

# Драйвер с широким входным диапазоном

для промышленной автоматики на микросхеме от Supertex

Применение светодиодов в качестве индикаторной подсветки в системах промышленной автоматики (кнопки, выключатели и т. п.) 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 (например подсветка кнопок в лифтах) требуют переключения 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 24 В постоянного тока до 265 В переменного. Типовые топологии преобразователей, используемые для питания светодиодов, такие как понижающий или обратногоходовой конвертеры, не в состоянии удовлетворить этим условиям ввиду чрезмерно широкого требуемого диапазона коэффициента заполнения импульсов. В статье анализируется топология конвертера, делающая его пригодным для применения в качестве универсального драйвера светодиодного индикатора.

## Квадратичный понижающий преобразователь

В литературе описываются так называемые «квадратичные» конвертеры [1], способные обеспечивать широкий диапазон коэффициента преобразования напряжения  $m = V_0/V_g$  в рамках ограниченного диапазона коэффициента заполнения импульсов  $D = T_{ON}f_{SW}$  ( $V_0$  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.

Во включенном состоянии ключа Q1 ток индуктора L2 протекает по пути Q1–C1–D2–LED. Таким образом, на индукторе L2 устанавли-

вается положительное напряжение  $V_c - V_0$ , 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–LED–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:

$$m = V_0/V_g = D^2. \quad (1)$$

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

Заметим также, что ключ Q1 проводит только ток индуктора L2, и пиковый ток в Q1 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  $I_0 \cdot D$ ,

а напряжение на конденсаторе C1 соответственно равно  $V_0/D$ . 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.

Коэффициент заполнения импульсов  $D$  диктуется заданным диапазоном напряжений  $V_g$  и  $V_0$  и во многих случаях превышает 0,5. Чтобы избежать неустойчивости [2], которая развивается в схемах управления по пиковому току с 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:

$$L_1 = (V_g T_{OFF}) / (k_1 I_0), \quad L_2 = (V_0 T_{OFF}) / (k_2 I_0),$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты пульсации тока  $k = \Delta I / I$  в индукторах L1 и L2.

Соответственно, индуктор L2 должен быть рассчитан на пиковый ток, равный

$$I_{2(PK)} = I_0 \times (1 + k_2/2), \quad (2)$$

а L1 — на пиковый ток:

$$I_{1(PK)} \approx I_0 D_{max}, \quad (3)$$

где  $D_{max} = V_{0(max)} / V_{g(min)}$ .

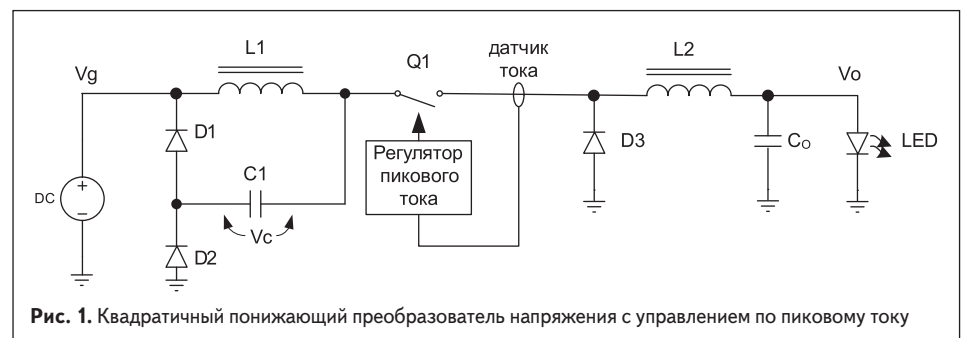


Рис. 1. Квадратичный понижающий преобразователь напряжения с управлением по пиковому току

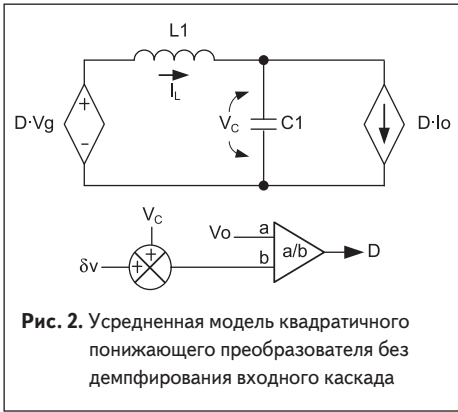


Рис. 2. Усредненная модель квадратичного понижающего преобразователя без демпфирования входного каскада

