

Источники питания разрядных ламп высокого давления

Валерий Поляков, к. т. н.

promel2000@yandex.ru

Электронные пускорегулирующие аппараты (ЭПРА) активно вытесняют с рынка традиционные электромагнитные ПРА разрядных осветительных ламп. Несмотря на более высокую сложность, современные ЭПРА обеспечивают оптимальные режимы эксплуатации лампы и возможность работы в системе управления освещением. ЭПРА конкурентоспособны по стоимости с электромагнитными ПРА, поскольку высокая начальная цена компенсируется увеличением срока службы и объемом сэкономленной электроэнергии.

Проектирование ЭПРА для разрядных ламп высокого давления (РЛВД) сопряжено с рядом трудностей. Схемная реализация ЭПРА относительно сложна из-за существующих явлений электрофореза в лампах на парах металла и «акустического резонанса» (АР), который проявляется на повышенных частотах [1, 2]. Поэтому в современных источниках света питания РЛВД осуществляется низкочастотным (НЧ) переменным прямоугольным током (70–400 Гц), регулирование которого производится на повышенной частоте. Определенным исключением являются лишь некоторые типы натриевых ламп высокого давления (НЛВД), имеющие достаточно широкие диапазоны частот, где явление «акустического резонанса» отсутствует. Для их питания могут быть использованы более простые преобразователи, работающее на повышенной частоте [3, 4]. При выборе системы управления и расчете силовой части следует учитывать статическую и динамическую характеристики лампы [5–7].

При разработке источника прямоугольного тока к традиционным требованиям, таким как устойчивое зажигание лампы, ограничение пускового тока и стабильность мощности в рабочем режиме, добавляются дополнительные. Первое требование — низкий уровень пульсаций мощности [1,8], чтобы исключить АР. Второе — быстрая смена полярности тока, что приближает режим питания лампы к стационарному. В этом случае исключаются нежелательные пульсации светового потока и уменьшается уровень гармонических составляющих мощности, провоцирующих появление АР.

В настоящее время основные усилия разработчиков сосредоточены на повышении КПД преобразования энергии. Должен быть обеспечен компромисс между стоимостью и экономичностью преобразователя. Как отмечалось выше, высокий КПД позволяет компенсировать начальные затраты по мере увеличения срока службы ЭПРА. Срок службы напрямую связан с температурой приборов, которая прямо пропорциональна потерям в преобразователе. Уменьшение потерь мощности обеспечивает

снижение температуры внутри корпуса ЭПРА и, соответственно, улучшает условия охлаждения комплектующих, срок службы которых наиболее критичен к нагреву (например, электролитические конденсаторы).

С другой стороны, высокий уровень потерь требует улучшения условий охлаждения, что неминуемо ведет к росту габаритов и веса изделия. Поэтому осуществляется поиск решений, обеспечивающих снижение потерь, прежде всего в силовых полупроводниковых ключах.

Общая структура источника питания — низкочастотного электронного пускорегулирующего аппарата (НЧ ЭПРА) приведена на рис. 1а. Питание осуществляется от сети переменного тока или аккумулятора (в автономных объектах, например автомобиле).

При работе от сети переменного тока обязательно наличие корректора коэффициента мощности (ККМ) для снижения уровня высших гармоник в потребляемом сетевом токе и сетевого фильтра для снижения уровня генерируемых помех и обеспечения помехозащищенности.

Основные отличия заключаются в построении DC/AC-преобразователя. Наибольшее распространение получили однокаскадная, двухкаскадная и схемы DC/AC-преобразователя. Однокаскадная схема представляет собой автономный инвертор напряжения с ШИМ-модуляцией. Следует отметить, что при одном источнике постоянного напряжения возможно применение только мостовой схемы инвертора. Полумостовая схема инвертора с одним или несколькими разделительными конденсаторами не обеспечивает устойчивой работы инвертора из-за возможной асимметрии проводимости разрядной лампы при различном направлении тока.

