

Изолированный драйвер светодиодов постоянного тока

Преимущества

- ▶ Регулирование постоянного тока в режиме разрывных токов
- ▶ $\pm 3\%$ точность тока светодиода
- ▶ Нечувствительность к разбросу параметров окружающих компонентов и к паразитным влияниям
- ▶ Регулирование тока со стороны первичной обмотки
- ▶ Защита от разрыва цепи на выходе
- ▶ Защита от короткого замыкания на выходе
- ▶ Блокировка при пониженном напряжении на входе
- ▶ Регулирование / включение ШИМ
- ▶ Универсальные требования к входному напряжению от 80 до 264 В переменного тока
- ▶ Работа в режиме фиксированной частоты

Область применения

- ▶ Осветительные лампы малой мощности

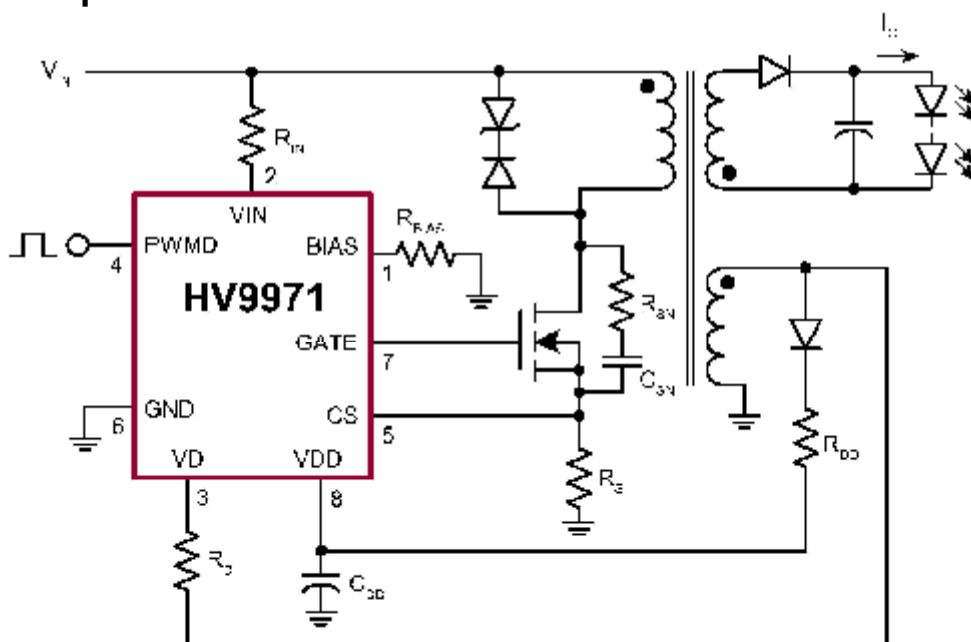
Общие свойства

HV9971 – это микросхема с регулированием по первичной обмотке обратноходовым драйвером в режиме разрывных токов (DCM). Данная микросхема оптимизирована для работы с постоянной частотой переключения 100 кГц при полной нагрузке в универсальном диапазоне входного напряжения – от 80 до 264 В переменного тока. Она обеспечивает высокую стабилизацию тока светодиода в пределах 3% и точное регулирование выходного тока. Запатентованная схема регулирования выходного тока со стороны первичной обмотки, предусмотренная в HV9971, обеспечивает нечувствительность выходного тока к разбросу параметров большинства окружающих ее компонентов и к паразитным влияниям, и не требует наличия оптронной цепи обратной связи.

Драйвер светодиодов HV9971 полностью защищен от разрыва цепи на выходе, короткого замыкания на выходе и пониженного напряжения на входе. В нем также предусмотрен логический вход для регулирования тока светодиода посредством ШИМ импульсов.

HV9971 идеально подходит для светодиодов высокой яркости в осветительных лампах малой мощности, например, в светодиодных лампах для замены ламп накаливания.

Типовая схема применения



Информация для заказа

	Варианты упаковки
Микросхема	8-ми выводной корпус типа SO Корпус: 4,90x3,90 мм, высота (макс.) 1,75 мм, шаг выводов 1,27 мм
HV9971	HV9971LG-G
- G указывает на то, что корпус соответствует требованиям RoHS (экологически чистый корпус)	



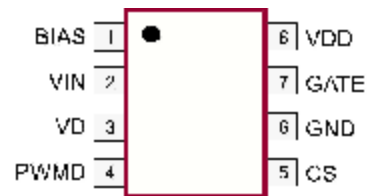
Абсолютные максимальные величины*

Параметр	Величина
Ток VIN, VD, BIAS	±5,0 мА
Напряжение VDD	От -0,3 В до V _{ШУНТ.}
Ток VDD	10 мА
Напряжение GATE	От -0,3В до V _{DD} +0,3 В
Напряжение CS, PWMD	От -0,3 В до 6,0 В
Продолжительная мощность рассеяния (T _A = +25°C) (ухудшение характеристик 6,3 мВт/°C выше +25°C)	630 мВт
Температура перехода	+150°C
Диапазон температуры хранения	-65°C до +150°C

* Все величины напряжения указаны по отношению к выводу GND.

Работа с параметрами, выходящими за пределы величин, которые указаны в таблице «Абсолютные максимальные величины», может привести к необратимому повреждению микросхемы. Эти условия являются максимальными, поэтому эксплуатация микросхемы в любых других условиях, которые выходят за пределы допустимых по спецификациям условий, не предполагается. Работа при абсолютных максимальных величинах в течение длительного периода времени может негативно повлиять на уровень надежности микросхемы.

