость «затвор–сток» $C_{GD} = C_{RSS} = 27$ пФ;

- емкость «затвор–исток» $C_{GS} = C_{BS} - C_{GD} = 719$ пФ;
- пороговое напряжение «затвор–исток» $V_{TH} = 3$ В.

Не вдаваясь в детали работы транзистора и используя приведенные выше данные, можно рассчитать параметры, показанные на рис. 6, по следующим формулам:

$$I_{PK} = V_{DD}/R_{GATE} = 193,75 \text{ мА};$$

$$I_1 = (V_{DD} - V_{TH})/R_{GATE} = 118,75 \text{ мА};$$

$$t_1 = -R_{GATE} \times C_{ISS} \times \ln(I_1/I_{PK}) = 14,62 \text{ нс};$$

$$t_2 = [(V_o - V_{TH}) \times C_{GD}]/I_1 = 17,5 \text{ нс}$$

(формула приведена для повышающего преобразователя; для понижающего преобразователя вместо V_o следует использовать V_{IN});

$$t_3 = 2,3 \times R_{GATE} \times C_{GS} = 66 \text{ нс};$$

$$I_{avg} = [I_1 \times (t_1 + t_2) + 0,5 \times (I_{PK} - I_1) \times t_1 + 0,5 \times I_1 \times t_3] \times f_s = 1,66 \text{ мА}.$$

Общий ток линейного стабилизатора складывается из следующих токов:

- статического (тока покоя), равного 1000 мкА;
- вытекающего с вывода REF, определяемого по формуле: $(V_{REF}/R_{L1} + R_{L2}) + (V_{REF}/R_{R1} + R_{R2})$ и равного 100 мкА;

- вытекающего с вывода RT, определяемого по формуле $6 \text{ В}/R_T$ и равного 13,25 мкА;
- вытекающего с вывода SC, определяемого по формуле $0,5 \times 2,5 \text{ В}/R_{SLOPE}$ и равного 30,8 мкА;
- вытекающего с вывода CS, определяемого по формуле $2,5 \text{ В}/R_{SLOPE}$ и равного 61,6 мкА;
- тока управления затвором полевого транзистора с вывода GATE (I_{avg}), равного 1660 мкА.

Приведенные в качестве примера значения соответствуют повышающему преобразователю, работающему в непрерывном режиме. Таким образом, общий ток, протекающий через линейный стабилизатор, равен 2,865 мА.

Максимальное входное напряжение V_{IN} , которое микросхема может выдержать без повреждения при токе около 3 мА, зависит от окружающей температуры. Если принять ее равной $+40$ °С, то рассеяние мощности в корпусе не может превышать значения $P_{MAX} = 1000 \text{ мВт} - 10 \text{ мВт}/^\circ\text{C} \times [(+40 - 25) ^\circ\text{C}] = 850 \text{ мВт}$ (это равенство основано на данных, взятых из таблицы предельных допустимых значений параметров микросхемы).

Чтобы такая максимальная мощность рассеивалась в корпусе, максимальное входное напряжение не должно превышать значения:

$$V_{INMAX} = P_{MAX}/I_{TOTAL} = 850 \text{ Вт}/2,865 \text{ мА} = 296 \text{ В}.$$

Так как реальное входное напряжение гораздо меньше максимального значения, рассеяние мощности не является проблемой для этого устройства. Так, при входном напряжении 24 В превышение температуры перехода над температурой окружающей среды будет равно:

$$\Delta \theta = V_{IN} \times I_{TOTAL} \times \theta_{JA} = 24 \text{ В} \times 2,8 \times 10^{-3} \text{ А} \times 82 ^\circ\text{C}/\text{Вт} = 5,64 ^\circ\text{C}.$$

Здесь значение температурного импеданса перехода для корпуса 16-Lead SOIC взято из таблицы предельных допустимых значений параметров микросхемы.

Минимальное входное напряжение V_{IN} , при котором преобразователь еще будет запускаться, зависит от минимального падения напряжения на линейном стабилизаторе (как функции протекающего тока), требуемого для его работы.