Для поджига лампы требуется повышенное напряжение (2–4 кВ). Используются два способа поджига — импульсный [9] (рис. 1б, в) и резонансный [10] (рис. 1г). В последнем случае на этапе поджига и спустя некоторое время после него на выходе инвертора формируется переменное напряжение повышенной частоты. Затем осуществляется переход в режим низкой частоты. При импульсном зажигании помимо традиционной схемы с накопительным конденсатором и коммутирующим элементом (тиристор, динистор) все чаще применяется схема, где коммутирующим элементом служат силовые транзисторы НЧ ЭПРА [9]. Наиболее простой вариант такой схемы зажигания представлен на рис. 1а.

В мостовом инверторе стабилизация тока лампы осуществляется внутренними средствами инвер-

тора. При этом ключи инвертора работают на повышенной частоте. Коммутируемый ток равен току лампы. Напряжение на транзисторах равно входному напряжению инвертора. Поскольку переключение полярности тока происходит за малое время, соизмеримое с постоянной времени разряда, требуется низкая индуктивность сглаживающего реактора. Соответственно растет частота модуляции тока, необходимая для поддержания низкого уровня его пульсаций. Это приводит к высоким динамическим потерям в полупроводниковых ключах инвертора и увеличению их потребляемой мощности. Поэтому однокаскадный DC/DC-преобразователь иногда проигрывает по КПД

и стоимости, казалось бы, более сложному двухкаскадному преобразователю.

В альтернативном варианте регулирования тока осуществляется отдельным DC/DC-преобразователем, подключенным на входе НЧ-инвертора. Использование на входе инвертора емкостного фильтра дает возможность снизить напряжение до уровня, согласованного с рабочим напряжением на лампе. С учетом того, что частота коммутации силовых ключей невысокая, это обстоятельство позволяет использовать в инверторе низковольтные низкочастотные транзисторы. Реализация DC/DC-преобразователя может быть различной и во многом обуславливается предпочтениями и опытом разработчика.

Достаточно очевидным и часто используемым решением является понижающий DC/DC-преобразователь [6, 8, 11].

Достоинство понижающего преобразователя — минимум силовых элементов. Однако в этом случае обязательно применение мостовой схемы НЧ-инвертора. Кроме того, согласование напряжений питания преобразователя и лампы осуществляется только изменением коэффициента заполнения (D), что неэффективно при низком рабочем напряжении на лампе.

Когда выходной фильтр регулятора работает в режиме непрерывного тока дросселя, имеет место «жесткое» включение (включение транзистора на проводящий диод) [12], что приводит к недопустимым потерям в нем и требует ограничения рабочей частоты. Устранение этого явления при сохранении режима непрерывного тока требует использования диодов с малым временем восстановления, например диодов на карбиде кремния (SiC).

Таким образом, как в первом, так и во втором случае требуются особые технические решения, снижающие уровень потерь при работе на повышенных частотах. В свою очередь, повышенные частоты требуют наличия цепей, обеспечивающих мягкое переключение транзистора, или особого управления транзистором для снижения уровня динамических потерь [9, 10, 13].

Существует ряд классических примеров решения этой задачи. Для снижения динамических потерь в МДП-транзисторе применяются два режима: режим прерывистых токов дросселя [11] (рис. 2б) или режим синхронного выпрямления [10] (рис. 2в).

В первом случае включение транзистора происходит при нулевом токе буферного диода, что позволяет, с одной стороны, избежать этапа вывода накопленного в диоде заряда и, с другой стороны, получить относительно плавное нарастание тока в транзисторе.

