

Универсальный драйвер светодиода на микросхеме HV9921 с широким диапазоном входного напряжения для использования в устройствах промышленной автоматики.

История вопроса

Применение светодиодов в качестве индикаторной подсветки в системах промышленной автоматики (кнопки, выключатели, индикаторы) зачастую требует множества модификаций одного и того же устройства в зависимости от доступного напряжения питания. Такой подход сильно усложняет логистику и влияет на стоимость продукции. Более того, некоторые промышленные применения индикаторов (подсветка кнопок в лифтах) требуют возможность перехода питания светодиода от сети переменного тока к резервному низковольтному аккумулятору. Инженеры вновь и вновь возвращаются к вопросу создания универсального светодиодного индикатора, способного работать в диапазоне напряжений от 24В постоянного тока до 265В переменного тока. Типовые топологии преобразователей, используемые для питания светодиодов, такие, как понижающий или обратноходовой конвертеры, не в состоянии удовлетворить этим условиям ввиду чрезмерно широкого требуемого диапазона коэффициента заполнения импульсов. Целью настоящей статьи является анализ возможности применения топологии конвертера, пригодной для применения в качестве универсального драйвера светодиодного индикатора.

Квадратичный понижающий преобразователь

В литературе известны так называемые «квадратичные» конвертеры [1], способные обеспечивать широкий диапазон коэффициента преобразования напряжения $m=V_o/V_g$ в рамках ограниченного диапазона коэффициента заполнения импульсов $D=T_{ON}\cdot f_{sw}$. (Здесь V_o и V_g – выходное и входное напряжения, T_{ON} – длительность импульса, а f_{sw} – частота преобразования.) Пример такой топологии конвертера приведен на рис.1 и представляет собой двухкаскадный понижающий преобразователь напряжения со схемой управления по пиковому току.

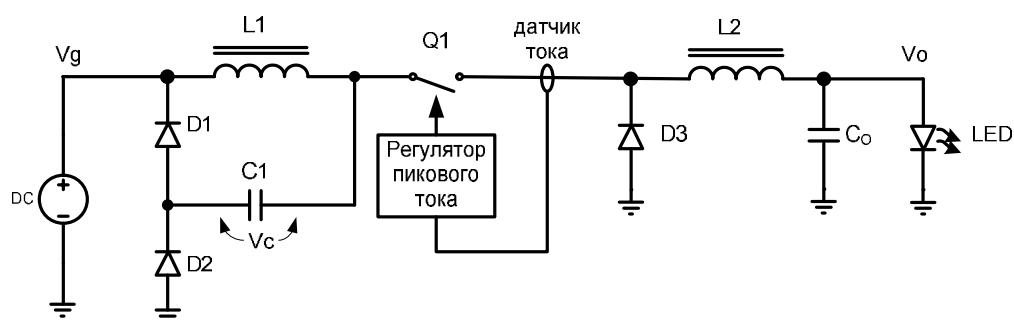


Рис.1. Квадратичный понижающий преобразователь напряжения с управлением по пиковому току.

Во включенном состоянии ключа Q1 ток индуктора L2 протекает по пути Q1-C1-D2-LED. Таким образом, на индукторе L2 устанавливается положительное напряжение V_c-V_o , и ток в L2 нарастает. В то же самое время ток индуктора L1 протекает через D2 в противоположном направлении по пути C1-L1-DC-D2, и ток в индукторе L1 нарастает ввиду положительного падения напряжения V_g-V_c . Разумеется, здесь предполагается, что ток через индуктор L1 меньше тока L2, что справедливо практически всегда при условии непрерывной проводимости L1 и L2. В течение этой фазы диоды D1 и D3 обратно смещены и не проводят.

В выключенном состоянии Q1 ток индуктора L1 протекает по пути L1-D1-C1, а ток в L2 соответственно по пути L2-Co-D3 с падением силы тока в обоих индукторах. Таким образом, осуществляется каскадное соединение двух понижающих преобразователей напряжения, и коэффициент преобразования напряжения может быть выражен как:

$$m = \frac{V_o}{V_g} = D^2 \quad (1)$$

Такая квадратичная характеристика и обеспечивает широкий диапазон преобразования напряжения рассматриваемой топологии импульсного преобразователя.

Заметим также, что ключ Q1 проводит только ток индуктора L2 и не зависит от тока в L1. Поэтому для управления током LED достаточно обыкновенной схемы управления по пиковому току ключа Q1.