Конфигурация выводов



8-ми выводной корпус типа SO (LG)

Маркировка продукта



Y = последняя цифра года выпуска
WW = неделя выпуска
L = номер партии
— = Экологически чистая упаковка

На корпусе может присутствовать/отсутствовать следующая маркировка: Si или

8-ми выводной корпус типа SO (LG)

Электрические характеристики

(Если не указано иное, характеристики действительны для условий T_A = 25°C, V_{DD} = 10 В, I_{IN} = 200 мА, C_{GATE} = 750 пФ, BIAS разомкнут).

Символ	Описание	Мин.	Типич.	Макс.	Ед. изм.	Условия
Питание (VDD)						
V _{DD}	Шунтирующее напряжение	*	10,5	11,0	11,5	В ---
V _{DD, START}	Пусковое напряжение	*	9,95	10,50	11,45	В Повышение V _{DD}
V _{DD, STOP}	Порог пониженного напряжения	*	6,65	7,00	7,70	В Понижение V _{DD}
I _{DDQ}	Питающий ток холостого хода	-	-	-	1,0	мА Затвор разомкнут
I _{DDQ(START)}	Пусковой ток	*	-	-	65	μА V _{DD} = 10V

Примечания:

* Характеристики, действительные для всего диапазона температуры окружающей среды: -40°C < T_A < +125°C.

† Гарантированные расчетные параметры.

Электрические характеристики

Символ	Описание	Мин.	Типич.	Макс.	Ед. изм.	Условия
Входы прямой связи (VD, VIN) и генератор						
I _{IN}	Диапазон рабочего тока	*	0	-	1000	μА ---

I_D	Диапазон рабочего тока	*	0	-	1000	μA	---
$\Delta Q_{IN(MAX)}$	Входная амплитуда заряда V_{IN}	*†	-	-	460	пКл	$I_{IN} = 400 \mu A, I_D = 0$
K_{Osc}	Коэффициент генератора	*†	0,32	0,33	0,34	-	---
V_D	Напряжение V_D	*	2,406	2,440	2,474	мВ	---
$F_{S(START)}$	Пусковая частота	-	-	10	-	кГц	---

Генератор тока подмагничивания (BIAS)

V_{BIAS}	Выходное напряжение	*	1198	1220	1242	мВ	
------------	---------------------	---	------	------	------	----	--

Выход GATE

T_{RISE}	Время нарастания на выходе GATE	-	-	40	75	нс	---
T_{FALL}	Время затухания на выходе GATE	-	-	20	40	нс	---

Токоувствительный компаратор

$V_{CS(TH)}$	Порог срабатывания CS	*	1198	1220	1242	мВ	---
T_{DELAY}	Задержка на прохождение CS к GATE	*	-	-	100	нс	$(V_{CS} - V_{CS(TH)}) = 20 \text{ мВ}$
T_{BLANK}	Задержка гашения переднего фронта	*	200	300	400	нс	---

Компаратор блокировки пониженного напряжения V_{IN}

$I_{IN(UVLO)}$	Пороговый ток пониженного напряжения V_{IN}	-	80	-	101	μA	Понижение V_{IN}
$\Delta I_{IN(UVLO)}$	Гистерезис блокировки пониженного напряжения V_{DD}	-	-	15	-	μA	Повышение V_{IN}

Защита от разрыва цепи

$I_{D(OV)}$	Порог разрыва цепи на выходе	-	133	-	147	μA	
-------------	------------------------------	---	-----	---	-----	---------	--

Ослабление ШИМ

$V_{PWMD,HI}$	Входное высокое напряжение PWMD	*	2,0	-	-	В	---
$V_{PWMD,LO}$	Входное низкое напряжение PWMD	*	-	-	0,8	В	---

Эффективное токоувствительное опорное напряжение

E_{EFF}	Эффективное опорное напряжение	-	195,5	-	207,6	мВ	$I_{IN} = 170 \mu A, I_D = 120 \mu A$, см. Примечание 1.
$\frac{\Delta V_{EFF}}{V_{EFF}}$	I_{IN}, I_D регулирование величины V_{EFF}	†	-	3,0	-	%	$110 \mu A \leq I_{IN} \leq 350 \mu A, 40 \mu A \leq I_D \leq 120 \mu A$

