

Микросхема AN9961 —

контроллер управления питанием светодиодов

с прецизионным регулированием по среднему току

Компания «Ангстрем» в прошедшем году освоила производственный выпуск серии микросхем-контроллеров, на базе которых строятся преобразователи высокого постоянного или сетевого переменного напряжения в ток питания светодиодов.

К таким контроллерам обычно предъявляются следующие требования:

- обеспечение стабильного выходного тока (тока, протекающего через светодиоды);
- минимальная зависимость выходного тока от питающего напряжения и количества последовательно включенных светодиодов;
- достаточно большое время наработки на отказ (не менее 50 000 ч);
- функционирование в широком диапазоне температур (–55...+70 °С);
- отсутствие пульсаций сетевой частоты;
- электромагнитная совместимость (минимальный уровень излучаемых помех и помех, генерируемых в питающую сеть);
- приемлемая цена и др.

В схемотехнике питания светодиодов существует несколько тенденций. Первая из них (сейчас уже устаревшая) базируется на преобразователях без корректора коэффициента (фактора) мощности (Power Factor Correction, PFC). Такие схемы характеризуются простотой построения и низкой ценой, однако не обеспечивают высокую экономичность источника питания и не удовлетворяют требованиям по их электромагнитной совместимости.

Другая тенденция — использование двухкаскадных классических схем преобразователя-стабилизатора с корректором коэффициента мощности (ККМ). Такие схемы обеспечивают достаточно высокую экономичность источника питания, рассчитаны на широкий диапазон питающих напряжений и имеют низкий уровень низкочастотных пульсаций на выходе, однако относительно дороги.

Напомним читателю, что коэффициент мощности определяет количество активной энергии, передаваемой потребителю от источника. Понятно, что коэффициент мощности должен быть близок к единице, а для этого необходимо, чтобы из питающей сети по-

треблялся ток, совпадающий по форме и фазе с напряжением сети. Поскольку современные системы вторичного электропитания — это импульсные устройства, они в значительной степени искажают гармонический состав тока. Поэтому основная задача ККМ — улучшение его состава.

Коэффициент мощности численно равен отношению потребляемой устройством активной мощности, расходуемой на совершение полезной работы, к полной мощности — геометрической сумме активной и реактивной мощностей. Как правило, если нагрузка индуктивная, то параллельно ей включается конденсатор, если емкостная — последовательно включается катушка индуктивности (дроссель). Их называют пассивными элементами коррекции. Наряду с ними в современных схемах питания встречается встроенный электронный корректор мощности, выполняющий функции активной коррекции.

Третья тенденция — применение однокаскадных схем, совмещенных с ККМ. Их цена и габариты существенно ниже, чем у предыдущего решения, однако коэффициент коррекции мощности несколько ниже. Кроме того, в таких схемах достаточно высок уровень низкочастотных пульсаций на выходе, который, однако, может быть уменьшен увеличением емкости выходного конденсатора.

Рассматриваемая в статье микросхема AN9961 [1] может использоваться в любой из вышеописанных концепций, поскольку поддерживает линейное и ШИМ-диммирование (регулирование электрической мощности нагрузки с целью регулировки яркости свечения ламп и светодиодов).

Микросхема AN9961 — контроллер управления питанием светодиодов в режиме среднего тока — предназначена для использования в DC/DC- или AC/DC-источниках питания светодиодов, в схемах светодиодной подсветки ЖК-дисплеев, табличек и знаков, в устройствах архитектурной и декоративной подсветки и уличного освещения.

В отличие от предшественников — выпущенных ранее микросхем AN9910/10B [2] —

в этой микросхеме используется совершенно иной способ стабилизации выходного тока. Она производится контролем не пикового тока в нагрузке, а среднего тока, что значительно повышает точность стабилизации выходного тока в линейке светодиодов без какой-либо необходимости в цепях компенсации и обратных связях. Стабильность выходного тока составляет $\pm 3\%$.

С целью защиты от короткого замыкания на выходе микросхема оснащена компаратором ограничения тока, работающим в так называемом «икающем» режиме, т. е. микросхема периодически тестирует выходные цепи на отсутствие короткого замыкания и, когда обнаруживает его отсутствие, включается в нормальный режим.

AN9961 может работать в широком диапазоне входных напряжений от +8 до +450 В.

