

ють і випускають конкурентоспроможну продукцію, а також виконують роботи, спрямовані на поліпшення якості в інтересах України, доцільно створювати відповідні правові, економічні, соціальні й організаційно-технічні умови, в тому числі впроваджувати пільгові кредитно-фінансовий і податковий режими, які б сприяли якнайшвидшому розв'язанню завдань щодо системи менеджменту якості (СМЯ).

Розробку та впровадження системи менеджменту якості (СМЯ) як проекту можна розділити на такі проектні етапи: утворення організаційної структури та виділення інших необхідних ресурсів СМЯ; складання вимог до СМЯ; встановлення фактичного стану СМЯ; складання Комплексного плану проекту

СМЯ; розробка Політики підприємства в галузі якості; розробка документації СМЯ і виконання інших запланованих заходів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Павлова В. А. Конкурентоспроможність підприємства: оцінки та стратегія забезпечення / В. А. Павлова. – Д. : Вид-во ДУЕП, 2006. – 276 с.
2. Ліпич Л. Г. Прогнозування та регулювання індивідуального споживання продовольчих товарів : [монографія] / Л. Г. Ліпич, О. В. Кошій. – Луцьк : Надстир'я, 2000. – 215 с.
3. Шинкаренко В. Г. Управління конкурентоспроможністю підприємств / В. Г. Шинкаренко, О. Н. Криворучко. – К. : Консультант, 2003. – 164 с.

УДК 621.327

ФАЗОВЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЛЮМІНЕСЦЕНТНИХ ЛАМП ЕЛЕКТРОННИМИ ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ

А. М. Лупенко, кандидат технічних наук

У сучасних високоякісних електронних пускорегулювальних апаратах (ЕПРА) з високочастотним живленням (30–100 кГц) люмінесцентних ламп (ЛЛ) широко використовуються методи регулювання їх потужності, тобто світлового потоку (дімінг) способом зміни частоти комутації напівмостового або мостового резонансного інвертора напруги (частотне регулювання) [1, 2], зміни напруги живлення такого інвертора (амплітудне регулювання) [2, 3], зміни зсуву фази між вихідними напругою та струмом інвертора (фазове регулювання) [4], зміни коефіцієнта заповнення прямокутних імпульсів інвертора (ШІМ-регулювання) [2, 5], або ж поєднанням таких методів (комбіноване регулювання) [6]. Режим роботи лампи і характеристики комплексу ЕПРА-ЛЛ при регулюванні потужності суттєво змінюються. Аналіз фазового регулювання

потужності ЛЛ розглядався в праці [4], але ряд суттєвих питань (таких як залежності границь часової затримки між імпульсами інвертора, потужності підігрівання електродів лампи, напруги запалювання лампи, втрат у вихідному каскаді від потужності лампи, та чутливість потужності до фазового зсуву), які є важливими для проектування ЕПРА, або залишено поза увагою, або ж розкрито недостатньо повно.

Актуальність досліджень обумовлена необхідністю раціонального вибору параметрів ЕПРА, які б забезпечили високоякісні характеристики комплексу ЕПРА-ЛЛ в усіх режимах їх роботи – підігрівання, запалювання та підтримання заданої робочої потужності ЛЛ зміною напруги живлення інвертора. Крім того, постає задача порівняльного аналізу методів регулювання потужності ЛЛ, визначення їх переваг та недоліків для встановлення

найбільш раціональних підходів до побудови ЕПРА. Детальний аналіз частотного методу регулювання потужності ЛЛ виконано в [7]. Тому подібне дослідження фазового методу регулювання потужності ЛЛ є актуальним завданням.

Метою даної статті є аналіз основних характеристик і параметрів вихідного каскаду ЕПРА з регулюванням потужності ЛЛ за рахунок зміни зсуву фаз між вихідними напругою та струмом резонансного інвертора з урахуванням нелінійності вольт-амперних характеристик (ВАХ) ЛЛ, яка наявна в широкому діапазоні регулювання їх потужності.

За базовий параметр, стосовно якого будуть досліджуватись характеристики і параметри ЕПРА, доцільно прийняти відносну потужність лампи $p = P/P_{\text{ном}}$, де $P_{\text{ном}}$ – номінальна потужність лампи; P – робоча (регульована) потужність лампи. Замкнена структура ЕПРА дозволяє регулювати потужність ЛЛ в межах (1 – 100) % від $P_{\text{ном}}$ [4], при цьому використовується не тільки ділянка дугового розряду ВАХ, а й ділянка аномального розряду.