Режимы по постоянному току

Следует отметить, что входной каскад (D1, D2, L1, C1) нагружен током равным $I_o \cdot D$, а напряжение на конденсаторе C1 соответственно равно V_o/D . Поэтому для режима непрерывной проводимости L1 требуется катушка с более высоким номиналом индуктивности по сравнению с L2.

Функционирование в режиме разрывных токов в L1 для снижения его номинала возможно. Однако, этот режим ограничивает динамический диапазон входного напряжения V_g и поэтому не будет нами рассматриваться в рамках настоящей статьи.

С коэффициент заполнения импульсов D диктуется заданным диапазоном напряжений V_g и V_o и во многих случаях превышает 0,5. Чтобы избежать неустойчивости [2], которая развивается в схемах управления по пиковому току в постоянной частотой преобразования при $D > 0,5$, мы будем рассматривать режим с постоянной длительностью T_{OFF} выключенного состояния Q1.

В таком случае, индуктивности L1 и L2 вычисляются по формулам:

$$L1 = \frac{V_g \cdot T_{OFF}}{k_1 \cdot I_o} \quad (2)$$

$$L2 = \frac{V_o \cdot T_{OFF}}{k_2 \cdot I_o} \quad (3)$$

где k_1 и k_2 – коэффициенты пульсации тока $k=\Delta I/I$ в индукторах L_1 и L_2 .

Соответственно, индуктор L_2 должен быть рассчитан на пиковый ток, равный

$$I_{2(PK)} = I_o \cdot \left(1 + \frac{k_2}{2}\right) \quad (2)$$

а L_1 – на пиковый ток:

$$I_{1(PK)} \approx I_o D_{\max}, \text{ где } D_{\max} = \frac{V_{o(\max)}}{V_{g(\min)}} \quad (3)$$

Коэффициентом пульсации тока в L_1 в уравнении (3) мы пренебрегли ввиду его малости при минимальном значении V_g .

Диоды D_1 и D_2 должны быть рассчитаны на обратное напряжение V_r , равное максимальному входному напряжению $V_{g(\max)}$. Обратное напряжение на диоде D_3 вообще говоря равно напряжению на C_1 :

$$V_{C(\max)} = \sqrt{V_{o(\max)} \cdot V_{g(\max)}} \quad (4)$$

Однако, необходим определенный запас по напряжению, связанный с выбросом напряжения на выходе ключа Q_1 в результате перераспределения заряда между паразитными емкостями по его входу и выходу.

Сам ключ Q_1 должен быть рассчитан на напряжение:

$$V_{DS(\max)} = V_{g(\max)} + V_{C(\max)} \quad (5)$$

Номинал емкости C_1 будет обсуждаться нами в следующем разделе.

Соображения устойчивости

Устойчивость схемы, приведенной на рис.1, может быть исследована при помощи усредненной модели для больших сигналов, показанной на рис.2. Поскольку пиковый ток в индукторе L_2 постоянен для каждого отдельного периода преобразования, мы заменили L_2 в нашей модели источником постоянного тока I_o . Таким образом, нагрузка входного каскада преобразователя нами моделируется зависимым источником постоянного тока $D \cdot I_o$. В свою очередь, схема в нижней части рис.2 отражает факт модуляции коэффициента заполнения D в соответствии с коэффициентом преобразования напряжения выходным каскадом:

$$D = \frac{V_o}{V_c + \delta v} \quad (6)$$

Здесь δv – малое возмущение напряжения на конденсаторе C_1 .

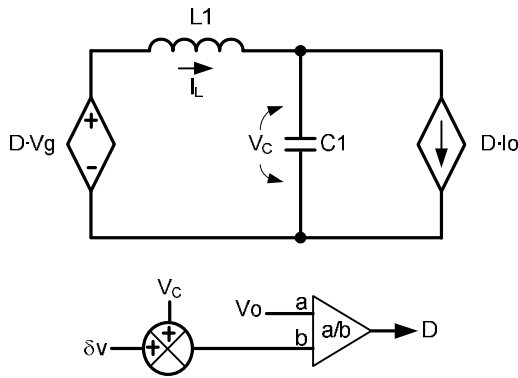


Рис.2. Усредненная модель квадратичного понижающего преобразователя без демпфирования входного каскада.

