

# Квазирезонансный последовательный инвертор

с комбинированным управлением для светодиодных приложений

**Рассмотрены характеристики DC/DC-преобразователя на базе полумостового квазирезонансного LLC-инвертора для питания светодиодных светильников при различных способах аналогового регулирования тока — частотном и асимметричном ШИМ. Проведен сравнительный анализ возможных способов регулирования.**

Повышение эффективности источников питания светодиодных светильников при мощности 50 Вт и более достигается за счет применения резонансного последовательного инвертора [1, 2]. Инвертор обеспечивает мягкую коммутацию силовых ключей при повышенной рабочей частоте, а также низкую загрузку по току силовых элементов (полупроводников, конденсаторов, трансформатора). Для регулирования света на стороне выпрямленного напряжения обычно используется дополнительный каскад (понижающий или повышающий преобразователь), стабилизирующий ток и реализующий НЧШИМ, или аналоговое регулирование светового потока.

Инвертор имеет возможность аналогового регулирования собственными средствами путем изменения частоты или использования АШИМ. Применение НЧШИМ ограничено из-за относительно высокой инерционности процессов в преобразователе, что приводит к ухудшению формы импульсов выходного тока. Как показано в [3], использование квазирезонансного инвертора вместо резонансного позволяет качественно улучшить динамические характеристики источника питания при сохранении возможности стабилизации и регулирования тока изменением рабочей частоты. Можно отказаться от дополнительного звена преобразования, что потенциально способствует повышению КПД преобразования.

Однако выбор способа регулирования пока остается под вопросом. Помимо частотного, существует возможность АШИМ-регулирования на постоянной частоте. Этот способ на сегодня не исследован применительно к квазирезонансным преобразователям на базе последовательного инвертора с ограничительными диодами.

Представляет практический интерес сравнительная оценка эффективности различных способов регулирования. В качестве критерия могут служить потери мощности в силовых элементах, а также статические и динамические характеристики при заданном диапазоне регулирования, требованиях к форме тока светодиодов и его пульсациям.

Одна из возможных схем реализации DC/DC-преобразователя на базе квазирезонансного инвертора представлена на рис. 1. Силовая схема последовательного квазирезонансного инвертора отличается от резонансного аналога наличием диодов, обеспечивающих ограничение напряжения на разделительном