На рис. 8 приведен график зависимости входного тока от минимального падения

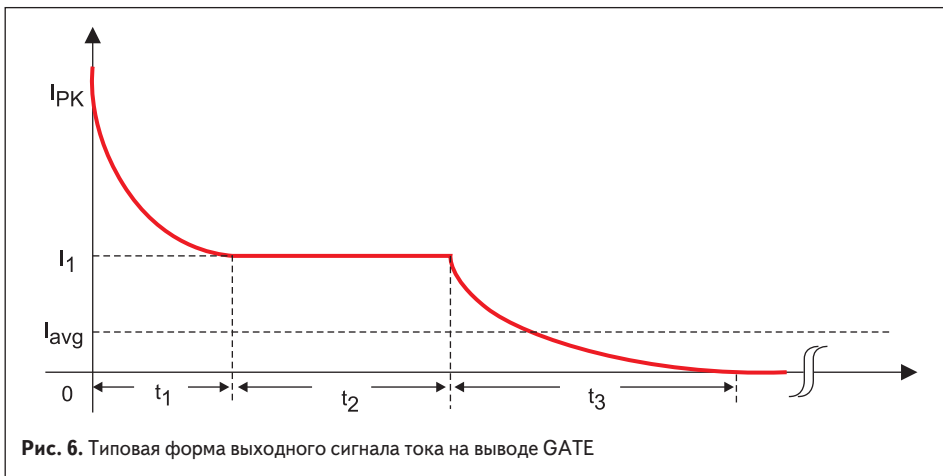


Рис. 6. Типовая форма выходного сигнала тока на выводе GATE

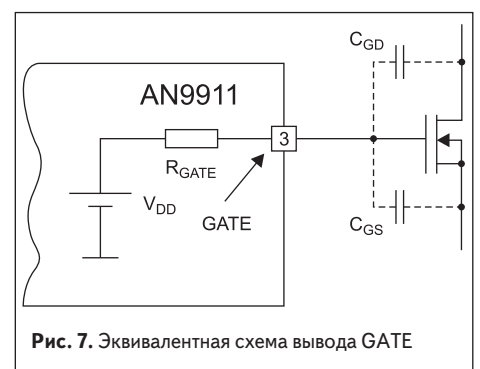


Рис. 7. Эквивалентная схема вывода GATE

напряжения на линейном стабилизаторе для различных температур перехода.

Возьмем, к примеру, максимальную температуру перехода +85 °С, что дает подъем температуры в 45 °С относительно окружающей температуры +40 °С. При входном токе 2,86 мА минимальное падение напряжения V_{DROP} согласно приведенному графику составляет примерно 0,75 В. Однако до тех пор, пока не произойдет включение микросхемы, протекающий ток будет меньше на величину тока запускающего вывода GATE, т. е. примерно равен 1,2 мА. При таком токе падение напряжения V_{DROPI} примерно равно 0,4 В.

Отсюда входные напряжения запуска и останковки могут быть вычислены по формулам:

$$\begin{aligned} V_{IN\ START} &= UVLO_{MAX} + V_{DROPI} = \\ &= 7,2\text{ В} + 0,4\text{ В} = 7,6\text{ В}; \\ V_{IN\ STOP} &= UVLO_{MAX} - 0,5\text{ В} + V_{DROP} = \\ &= 7,2\text{ В} - 0,5\text{ В} + 0,75\text{ В} = 7,45\text{ В}, \end{aligned}$$

где $UVLO_{MAX}$ (максимальное значение напряжения отключения) берется из таблицы электрических параметров микросхемы.

Источник опорного напряжения 1,25 В, имеющий точность 2%, используется для установки выходного тока, порога ограничения входного тока и порога защиты от перенапряжения. Вывод источника опорного напряжения REF должен быть шунтирован на общий провод конденсатором с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR) емкостью 0,1–0,22 мкФ.

Внутренний генератор микросхемы может быть запрограммирован двумя способами, в зависимости от способа подключения резистора R_T к выводу RT. Включение резистора между выводами RT и GATE программирует время выключения ключа (Off Time), а между выводом RT и общим проводом (как показано на рис. 3–5) — частоту (период) его переключения. В обоих случаях сопротивление резистора устанавливает ток, которым заряжается внутренний конденсатор генератора. Напряжение на нем нарастает линейно, и когда оно увеличивается сверх установленного внутреннего значения, срабатывает внутренний компаратор, который подает импульс на RS-триггер, что приводит к запуску следующего переключающего цикла. Период работы генератора может быть рассчитан по формуле:

$$T_s \approx R_T \times 11\text{ пФ}.$$

Для преобразователей, работающих в режиме постоянной частоты, необходима наклонная компенсация с целью обеспечения стабильности контроллера в режиме пикового тока, если период рабочего режима больше 0,5. Выбор наклона для компенсации, который обычно есть половина от спадающего тока, протекающего через катушку индуктивности, обеспечивает стабильность работы преобразователя во всех рабочих циклах.