Анализ модели, приведенной на рис.2, для малых сигналов приводит к передаточной функции разомкнутой петли обратной связи в виде:

$$G(s) = \frac{1 - s \cdot \frac{L1 \cdot Io}{Vg}}{1 + s^2 \cdot L1 \cdot C1} \quad (7)$$

Исходя из (7), коэффициент усиления по постоянному напряжению равен 1. Однако, передаточная функция включает двойной резонансный полюс на частоте $f_o = (2p \cdot \sqrt{L1 \cdot C1})^{-1}$ и ноль в правой комплексной полуплоскости (RHPZ) на частоте $f_{RHP} = (2p \cdot L1 \cdot Io / Vg)^{-1}$. Уравнение (7), следовательно, показывает, что устойчивость квадратичного конвертера невозможно достичь без демпфирования входного каскада, поскольку фазовый сдвиг в результате наличия резонансного полюса и RHPZ составляет 270° .

Для обеспечения устойчивости проще всего использовать параллельную демпфирующую цепочку (Rd, Cd). Соответствующая усредненная модель для больших сигналов приведена на рис.3. Анализ этой модели приводит к передаточной функции в виде:

$$G(s) = \frac{(1 + s \cdot CdRd) \left(1 - s \cdot \frac{L1 \cdot Io}{Vg} \right)}{1 + s \cdot CdRd + s^2 \cdot L1(C1 + Cd) + s^3 \cdot L1C1} \quad (8)$$

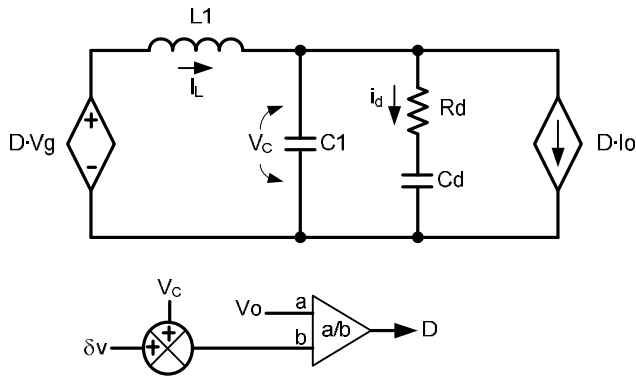


Рис.3. Усредненная модель квадратичного понижающего преобразователя с демпфированием входного каскада.

Уравнение (8) дает обычный ноль, ноль в правой полуплоскости и три полюса. Первый полюс и первый ноль почти совпадают и расположены близко к частоте $1/(2\pi \cdot R_d C_d)$. Следовательно формула (8) может быть упрощена почти без потери точности до вида:

$$G(s) = \frac{1 - s \cdot \frac{L1 \cdot I_o}{Vg}}{1 + s \cdot \frac{L1}{Rd} \cdot \frac{n+1}{n} + s^2 \cdot L1 C1} \quad (9)$$

где $n = C_d / C_1$.

Хороший результат дает следующая простая процедура расчета, основанная на критическом демпфировании резонансного полюса. В этом случае полагаем, что коэффициент затухания:

$$z = \frac{n+1}{n} \cdot \frac{1}{2 \cdot Rd} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} = \frac{1}{2} \quad (10)$$

Полагаем также, что $f_o = f_{RHP}$. В таком случае, пересечение линии единичного коэффициента усиления (0dB) происходит при частоте сигнала f_o . Следовательно, в этой точке достигается запас по фазе $\theta = 45^\circ$.

Условие $f_o = f_{RHP}$ дает, таким образом, формулу для вычисления C_1 в виде:

$$C1 = \frac{L1 \cdot I_o^2}{Vg^2} \quad (11)$$

Для достижения эффективности демпфирования необходимо выполнение условия $C_d \gg C_1$ или, что то же самое, $n \gg 1$. (В примере схемы, приведенном в следующем разделе, мы выбрали $n \approx 4$.) В любом случае, емкость C_d вычисляется по формуле:

$$Cd = n \cdot C1 \quad (12)$$

Величина сопротивления демпфирующего резистора Rd получается из уравнения (10).

$$Rd = \frac{n+1}{n} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} \quad (13)$$

Имплементация

Схема квадратичного понижающего преобразователя напряжения весьма просто реализуется с использованием микросхемы HV9921 производства Supertex Inc. [3]