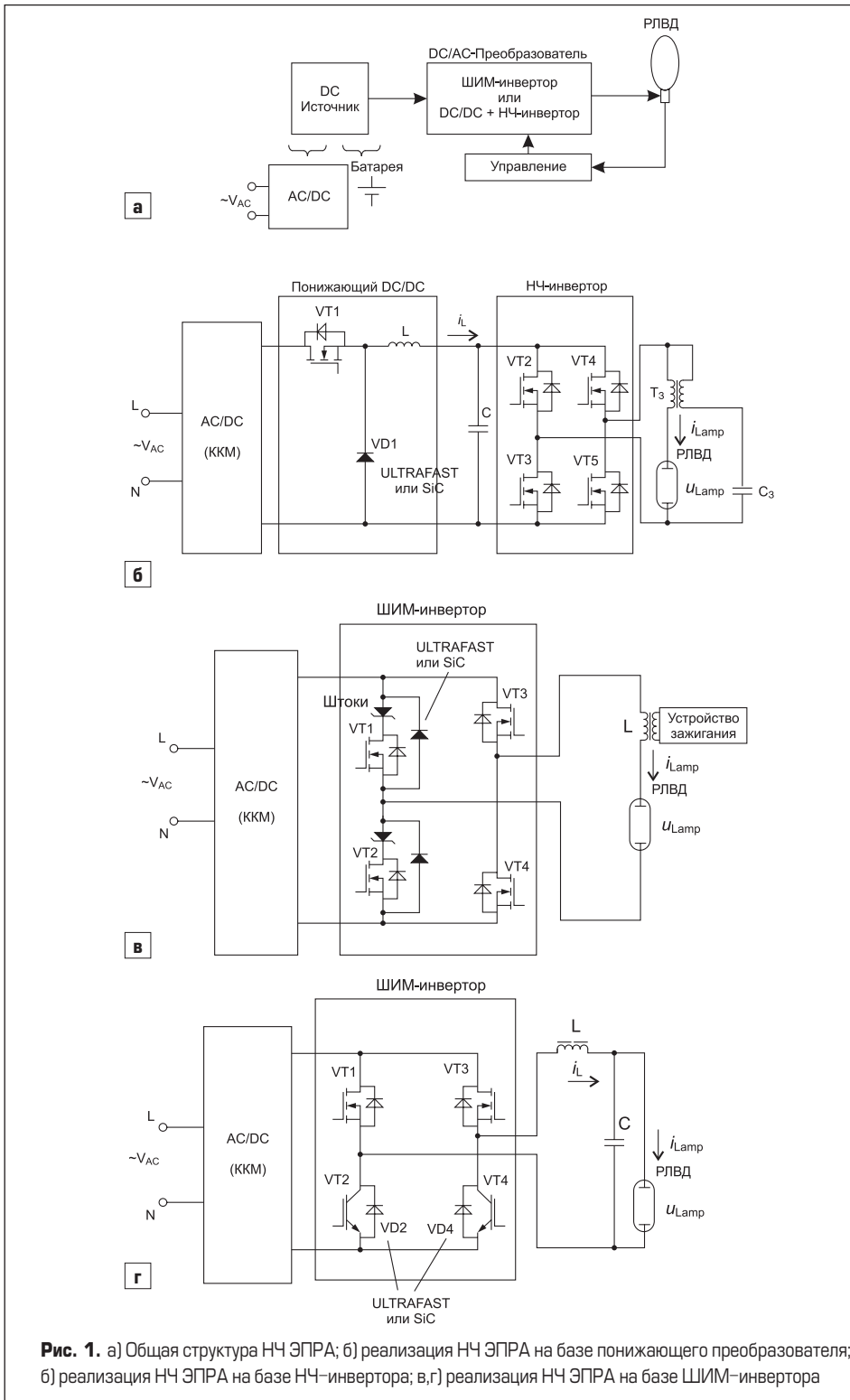


Рис. 1. а) Общая структура НЧ ЭПРА; б) реализация НЧ ЭПРА на базе понижающего преобразователя; в) реализация НЧ ЭПРА на базе НЧ-инвертора; г) реализация НЧ ЭПРА на базе ШИМ-инвертора

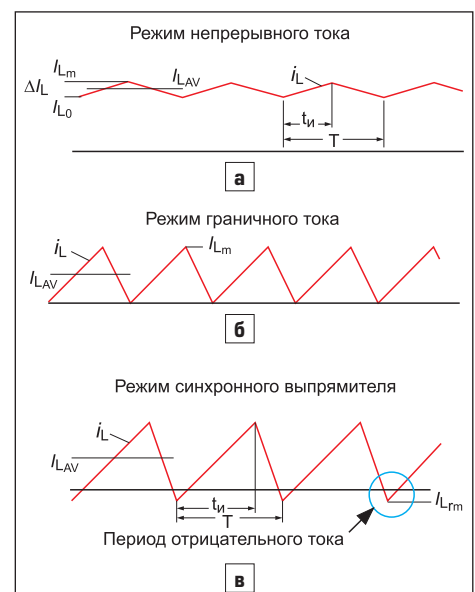


Рис. 2. Осциллограммы тока в реакторе регулятора: а) в режиме непрерывного тока дросселя; б) в режиме граничного тока дросселя; в) в режиме синхронного выпрямителя