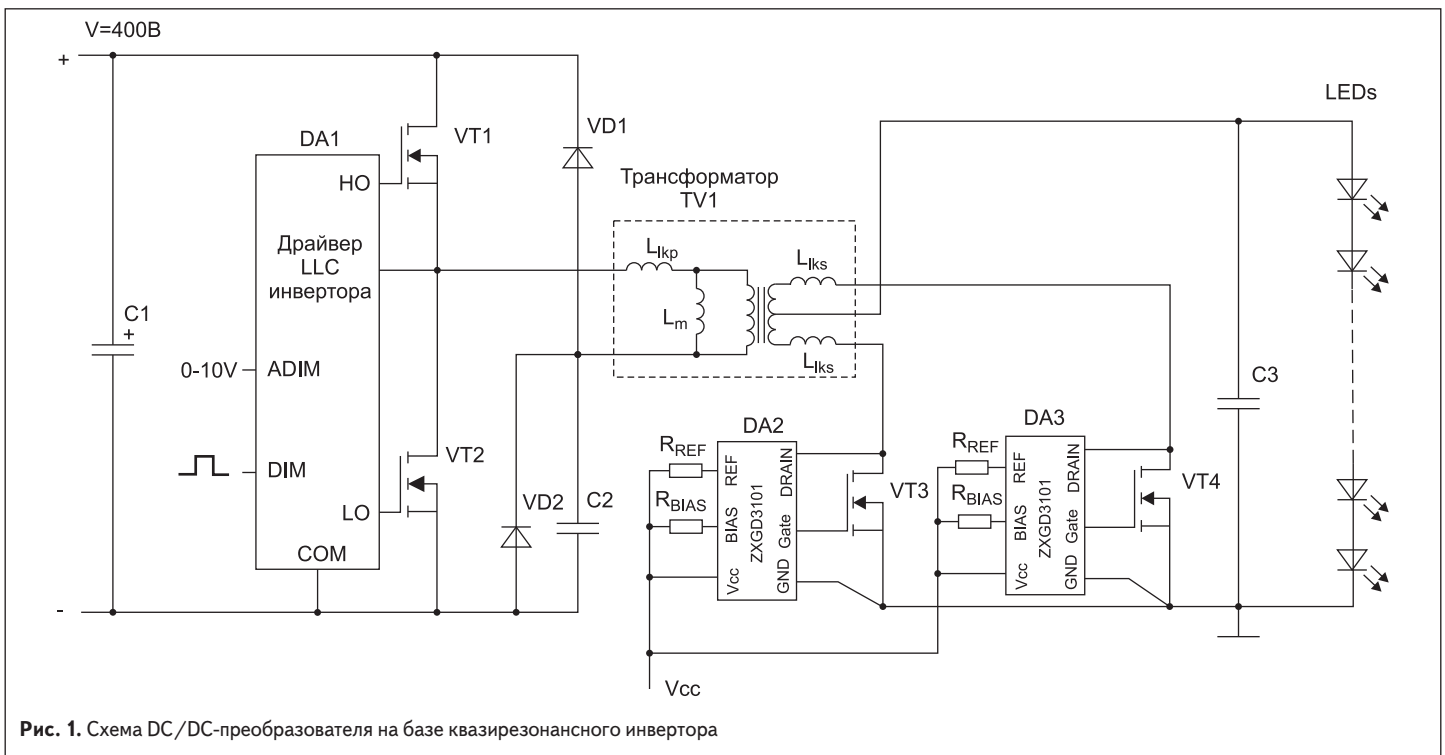


Рис. 1. Схема DC/DC-преобразователя на базе квазирезонансного инвертора

конденсаторе C2 на уровне входного напряжения (V) или нуля напряжения. При этом энергия, получаемая конденсатором на этапе заряда, и энергия, отдаваемая на этапе разряда, будет ограничена и составит:

$$W_{C2} \leq 0,5CV^2, \quad (1)$$

где C — емкость разделительного конденсатора; V — напряжение питания инвертора. В преобразователе возможны следующие режимы, которые зависят от значения напряжения на разделительном конденсаторе к моменту смены полярности тока в первичной обмотке согласующего трансформатора (TV1): перезаряд конденсатора до граничных значений («квазирезонансный» режим); конденсатор не перезарядается до граничных значений («резонансный» режим). В граничном режиме напряжение на конденсаторе достигает предельного значения непосредственно на момент начала очередной коммутации (конденсатор на всем полупериоде 0,5T включен в цепь первичной обмотки трансформатора). Для граничного режима справедлива формула:

$$2VCf = \frac{1}{0,5T} \int_0^{0,5T} i_C(t) dt = \frac{1}{n} I_{LED,AV}, \quad (2)$$

где  $I_{LED}$  — средний ток светодиодной цепи;  $n = w_1/w_2$  — коэффициент трансформации;  $f$  — рабочая частота инвертора.

Управление транзисторами полумоста осуществляется от драйвера DA1. Аналоговое регулирование тока производится заданием управляющего постоянного напряжения на вход ADIM. НЧШИМ-регулирование производится по входу DIM импульсным напряжением заданной частоты изменяемой скважности. Для управления транзисторами выпрямителя используются специализированные драйверы ZXGD3101 (DA2, DA3).

Исследование работы DC/DC-преобразователя проводилось с использованием схемотехнического моделирования.

### Сравнительные характеристики способов аналогового регулирования тока

При аналоговом регулировании тока возможны три способа регулирования:

- частотное путем изменения рабочей частоты ниже резонансной ( $f < f_0$ );
- частотное путем изменения рабочей частоты выше резонансной ( $f > f_0$ );
- асинхронный ШИМ — изменение коэффициента заполнения импульсного управляющего напряжения на постоянной рабочей частоте.