Структурна схема ЕПРА з фазовим регулюванням наведена на рис. 1. До неї входять вихідний каскад ВК, фазовий детектор ФД, схема порівняння, підсилювач К, інтегратор І та генератор керований напругою ГКН. Сигнал помилки $\Delta\varphi(p)$ між опорною фазою $\varphi_0(p)$ і фазовим зсувом $\varphi(p)$ між напругою і струмом ВК після підсилення підсилювачем К та інтегрування інтегратором І керує частотою ГКН, підтримуючи фазовий зсув $\varphi(p)$, який дорівнює опорній фазі $\varphi_0(p)$, яка задає потужність ЛЛ. Таким чином, об'єктом керування є вихідний каскад ВК у комплекті з ЛЛ, параметри і характеристики якого є предметом дослідження при фазовому регулюванні потужності ЛЛ в даній роботі.

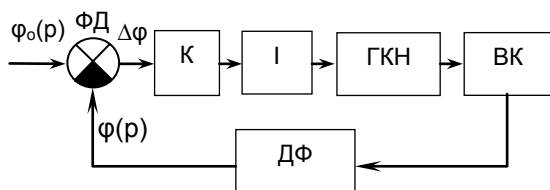


Рис. 1. Структурна схема ЕПРА

Найбільш поширеною схемою вихідного каскаду ЕПРА є напівмостовий резонансний інвертор напруги з послідовним резонансним LC-контуром, у якому ЛЛ під'єднана паралельно до конденсатора (рис. 2). Часові діаграми імпульсів напруги інвертора u , струму в індуктивності i_L та миттєвого струму $i_0(t)$ живлення інвертора зображені на рис. 3.

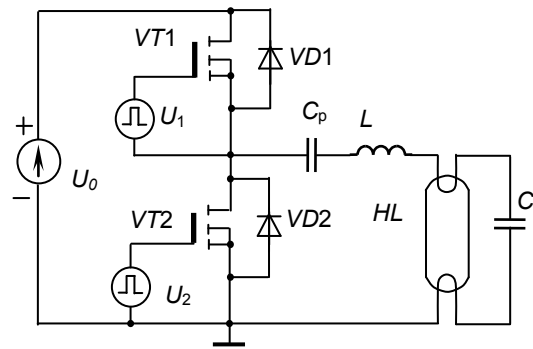


Рис. 2. Схема вихідного каскаду ЕПРА

До складу вихідного каскаду ЕПРА входять індуктивність L і ємність C послідовного коливного контура з ЛЛ HL , напівмостовий інвертор, у якому роль ключів виконують польові МДН-транзистори $VT1$ і $VT2$. Ключі по чергово комутуються під дією протифазних керуючих напруг U_1 і U_2 , які формуються драйвером високовольтних ключів. Роздільний конденсатор C_p усуває постійні складові напруги інвертора та струму ЛЛ, яка може спостерігатись при односторонній провідності ЛЛ (наприклад, у кінці терміну її служби). U_0 – напруга живлення вихідного каскаду, тому коливна система живиться прямокутними імпульсами з амплітудою $U_0/2$. Напруга і струм лампи за формою є досить близькими до синусоїди, оскільки коливний контур ЕПРА відфільтровує вищі гармонічні складові, тому аналіз можна виконати методом основної гармоніки. Тоді еквівалентну схему вихідного каскаду можна подати у вигляді рис. 4.

Опір розрядного проміжку лампи зображено як $R(p)$, оскільки його значення залежить від робочої потужності лампи. Модель кожного електрода лампи подана у вигляді двох опорів $r/2$, де r – опір електрода при його робочій температурі, а еквівалентний опір втрат, який обумовлений переважно транзисторами й індуктивністю, – у вигляді опору r_e .