Микросхема полностью совместима по цоколевке с AN9910/10B, поэтому с целью повышения точности регулировки выходного тока ее можно использовать один к одному для их замены.

Так же, как и в микросхемах AN9910/10B, в AN9961 имеется встроенный регулятор напряжения 7,5 В и возможность линейного и ШИМ-димминга.

Структурная схема AN9961 приведена на рис. 1, расположение ее выводов в корпусах двух типов — на рис. 2, а назначение выводов — в таблице.

Управление пиковым током (как это делается в микросхемах AN9910/10B) в понижающем преобразователе является наиболее экономичным и простым способом регулирования его выходного тока. Однако такой способ не обеспечивает точность регулирования из-за так называемой ошибки, вносимой пульсациями тока в выходной катушке индуктивности, и задержки распространения тока на считывающий вход внутреннего компаратора.

Полный ток, протекающий через катушку индуктивности, в понижающем преобразователе сложно зарегистрировать, так как управляющий переключатель (мощный ключевой транзистор) находится в проводящем состоянии только

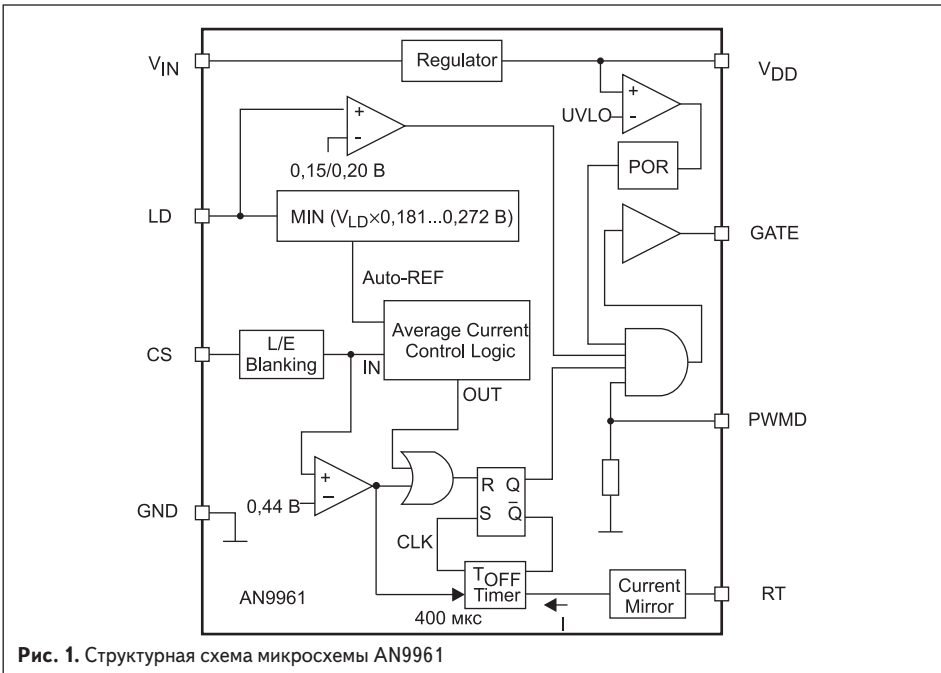


Рис. 1. Структурная схема микросхемы AN9961

Таблица. Назначение выводов микросхемы AN9961

Номер вывода		Обозначение вывода	Описание
Для корпуса 8-Lead SOIC	Для корпуса 16-Lead SOIC		
1	1	V _{IN}	Вход линейного регулятора.
2	4	CS	Вход считывания тока полевого транзистора посредством внешнего резистора обратной связи.
3	5	GND	Общий (корпус).
4	8	GATE	Выход сигнала для его подачи на затвор p-канального полевого транзистора.
5	9	PWMD	Вход управления ШИМ-диммигом. Когда вывод замкнут на корпус, драйвер выключен, в противном случае включен.
6	12	V _{DD}	Вывод источника питания внутренних цепей – выход встроенного регулятора напряжения. Должен быть подключен к корпусу через конденсатор емкостью не менее 0,1 мкФ.
7	13	LD	Вход установки порога чувствительности тока.
8	14	RT	Вход программирования времени отключения затвора транзистора посредством подключенного к нему резистора.
-	2, 3, 6, 7, 10, 11, 15, 16	NC	Не подключены.