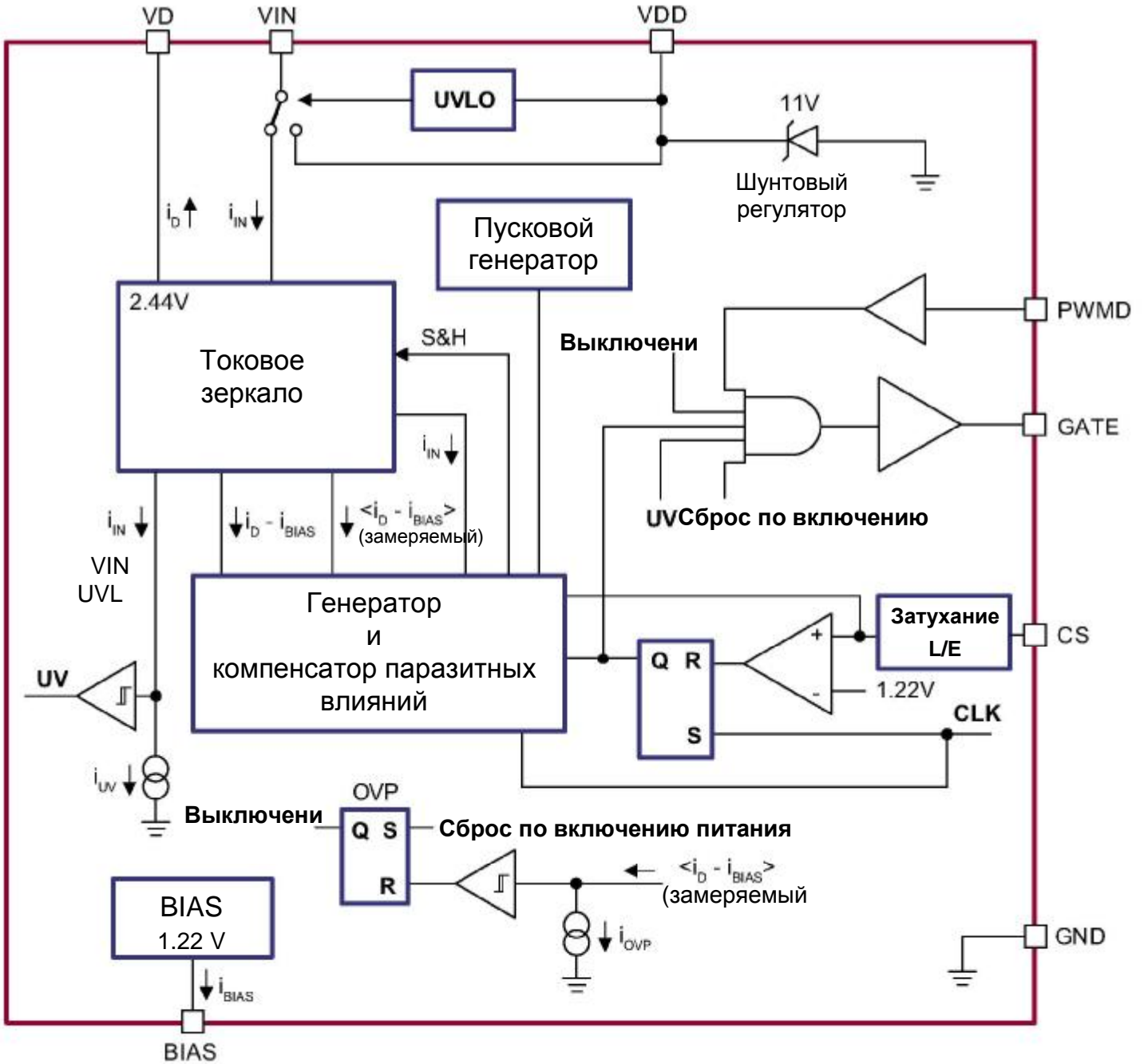
Примечания:

* Характеристики, действительные для всего диапазона температуры окружающей среды: $-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$.

† Гарантированные расчетные параметры.

1. Эффективная величина выходного тока $V_{EFF} = 0,5 \cdot V_{CS} \cdot K_{Osc}$. Эта величина подходит для результата, полученного из $V_{CS} \cdot K_{Osc}$.

Функциональная блок-схема



Функциональное описание

Топология мощности и метод управления

Микросхема HV9971 обеспечивает регулирование постоянного тока на выходе обратноходового преобразователя в режиме разрывных токов (DCM). Хотя микросхема и может применяться и в других областях, она оптимизирована для работы в универсальном диапазоне входных напряжений от 85 до 264 В переменного тока. HV9971 – это микросхема с полностью интегрированным контроллером пикового тока PWM. Она не требует наличия оптронной цепи обратной связи, и обладает защитой от разрыва цепи, короткого замыкания на выходе, и пониженного напряжения на входе. Запатентованная схема регулирования обеспечивает точное управление выходным током на стороне первого контура, при этом ток не чувствителен к большинству паразитных влияний в контуре, разбросу параметров окружающих ее компонентов и перепадам выходного напряжения.

Выходной ток обратноходового преобразователя HV9971 можно выразить следующей формулой:

$$I_O = \frac{I_{PK} \cdot n \cdot K_{Osc}}{2} \quad (1)$$

Где $K_{Osc} = 0,33$ – это коэффициент генератора, n – отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки строчного трансформатора, и где I_{PK} – это пик тока первичной обмотки, определяемый по формуле:

$$I_{PK} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} \quad (2)$$

Параметр (2) $V_{CS(TH)}$ является опорным напряжением токочувствительного компаратора на CS, а R_S является токочувствительным сопротивлением.

Сочетая (1) и (2), можно вывести выходной ток в виде:

$$I_O = \frac{V_{CS(TH)} \cdot n \cdot K_{Osc}}{2 \cdot R_S} = \frac{n \cdot V_{EFF}}{R_S} \quad (3)$$

Эффективное опорное напряжение $V_{EFF} = 202$ мВ. Соответственно, требуемый ток светодиодов программируется всего лишь выбором токочувствительного резистора по формуле:

$$R_S = \frac{n \cdot V_{EFF}}{I_O} \quad (4)$$

Следует учитывать, что выходной ток драйвера светодиодов HV9971 не зависит от входного и выходного напряжения, частоты переключения и индуктивности трансформатора.

Частоту переключения при заданном выходном напряжении V_O можно определить по формуле:

$$F_S = \frac{n \cdot (V_O + V_F) \cdot K_{Osc}}{L_m \cdot I_{PK}} = \frac{V_{OR} \cdot K_{Osc}}{L_m \cdot I_{PK}} \quad (5)$$

где:

$$V_{OR} = n \cdot (V_O + V_F) \quad (6)$$

В уравнении (5) L_m – это индуктивность намагничивания первичной обмотки трансформатора, а V_F – это падение прямого напряжения на выходном выпрямляющем диоде. (Следует иметь в виду, что частота переключения не является функцией внутренних синхронизирующих компонентов микросхемы HV9971 и не является абсолютной величиной R_{IN} и R_D).