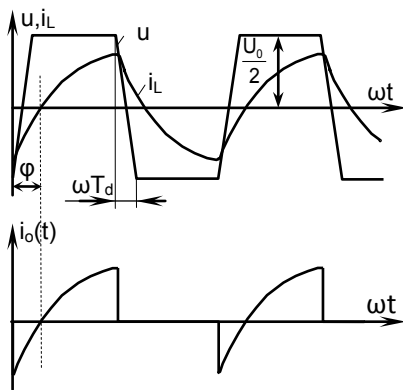


Рис. 3. Часові діаграми напруги інвертора, струму індуктивності та вихідного струму блока живлення

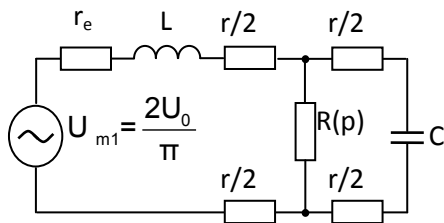


Рис. 4. Еквівалентна схема вихідного каскаду ЕПРА

Добротність коливного контуру, паралельно навантаженого лампою, дорівнює:

$$Q(p) = \frac{R(p)}{Z_0}, \quad (1)$$

де $R(p)$ – опір ЛЛ;

$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – характеристичний опір контуру.

Нехтуючи втратами коливного контуру, опорамі електродів і вважаючи $C_p \gg C$, можна показати, що модуль вхідного опору $Z_{\text{вх}}(p)$ і фазовий зсув навантаженої коливної системи $\varphi(p)$ при відносній потужності p описуються виразами [8]:

$$Z_{\text{вх}}(p) = Z_0 \cdot Q(p) \sqrt{\frac{(1 - \Omega^2(p))^2 + (\Omega(p)/Q(p))^2}{1 + (\Omega(p)Q(p))^2}}, \quad (2)$$

$$\varphi(p) = \arctg\left\{ \Omega(p)Q(p) [\Omega^2(p) + 1/Q^2(p) - 1] \right\}, \quad (3)$$

де $\Omega(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0}$ – відносна робоча частота ко-

мутації;

$\omega(p)$ – робоча частота, яка залежить від робочої потужності лампи;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – резонансна частота ненавантаженого коливного контуру.

Для забезпечення умови комутації транзисторів при нульовій напрузі робоча частота повинна задовольняти умову:

$$\omega(p) > \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2(p)}}. \quad (4)$$

Амплітуда струму індуктивності становить:

$$I_{Lm}(p) = \frac{2U_0}{\pi Z_{\text{вх}}(p)} = \frac{2U_0}{\pi R(p)} \sqrt{\frac{1 + (\Omega(p)Q(p))^2}{(1 - \Omega^2(p))^2 + \left(\frac{\Omega(p)}{Q(p)}\right)^2}}. \quad (5)$$

Діюче значення напруги на лампі описується виразом:

$$U(p) = \frac{\sqrt{2}U_0}{\pi} \frac{1}{\sqrt{[1 - Q^2(p)]^2 + \left[\frac{\Omega(p)}{Q(p)}\right]^2}}. \quad (6)$$

З виразу (5) визначається відносна частота $\Omega(p)$, яка неявно залежить від робочої потужності лампи через добротність $Q(p)$, яка, в свою чергу, залежить від опору лампи $R(p)$ та пов'язана з фазовим зсувом через вираз (3).

$$\Omega(p) = \sqrt{1 - \frac{1}{2Q(p)} + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2(p)}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}U_0}{\pi U(p)}\right)^2}} - 1. \quad (7)$$

Оскільки коефіцієнт корисної дії інвертора ЕПРА є високим, то нехтуючи втратами в ньому, можна вважати, що вся потужність, яка підводиться до інвертора, передається в лампу. Тому для потужності лампи можна записати:

$$P = U_0(p)I_0(p), \quad (8)$$

де $I_0(p)$ – середнє значення струму живлення інвертора.

За осцилограмою миттєвого струму $i_0(t)$ живлення інвертора (рис. 3) можна записати вираз для середнього значення $I_0(p)$ цього струму:

$$I_0(p) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{Lm}(p) [\sin \omega t - \varphi(p)] dt = \frac{I_{Lm}(p)}{\pi} \cos \varphi(p), \quad (9)$$

де $I_{Lm}(p)$ – амплітудне значення струму індуктивності;

$\varphi(p)$ – фазовий зсув між першими гармоніками напруги інвертора і струму індуктивності;

$T = 1/\omega$ – період комутації.