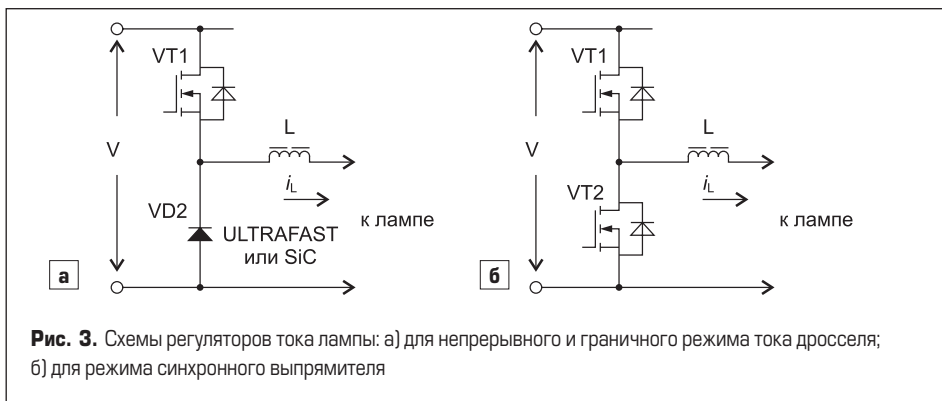


Рис. 3. Схемы регуляторов тока лампы: а) для непрерывного и граничного режима тока дросселя; б) для режима синхронного выпрямителя

Во втором случае имеет место включение при нуле напряжения (ZVS), что дополнительно снижает динамические потери в транзисторе. Однако несколько увеличенный действующий ток транзистора повышает статические потери. Следует отметить, что в том и другом случае повышаются потери в открытом состоянии за счет повышения действующего значения тока транзистора и диода.

Кроме того, для сглаживания тока лампы необходим конденсатор выходного фильтра, что несколько снижает динамические показатели такого ЭПРА и предъявляет дополнительные требования к управлению для обеспечения качества переходного процесса при смене полярности тока.

Как отмечалось выше, при работе в режиме непрерывного тока дросселя выходного фильтра

имеют место значительные потери мощности в силовых приборах на этапе включения транзистора. Однако в схеме только один реактивный элемент — дроссель, который при наличии дополнительной обмотки выполняет функции трансформатора поджига. Поэтому понятно стремление некоторых разработчиков использовать однокаскадную схему преобразования [9, 10], в которой в качестве регулятора тока используются два из четырех транзисторов инвертора (рис. 1в, г).

Для снижения потерь в этих схемах применяются ультрабыстрые диоды или высоковольтные диоды Шоттки на карбиде кремния (SiC). В схеме на рис. 1в для изоляции «медленного» диода МДП-транзистора используется низковольтный диод Шоттки [13].

В схеме на рис. 1г в качестве регулирующих транзисторов используются транзисторы VT1 и VT3. Транзисторы VT2 и VT4 работают на низкой частоте. Параллельно к этим транзисторам подключены ультрабыстрые диоды или SiC диоды [10].

Ведущие производители электронных балластов применяют все из перечисленных выше схемотехнических решений, обеспечивающих понижение динамических потерь. Так, ведущая светотехническая фирма OSRAM в серии электронных балластов для металлогалогенных ламп взяла за основу техническое решение на базе мостового ШИМ-инвертора (рис. 1в) с использованием ультрабыстрых диодов и диодов Шоттки. PHILIPS в своих разработках применяет базовую схему с понижающим DC/DC-преобразователем, работающим в режиме граничного тока дросселя [11].

Для управления затвором силовых транзисторов используются специализированные микросхемы — «драйверы». Общее управление осуществляется обычно от микроконтроллера (микропроцессора). Фирмы — производители электронных компонентов и микропроцессоров также предлагают свои технические решения электронных балластов лампы высокого давления [11, 13-17].

Эффективность рассмотренных выше способов снижения динамических потерь иллюстрируют приведенные ниже расчеты и практические результаты. Основным регулирующим силовым блоком преобразователей является ключевой понижающий преобразователь, работающий на повышенной частоте. Поэтому ниже приведен сравнительный расчет потерь в понижающих преобразователях (рис. 3) при рассмотренных выше способах регулирования тока.