Наклонная компенсация может быть запрограммирована сопротивлениями резисторов

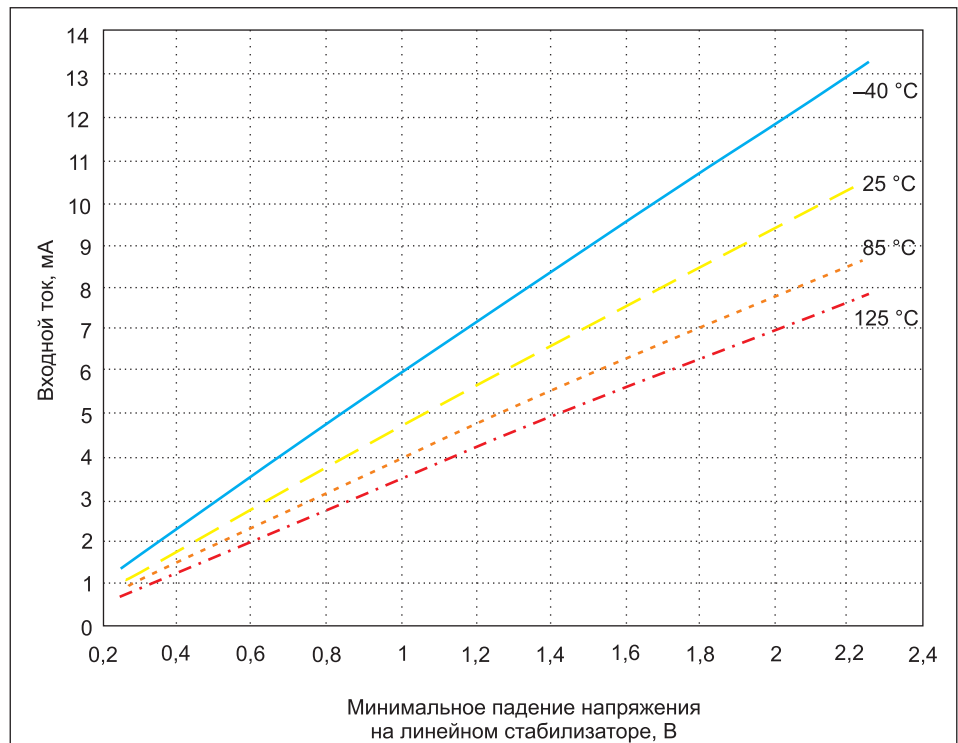


Рис. 8. График зависимости входного тока от минимального падения напряжения на линейном стабилизаторе для различных температур перехода

R_{SLOPE} и R_{SC} . Их номиналы могут быть примерно рассчитаны из уравнения:

$$R_{SLOPE} = (10 \times R_{SC}) / (10^6 \times DS \times T_s \times R_{CS}),$$

где DS — скорость спада тока в катушке индуктивности [А/мкс], а типовое значение сопротивления R_{SC} составляет 499 Ом.

Если задаться максимальным током, вытекающим с вывода SC, равным 100 мкА, то минимальное значение сопротивления резистора R_{SLOPE} ограничивается значением 25 кОм. Если при расчете по уравнению сопротивление этого резистора окажется меньше приведенного значения, то его соответственно увеличивают. Рекомендуемое значение сопротивления резистора R_{SLOPE} от 25 до 50 кОм.

Чтобы предотвратить ложные отключения преобразователя из-за начального всплеска тока при включении внешнего транзистора, на входе считывания его стокового тока (вывод CS) имеется встроенное устройство гашения на 100 нс.