Визначивши $\cos \varphi(p)$ з виразу (3) у вигляді:

$$\cos \varphi(p) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \Omega(p)Q(p)) \left[(1 - \Omega^2(p))^2 - \Omega^2(p)/Q^2(p) \right]}}, \quad (10)$$

та підставляючи (5) і (10) в (9), можна записати вираз для $I_0(p)$ у вигляді:

$$I_0(p) = \frac{2U_0(p)}{\pi^2} \cdot \frac{R(p)}{R(p)^2 (1 - \Omega^2(p)) + \Omega^2(p) Z_0^2}. \quad (11)$$

Залежність опору лампи від потужності P , яка підводиться до лампи, визначається співвідношенням:

$$R(p) = \frac{U^2(p)}{p P_{ном}}. \quad (12)$$

Цю залежність можна визначити, використовуючи вольт-амперну (ВАХ) характеристику ЛЛ конкретного типу.

Для прикладу, на рис. 5 наведено експериментальну ВАХ для ЛЛ типу ЛД-40, а на рис. 6 – відповідну їй вольт-ватну характеристику (ВВХ), розраховану на основі ВАХ. Після аналізу апроксимуючих виразів було встановлено, що реальна ВВХ добре описується виразом, який є алгебраїчною сумою лінійної та експоненційної функцій:

$$U(p) = a_0 - a_1 p P_{ном} - a_2 e^{-a_3 p P_{ном}}, \quad (13)$$

де $a_0 = 126$; $a_1 = 0,603$; $a_2 = 38,94$; $a_3 = 0,383$

– апроксимаційні коефіцієнти, які визначено на основі ВВХ за методом найменших квадратів.

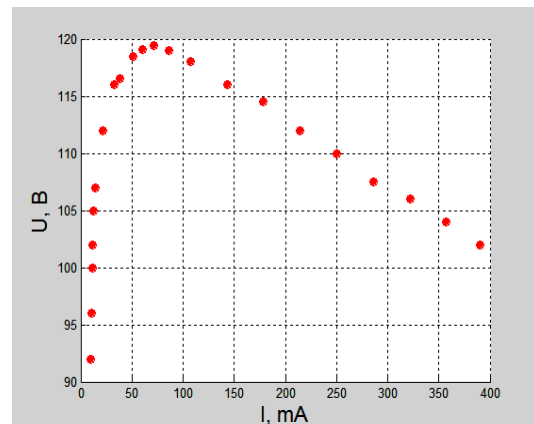


Рис. 5. Експериментальна вольт-амперна характеристика лампи ЛД-40

Для аналізу залежності відносної потужності лампи від фазового зсуву, тобто регульованої характеристики, яка наявно описується виразом (3), можна скористатися чисельними методами, побудувавши характеристики «фаза – потужність» для різних значень характеристичних опорів.

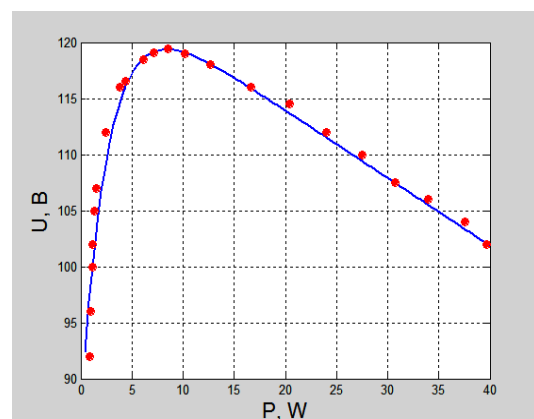


Рис. 6. Експериментальна (точки) та розрахована (лінія) вольт-ватні характеристики лампи ЛД-40

На рис. 7 наведено такі характеристики для чотирьох значень Z_0 (250 Ом, 300 Ом, 400 Ом, 600 Ом), побудовані за допомогою математичної системи Matlab на основі виразу (3) та співвідношень (1), (7), (12), (13). З рис. 7 видно, що регульовальна характеристика є практично лінійною, в діапазоні практично прийнятих характеристичних опорів.