Резонансная частота последовательного инвертора определяется формулой:

$$f_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (3)$$

Здесь

$$L = L_{лкр} + (L_{лс}/n^2) \parallel L_m = L_{лкр} + L_{лс} \parallel L_m, \quad (4)$$

где L — индуктивность первичной стороны трансформатора в режиме короткого замыкания нагрузки;  $L_{лкр}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки;  $L_{лс}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки;  $L_m$  — индуктивность намагничивания.

На рис. 2 приведены осциллограммы первичного тока и напряжения на разделительном конденсаторе в макетном образце преобразователя мощностью 100 Вт при частотном и асимметричном регулировании.

#### Частотное регулирование $f < f_0$

При данном способе регулирования в рабочем диапазоне изменения напряжения ( $V_{LED}$ ) и тока ( $I_{LED}$ ) светодиодной цепи при заданной частоте реализуется режим постоянства мощности:

$$P_{LED} = \eta CV^2 f = V_{LED} I_{LED}. \quad (5)$$

Формула (5) учитывает КПД ( $\eta$ ) DC/DC-преобразователя. Соответственно, регулировочная характеристика имеет вид:

$$I_{LED} = (\eta CV^2 f) / V_{LED}. \quad (6)$$

Для расчета емкости выходного конденсатора может быть использована формула [3]:

$$C_{OUT} \approx (0,5f_0 nVC) / (f_{min} \Delta I_{LED} N r_T), \quad (7)$$

где  $\Delta I_{LED}$  — размах пульсаций тока светодиодов; N — количество светодиодов;  $r_T$  — дифференциальное сопротивление линеаризованной ВАХ светодиода;  $f_{min}$  — минимальная частота регулирования.

#### Частотное регулирование $f > f_0$

При использовании этого способа регулирования возможна работа как в квазирезонансном, так и в резонансном режиме. Переход от первого режима ко второму осуществляется по мере увеличения частоты инвертирования. Чем выше значение  $V_{LED}$ , тем при более низкой частоте осуществляется переход в резонансный режим.

При заданном диапазоне регулирования тока светодиодов максимальная частота зависит от соотношения между индуктивностями рассеяния и намагничивания согласующего трансформатора и рабочего напряжения на светодиодах. Максимальную частоту регулирования  $f_{max} = 1/T_{min}$  можно определить из следующих формул:

$$I_{mPIC} \approx 0,25 T_{min} (nNV_T / L_m)$$

и

$$nNV_T \approx 0,5 V L_m / (L_m + L_{лкр}), \quad (8)$$

характеризующих работу согласующего трансформатора в граничном режиме, когда напряжение на его выходе равно порогу отпирания последовательной светодиодной цепи (N — количество светодиодов,  $V_T$  — пороговое напряжение ВАХ светодиода). Формулы (8) определяют пиковое значение тока намагничивания  $I_{mPIC}$ . Правильный выбор значения этого тока влияет на коммутационные процессы при выключении и, соответственно, на потери мощности в силовых МДП-транзисторах.