Формулы для приближенного расчета потерь мощности в преобразователях сведены в таблицу 1.

При расчете использованы параметры приборов фирмы Infineon (МДП-транзистор IPP60R299CP и SiC Шоттки диод SDT08S60) и International Rectifier (ультрабыстрый диод HFA08TB60).

Результаты расчета суммарных потерь мощности в преобразователе в зависимости от частоты модуляции f представлены на графике (рис. 4).

Расчеты проведены для напряжения шины постоянного тока $V = 400$ В и коэффициента заполнения $D = 0,25$, что соответствует напряжению на лампе 100 В. Скорость изменения тока $di/dt = 200$ А/мкс, температура перехода 125 °С. Номинальный ток нагрузки (среднее значение тока дросселя в непрерывном режиме I_{LAV} составляют 10% I_{LAV} .

В таблице 1 использованы следующие обозначения:

- P_{ON} — потери в силовом полупроводнике в открытом состоянии,
- P_{SW} — потери мощности на этапе переключения,
- Q_{rr} — заряд обратного восстановления диода,
- t_r, t_f — время нарастания и спада тока в транзисторе,
- C_{oss} — выходная емкость транзистора,
- V_T, r_T — пороговое напряжение и эквивалентное сопротивление ВАХ диода,

Таблица 1. Потери мощности в силовых полупроводниках

| | |
|--------------------------------|---|
| «Жесткое» переключение | $P_{VT1_{ON}} = I_{VT_{RMS}}^2 R_{DS(ON)} = DI_{L_{AV}}^2 R_{DS(ON)}$ $P_{VT1_{SW}} = \frac{1}{2} Vf(I_{L_0} t_r + I_{L_m} t_f) + \frac{1}{2} C_{oss} V^2 f + Q_{rr} Vf$ $P_{VT2_{SW}} = \frac{1}{2} Vf(I_{L_0} t_r + I_{L_m} t_f) + \frac{1}{2} C_{oss} V^2 f + Q_{rr} Vf$ $P_{VD2_{ON}} = I_{VD_{AV}} V_T + I_{VD_{RMS}}^2 r_T = D(I_{L_{AV}} V_T + I_{L_{AV}}^2 r_T)$ $P_{VD2_{SW}} = \frac{1}{2} Q_{rr} Vf$ $I_{L_0} = I_{L_{AV}} - 0,5\Delta I_L$ $I_{L_m} = I_{L_{AV}} + 0,5\Delta I_L$ $\Delta I_L = I_{L_m} - I_{L_0}$ $D = \frac{t_{on}}{T}$ |
| Режим граничного тока дросселя | $P_{VT1_{ON}} = I_{VT_{RMS}}^2 R_{DS(ON)} = 1,33DI_{L_{AV}}^2 R_{DS(ON)}$ $P_{VT1_{SW}} = \frac{1}{6} VI_{L_m} t_f f + \frac{1}{2} C_{oss} V^2 f$ $I_{L_m} = 2I_{L_{AV}}$ |
| Режим синхронного выпрямления | $P_{ON_{VT1}} = I_{VT1_{RMS}}^2 R_{DS(ON)} = 1,33D(1-\gamma)(I_{L_{AV}} + 0,5I_{L_m})^2 R_{DS(ON)}$ $P_{VT1_{SW}} = \frac{1}{6} Vt_f f (I_{L_{AV}} + 0,5I_{L_m})$ $P_{VD1_{ON}} = I_{VD_{AV}} V_T + I_{VD_{RMS}}^2 r_T = \gamma D [0,5I_{L_m} V_T + 1,33(0,5I_{L_m})^2 r_T]$ $P_{ON_{VT2}} = I_{VT2_{RMS}}^2 R_{DS(ON)} = 1,33\gamma(1-D)(0,5I_{L_m})^2 R_{DS(ON)}$ $P_{VT2_{SW}} = \frac{1}{6} Vt_f f (0,5I_{L_m})$ $P_{VD2_{ON}} = I_{VD_{AV}} V_T + I_{VD_{RMS}}^2 r_T =$ $= (1-\gamma)(1-D) [(I_{L_{AV}} + 0,5I_{L_m}) V_T + 1,33(I_{L_{AV}} + 0,5I_{L_m})^2 r_T]$ $\gamma = \frac{I_{L_m}}{2I_{L_{AV}} + I_{L_m}}$ |