Правильный выбор макс. частоты переключения $F_{S(MAX)}$ при полной нагрузке в сочетании с максимальной величиной $V_{OR(MAX)}$ является важным условием для правильной работы микросхемы HV9971. Насыщение линейного изменения контура генератора может происходить, когда превышаете макс. амплитуда заряда $\Delta Q_{IN(MAX)} = 400$ пКл при V_{IN} . Соответственно, компоненты контура необходимо выбирать так, чтобы:

$$\Delta Q_{IN} = \frac{V_{IN} \cdot T_{ON}}{R_{IN}} \leq \Delta Q_{IN(MAX)} \quad (7)$$

Следует учитывать, что в микросхеме HV9971 предусмотрена защита от неправильной настройки параметров генератора. Если происходит насыщение линейного изменения контура генератора, HV9971 выключается и предпринимает попытку еще раз провести цикл запуска.

Магнитный поток трансформатора определяется в вольт-секундах на обмотке трансформатора в обратномходоном преобразователе в режиме с прерывистой проводимостью:

$$V_{IN} \cdot T_{ON} \approx L_M \cdot I_{PK} \quad (8)$$

Соответственно, амплитуда заряда ΔQ_{IN} изменяется только при разбросе параметров окружающих компонентов и наличии паразитных влияний в контуре, и является одинаковой для всех рабочих условий V_{IN} и V_O . Если сравнить уравнения (5), (7) и (8), а также учесть допуски для L_m , R_S и $V_{CS(TH)}$, получаем следующий критерий расчета:

$$\frac{V_{OR(MAX)} \cdot K_{Osc(MAX)} \cdot L_{m(MAX)} \cdot V_{CS(TH)MAX} \cdot R_{S(MAX)}}{F_{S(MAX)} \cdot R_{IN(MIN)} \cdot L_{m(MIN)} \cdot V_{CS(TH)MIN} \cdot R_{S(MIN)}} \leq \Delta Q_{IN(MAX)} \quad (9)$$

В уравнении (9) содержится условие выбора соответствующего отношения $V_{OR(max)}/F_{S(MAX)}$, гарантирующего $\Delta Q_{IN} \leq Q_{IN(MAX)}$. Выбор резистора R_{IN} диктуется требуемыми порогами защиты от пониженного напряжения на входе (UV) и повышенного напряжения на выходе (OV). Рекомендуемая для выбора величина $R_{IN} = 1\text{M}\Omega$ инициирует выключение по пониженному напряжению (UV) при $V_{IN} < 90$ В в универсальном диапазоне входных напряжений 85-265 В пер. тока, и выключение OV при $V_{OR} > 140$ В. Для примера можно предположить допуски величин L_m и R_S как $\pm 10\%$ и $\pm 1\%$, соответственно. Также ограничим частоту переключения до $F_{S(MAX)} = 130$ кГц.

При этих предположениях уравнение (9) позволяет получить $V_{OR(MAX)} \leq 120$ В. (При этом следует учитывать, что функционирование драйвера светодиодов HV9971 при $V_{OR} > 120$ В не приводит к превышению величины ΔQ_{IN} , поскольку частота переключения F_S пропорциональна величине V_{OR} .)

В вышеуказанном примере представлено полное преимущество имеющегося динамического входного диапазона V_{IN} , при котором, соответственно, достигается наиболее точное регулирование светодиодного тока. По этой причине мы возьмем $V_{OR(MAX)} = 120$ В и $F_{S(MAX)} = 130$ кГц в следующих уравнениях в качестве рекомендуемых расчетных входных величин. Учитывая, что отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки определяется простым уравнением:

$$n = \frac{V_{OR(MAX)}}{(V_{O(MAX)} + V_F)} = \frac{120V}{(V_{O(MAX)} + V_F)} \quad (10)$$

Макс. индуктивность намагничивания первичной обмотки $L_{m(MAX)}$ достигается при сравнении уравнений (2), (7) и (8):

$$L_{m(MAX)} = \frac{\Delta Q_{IN(MAX)} \cdot R_{IN(MIN)} \cdot R_{S(MIN)}}{V_{CS(TH)MAX}} \quad (11)$$

Если предположить, что допуск на индуктивность первичной обмотки составляет $\pm 10\%$, номинальная величина L_m определяется простым уравнением:

$$L_m = \frac{L_{m(MAX)}}{1.1} \quad (12)$$

Выбор макс. индуктивности намагничивания по формуле (11) позволяет гарантировать режим с прерывистой проводимостью во всем рабочем диапазоне входного напряжения при надлежащем выборе порогов пониженного напряжения на входе и повышенного напряжения на выходе. (См. ниже «Защита от пониженного напряжения на входе» и «Защита от разрыва цепи и короткого замыкания на выходе».)

Ввиду наличия индуктивности рассеяния L_{LK} , на первичной обмотке трансформатора происходит всплеск напряжения. Хотя микросхема HV9971 и устраняет влияние индуктивности рассеяния на светодиодный ток, продолжительность этого всплеска должна быть минимальной для достижения наилучших результатов. Время t_{LK} – это время всплеска рассеяния, определяемое следующим образом:

$$t_{LK} = \frac{L_{LK} \cdot I_{PK}}{V_Z - n \cdot (V_{O(MAX)} + V_F)} \quad (13)$$

Здесь L_{LK} является индуктивностью рассеяния первичной обмотки, а V_Z – напряжение уровня фиксации питания стабилитрона. Следовательно, величина напряжения уровня фиксации питания стабилитрона V_Z должна быть выбрана значительно большей, чем $n \cdot (V_{O(MAX)} + V_F)$. V_Z также должна превышать порог защиты от разрыва цепи.