Коэффициентом пульсации тока в L1 в уравнении (3) мы пренебрегли ввиду его малости при минимальном значении  $V_g$ . Диоды D1 и D2 должны быть рассчитаны на обратное напряжение  $V_r$ , равное максимальному входному напряжению  $V_{g(max)}$ . Обратное напряжение на диоде D3, вообще говоря, равно напряжению на C1:

$$V_{C(max)} = \sqrt{V_{0(max)} \times V_{g(max)}} \quad (4)$$

Однако необходим определенный запас по напряжению, связанный с выбросом напряжения на выходе ключа Q1 в результате перераспределения заряда между паразитными емкостями по его входу и выходу. Сам ключ Q1 должен быть рассчитан на напряжение:

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

Номинал емкости C1 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 L2 постоянен в каждом отдельном периоде преобразования, мы заменили L2 в нашей модели источником постоянного тока  $I_0$ . Таким образом, нагрузка входного каскада преобразователя нами моделируется зависимым источником постоянного тока  $I_0 \cdot D$ . В свою очередь, схема в нижней части рис. 2 отражает факт модуляции коэффициента заполнения

D в соответствии с коэффициентом преобразования напряжения выходным каскадом:

$$D = V_0 / (V_C + \delta v), \quad (6)$$

где  $\delta v$  — малое возмущение напряжения на конденсаторе C1.

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

$$G(s) = \frac{1 - s \frac{L_1 \times I_0}{V_g}}{1 + s^2 \times L_1 \times C_1} \quad (7)$$

Исходя из (7), коэффициент усиления по постоянному напряжению равен 1. Однако передаточная функция включает двойной резонансный полюс на частоте  $f_0 = (2\pi \times \sqrt{L_1 C_1})^{-1}$  и ноль в правой комплексной полуплоскости (RHPZ) на частоте  $f_{RHP} = (2\pi \times L_1 \times I_0 / V_g)^{-1}$ . Следовательно, уравнение (7) показывает, что устойчивости квадратичного конвертора невозможно достичь без демпфирования входного каскада, поскольку фазовый сдвиг в результате наличия резонансного полюса и RHPZ составляет  $270^\circ$ .

Для обеспечения устойчивости проще всего использовать параллельную демпфирующую цепочку ( $R_d, C_d$ ). Соответствующая усредненная модель для больших сигналов показана на рис. 3. Ее анализ приводит к передаточной функции в виде:

$$G(s) = \frac{(1 + s \times C_d R_d) \left( 1 - s \times \frac{L_1 I_0}{V_g} \right)}{1 + s \times C_d R_d + s^2 \times L_1 (C_1 + C_d) + s^3 \times L_1 C_1} \quad (8)$$

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

$$G(s) = \frac{1 - s \times \frac{L_1 I_0}{V_g}}{1 + s \times \frac{L_1}{R_d} \times \frac{n+1}{n} + s^2 \times L_1 C_1} \quad (9)$$

где  $n = C_d / C_1$ .

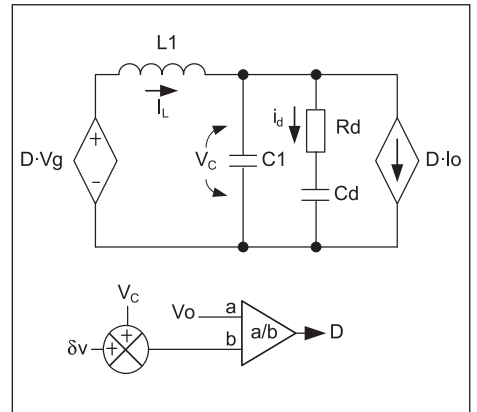


Рис. 3. Усредненная модель квадратичного понижающего преобразователя с демпфированием входного каскада

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

$$\zeta = \frac{n+1}{n} \times \frac{1}{2R_d} \times \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{1}{2} \quad (10)$$

Полагаем также, что  $f_0 = f_{RHP}$ . В таком случае пересечение линии единичного коэффициента усиления (0 дБ) происходит при частоте сигнала  $f_0$ . Следовательно, в этой точке достигается запас по фазе  $\theta = 45^\circ$ . Условие  $f_0 = f_{RHP}$  дает, таким образом, формулу для вычисления  $C_1$  в виде:

$$C_1 = (L_1 I_0^2) / V_g^2 \quad (11)$$

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 выберем  $n \approx 4$ .) В любом случае, емкость  $C_d$  вычисляется по формуле:

$$C_d = n C_1 \quad (12)$$

Величина сопротивления демпфирующего резистора  $R_d$  получается из уравнения (10).

