

Валерий Поляков, к. т. н. | Илья Ошурков | promel2000@yandex.ru

# Высокодинамичный квазирезонансный инвертор

## для регулируемых источников питания светодиодных светильников

**Проведен анализ DC/DC-преобразователя на базе полумостового квазирезонансного LLC-инвертора с дозированной передачей энергии применительно к ШИМ-регулируемым источникам питания светодиодных светильников. Ограничение напряжения на разделительном конденсаторе позволяет качественно улучшить переходные процессы в преобразователе в динамических режимах, имеющих место при включении и низкочастотном ШИМ-регулировании тока светодиодов. Приведены результаты исследования и даны рекомендации по расчету преобразователя.**

Источник питания определяет ряд важных характеристик светодиодного светильника, таких как надежность, электробезопасность и электромагнитная совместимость. В меньшей степени его параметры влияют на стоимость изделия, особенно для мощных светильников, используемых в уличном и промышленном освещении.

Так сложилось, что в секторе относительно маломощных светильников вплоть до 100 Вт в источнике питания наиболее часто используется однокаскадная схема на базе обратногоходового преобразователя.

Плюс однокаскадных схем — более простая реализация. Источник питания имеет относительно низкую стоимость, так как состоит из очень небольшого количества компонентов. Однако ему присущ ряд существенных недостатков, основным из которых является высокий уровень импульсных и действующих токов в силовых полупроводниках, трансформато-

ре и конденсаторах. Высокий уровень токов приводит к повышенным потерям в силовых элементах, росту температуры всех компонентов схемы, включая токопроводящие проводники печатной платы, что снижает эффективность преобразователя (КПД обычно не более 90%) и его надежность [1]. Другие минусы: относительно низкий коэффициент мощности за счет искажения потребляемого сетевого тока; значительная пульсация тока светодиодов с удвоенной частотой сети; ограниченные возможности регулирования светового потока (отсутствие возможности ШИМ-регулирования тока на выходе, поскольку конденсатор стоит параллельно нагрузке). Эти недостатки объясняются желанием разработчиков совместить в одном изделии функции стабилизатора (регулятора) выходного тока и корректора коэффициента мощности (ККМ).

Для светильников большой мощности (более 100 Вт) производители электронных компонен-

тов (силовых ключей, специализированных управляющих микросхем) и источников питания обоснованно предлагают более сложные двухкаскадные схемы преобразования [1–4]. Несмотря на повышенную сложность, такие источники питания обеспечивают высокий КПД (92–94%) благодаря облегченным режимам работы силовых компонентов. Высокий коэффициент мощности (более 0,98) достигается за счет использования в качестве первого каскада ККМ, обычно работающего в режиме граничного тока. Для снижения динамических потерь в силовых ключах используются квазирезонансные режимы, реализующие «мягкую» коммутацию. Дополнительно для снижения потерь в диодах последние заменяются МДП-транзисторами, работающими в режиме синхронного выпрямления.

В качестве второго каскада обычно применяется DC/DC-преобразователь с трансформаторной развязкой на базе полумостового резонансного LLC-инвертора (рис. 1). Каскад реализует гальваническую развязку и согласование выходного напряжения ККМ с напряжением светодиодной цепи. Инвертор работает на частоте, близкой к резонансной, что обеспечивает «мягкое» включение и выключение транзисторов инвертора. Включение происходит при нулевом напряжении и токе, выключение — при низком уровне тока.

