

УДК 621.327

ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЛЮМІНЕСЦЕНТНИХ ЛАМП

А.Д. Лупенко, М.І. Паламар, А.В. Чайковський

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

На основі нелінійної моделі люмінесцентної лампи проаналізовано основні характеристики широтно-імпульсного регулювання потужності лампи при її високочастотному живленні. Отримано залежності коефіцієнта заповнення від потужності, чутливості потужності до коефіцієнта заповнення, границь часової затримки між імпульсами інвертора, потужності підігрівання електродів лампи та її напруги запалювання в діапазоні регулювання потужності лампи.

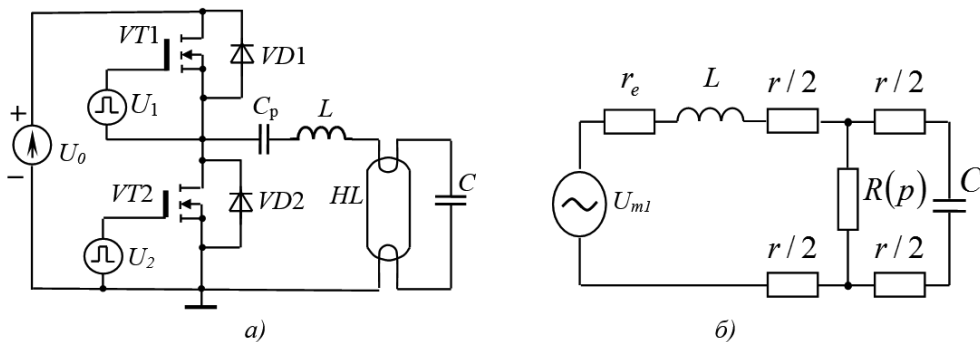
Постановка проблеми. В сучасних джерелах світла, до яких відносять люмінесцентні лампи (ЛЛ), для регулювання їх потужності, тобто, світлового потоку, використовують високоякісні електронні пускорегулювальні апарати (ЕПРА) з високочастотним (30-100кГц) живленням ламп. Регулювання потужності ламп може здійснюватись шляхом зміни частоти комутації резонансного інвертора ЕПРА [1], зміни напруги його живлення [2], зміни зсуву фази між вихідними напругою та струмом інвертора [3], зміни коефіцієнта заповнення прямокутних імпульсів інвертора, [4]. Режим роботи лампи і характеристики комплексу ЕПРА-ЛЛ при регулюванні потужності суттєво змінюються. Характеристики широтно-імпульсного регулювання потужності розглядалися в роботі [4], але ряд суттєвих питань, таких як залежності коефіцієнта заповнення від потужності, границь часової затримки між імпульсами інвертора, потужності підігрівання електродів лампи, напруги запалювання лампи, чутливості потужності до коефіцієнта заповнення, які є важливими для проектування ЕПРА, або залишено поза увагою, або ж розкрито не достатньо повно.

Актуальність досліджень широтно-імпульсного регулювання потужності ЛЛ 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 коефіцієнта заповнення імпульсів інвертора. Крім того, постає задача порівняльного аналізу методів регулювання потужності ЛЛ, визначення їх переваг та недоліків для встановлення найбільш раціональних підходів до побудови ЕПРА. Тому подібне дослідження широтно-імпульсного-регулювання є актуальною задачею.

Метою роботи є аналіз основних характеристик вихідного каскаду ЕПРА з регулюванням потужності з врахуванням нелінійності їх вольт-амперних характеристик шляхом зміни коефіцієнта заповнення вихідних імпульсів комутаційного вузла резонансного інвертора.

Постановка завдання. За базовий параметр, стосовно якого будуть досліджуватись характеристики і параметри ЕПРА, прийємо відносну потужність лампи $p=P/P_{ном}$, де $P_{ном}$ – номінальна потужність лампи, P – робоча (регульована) потужність лампи. При регулюванні відносна потужність ЛЛІ може змінюватись від 0,15 до 1, що обумовлено властивостями її дугового розряду.