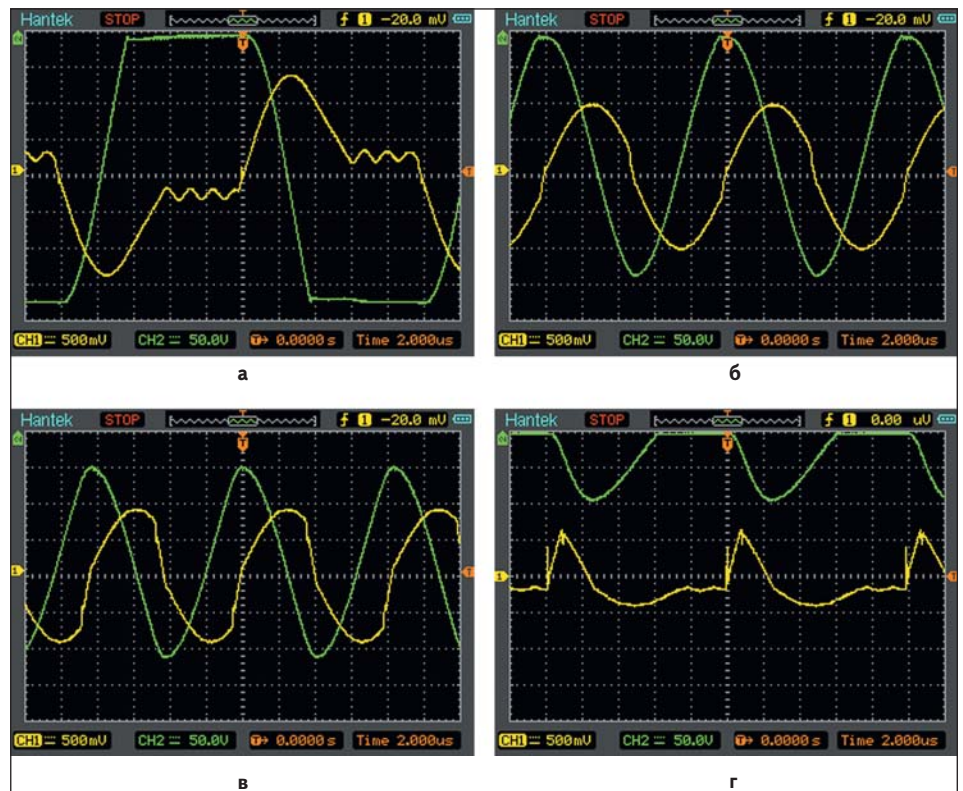


Рис. 2. Осциллограммы первичного тока согласующего трансформатора (—) и напряжения на разделительном конденсаторе (—) квазирезонансного инвертора P = 100 Вт, V = 380 В: а) f = 50 кГц, D = 0,5; б) f = 100 кГц, D = 0,5; в) f = 125 кГц, D = 0,5; г) f = 100 кГц, D = 0,1

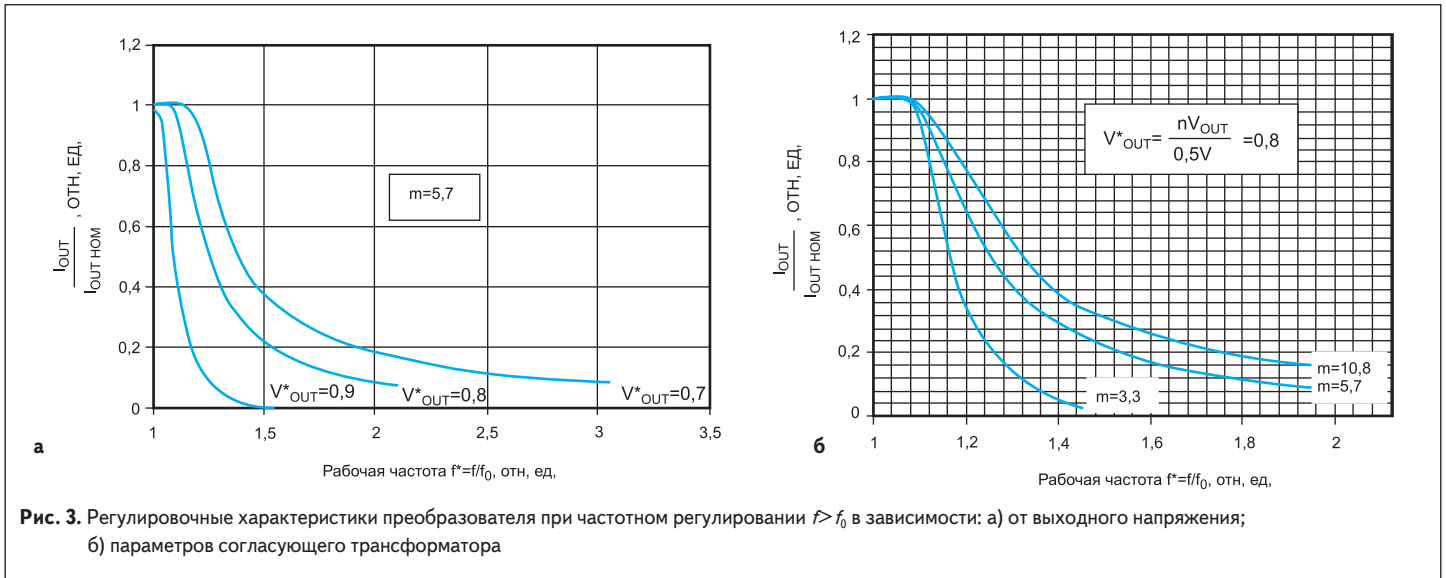


Рис. 3. Регулировочные характеристики преобразователя при частотном регулировании  $f > f_0$  в зависимости: а) от выходного напряжения; б) параметров согласующего трансформатора