В микросхеме имеются два высокоскоростных компаратора: один из них используется в нормальной работе, а другой служит для ограничения максимального входного тока или используется в условиях перегрузки. Опорный ток первого компаратора задается находящимся внутри микросхемы резистивным делителем 13R, R (рис. 1), а второго — внешним делителем R_{L1} , R_{L2} , подключенным между опорным напряжением (вывод REF микросхемы) и общим проводом.

Величину резистора считывания стокового тока внешнего мощного полевого транзистора R_{CS} рекомендуется выбирать таким образом,

чтобы обеспечить уровень сигнала на выводе CS равным 250 мВ.

Напряжение на выводе CLIM микросхемы может быть определено как:

$$V_{CLIM} \geq 1,2 \times I_{PK} \times R_{CS} + 0,9 \times (5 \times R_{SC} / R_{SLOPE}),$$

где I_{PK} — рабочий ток через катушку индуктивности, включая ток пульсации (см. выше). Ограничение тока, как видно из формулы, происходит при 120%-ном превышении максимального входного тока.

Если же V_{CLIM} больше, чем 450 мВ, то предел ограничения входного тока установит скорее насыщение внутреннего операционного усилителя, чем напряжение на выводе CLIM. В этом случае сопротивление резистора R_{CS} должно быть уменьшено до того, как V_{CLIM} упадет ниже 450 мВ. Важно, чтобы между выводом CLIM и общим проводом не был подсоединен какой-либо конденсатор.

Микросхема имеет встроенные устройства защиты от коротких замыканий и перенапряжения на выходе. При любой из этих неисправностей падает напряжение на выводе \overline{FAULT} , закрывается транзистор Q2 и цепь нагрузки обрывается (рис. 3 и 5). Оба устройства имеют защелки, что означает повторное периодическое включение до тех пор, пока неисправность не будет устранена. При каждом цикле запуска внутренняя команда POR устанавливает внутренний RS-триггер в такое положение, при котором на выводе \overline{FAULT} имеется высокий уровень. Упомянутый транзистор открыт и не влияет на работу схемы. Если неисправность сохранилась, то циклический процесс продолжается.

Особенно важен такой способ защиты в условиях коротких замыканий для повышающего и SEPIC-преобразователей, в которых ток короткого замыкания не протекает через основной полевой транзистор Q1. В понижающем преобразователе защита обеспечивается по выводу GATE, через который происходит отключение этого транзистора.

При коротком замыкании на выходе, когда ток через нагрузку превышает установленное значение, увеличивается падение напряжения на резисторе обратной связи R_S (датчик тока), и через вывод FDBK микросхемы подается команда, устанавливающая внутренний RS-триггер в такое положение, когда на выводе FAULT будет низкий уровень, что приводит к мгновенному отключению нагрузки транзистором Q2. С целью исключения ложных срабатываний пороговое значение тока короткого замыкания устанавливается вдвое большим тока устойчивого состояния.

Защита от перенапряжения обеспечивается по выводу OVP, на который в схемах повышающего и SEPIC-преобразователей подается напряжение с резистивного делителя R_{OVPI}, R_{OVPI2} . Напряжение на этом выводе в микросхеме постоянно сравнивается с внутренним опорным напряжением V_{BG} равным 1,25 В, и когда оно превысит его, происходит переключение внутреннего RS-триггера и отключение нагрузки по выводу FAULT.

Для исключения разбросов рабочих частот, в том числе и субгармонических шумов, при использовании в многоканальных конструкциях нескольких микросхем они могут быть синхронизированы по выводу SYNC. Вывод предназначен для соединения с одноименными выводами других микросхем в режиме синхронизации. Это обеспечивает работу генератора самой высокой частоты и отключение других генераторов. При такой синхронизации рекомендуется, чтобы номинал резистора R_T , определяющего частоту коммутации, был одинаков во всех микросхемах. В ряде случаев с учетом длины соединительных проводников для исключения паразитных колебаний может потребоваться подключение резистора сопротивлением не менее 300 кОм между соединенными параллельно выводами SYNC и общим проводом. Конструкция AN9911 допускает синхронизацию не более четырех микросхем. Если требуется синхронизация большего числа микросхем, используют внешний буфер.