Питание микросхемы HV9971 осуществляется от внутреннего шунтового регулятора, замыкающего VDD при $V_{DD(REG)} = 11$ В. Микросхема отключается,

когда напряжение на VDD падает ниже $V_{DD(UV)} = 7,0$ В. В установившемся режиме работы питание микросхемы подается от вспомогательной обмотки вольтодобавки через балластный резистор R_{DD} . Необходимо тщательно подбирать отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки n_{AUX} и величину R_{DD} , чтобы обеспечить функционирование во всем диапазоне входного и выходного напряжения при минимальном рассеянии мощности в R_{DD} . Следует учитывать, что полярность вспомогательной обмотки противоположна полярности вторичной обмотки, поэтому напряжение вспомогательной обмотки является положительным во время включенного состояния. В следующих формулах представлены оптимальные величины для n_{AUX} и R_{DD} при заданном диапазоне выходного напряжения $V_{O(MIN)}$, $V_{O(MAX)}$ и диапазоне входного напряжения $V_{IN(MIN)}$, $V_{IN(MAX)}$:

$$n_{AUX} = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{2 \cdot V_{DD(UV)} \cdot V_{IN(MAX)} - V_{IN(MIN)} \cdot V_{DD(REG)}} \quad (14)$$

$$R_{DD} = \frac{\left(\frac{V_{DD(UV)}}{V_{IN(MIN)}} - \frac{V_{DD(REG)}}{V_{IN(MAX)}} \right) \cdot n \cdot (V_{O(MIN)} + V_F) \cdot K_{Osc}}{I_{DDQ} + Q_{GATE} \cdot \frac{(V_{O(MIN)} + V_F)}{(V_{O(MAX)} + V_F)} \cdot F_{S(MAX)}} \quad (15)$$

$$W_{DD} = \frac{\left(\frac{V_{IN(MAX)}}{n_{AUX}} - V_{DD(REG)} \right)^2 \cdot n \cdot (V_{O(MAX)} + V_F) \cdot K_{Osc}}{R_{DD} \cdot V_{IN(MAX)}} \quad (16)$$

где W_{DD} – это рассеяние мощности в R_{DD} , а I_{DDQ} – это собственный потребляемый ток микросхемы HV9971.

Запуск

После подачи питания пер. тока входной ток V_{IN} отводится на фильтрующий конденсатор, подсоединенный на VDD. В этом режиме HV9971 потребляет менее 60 μ A, а ее выход GATE отключен. Если достигается порог $V_{DD} = 10,5$ В при VDD, V_{IN} отключается от VDD, и включается выход GATE. GATE отключается при достижении $V_{CS(TH)} = 1,22$ В на CS. Частота импульсов GATE определяется по контуру генератора или по генератору пусковых импульсов 10 кГц в зависимости от того, чья частота больше.

Фильтрующий конденсатор, подсоединенный на VDD, должен обладать достаточным запасом энергии, чтобы обеспечивать питание микросхему HV9971, пока не появляется необходимое питание от вольтодобавки. Микросхема HV9971 прекращает переключение и предпринимает еще одну попытку зарядки фильтрующего конденсатора, если напряжение на VDD падает ниже 7,0 В.

Хотя резистор R_{IN} предназначен для других целей в процессе работы, его величину нужно подбирать тщательно, чтобы обеспечить необходимый пусковой ток 60 μ A при $V_{IN(MIN)}$.

Компаратор токов

В компараторе пиковых токов применяется внешний токочувствительный резистор R_S для сравнения тока первичной обмотки с опорным напряжением $V_{CS(TH)} = 1,22$ В. Соответствующий пик тока I_{PK} выводится по формуле (2). Если ток в первичной обмотке превышает I_{PK} , компаратор производит сброс триггерной схемы PWM, и подача выходного импульса прекращается. После получения синхронизирующего сигнала от внутреннего контура генератора начинается следующий цикл. Задержка гашения переднего фронта в 300 нс применяется для того, чтобы исключить ложное срабатывание токочувствительного компаратора.

Контур генератора

После окончания цикла запуска входной ток V_{IN} возвращается в цепь токового зеркала для выработки тока i_{IN} согласно следующему уравнению:

$$i_{IN} = \frac{V_{IN} - 1V}{R_{IN}} \approx \frac{V_{IN}}{R_{IN}} \quad (17)$$

Соответственно, входной ток i_D образуется при подсоединении резистора R_D от обмотки вольтодобавки к V_D . При этом, поскольку обычно $n_{AUX} \gg 1$, напряжение V_{AUX} не является пренебрежимо малым в сравнении с напряжением на выводе VD ($V_D = 2,44$ В). Таким образом, ток i_D через резистор R_D можно определить как:

$$i_D = \frac{V_D - V_{AUX}}{R_D} \quad (18)$$

По этому уравнению ток i_D не является прямо пропорциональным V_{AUX} . Ток смещения определяется по следующей формуле:

$$i_{OS} = \frac{V_D}{R_D} \quad (19)$$

Микросхема HV9971 сама устраняет это смещение посредством вычитания тока той же самой величины, что и i_{OS} . Этот корректирующий ток программируется при соединении резистора на вывод BIAS согласно следующей формуле:

$$i_{BIAS} = \frac{V_{BIAS}}{3.5 \cdot i_{OS}} \quad (20)$$

В формуле (20) $V_{BIAS} = V_D/2$ является напряжением на выводе BIAS. При сравнении уравнений (19) и (20) выводится простая формула для расчета R_{BIAS} :

$$R_{BIAS} = \frac{R_D}{7} \quad (21)$$

Результирующий ток $i_{OR} = (i_D - i_{OS})$ представляет собой мгновенное напряжение в обмотке вольтодобавки трансформатора:

$$i_{OR} = \frac{V_D - V_{AUX}}{R_D} - \frac{V_{BIAS}}{3.5 \cdot R_{BIAS}} = -\frac{V_{AUX}}{R_D} \quad (22)$$

Этот ток, измеряемый во время проведения возбуждения вторичной обмотки трансформатора, определяет отраженное выходное напряжение ($V_O + V_F$), где V_F – это падение напряжения на выходном выпрямляющем диоде. Величина R_D должна быть соизмерима с величиной R_{IN} согласно следующему уравнению:

Этот ток, измеряемый во время проведения возбуждения вторичной обмотки трансформатора, определяет отраженное выходное напряжение ($V_O + V_F$), где V_F – это падение напряжения на выходном выпрямляющем диоде. Величина R_D должна быть соизмерима с величиной R_{IN} согласно следующему уравнению:

$$R_D = \frac{R_{IN} \cdot k}{n_{AUX}} \quad (23)$$

В уравнении (23) k является коэффициентом связи между первичной обмоткой и обмоткой вольтодобавки. Этот коэффициент связи можно определить при измерении индуктивности рассеяния $L_{S(AUX)}$ вспомогательной обмотки относительно первичной обмотки и рассчитать по следующей формуле:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{S(AUX)}}{L_{AUX}}} \quad (24)$$

Здесь L_{AUX} – это индуктивность обмотки вольтодобавки. Поскольку величина k обычно очень приближена к 1, в этом случае $k = 1$ можно было бы использовать в качестве первого приближения.

При правильном выборе резистора R_D по формуле (23) контур генератора вырабатывает частоту переключения:

$$F_S = \frac{n \cdot (V_O + V_F) \cdot K_{Osc} \cdot R_S}{L_m \cdot V_{CS(TH)}} \quad (25)$$

Защита от разрыва цепи и короткого замыкания на выходе

Микросхема HV9971 обеспечивает достаточно надежную защиту от разрыва цепи. Если измеряемый ток i_{OR} превышает порог 70 μA , микросхема HV9971 в принудительном режиме проходит еще один цикл включения питания. Соответствующее пороговое выходное напряжение можно рассчитать следующим образом:

$$V_{O(LIM)} = \frac{R_D \cdot n_{AUX}}{n} \cdot 140 \mu A - V_F \quad (26)$$

Возобновление нормальной работы происходит при подключении соответствующей светодиодной нагрузки.

В микросхеме HV9971 предусмотрена защита от короткого замыкания на выходе, поскольку частота переключения прямо пропорциональна выходному напряжению. Кроме того, потери выходного напряжения могут становиться причиной появления недостаточной мощности вольтодобавки на VDD, что приводит к внезапным изменениям режима работы и периодическим попыткам перезапуска.

Защита от пониженного напряжения на входе

Выход GATE микросхемы HV9971 блокируется, когда входной ток на VIN падает ниже 90 μ A. Выход GATE активируется снова, когда ток VIN превышает 104 μ A. Соответствующие пороги пониженного напряжения можно рассчитать следующим образом:

$$V_{IN(STOP)} = R_{IN} \cdot 90\mu A \quad (27)$$

$$V_{IN(START)} = R_{IN} \cdot 104\mu A \quad (28)$$

Вопросы расчета демпферной RC-цепи

Определение величины t_{LK} с помощью формулы (13) значимо для надлежащего функционирования микросхемы HV9971. После отключения переключающего МОП-транзистора, за всплеском напряжения, вызванным индуктивностью рассеяния трансформатора, появляются высокочастотные колебания. Колебания происходят на обмотках трансформатора с периодичностью, равной $2\pi\sqrt{L_{LK} \cdot C_{OSS}}$, где C_{OSS} – это выходная емкость МОП-транзистора. Это возбуждение демпфируется естественным путем при потерях в медных обмотках и сердечнике трансформатора, и затухает во время проведения возбуждения вторичной обмотки. При этом обычно требуется дополнительное демпфирование. При недостаточном демпфировании колебания после всплеска напряжения могут негативно сказаться на точности регулирования выходного тока, а также EMI-характеристиках светодиодного драйвера.

Демпфирование колебаний после всплеска напряжения достигается за счет соединения демпферной цепи (R_{SN} , C_{SN}) на переключающий МОП-транзистору. Выбор величин R_{SN} и C_{SN} производится с целью достижения достаточного демпфирования при одновременном минимально возможном уменьшении потерь мощности в демпферной цепи. Наряду с этим, колебания не должны быть передемпфированы, поскольку это исключит обнаружение t_{LK} .

Рекомендуется выбирать компоненты демпферной цепи по следующей формуле:

$$C_{SN} = C_{OSS} \quad (29)$$

$$R_{SN} = 1.6 \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{SN}}} \quad (30)$$

Следует учитывать, что выходная емкость C_{OSS} является нелинейной функцией напряжения стока. В большинстве таблиц данных указывается величина C_{OSS} при напряжении стока $V_{DS} = 25$ В. Обычно характеристика выходной емкости как функция V_{DS} также указана в таблице данных МОП-транзистора. В формуле (29) необходимо использовать величину C_{OSS} при $V_{DS} = (V_{IN(MIN)} + n \cdot V_{O(MIN)})$, или при наибольшей V_{DS} , указанной в схеме, в зависимости от того, чье напряжение меньше.

Кроме того, следует учитывать, что демпферная RC-цепь должна быть соединена между стоком и истоком МОП-транзистора, а не выведена на землю или по первичной обмотке. В противном случае ток от C_{SN} может стать причиной ложного срабатывания компаратора CS.

Кроме того, следует учитывать, что демпферная RC-цепь должна быть соединена между стоком и истоком МОП-транзистора, а не выведена на землю или по первичной обмотке. В противном случае ток от C_{SN} может стать причиной ложного срабатывания компаратора CS.

Рассеяние мощности в R_{SN} можно определить по следующей формуле:

$$W_{RSN} = C_{SN} \cdot V_{IN(MAX)}^2 \cdot F_{S(MAX)} \quad (31)$$

Вопросы компоновки

Входы сигналов VIN и VD функционируют при относительно низком входном токе в диапазоне от сотен до десятков микроампер. Соответственно, близость переключающего потенциала стока МОП-транзистора может становиться причиной появления тока смещения в VD и VIN, негативно влияющего на нормальную работу микросхемы HV9971. Для правильной компоновки схемы HV9971 необходимо избегать расположения входов VD и VIN вблизи высоковольтного переключающего потенциала.