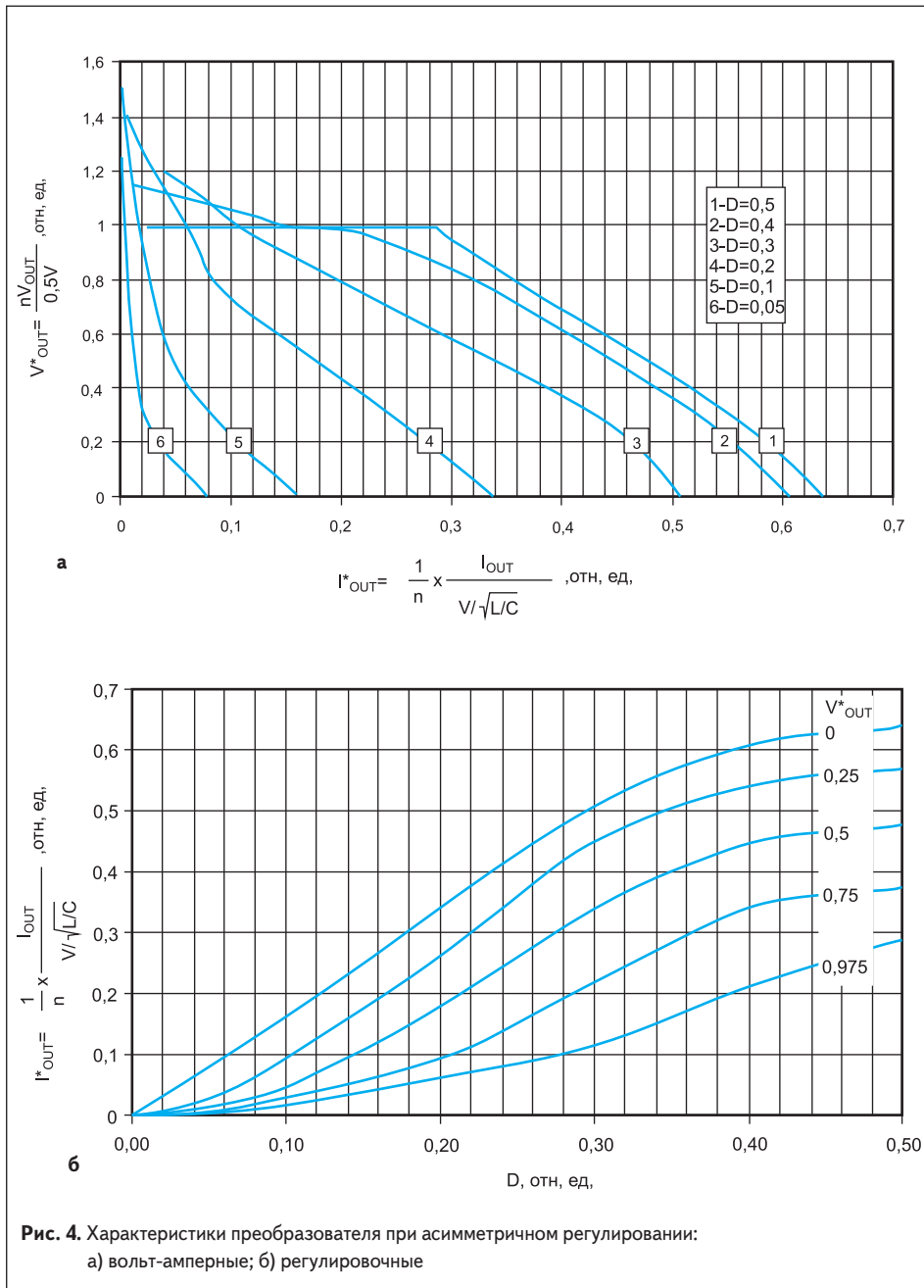


Рис. 4. Характеристики преобразователя при асимметричном регулировании: а) вольт-амперные; б) регулировочные