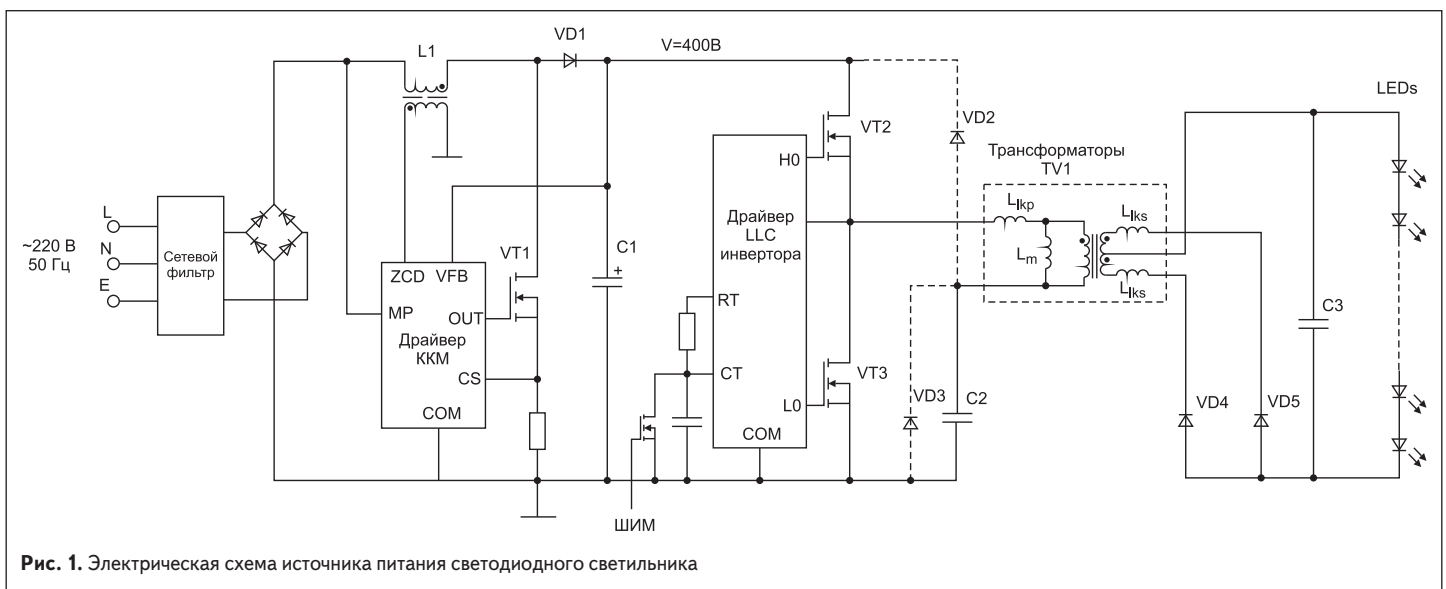


Рис. 1. Электрическая схема источника питания светодиодного светильника

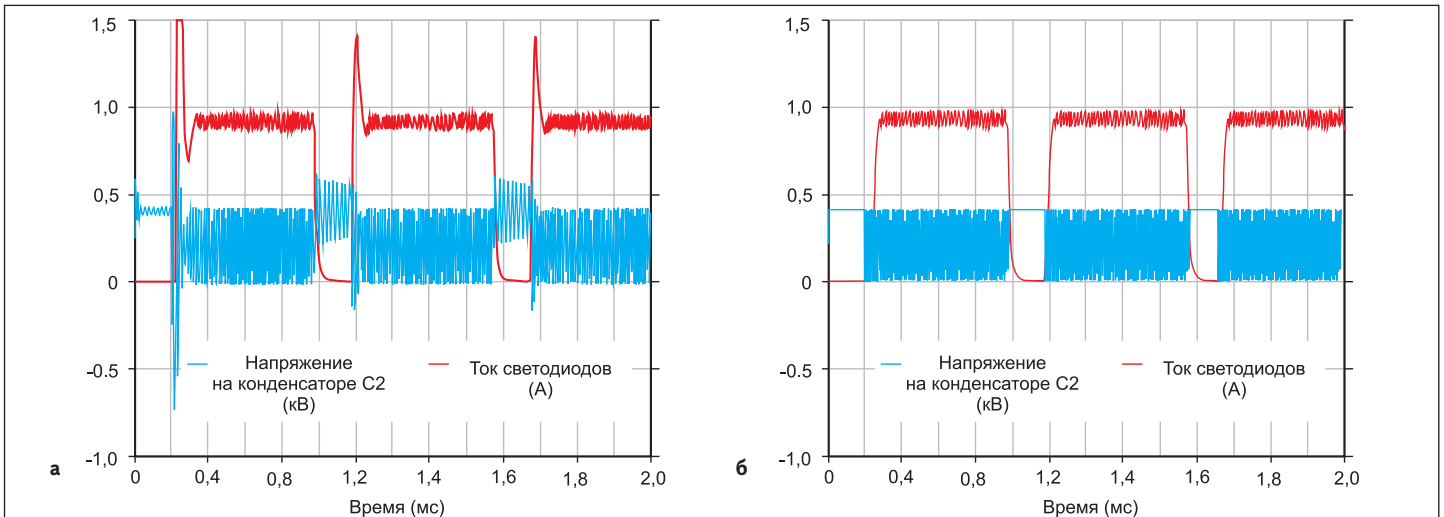


Рис. 2. Ток светодиодов и напряжение на разделительном конденсаторе на этапах пуска и ШИМ-регулирования: а) при отсутствии ограничительных диодов; б) при наличии ограничительных диодов