В микросхеме имеется встроенный операционный усилитель G_M (рис. 1), который используется для замыкания петли обратной связи. На инвертирующий вход усилителя через вывод FDBK микросхемы подается напряжение обратной связи с резистора R_S , а на неинвертирующий вход усилителя через вывод I_{REF} микросхемы подается опорный ток. Операционный усилитель управляется сигналом, подаваемым на вывод PWM микросхемы. Когда подается высокий уровень, выход операционного усилителя оказывается подсоединенным к выводу COMP микросхемы. Когда же подается низкий уровень, то выход остается открытым.

Это обеспечивает зарядку интегрирующего конденсатора C_C и поддержание заряда, когда сигнал PWM отключен и выходной драйвер выключен. Поэтому, когда сигнал PWM подается, напряжение, накопленное на интегрирующем конденсаторе, переводит преобразователь в устойчивое состояние практически мгновенно.

Так как выходной ток пропорционален напряжению на выводе I_{REF} , в микросхеме может быть осуществлено линейное диммирование путем изменения напряжения на этом выводе. Однако обеспечение нулевого выходного тока рекомендуется производить не замыканием вывода I_{REF} микросхемы на общий провод, а использованием для этого вывода PWM.

Микросхемой обеспечивается и ШИМ-диммирование. Как показано на рис. 1, PWM-сигнал подается внутри микросхемы на три различных узла: операционный усилитель, формирователь сигнала отключения и выходной каскад. Когда сигнал PWM имеет высокий уровень, сигнал GATE на выходе включен, операционный усилитель подсоединен к внешней цепи компенсации и управляет выходным током, а интегрирующий конденсатор C_C заряжается. Когда сигнал PWM имеет низкий уровень, сигналы GATE и FAULT выключаются.

Выходной конденсатор преобразователя во многом определяет ШИМ-диммирование, так как он заряжается и разряжается всякий раз, когда PWM-сигнал повышается и снижается. В случае понижающего преобразователя, поскольку протекающий через светодиоды ток индукции постоянный, емкость этого конденсатора невелика. Это минимизирует влияние конденсатора на ШИМ-диммирование. Однако в случае повышающего преобразователя ток на выходе не постоянен, и с целью уменьшения пульсаций на светодиодах требуется конденсатор очень большой емкости. Этот конденсатор оказывает значительное влияние на ШИМ-диммирование. В периоды выключения PWM-сигнала выходной конденсатор гарантированно держит заряд и, таким образом, ШИМ-диммирование повышающего преобразователя резко улучшается.

Следует иметь в виду, что обрыв или отключение конденсатора могут вызвать значительный бросок напряжения. Кроме того, при конструировании следует принять меры, чтобы проводник между выводом PWM микросхемы и входом PWM-сигнала в устройство был по возможности короче. Рекомендуется также с целью исключения любого «звона» включить в эту цепь резистор сопротивлением 1 кОм и расположить его как можно ближе к микросхеме.

Чтобы предотвратить ложные запуски и отключения компаратора (из-за шумов и выбросов в питающем напряжении и общем проводе и др.) рекомендуется в схемах повышающего и SEPIC-преобразователей между выводом OVP и общим проводом подключить конденсатор емкостью 1–10 нФ. Хотя он будет несколько замедлять работу схемы защиты

от бросков напряжения, это не должно повлиять на общую производительность преобразователей, так как большая выходная емкость ограничивает скорость нарастания выходного напряжения.

В заключение отметим, что во избежание превышения допустимого значения тока выходного резистора R_S во время коротких замыканий должна быть правильно выбрана его допустимая мощность. В этом случае максимальная рассеиваемая в резисторе мощность определяется так:

$$P_{SC} = I_{SAT}^2 \times R_S = 11 \text{ Вт.}$$

Из справочных данных для резистора сопротивлением 1,24 Ом (это номинал резистора R_S) выбирается его мощность 0,25 Вт. При этом при импульсе тока длительностью 1 мс рассеиваемая мощность на резисторе не превышает 11 Вт. Так как общее время короткого замыкания равно примерно 350 нс, такой резистор с запасом справляется с превышением тока. ●

Литература

1. AN9911. Switch-mode LED Driver IC with High Current Accuracy. Angstrom.
2. Коллман Р. Эффективное управление питанием светодиодов // Электронные компоненты. 2008. № 3.
3. Иоффе Д. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC // Компоненты и технологии. 2006. № 9.
4. FDS3692. N-Channel PowerTrench MOSFET. Fairchild Semiconductor.