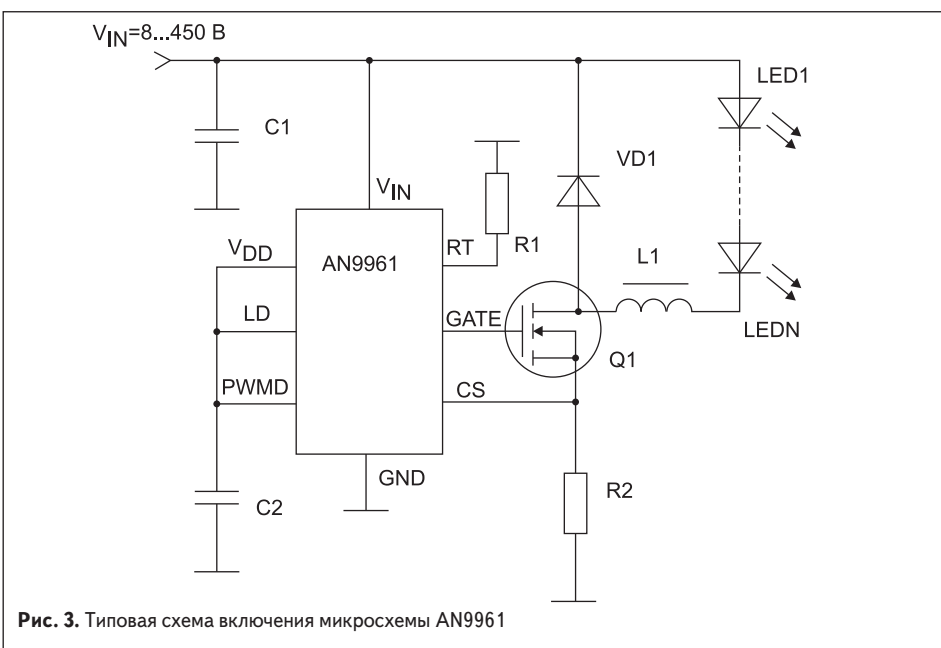


Рис. 3. Типовая схема включения микросхемы AN9961

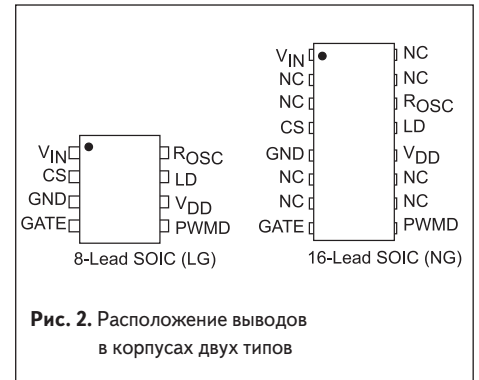


Рис. 2. Расположение выводов в корпусах двух типов

в течение небольших временных интервалов. В то время как пиковый ток в переключателе зарегистрировать достаточно просто, управление средним током, протекающим через катушку индуктивности, как правило, реализуется сигналом обнаружения, зависящим от входного напряжения V_{IN}. Это практически для относительно низких входных напряжений V_{IN}, но данный тип управления средним током может стать избыточно сложным и дорогим при высоковольтных напряжениях.

AN9961 использует схему управления, с помощью которой достигается быстрое и очень точное управление средним током противоиндукции посредством считывания только переключающего тока. При этом не требуется никакой компенсации токовой петли управления, а ток через светодиоды независим от изменения индуктивности катушки, частоты переключения и выходного напряжения. Необходимо отметить, что, в отличие от микросхем AN9910/10B, здесь не поддерживается режим работы преобразователя с постоянной частотой.

Типовая схема включения AN9961 приведена на рис. 3.

Резистор R1, включенный между выводом RT микросхемы и общим проводом, определяет время выключения затвора переключающего полевого транзистора Q1 (MOSFET) преобразователя. Это время в микросекундах определяется по формуле:

$$T_{OFF} = R1/25 + 0,3,$$

где величина сопротивления R1 может лежать в диапазоне 30–1000 кОм.

Транзисторный ток протекает через резистор обратной связи R2 (резистор датчика), усредняется, и полученное напряжение подается через вывод CS на компаратор микросхемы. Так образуется не требующая никакой компенсации обратная связь, работающая в режиме быстрой разомкнутой цепи. Выходной ток зависит от номинала резистора R2 и определяется по формуле:

$$I_{LED} = 0,272 V_{LD}/R2,$$

где напряжение на выводе LD микросхемы V_{LD} ≥ 1,5 В. Если это напряжение меньше 1,5 В, то I_{LED} = 0,181 V_{LD}/R2.