Для ШИМ-регулирования используются трехкаскадные схемы с достаточно высоким КПД [2]. Второй каскад обеспечивает гальваническую развязку и стабилизацию напряжения на выходе. Последний каскад — понижающий преобразователь, стабилизирует ток и реализует ШИМ тока светодиодов. При этом также реализованы режимы мягкого переключения, синхронное выпрямление. Каскад работает с высоким коэффициентом заполнения (D), что минимизирует габариты выходного дросселя.

Применение третьего каскада вызвано двумя причинами. Во-первых, это наличие наработанных технических решений, позволяющих быстро решить возникающую задачу. Во-вторых, переходные процессы, при пуске инвертора и периодическом подключении к нагрузке приводящие к искажению формы кривой импульсного тока светодиодов (особенно при пуске на этапе заряда выходного конденсатора). В переходных режимах вследствие инерционных свойств инвертора имеют место существенные динамические изменения мгновенных значений напряжений и токов, значительно отличающиеся от значений в стационарном режиме.

В качестве иллюстрации на рис. 2а приведены осциллограммы токов и напряжений DC/DC-преобразователя в режиме ШИМ-регулирования тока. Очевидна потребность в средствах улучшения качества переходных процессов.

Имеется относительно простое решение, позволяющее улучшить динамические свойства инвертора за счет введения в схему инвертора двух (или одного) ограничительных диодов (VD2, VD3 на рис. 1). В этом случае напряжение на разделительном конденсаторе (C2 на рис. 1) в процессе работы будет изменяться от нуля до входного напряжения инвертора и обратно. При этом энергия, получаемая конденсатором на этапе заряда, и энергия, отдаваемая на этапе разряда, будет неизменна и составит:

$$W_C = 0,5CV^2, \quad (1)$$

где  $C$  — емкость разделительного конденсатора;  $V$  — напряжение питания инвертора.

Инвертор с ограничением напряжения на разделительных конденсаторах (конденсаторе) относится к классу квазирезонансных преобразователей с дозированной передачей энергии (ДПЭ). Преобразователи с ДПЭ нашли удачное применение в источниках питания для регулирования выходных параметров высокочастотных нагрузок (заряд емкостных накопителей, электросварка, питание разрядных ламп высокого давления и т. д.) [5].

Вольт-амперные характеристики (ВАХ) DC/DC-преобразователя на базе LLC-инвертора с ДПЭ имеют вид, представленный на рис. 3. ВАХ получены с использованием PSpice-модели преобразователя на частоте, равной резонансной, а также для частот выше и ниже резонансной.

На ВАХ можно выделить два участка. Первый относительно пологий, второй — круто падающий. Точка изгиба соответствует режиму

передачи максимальной мощности в нагрузку. В этом режиме напряжение на разделительном конденсаторе достигает своего максимального значения, равного напряжению питания инвертора, и минимального, равного нулю. В дальнейшем при увеличении тока нагрузки в работу вступают ограничительные диоды, ограничивая напряжение на конденсаторе на указанном выше уровне. Поскольку в граничном режиме конденсатор на всем полупериоде,  $0,5T$  включен в цепь первичной обмотки трансформатора, справедлива формула:

$$2VCf = \frac{V}{\pi\sqrt{L/C}} \frac{f}{f_0} = \frac{1}{0,5T} \int_0^{0,5T} i_c(t) dt = \frac{1}{n} I_{LED,AV}, \quad (2)$$

где  $I_{LED,AV}$  — средний ток светодиодной цепи;  $n = w_1/w_2$  — коэффициент трансформации.