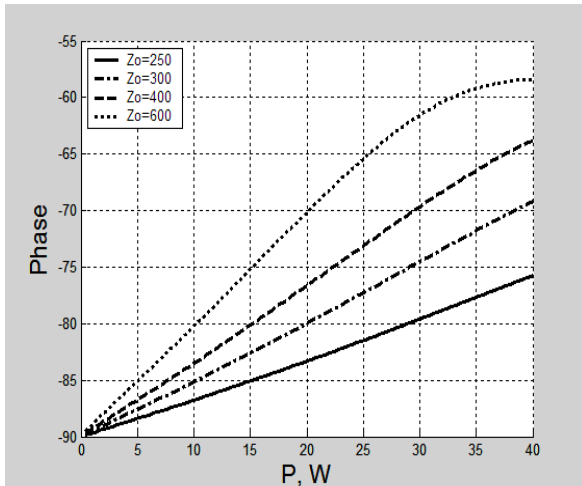


Рис. 7. Характеристики «фаза-потужність» для різних характеристичних опорів

Для верифікації розглянутого підходу знято експериментальну характеристику «напруга-потужність» для лампи ЛД-40 при $Z_0 = 450$ Ом, яка наведена на рис. 8 (точки). Там же суцільною лінією подано розрахункову залежність. На рис. 8 продемонстрований досить високий ступінь відповідності результатів розрахунку і експерименту.

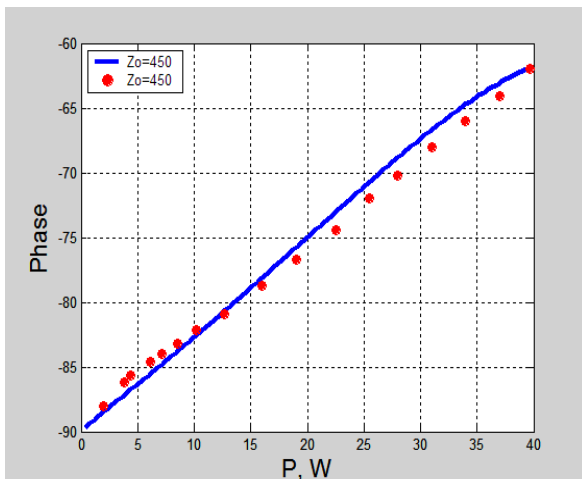


Рис. 8. Експериментальна (точки) та розрахункові характеристики (лінія) «фаза-потужність» для лампи ЛД-40

Для оцінки керованості ЕПРА можна скористатись чутливістю відносної потужності до зсуву фаз [9]:

$$S(p)|_{p=p_0} = \left. \frac{\partial p}{\partial U_0(p)} \right|_{p=p_0} \cdot \quad (14)$$

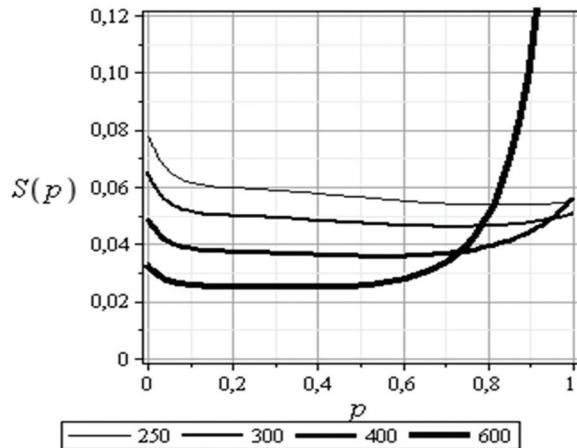


Рис. 9. Залежності чутливості від відносної потужності

На рис. 9 наведено залежність чутливості $S(p)$ від відносної потужності, розраховану в математичній системі Maple-12, відповідно до виразу (3) для різних значень характеристичного опору. З рис. 9 видно, що чутливість $S(p)$ є майже сталою в усьому діапазоні робочих потужностей, що є ознакою доброї керованості ЕПРА.

При регулюванні потужності лампи фазовим методом також змінюється робоча частота ЕПРА. Використовуючи вираз (7) та співвідношення (1), (12) і (13), в системі Matlab можна побудувати залежність відносної робочої частоти $\Omega(p)$ від відносної потужності ЛЛ. На рис. 6 наведено такі залежності для чотирьох значень характеристичного опору Z_0 при живленні інвертора напругою $U_0 = 400$ В.

Експериментальна залежність робочої частоти від робочої потужності для лампи ЛД-40, яка наведена на рис. 11 (точки). Там же суцільною лінією подано розрахункову залежність. При цьому використано параметри коливного контуру експериментального макета ЕПРА, які дорівнюють: $L = 2,07$ мГн, $C = 10$ нФ, $Z_0 = 450$ Ом. На рис. 11 продемонстровано високий ступінь відповідності результатів розрахунку й експерименту.