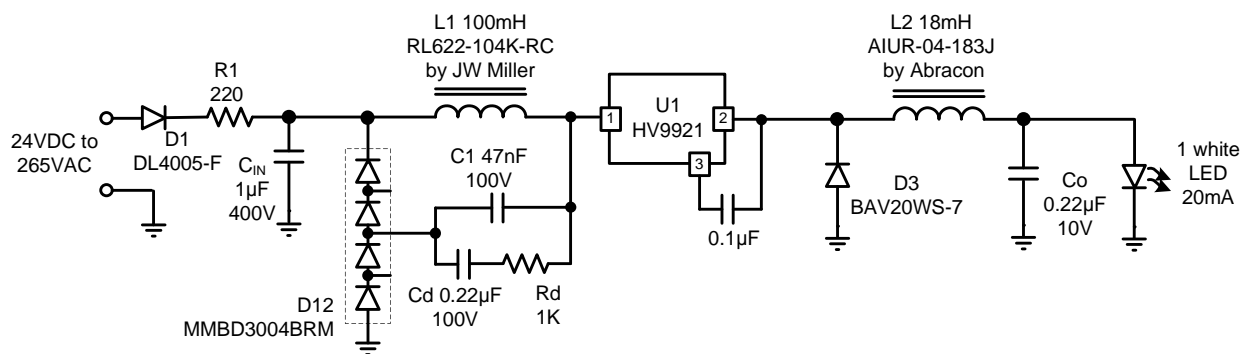


Рис. 4. Драйвер с универсальным входом для белого светодиода на ток 20мА.

Микросхема HV9921 представляет собой интегральный регулятор пикового тока, работающий в режиме с постоянной длительностью выключенного состояния $T_{OFF}=10\mu\text{с}$. Питание микросхемы осуществляется через вывод стока встроенного ключевого транзистора, что позволяет использовать HV9921 в качестве ключа Q1 без каких-либо дополнительных навесных элементов схемы. Драйвер светодиода, показанный на рис.4, обеспечивает стабилизацию тока светодиода 20мА и работает в широком диапазоне входного напряжения от 24В до 400В постоянного тока, а также от сети переменного тока до 265В.

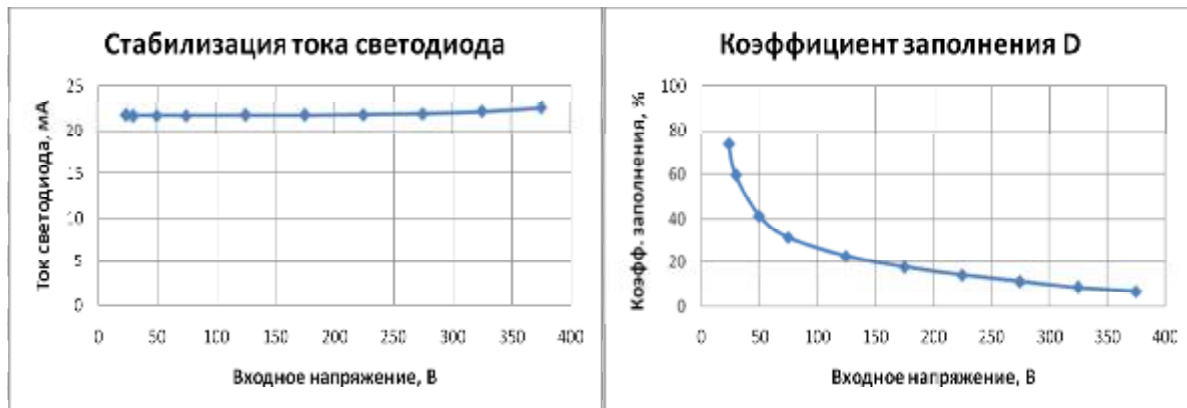


Рис 5. Характеристики конвертора, показанного на рис.4, при $V_o=3,2В$.

Литература:

[1] Dragan Maksimović and Slobodan Ćuk, "Switching Converters with Wide Conversion Range," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, №1, Jan.1991, pages 151-157;

[2] Supertex Inc, "Constant, Off-time, Buck-based, LED Drivers Using the HV9910B," Application Note AN-H50, page 2;

[3] Supertex Inc, "3-Pin Switch-Mode LED Lamp Driver IC, HV9921," Datasheet.