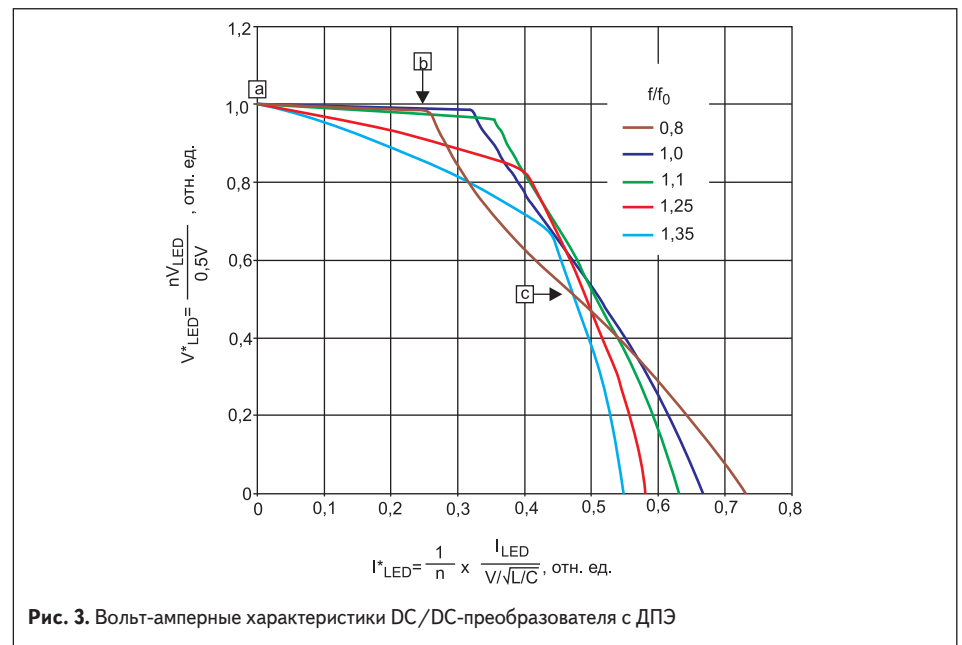


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики DC/DC-преобразователя с ДПЭ

Мощность, передаваемая в нагрузку, с учетом потерь мощности в преобразователе определяется формулой:

$$P_{LED} = \eta CV^2 f = V_{LED} I_{LED} \quad (3)$$

Работу инвертора с ограничительными диодами иллюстрируют осциллограммы на рис. 26. Имеет место «качественная» кривая тока светодиодной цепи. Перерегулирование тока практически отсутствует. Максимальная амплитуда тока перезаряда конденсатора (при нулевом выходном напряжении) ограничена уровнем:

$$I_{m\max} = V/\sqrt{L/C} \quad (4)$$

В формуле (4)

$$L = L_{lkp} + (L_{lks}/n^2) | L_m = L_{lkp} + I_{lkp} | L_m \quad (5)$$

— индуктивность первичной стороны трансформатора в режиме короткого замыкания нагрузки;  $L_{lkp}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки;  $L_{lks}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки;  $L_m$  — индуктивность намагничивания.

На рис. 4 приведены осциллограммы работы преобразователя в граничном режиме при частоте выше резонансной (рис. 4а) и частоте ниже резонансной (рис. 4б).

При работе инвертора на частоте ниже резонансной ( $f < f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ) можно выделить участок (б–с на рис. 3) стабилизации мощности в нагрузке. Здесь имеет место режим прерывного тока на выходе выпрямителя. Отсутствует этап возврата энергии источнику питания.

Недостатком инвертора является наличие дополнительных диодов и, соответственно, дополнительных потерь мощности. Чтобы предельно уменьшить этот «ущерб», следует выбирать рабочий режим инвертора, близкий к граничному на спадающем участке ВАХ. Это позволит иметь малое время проводящего состояния ограничительных диодов и, соответственно, минимизировать их влияние на КПД инвертора и источника питания в целом. С другой стороны, будет лучшее использование преобразователя по напряжению, что позво-

лит минимизировать потери в транзисторах инвертора.

Расчетные формулы (2) и (3) не учитывают влияние индуктивности намагничивания на процессы, протекающие в преобразователе. Как показали исследования, результаты которых приведены на рис. 5, при индуктивности намагничивания, превышающей на порядок индуктивность рассеяния трансформатора, это влияние можно не учитывать при проведении предварительного расчета преобразователя. При низких значениях индуктивности намагничивания

$$m = \frac{L_{lkp} + L_m}{L_{lkp} + (L_{lks}/n^2) | L_m} < 5 \quad (6)$$

наблюдается резкое падение выходной мощности.