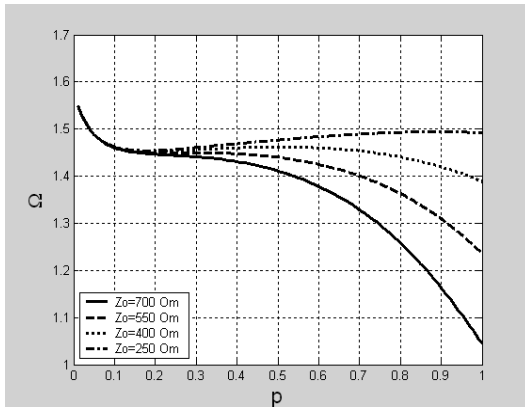


Рис. 10. Характеристики «частота-потужність» для різних характеристичних опорів

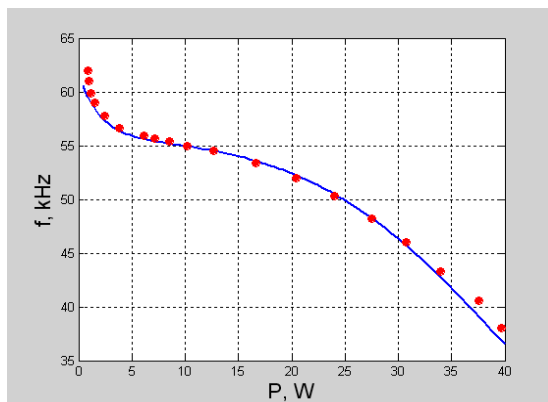


Рис. 11. Експериментальна (точки) та розрахункові характеристики (лінія) «частота-потужність» для лампи ЛД-40

При побудові резонансного напівмостового інвертора напруги важливу роль відіграє часова затримка T_d між відкритими станами транзисторних ключів. Вона, з одного боку, усуває протікання наскрізних струмів через ключі, а, з іншого – забезпечує комутацію транзисторів при нульовій напрузі на них, що суттєво зменшує комутаційні втрати інвертора та покращує його електромагнітну сумісність. Для гарантування нульової напруги на транзисторах на інтервалі їх комутації необхідно забезпечити відкритий стан антипаралельних діодів VD1 (або VD2). Відкривання діодів починається після повного розряду паразитних (або демпфуючих) ємностей стік-витік транзисторів. Тому мінімальна часова затримка $T_{d \min}$ визначається на основі цієї умови.

Струм, який протікає через індуктивність упродовж $T_{d \min}$, є одночасно розрядним стру-

мом для однієї паразитної ємності та зарядним струмом для іншої. Таким чином, загальний заряд за інтервал $T_{d \min}$ дорівнює:

$$-2q = \int_{-\frac{T_{d \min}}{2}}^{\frac{T_{d \min}}{2}} i_L(t) dt = I_{Lm} \int_{-\frac{T_{d \min}}{2}}^{\frac{T_{d \min}}{2}} \sin[\omega t - \varphi(p)] dt =$$

$$= -\frac{I_{Lm}}{\Omega(p)\omega_0} \sin \frac{\Omega(p)\omega_0 T_{d \min}}{2} \sin \varphi(p). \quad (15)$$

З виразу (11) можна визначити мінімальний інтервал $T_{d \min}$, прийнявши умову, що заряд паразитної ємності стік-витік дорівнює $q = C_{cb} U_0$:

$$T_{d \min} = \frac{2}{\Omega(p)\omega_0} \arcsin \frac{\Omega(p)\omega_0 C_{cb} U_0}{I_{Lm} \sin \varphi(p)}, \quad (16)$$

де C_{cb} – ємність стік-витік транзистора.

Максимальне значення часової затримки $T_{d \max}$ визначається як інтервал часу між моментом початку чергової комутації та моментом переходу струму в індуктивності через нуль, а саме:

$$T_{d \max} = \frac{\varphi(p)}{\Omega(p)\omega_0}. \quad (17)$$

Перевищення цієї затримки суттєво збільшує втрати в транзисторах.