На рис. 3 представлены регулировочные характеристики преобразователя, полученные с использованием схемотехнической модели. Зависимости даны в относительных единицах. В качестве базовых величин использован номинальный ток  $I_{LEDNOM}$  и номинальная частота  $f_{НОМ} = f_0$ . Зависимости учитывают влияние напряжения на светодиодах  $V_{LED} = nV_{LED}/0,5V$  (рис. 3а) и соотношение между индуктивностями намагничивания и рассеивания (рис. 3б), которое определяется выражением  $m = L_p/L$  [3, 4], где  $L_p = L_{лр} + L_m$  — индуктивность первичной стороны трансформатора в режиме холостого хода. На рис. 2 видно, что диапазон изменения частоты зависит от указанных параметров. Он сокращается с ростом рабочего напряжения на выходе преобразователя и уменьшением коэффициента  $m$ .

**Регулирование тока с использованием АШИМ  $f \approx f_0$**

Асимметричная широтно-импульсная модуляция представляет особый интерес. По сравнению с симметричной ШИМ в АШИМ сохраняется мягкое включение транзисторов. Однако в режиме регулирования уменьшается в два раза частота пульсаций выходного тока.

Исследование преобразователя в этом режиме проведено с использованием схемотехнической модели. На рис. 4 представлены вольт-амперные (рис. 4а) и регулировочные характеристики (рис. 4б) преобразователя. Характеристики построены в относительных единицах. В качестве базовых величин использованы напряжение  $0,5V$  и амплитуда тока перезаряда конденсатора при коротком замыкании нагрузки  $I_{СРК} = V/\sqrt{L/C}$ . Как видно из рис. 4а, характеристики имеют падающий характер. Ток короткого замыкания ограничен благодаря диодам VD2, VD3. Диапазон регулирования широкий. При рабочем выходном напряжении  $V_{OUT} = (0,7-0,95)V_{OUTmax}$  изменение коэффициента заполнения  $D$  — 50–10% приводит к регулированию тока от 100 до 6–8%.

Примечательная особенность схемы — возможность одновременного регулирования

по каналам АШИМ и НЧШИМ благодаря высокому качеству кривой импульсного тока (рис. 5).

### Сравнение потерь мощности при различных способах регулирования

#### Потери мощности в силовых МДП-транзисторах

Потери в транзисторах инвертора:

$$P_{VT} = P_{VT(on)} + P_{VT(off)} \quad (9)$$

$$P_{VT(on)} = I_{VT1RMS}^2 R_{DS(on)} + I_{VT2RMS}^2 R_{DS(on)}, \quad (10)$$

$$P_{VT(off)} = P_{VT1off} + P_{VT2off} = 0,5 V (I_{VT1off} + I_{VT2off}) t_f f, \quad (11)$$

где  $P_{VT(on)}$  — потери в транзисторе в открытом состоянии;  $R_{DS(on)}$  — сопротивление транзистора в открытом состоянии;  $I_{VT1RMS}$  — действующий ток транзистора;  $P_{VT(off)}$  — потери на этапе записания;  $I_{VToff}$  — ток на момент начала записания;  $t_f$  — время спада тока.

Потери в ограничительных диодах:

$$P_{VD(on)} = V_T (I_{VD1AV} + I_{VD2AV}) + (I_{VD1RMS}^2 + I_{VD2RMS}^2) r_T. \quad (12)$$

В формуле (12)  $V_T$ ,  $r_T$  — пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление;  $I_{VD1AV}$ ,  $I_{VD2RMS}$  — средний и действующий токи диода соответственно.