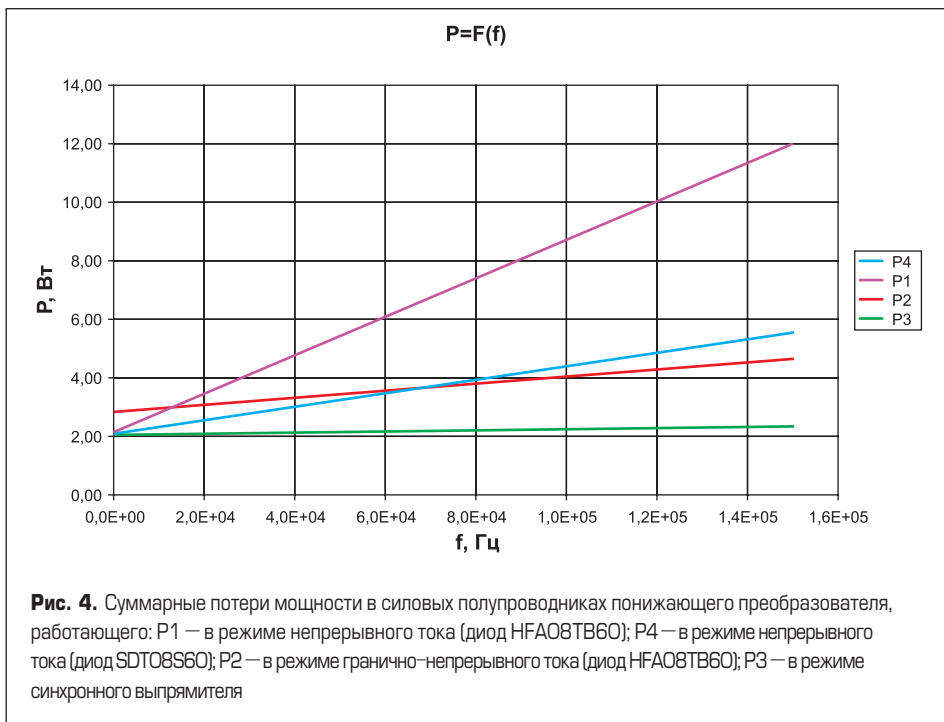


Рис. 4. Суммарные потери мощности в силовых полупроводниках понижающего преобразователя, работающего: P1 — в режиме непрерывного тока (диод HFA08TB60); P4 — в режиме непрерывного тока (диод SDO8S60); P2 — в режиме гранично-непрерывного тока (диод HFA08TB60); P3 — в режиме синхронного выпрямителя

Таблица 2. Результаты измерений температуры корпусов силовых приборов понижающего преобразователя в зависимости от времени работы (t_p) и коэффициента заполнения (D)

| Прибор | IPP60R299CP | | HFA08TB60 | |
|---|--|---------------------|-----------|---------------------|
| | начальная | конечная | начальная | конечная |
| Температура корпуса, °C | | | | |
| Ток нагрузки непрерывный, D = 0,25 | 24 | 75 ($t_p = 76$ с) | 24 | 70 ($t_p = 76$ с) |
| Ток нагрузки непрерывный, D = 0,5 | 24 | 76 ($t_p = 76$ с) | 24 | 68 ($t_p = 76$ с) |
| Ток нагрузки гранично-непрерывный, D = 0,25 | 24 | 47 ($t_p = 600$ с) | 24 | 65 ($t_p = 600$ с) |
| Ток нагрузки гранично-непрерывный, D = 0,5 | 24 | 48 ($t_p = 600$ с) | 24 | 55 ($t_p = 600$ с) |
| Режим работы: | Частота модуляции $f = 90$ кГц. Напряжение питания $V = 400$ В. Средний ток нагрузки $I_{AV} = 1$ А. Амплитуда пульсаций в режиме непрерывного тока $< 0,1$ А. Охлаждение воздушное естественное. | | | |

AV, RMS — среднее и действующее значения тока.

В таблице 2 представлены результаты экспериментального исследования понижающего преобразователя для случая непрерывного и граничного тока. В качестве критерия сравнения выбрано время нагрева корпуса силовых приборов до заданной температуры.