В ЕПРА з фазовим керуванням роботи ЛЛІ для забезпечення попереднього підігрівання її електродів (гарячий старт) використовують частотний метод. Підігрівання електродів здійснюється на частоті підігрівання, яка є значно вищою за резонансну частоту ω_0 , чим забезпечується номінальний струм підігрівання електродів при напрузі на лампі значно нижчій за напругу запалювання. При підігріванні лампа працює в режимі тліючого розряду. Низька напруга на лампі в цьому режимі гарантує малий струм тліючого розряду. Після завершення підігрівання (0,7–1,5 сек.) частота ЕПРА плавно зменшується, наближаючись до ω_0 , що призводить до зростання напруги на лампі за рахунок резонансних властивостей контура. При досягненні напруги запалювання даного

екземпляра лампи вона «м'яко» запалюється без перенапруг, характерних для стартерних схем. Слабке розпилення оксидного матеріалу за рахунок низької напруги на ЛЛ при підігріванні електродів, відсутність перенапруг при запалюванні суттєво збільшує термін служби лампи. Важливою характеристикою ЕПРА є залежність світлового потоку від робочої потужності в процесі її регулювання. Вказані режими роботи та характеристики ЕПРА були досліджені в [7], а результати цих досліджень залишаються справедливими і для фазового методу регулювання потужності ЛЛ.

На основі апроксимаційної нелінійної моделі люмінесцентної лампи для широкого діапазону її робочих потужностей виконано аналіз основних характеристик комплексу «ЕПРА – ЛЛ» з частотним регулюванням потужності ЛЛ. Результати досліджень розкривають особливості роботи димінгового ЕПРА з частотним керуванням і можуть бути використані як основа для проектування високоякісних схем ЕПРА.

Отримано характеристики «фаза-потужність», які демонструють майже лінійну залежність потужності ЛЛ від фазового зсуву між напругою та струмом інвертора, розглянуто чутливість потужності ЛЛ до цього фазового зсуву. Проаналізовано зміну робочої частоти ЕПРА в процесі регулювання потужності ЛЛ. Встановлено верхню та нижню границі для часової затримки між відкритими станами транзисторних ключів, які забезпечують малі комутаційні втрати в них. В результаті аналізу показано суттєвий вплив характеристичного опору резонансного контура на характеристики ЕПРА. Результати аналізу добре узгоджуються з результатами експерименту.

ЛІТЕРАТУРА

1. Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control / C. S. Moo, L. C. Cheng, H. N. Chen, H. C. Yen // Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. – 1999. – P. 727–733.
2. Обжерин Е. А. Сравнительный анализ способов регулирования светового потока люминесцентных ламп / Е. А. Обжерин, Д. И. Панфилов, В. Д. Поляков // Светотехника. – 2003. – № 3. – С. 21–23.
3. Designing Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control / C. S. Moo, L. C. Cheng, T. F. Lin, H. C. Yen // Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE. – 1999. – P. 786–791.
4. Ribarich T. A new control method for dimmable high frequency electronic ballasts / T. Ribarich, J. Ribarich // Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. – 1998. – P. 2038–2043.
5. Branas C. PWM Control of Electronic Ballast for High Pressure Na Lamps in Comparison to Fluorescent Lamps. Introduction to Quasi-optimum Control / C. Branas, F. J. Azcondo, S. Bracho // Conf. Record. of IEEE-IAS. – 1998. – P. 970–975.
6. Wu T. F. Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast / T. F. Wu, T. H. Yu // IEEE Transaction on Industrial Applications, vol. 34. – 1998. – № 3. – P. 606–615.
7. Лупенко А. М. Дослідження частотного методу регулювання потужності люмінесцентних ламп / А. М. Лупенко // Світло-LUX. – 2007. – № 5. – С. 92–97.
8. Лупенко А. Аналіз вихідного високочастотного каскаду електронного пускорегулюючого апарата / А. Лупенко // Світло-LUX. – 2007. – № 5. – С. 92–97.
8. Лупенко А. Аналіз вихідного / А. Лупенко // Вісник Тернопільського державного технічного університету. – 2004. – Т. 9. – № 4. – С. 117–127.
9. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей / К. Гехер. – М. : Советское радио, 1973. – 200 с.
10. Leyh T. O. Fluorescent Lamp High Frequency Reference Ballast Operation and Starting / T. O. Leyh, S. G. Fancher // Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer. – 1997. – P. 3–12.