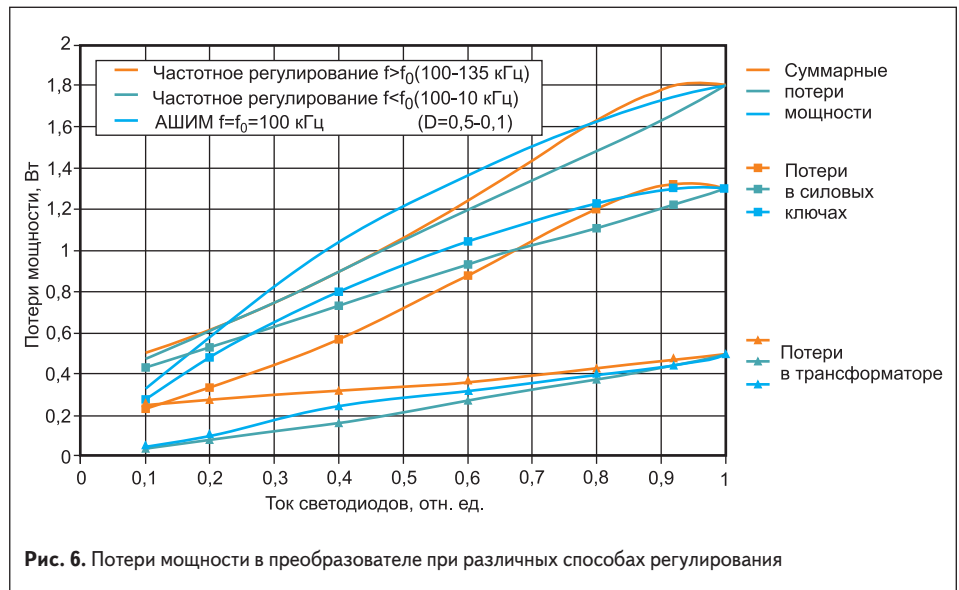
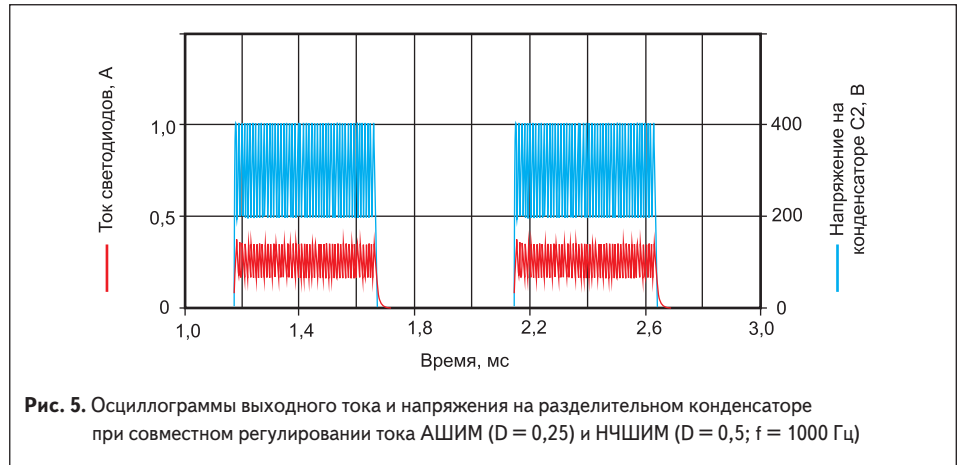
Потери в МДП-транзисторах выпрямителя без учета потерь проводимости их диодов:

$$P_{VT(on)} = I_{VT3RMS}^2 R_{DS(on)} + I_{VT4RMS}^2 R_{DS(on)}. \quad (13)$$

Температура  $p$ - $n$ -перехода приборов напрямую связана с потерями мощности в них и условиями охлаждения. Для упрощения расчета температура  $T_j$  была принята для всех приборов равной  $+100^\circ\text{C}$ . При расчетах использовалось прямое измерение токов в схемотехнической модели преобразователя. Потери мощности оценивались для каждого из режимов регулирования тока в диапазоне 100–15% для базовой частоты 100 кГц, соответствующей номинальному режиму работы преобразователя с мощностью 150 Вт (100%). Расчет параметров преобразователя произведен по методике, приведенной в [3]. Транзисторы инвертора VT1, VT2 — SPD07N60C3; ограничительные диоды VD1, VD2 — DLSF18; транзисторы выпрямителя VT3, VT4 — BSZ16DN25NS3.