Для упрощенного расчета источника питания может быть предложена следующая методика:

- Выбираем напряжение питания инвертора  $V = 380\text{--}400$  В.
- По заданным параметрам  $I_{LED}$  и  $V_{LED}$  определяем коэффициент трансформации TV1:

$$n = (0,5 V / V_{LED}) \times k_n$$

где  $k_n = 1,05\text{--}1,1$  — коэффициент, учитывающий потери напряжения в преобразователе.

- Задавая значением тока светодиодов, КПД преобразователя, рабочей частотой инвертора и применяя формулу (3), рассчитываем емкость разделительного конденсатора:

$$C = (V_{LED} I_{LED}) / (\eta V^2 f)$$

- Используя формулу (2), рассчитываем индуктивность первичной цепи трансформатора:

$$L = C \times [(nfV) / (\pi f_0 I_{LED})]^2$$

- Выбираем параметры трансформатора, учитывая ограничения по соотношению индуктивности рассеяния и индуктивности намагничивания (рис. 5).
- После конструктивного расчета трансформатора либо измерения параметров макетного

образца трансформатора проводим пересчет емкости разделительного конденсатора рабочей и резонансной частоты инвертора.

- По ВАХ применяемых светодиодов определяем параметры линейризованной характеристики:  $V_T$  — пороговое напряжение;  $r_T$  — эквивалентное сопротивление.
- По заданному значению пульсации тока светодиодов  $\Delta I_{LED} = I_{\max} - I_{\min}$  и эквивалентному сопротивлению светодиодной цепи  $r_{T\text{эвб}} = Nr_T$ , где  $N$  — число светодиодов, определяем пульсации напряжения на конденсаторе фильтра (С3 на схеме рис. 1):

$$\Delta V_{C\phi} = \Delta V_{LED} = \Delta I_{LED} (Nr_T)$$

Расчет емкости конденсатора фильтра осуществляем по формулам:

$$C_{\phi} = 0,5 n VC / \Delta V_{LED} \text{ — для } f \geq f_0;$$

$$C_{\phi} \approx (0,5 n VC / \Delta V_{LED}) \times (f_0 / f) \text{ — для } f < f_0.$$

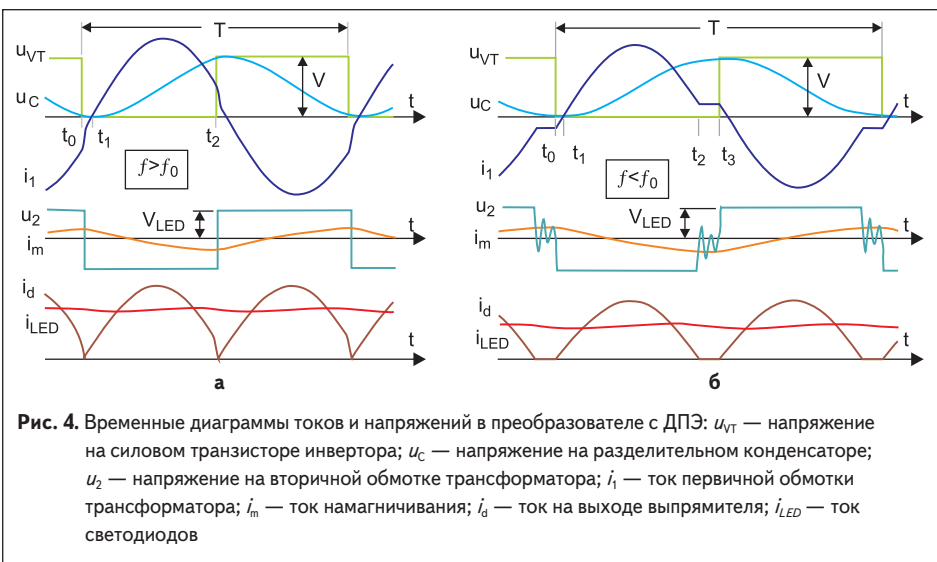
- Проводим уточненный расчет преобразователя с использованием PSpice-модели преобразователя.