Хорошей практикой является конструирование катушки индуктивности таким образом, чтобы пульсации переключающего тока в ней

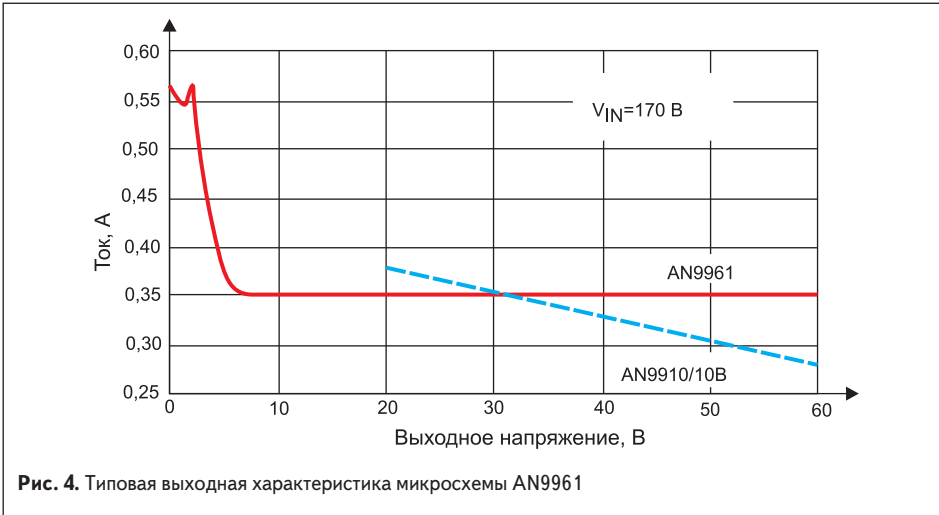


Рис. 4. Типовая выходная характеристика микросхемы AN9961

составляли 30–40% от среднего значения тока. Отсюда рекомендуемая индуктивность может быть рассчитана как

$$L_0 = (V_{0\text{MAX}} \times T_{\text{OFF}}) / 0,4 \times I_0,$$

где $V_{0\text{MAX}}$ — максимальный размах пульсаций; T_{OFF} — время выключения вентиля преобразователя; I_0 — среднее значение тока.

Диапазон изменения скважности циклического режима управления током обратной связи ограничен до $D \leq 0,75$. Уменьшение тока через светодиоды может произойти, когда выходное напряжение V_0 превышает 75% входного напряжения V_{IN} . Понижение выходного напряжения V_0 ниже значения $V_{0\text{MIN}} = V_{\text{IN}} \times D_{\text{MIN}}$, где $D_{\text{MIN}} = 1 \text{ мкс} / (T_{\text{OFF}} + 1 \text{ мкс})$, может закончиться потерей регулирования тока через светодиоды. Это условие, впрочем, вызывает неизбежное увеличение тока и может даже привести к отключению компаратора как при коротком замыкании.

Типовая выходная характеристика AN9961 при входном напряжении $V_{\text{IN}} = +170 \text{ В}$ показана на рис. 4. На этом же рисунке для сравнения пунктиром показана характеристика микросхем AN9910/10B.

На рисунке наглядно видно, что величина тока через светодиоды для микросхемы AN9961 практически не меняется в широком диапазоне выходного напряжения.

Компаратор защиты от короткого замыкания срабатывает, когда через транзистор Q1 протекает чрезмерно большой ток, и напряжение на выводе CS микросхемы превысит 0,44 В. Когда это происходит, то на выводе GATE микросхемы генерируется циклический сигнал, препятствующий насыщению транзистора. Микросхема переходит в «икающий» режим, о котором было сказано выше.

Типовая форма тока короткого замыкания показана на рис. 5. На нем видно, что передний фронт импульсов на выводе CS имеет небольшую задержку, чтобы предотвратить ошибочный запуск по цепи обратной связи.

В микросхеме предусмотрена функция диммирования [3], которая дает возможность плавно изменять значения тока, протекающего через светодиоды. Это, в свою очередь, изменяет излучаемый ими световой поток.

Применительно к уличным светодиодным светильникам диммирование позволяет реализовать ряд энергосберегающих функций, например регулирование уровня свечения в зависимости от естественной освещенности или от времени суток.