#### Потери мощности в трансформаторе

Предварительный расчет согласующего трансформатора квазирезонансного инвертора проведен согласно методике, изложенной в [4], с учетом ограничений, накладываемых на значения индуктивностей рассеивания и намагничивания из условия обеспечения резонансной частоты, мягкого выключения силовых транзисторов и эффективности преобразователя. Окончательные параметры уточнены при макетировании трансформатора.



тора. Параметры трансформатора приведены в таблице 1.

Расчет потерь мощности производился по методике, данной в [5]. При расчете учитывались изменения рабочей частоты, значения тока первичной обмотки и амплитуды индукции  $B_m = \Delta B/2$  в сердечнике в процессе регулирования. Результаты расчета потерь мощности в трансформаторе и силовых ключах представлены на рис. 6.

#### Суммарные потери мощности

Как видно на рис. 6, минимальную суммарную мощность потерь в диапазоне регулирования 100–20% обеспечивает частотное управление  $f < f_0$ . Это обусловлено снижением динамических потерь с уменьшением частоты, как в силовых ключах, так и в трансформаторе. Следует отметить, что меньше также потери на управление, которые не учтены в общих потерях.

Таблица 1. Параметры согласующего трансформатора

Мощность, ВА	150
Магнитопровод	E 42/21/15
Феррит	N87
Немагнитный зазор, мм	0,5
Число витков первичной обмотки (1)	54
Провод	Litz 0,1×120 (0,94 мм <sup>2</sup> )
Число витков вторичной обмотки (2–1)	54
Провод	Litz 0,1×60 (0,47 мм <sup>2</sup> )
Число витков вторичной обмотки (2–2)	54
Провод	Litz 0,1×60 (0,47 мм <sup>2</sup> )
Индуктивность L (КЗ вторичной обмотки), мкГн	239
Индуктивность Lp (режим ХХ), мкГн	1375

Таблица 2. Сравнительная оценка способов аналогового регулирования тока квазирезонансного DC/DC-преобразователя

Способ управления	Диапазон регулирования тока	Потери мощности	Габариты выходного фильтра	Совместное управление с НЧШИМ
Частотное управление $f > f_0$	Широкий — 10	Умеренные — 6	Малые — 10	Затруднено — 2
Частотное управление $f < f_0$	Ограниченный — 5	Низкие — 8	Большие — 5	Возможно — 5
Асимметричный ШИМ	Широкий — 10	Умеренные — 5	Малые — 8	Возможно — 5

**Примечание:** Оценка дана по десятибалльной шкале.

Однако на практике управление снижением частоты имеет ограниченный диапазон регулирования тока из-за роста емкости выходного конденсатора при заданных пульсациях тока. Рекомендованный диапазон регулирования как отношение номинального значения тока светодиодов к минимальному значению этого тока не более 3/1. Увеличение емкости выходного фильтра снижает также динамические показатели преобразователя.

Результаты проведенного анализа способов управления представлены в таблице 2. Сравнение показывает некоторое преимущество способа АШИМ по гибкости управления, а частотного  $f < f_0$  — по КПД. Однако явного фаворита здесь нет. Применение того или иного способа зависит от типа светильника, его мощности, а также

длительности эксплуатации с пониженной мощностью. Поэтому на практике возможно использование всех рассмотренных способов для аналогового регулирования тока.

### Заключение

- Для аналогового регулирования тока в широком диапазоне его изменения целесообразно применять асимметричный ШИМ или частотное управление  $f > f_0$ .
- При регулировании способом НЧШИМ для ограниченного диапазона изменения выходного напряжения (что характерно для светодиодной нагрузки) рекомендуется для стабилизации уровня тока использовать частотное управление при  $f < f_0$ .

### Литература

1. Вольф В. Источники электропитания с высоким коэффициентом полезного действия от TRACOPOWER // Силовая электроника. 2008. № 3.
2. Скиннер Э. Выбор правильной структуры источника питания // Силовая электроника. 2010. № 1.
3. Поляков В., Ошурков И. Высокочастотный квазирезонансный инвертор для регулируемых источников питания светодиодных светильников // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 6.
4. <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-4151.pdf>
5. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера. 2006.