При выборе рабочей точки следует учитывать температурную зависимость падения напряжения на светодиоде, что особенно важно для уличных светильников, пуск и работа которых осуществляется при низких температурах окружающей среды ( $-40^\circ\text{C}$  и ниже). Максимальное напряжение имеет место при пуске и затем снижается с повышением температуры  $p$ - $n$ -перехода светодиода. Регулирование параметров рабочего режима в преобразователе, как следует из (2), осуществляется частотой. При необходимости можно регулировать напряжение  $V$  на выходе ККМ путем суммирования сигнала обратной связи с управляющим напряжением. Однако здесь действуют ограничения  $360 \text{ В} < V < 430 \text{ В}$ , вызванные, с одной стороны, изменением формы кривой сетевого тока, а с другой — рабочим напряжением силовых транзисторов и электролитического конденсатора.

Следует отметить, что из-за особенностей статических и динамических характеристик преобразователя к системе регулирования тока не предъявляется высоких требований по быстродействию.

## Заключение

- Применение ограничительных диодов в LLC-резонансном инверторе позволяет реализовать ШИМ-регулирование тока светодиодов без использования дополнительного каскада преобразования.
- Качественные кривые тока светодиодов реализуются при постоянстве рабочей частоты, без введения быстродействующей корректирующей обратной связи по току.
- Выбор режима работы вблизи максимума мощности позволяет достичь высокого КПД за счет снижения уровня тока в силовых транзисторах. При этом нагрузка по току ограничительных диодов минимальна и не может существенно влиять на потери мощности в преобразователе.

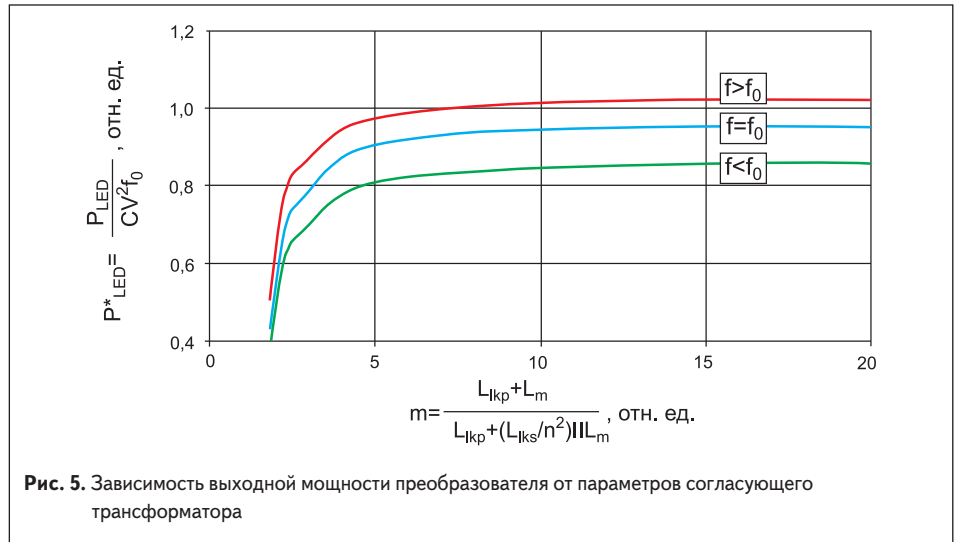


**Рис. 4.** Временные диаграммы токов и напряжений в преобразователе с ДПЭ:  $u_{VT}$  — напряжение на силовом транзисторе инвертора;  $u_C$  — напряжение на разделительном конденсаторе;  $u_2$  — напряжение на вторичной обмотке трансформатора;  $i_1$  — ток первичной обмотки трансформатора;  $i_m$  — ток намагничивания;  $i_d$  — ток на выходе выпрямителя;  $i_{LED}$  — ток светодиодов

- Структура силовой части инвертора обеспечивает стабилизацию мощности в области рабочих параметров нагрузки и ограничение тока в режиме короткого замыкания, что позволяет снизить требования к быстродействию системы управления преобразователем. ●

**Литература**

1. Вольф В. Источники электропитания с высоким коэффициентом полезного действия от TRACOPOWER // Силовая электроника. 2008. № 3.
2. <http://www.fairchildsemi.com/collateral/solutionguides/Lighting-Solutions-Guide>
3. Скиннер Э. Выбор правильной структуры источника питания // Силовая электроника. 2010. № 1.
4. <http://www.meanwell.com/newproducts.html>
5. <http://www.promel2000.com/index.php/all-jobs>



**Рис. 5.** Зависимость выходной мощности преобразователя от параметров согласующего трансформатора