Режим непрерывного и граничного тока реализован за счет изменения индуктивности дросселя L путем регулирования немагнитного зазора ферритового сердечника. Исследования проводились в лаборатории кафедры промышленной электроники МЭИ.

Анализ зависимостей (рис. 4), а также экспериментальных измерений (таблица 2) позволяет сделать некоторые выводы, касающиеся целесообразности и условий применения рассматриваемых режимов работы.

1. Режим непрерывного тока при использовании даже ультрабыстрых диодов приводит к высоким потерям как в МДП-транзисторе, так и в силовом диоде. Поэтому не рекомендуется для ЭПРА РЛВД.
2. Режим непрерывного тока целесообразно применять только в схемах с приборами,

обладающими незначительным зарядом обратного восстановления (например, высоковольтными карбидкремниевыми диодами Шоттки). Ограничение — высокая стоимость этих диодов.

3. Режимы граничного (или прерывистого) тока, а также режим «синхронного выпрямителя» могут быть использованы при реализации электронного балласта. Однако следует учитывать, что эти режимы не позволяют реализовать регулирование на постоянной частоте. Требуется дополнительные реактивные элементы для сглаживания тока. Поэтому при выборе системы управления, расчете диапазона рабочих частот, а также параметров реактивных элементов выходного фильтра необходимы более детальные исследования системы «ЭПРА-лампа» для выполнения условия ее устойчивости.

Литература

1. Stormberg H.-P., Schafer R. (Philips). Excitation of acoustic instabilities in

discharge lamps with pulsed supply voltage. // Lighting research & technologies. 1983. Vol. 15. №3.

2. Olsen Jo, Warren P. Moskowit (OSRAM SYLVANIA Products Inc.). Time Resolved Measurements of HID Lamp Acoustic Frequency Spectra. 1998 BEE IAS Annual Meeting, St. Louis, MO, October 1998.
3. Nishimura H., Nagase H., Uchihashi K., Shiomi T., Fukuhara M. A New Electronic Ballast for HID Lamps, Journal of Illuminating Engineering Society, Summer 1988.
4. Alonzo J. M., Rico M., Blanco C. and Lopez E. A novel Low Loss LCC resonant Inverter for HID lamp supply. Power Electronics Specialist Conference, 1995.
5. Поляков В. Д. Динамические свойства системы «Импульсный источник электропитания – газовый разряд». // Практическая силовая электроника. 2003. № 11.
6. Поляков В. Д., Пузанов В. А. Особенности анализа и расчета электронных балластов для питания разрядных ламп высокого давления прямоугольным током низкой частоты. // Практическая силовая электроника. 2006. №20.
7. Dolf H. J. van Casteren, Marcel A. M. Hendrix, and Jorge L. Duarte. Controlled HID Lamp-Ballast Interaction for Low-Frequency Square-Wave Drivers. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 22, NO. 3, MAY 2007.
8. Melis J. and Vila-Masot O. Low frequency square wave electronic ballast for gas discharge devices. Пат. № 5428268 США. 1995.
9. Ponce M., Flores E. and Osorio R. Analysis and design of igniters for HID lamps fed with square waveforms. HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 5-6.
10. Lee I. K., Cho B. H. A High Efficiency MHD Lamp Ballast with a Frequency Controlled Synchronous Rectifier. APEC 2004, vol.2.
11. MHN-TD 70W Driver with UBA2030. Philips Semiconductors. AN10178_01, 1999.
12. Полищук А. Проблемы выбора ключевых силовых транзисторов для преобразователей напряжения с жестким переключением. // Силовая электроника. 2004. №2.
13. Sun Y., Goriki T. Driving Circuit for High intensity Discharge Lamp Electronic Lamp. US Patent 6020691. <http://www.patentstorm.us/patents/006020691.pdf>.
14. 250 W HID metal halide electronic ballast. STMicroelectronics. AN2747, 2008.
15. Ribaric T. (International Rectifier). Shedding Light on HID Ballast Control. Power Electronics Technology, October 2006. <http://powerelectronics.com/mag/610PET22.pdf>
16. HID Lamp Controller. Texas Instruments Incorporated, 2001 <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/ucc3305.pdf>
17. Microcontrollers for Fluorescent and High Intensity Discharge Lamp Ballasts. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc4081.pdf