$$R_d = (n+1) / n \times \sqrt{L_1 / C_1} \quad (13)$$

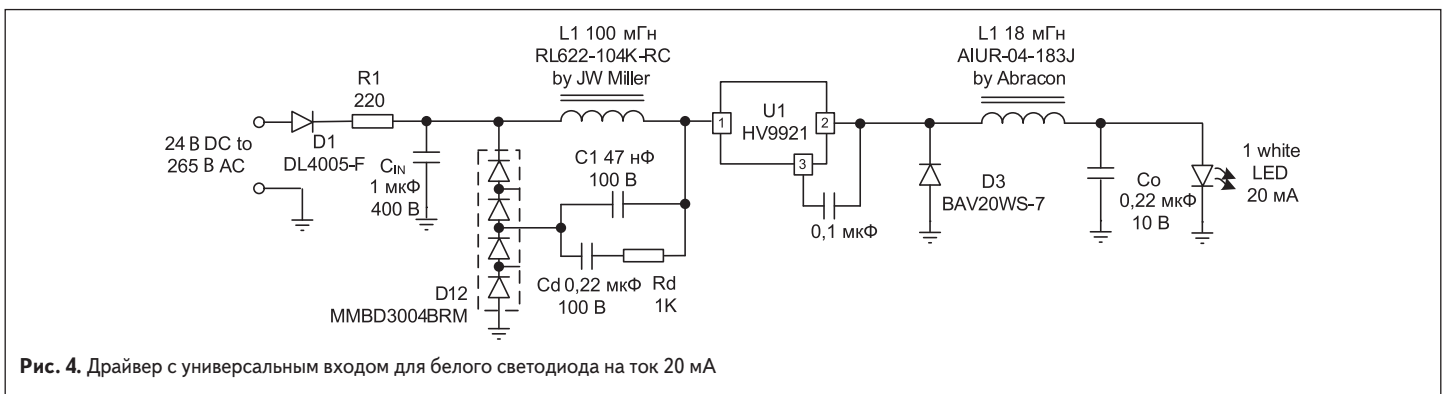
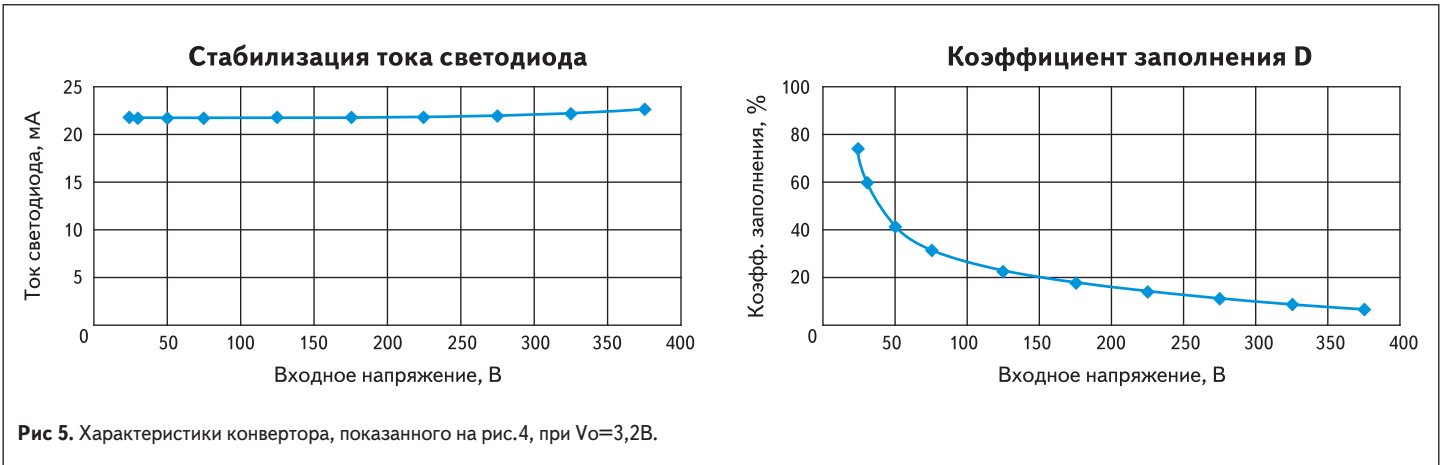


Рис. 4. Драйвер с универсальным входом для белого светодиода на ток 20 мА



### Практическая реализация

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

Микросхема HV9921 представляет собой интегральный регулятор пикового тока, работающий в режиме с постоянной длительностью выключенного состояния

$T_{OFF} = 10$  мкс. 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 20 мА и работает в широком диапазоне входного напряжения 24–400 В постоянного тока, а также от сети переменного тока до 265 В.

### Литература

1. Maksimović D., Čuk S. Switching Converters with Wide Conversion Range // IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.6. 1991. № 1.
2. Constant, Off-time, Buck-based, LED Drivers Using the HV9910B. // Application Note AN-H50. Supertex Inc.
3. 3-Pin Switch-Mode LED Lamp Driver IC, HV9921. Datasheet. Supertex Inc.