Резистор R_D должен быть расположен как можно ближе к входу VD. В противном случае длинный след VD может быть чувствителен к шумовой связи, или же может образовывать паразитную емкость относительно земли, которая способна исказить входной сигнал VD.

Пример расчета

В нижеследующем примере представлен расчет светодиодного привода с HV9971 для следующих условий:

1. Вход: $V_{IN(MIN)} = 110$ В, $V_{IN(MAX)} = 375$ В
2. Выход: $V_{O(MIN)} = 6,0$ В, $V_{O(MAX)} = 18$ В, $V_F = 0,7$ В, $I_O = 0,5$ А
3. Макс. частота переключения: $F_{S(MAX)} = 130$ кГц
4. $V_{IN(STOP)} = 90$ В

Расчет:

1. С помощью формулы (27) рассчитайте величину резистора R_{IN} :

$$R_{IN} = \frac{V_{IN(STOP)}}{90\mu A} = 1.0M\Omega$$

2. С помощью формулы (9) рассчитайте $V_{OR(MAX)}$:

$$V_{OR} = \frac{\Delta Q_{IN(MAX)} \cdot F_{S(MAX)} \cdot R_{IN}}{K_{Osc(MAX)}} \cdot 77.6\% = 115V$$

3. С помощью формулы (10) рассчитайте отношение числа витков первичной обмотки к числу витков

вторичной обмотки строчного трансформатора:

$$n = \frac{V_{OR(MAX)}}{(V_{O(MAX)} + V_F)} = \frac{115V}{(V_{O(MAX)} + V_F)} = 6.15$$

4. С помощью формулы (4) рассчитайте величину токоувствительного резистора:

$$R_S = \frac{n \cdot V_{EFF}}{I_O} = 2.48 \Omega$$

5. С помощью формулы (2) рассчитайте величину максимального тока:

$$I_{PK(MAX)} = \frac{V_{CS(TH)MAX}}{R_{S(MIN)}} = \frac{V_{CS(TH)MAX}}{0.99 \cdot R_S} = 0.506 A$$

6. С помощью формулы (11) рассчитайте макс. величину индуктивности намагничивания:

$$L_m = \frac{L_{m(MAX)}}{110\%} = \frac{\Delta Q_{IN(MAX)} \cdot 0.99 R_{IN} \cdot 0.99 R_S}{V_{CS(TH)MAX} \cdot 110\%} = 770 \mu H$$

7. С помощью формулы (14) рассчитайте отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки строчного трансформатора:

$$n_{AUX} = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{2 \cdot V_{DD(UV)} \cdot V_{IN(MAX)} - V_{IN(MIN)} \cdot V_{DD(REG)}} = 8.6$$

8. С помощью формул (21) и (23) рассчитайте величины резисторов R_D , R_{BIAS} :

$$R_D = \frac{R_{IN}}{n_{AUX}} = 116 k\Omega$$

$$R_{BIAS} = \frac{R_D}{7} = 16.6 k\Omega$$

9. С помощью формулы (15) рассчитайте величину резистора R_{DD} :

9. С помощью формулы (15) рассчитайте величину резистора R_{DD} :

$$R_{DD} = \frac{\left(\frac{V_{DD(UV)}}{V_{IN(MIN)}} - \frac{V_{DD(REG)}}{V_{IN(MAX)}} \right) \cdot n \cdot (V_{O(MIN)} + V_F) \cdot K_{Osc(MAX)}}{I_{DDQ} + Q_{GATE} \cdot \frac{(V_{O(MIN)} + V_F)}{(V_{O(MAX)} + V_F)} \cdot F_{S(MAX)}} = 358 \Omega$$

(Допускаем, что $Q_{GATE} = 15$ нКл и $V_{DD(MIN)} = 8$ В, чтобы учесть падение прямого напряжения на фиксирующем диоде обмотки.)

10. С помощью формулы (18) рассчитайте макс. допустимую мощность рассеяния W_{DD} на резисторе R_{DD} :

$$W_{DD} = \frac{\left(\frac{V_{IN(MAX)}}{n_{AUX}} - V_{DD(REG)} \right)^2 \cdot n \cdot (V_{O(MAX)} + V_F) \cdot K_{Osc(MAX)}}{R_{DD} \cdot V_{IN(MAX)}} = 0.31 W$$

11. С помощью формулы (30) рассчитайте величину резистора R_{SN} . Следует допустить, что

$C_{OSS} = 33$ пФ (IRFUC20, 600V, МОП-транзистор 1A),
 $L_{LK} = 20$ мН:

$$C_{SN} = 33 pF$$

$$R_{SN} = 1.6 \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{SN}}} = 1.25 k\Omega$$

12. С помощью формулы (30) рассчитайте макс. допустимую мощность рассеяния W_{RSN} на резисторе R_{SN} :