Микросхема позволяет использовать как линейное, так и ШИМ-диммирование. В первом случае ток, протекающий через светодиоды, изменяется пропорционально изменению управляющего напряжения. При ШИМ-диммировании на светодиод подается не постоянный, а импульсно-модулированный ток с частотой модуляции, достигающей нескольких килогерц, причем ширина импульсов и пауз между ними варьируется в зависимости от необходимой яркости свечения светодиодов. При этом достигается визуальное изменение яркости их свечения.

При линейном диммировании возникают некоторые проблемы со светодиодами. Во-первых, у них существует оптимальный режим максимальной светоотдачи, отклонение от которого приводит к снижению эффективности их работы. Во-вторых, при изменении значения тока у белых светодиодов наблюдается изменение оттенка свечения.

Вот почему для светодиодных светильников ШИМ-диммирование предпочтительнее. Как

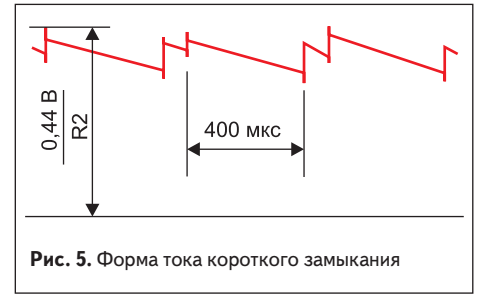


Рис. 5. Форма тока короткого замыкания

уже было сказано, светодиодные лампы или ленты питают импульсами тока, амплитуда которых создает их оптимальное значение. Ширина импульсов варьируется, и при этом меняется яркость свечения. Частота импульсов может достигать 300 кГц, так что мерцание светодиодов не ощущается. ШИМ-диммирование практически не влияет на срок службы светодиодов.

При использовании диммирования в случае, когда напряжение на выводе LD микросхемы не превышает 1,5 В, включается цепь обратной связи, и внутреннее опорное напряжение становится равным $0,181 V_{\text{LD}}$. Пока ток в катушке индуктивности остается непрерывным, ток, протекающий через светодиоды, задан приведенным выше уравнением: $I_{\text{LED}} = 0,181 V_{\text{LD}} / R2$, однако, когда напряжение V_{LD} падает ниже 150 мВ, сигнал на выходе микросхемы (на выводе GATE) выключается. Он восстанавливается, когда напряжение V_{LD} превысит 200 мВ.

Типовая характеристика линейного диммирования для AN9961 приведена на рис. 6.

В микросхеме имеется встроенный регулятор напряжения, который вне зависимости от величины входного напряжения V_{IN} сохраняет на выводе V_{DD} микросхемы стабилизированное напряжение 7,5 В. Это напряжение может быть использовано для питания внутренних узлов микросхемы и подключенных к ней внешних цепей.

Величина постоянного входного напряжения V_{IN} ограничивается рассеиваемой мощностью в корпусе микросхемы. Например, когда входной ток $I_{\text{IN}} = 2 \text{ мА}$ и используется микросхема

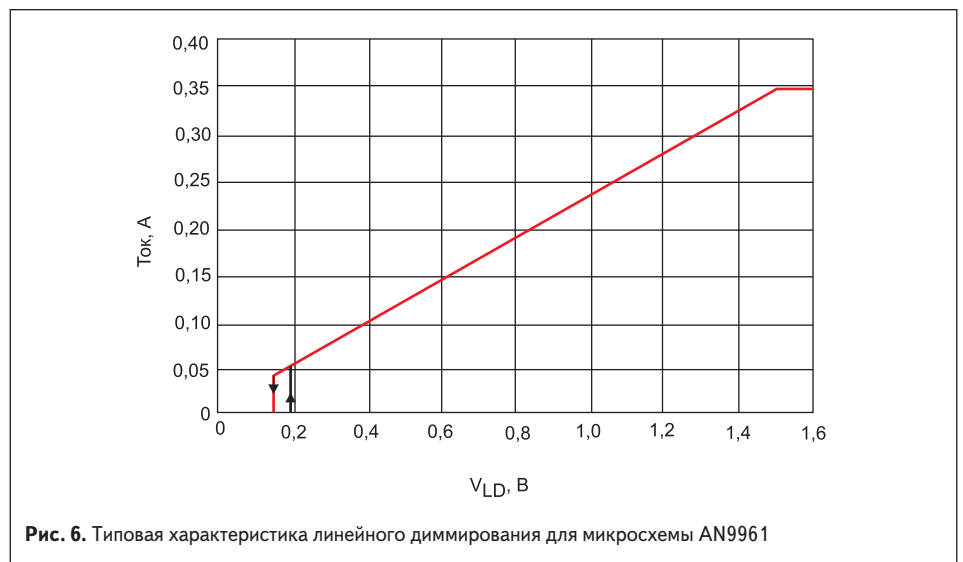
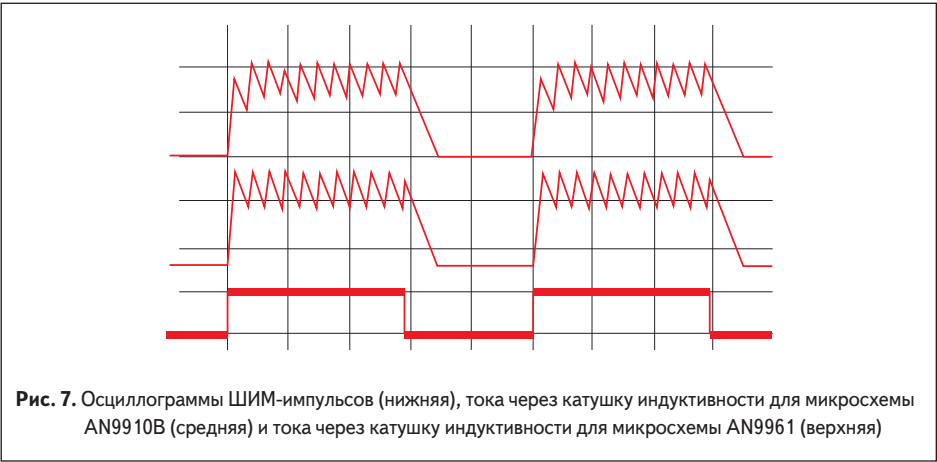


Рис. 6. Типовая характеристика линейного диммирования для микросхемы AN9961



в корпусе 8-Lead SOIC, то максимальное входное напряжение ограничено величиной:

$$V_{INMAX} = (T_{JMAX} - T_A) / R_{\theta} \times I_{IN},$$

где T_{JMAX} — максимальная рабочая температура перехода, равная +125 °C; T_A — температура окружающей среды, принятая равной +25 °C; R_{θ} — тепловое сопротивление перехода, равное +128 °C/Вт. Расчеты показывают, что при этом $V_{INMAX} = 390$ В.

Когда требуется работа микросхемы от более высокого напряжения, на входе может быть добавлен шунтирующий ре-

зистор или стабилитрон. Для приведенного примера использование 100-вольтового стабилитрона позволяет увеличить входное напряжение до 490 В.

Входной ток (мА) можно рассчитать по формуле:

$$I_{IN} \approx 1 + Q_G \times f_S,$$

где Q_G — заряд, накопленный в затворе полевого транзистора (берется в справочных данных производителя), f_S — частота переключения.

Выход микросхемы (GATE) используется для управления полевым транзистором.

Рекомендовано, чтобы заряд Q_G был менее 25 нКл для частот переключения ≤ 100 кГц и менее 15 нКл для частот > 100 кГц.

Производительность ШИМ-диммирования AN9961 почти совпадает с таковой для микросхем AN9910/10B. На рис. 7 показаны осциллограммы ШИМ-импульсов (нижняя), тока через катушку индуктивности для AN9910B (средняя) и тока через катушку индуктивности для AN9961 (верхняя).

Фронты импульсов тока в катушке индуктивности затянuty из-за ограничения скорости его нарастания и спада. Первый цикл переключения прекращается по достижении уровня 272 мВ (0,181 V_{LD}) на выводе CS. В дальнейшем после трех-четырех циклов переключения схема достигает стабильного состояния независимо от частоты переключения.

Литература

1. AN9961 LED Driver with Average-Mode Constant Current Control. Datasheet and application note.
2. Шермет К., Евстифеев А., Таболкин А. Микросхемы «Ангстрем» для построения LED-драйверов // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 5.
3. Щерба А. DC/DC-преобразователи компании Monolithic Power Systems для питания мощных белых светодиодов // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 1.