$$W_{RSN} = C_{SN} \cdot V_{IN(MAX)}^2 \cdot F_{S(MAX)} = 0.6 W$$

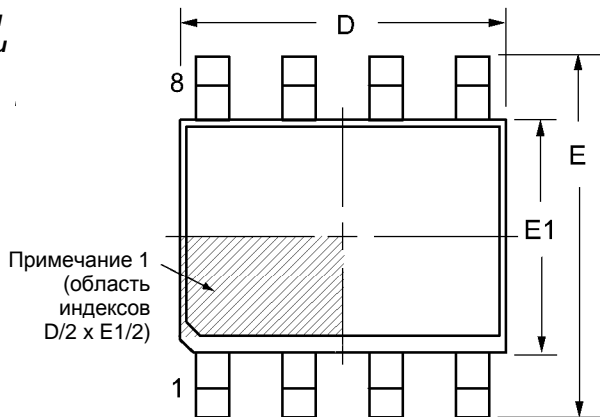
Описание выводов

Выв. №	Функция	Описание
1	VIN	Этот вывод – вход прямой связи по входному напряжению. Соедините резистор от этого вывода к стороне первичной обмотки трансформатора для программирования тока VIN. Тот же самый резистор используется для запуска после первоначальной подачи питания.
2	VD	Этот вывод – вход обратной связи вспомогательной обмотки. Соедините резистор от этого вывода к обмотке вольтодобавки трансформатора.
3	VDD	Этот вывод питания для всех внутренних контуров. Его следует перепустить с низким ESR-конденсатором на GND. Конденсатор должен иметь возможности для накопления достаточной энергии, чтобы запустить преобразователь.
4	CS	Этот вывод предназначен для определения максимального выходного напряжения на внешнем токоувствительном резисторе.
5	GATE	Этот вывод – выходной вентиль-формирователь для внешнего N-канального МОП-транзистора большой мощности.
6	BIAS	Этот вывод используется для выработки корректирующего тока для устранения смещения 2,44 В на VD. Для программирования подсоедините резистор к земле.
7	PWMD	Если этот вывод заведен на GND, функция переключения микросхемы HV9971 отключена. Если вывод PWM свободен, или если на него подается высокий уровень внешнего TTL, переключение возобновляется.
8	GND	Этот вывод является общим обратным выводом для всех внутренних контуров.

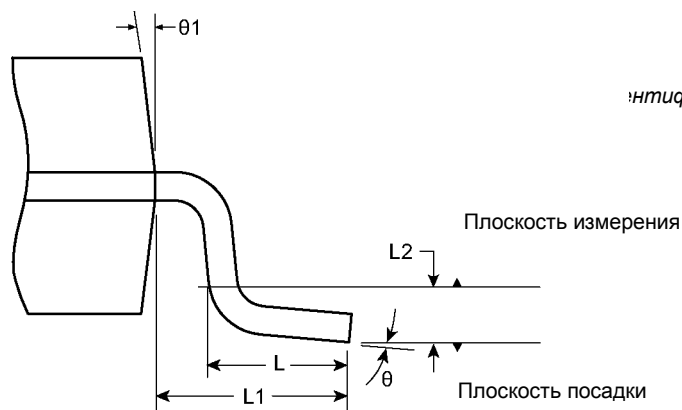
Внешний вид 8-ми выводного корпуса типа SO (узкий корпус) (LG)

Корпус: 4,90x3,90 мм, высота (макс.): 1,75 мм, шаг выводов: 1,27 мм

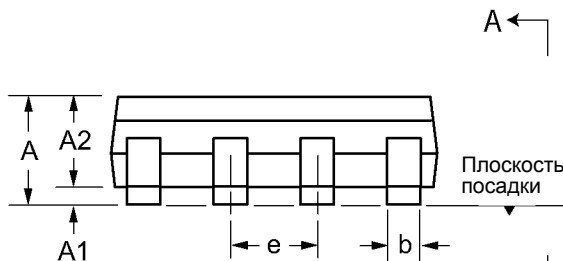
Примечание:
1.



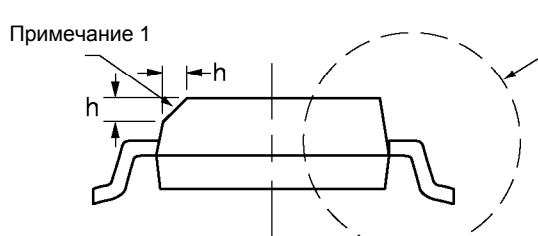
Вид сверху



Вид В



Вид сбоку



Вид А-

Символ	A	A1	A2	b	D	E	E1	e	h	L	L1	L2	q	q1	
Размер (мм)	МИН	1,35*	0,10	1,25	0,31	4,80*	5,80*	3,80*	1,27 BSC	0,25	0,40	1,04 REF	0,25 BSC	0°	5°
	НОМ	-	-	-	-	4,90	6,00	3,90		-	-			-	-
	МАКС	1,75	0,25	1,65*	0,51	5,00*	6,20*	4,00*		0,50	1,27			8°	15°

Регистрация MS-012 JEDEC, Ред. АА, Выпуск Е, сентябрь 2005 г.
* Данный размер не указан в чертеже JEDEC.

Масштаб в чертежах не соблюден.
Номер документа Supertex: DSPD-8SOLGTG, Версия I041309.

(Чертеж(и) корпуса в настоящем листе технических данных могут не содержать самые последние технические характеристики. Самую последнюю информацию о характеристиках можно найти на сайте <http://www.supertex.com/packaging.html>.)

Компания **Supertex Inc.** не рекомендует использовать ее продукцию для задач по жизнеобеспечению и преднамеренно не продает продукцию для данных целей до тех пор, пока не будет заключен соответствующий договор о страховой ответственности за качество продукции. Компания **Supertex Inc.** не несет ответственности за использование указанной продукции, и ограничивает свою ответственность заменой продукции, в которой были выявлены производственные дефекты. Компания не несет ответственности за возможные упущения и неточности. Схемы и спецификации подлежат изменениям без предварительного уведомления. Самая последняя информация о продукции представлена на сайте **Supertex Inc.** (сайт: <http://www.supertex.com>)

©2011 **Supertex Inc.**, Все права защищены. Запрещается использование и воспроизведение данных материалов без предварительного разрешения.

Док. № DSFP-HV9971
A030211

Supertex inc.
1235 Bordeaux Drive, Sunnyvale, CA 94089
Тел: 408-222-8888
www.supertex.com