Найбільш поширеною схемою вихідного каскаду ЕПРА є напівмостовий резонансний інвертор напруги (рис.1, а). До складу інвертора входять комутаційний вузол на транзисторах $VT1$ і $VT2$, індуктивність L та ємність C коливного контура, навантаженого лампою HL . Транзисторні ключі комутуються під дією протифазних керуючих напруг U_1 і U_2 . C_p - роздільний конденсатор. Резонансний LC -контур відфільтровує вищі гармоніки, тому напруга і струм лампи за формою є досить близькими до синусоїди. Аналіз проведемо методом основної гармоніки. Еквівалентна схема вихідного каскаду наведена на рис.1, б. ЛЛІ є нелінійним елементом, тому її опір $R(p)$ (рис.1, б.) залежить від робочої потужності лампи. На рис.1, б кожен електрод лампи подано у вигляді двох опорів $r/2$, де r – опір електрода при його робочій температурі, а еквівалентний опір втрат інвертора позначено як r_e .



Часові діаграми імпульсів напруги інвертора u , струму в індуктивності i_L та миттєвого струму $i_0(t)$ живлення інвертора зображені на рис. 2.

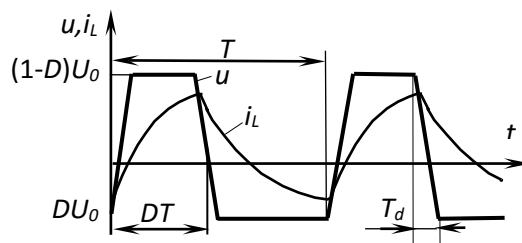


Рис. 2. Діаграми напруги інвертора та струму індуктивності

Виклад основного матеріалу. Нехтуючи втратами коливного контура, опорами електродів та вважаючи $C_p \gg C$, можна показати, що модуль вхідного опору $Z_{вх}(p)$ та фазовий зсув навантаженої коливної системи $\varphi(p)$ при відносній потужності p описуються виразами :

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

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

де $Z_0 = \sqrt{L/C}$ – характеристичний опір контура; $Q(p) = R(p) / Z_0$ – добротність коливного контура; $R(p)$ – опір ЛЛ; $\Omega = \omega / \omega_0$ – відносна робоча частота комутації; ω – робоча частота, яка є незмінною в процесі регулювання; $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ – резонансна частота ненавантаженого коливного контура.

Широтно-імпульсний метод регулювання потужності РДС полягає у зміні коефіцієнта заповнення $D(p)$ прямокутних імпульсів резонансного інвертора. Вираз для амплітуди напруги першої гармоніки таких імпульсів має вигляд:

$$U_{m1} = \frac{2U_0}{\pi} \sin[\pi D(p)]. \quad (3)$$

Враховуючи (1) та (2), отримано вираз для амплітуди струму індуктивності:

$$I_{Lm}(p) = \frac{2U_0}{\pi R(p)} \sin[\pi D(p)] \sqrt{\frac{1 + (\Omega Q(p))^2}{(1 - \Omega^2)^2 + [\Omega / Q(p)]^2}}. \quad (4)$$

Діюче значення напруги на лампі подамо виразом:

$$U(p) = \frac{\sqrt{2}U_0}{\pi R(p)} \sin[\pi D(p)] \sqrt{\frac{1}{(1 - \Omega^2)^2 + [\Omega / Q(p)]^2}}. \quad (5)$$

Потужність лампи знайдемо як $P = U(p)^2 / R(p)$:

$$P = pP_{ном} = \frac{2U_0^2}{\pi^2 R(p)} \frac{\sin^2[\pi D(p)]}{[1 - \Omega^2]^2 + [\Omega / Q(p)]^2}. \quad (6)$$

Із виразу (6) одержуємо регульовальну характеристику, як залежність коефіцієнта заповнення від відносної потужності лампи:

$$D(p) = \frac{1}{\pi} \arcsin \sqrt{\frac{\pi^2 p P_{ном} R(p)}{2U_0^2} \left\{ (1 - \Omega^2)^2 + [\Omega / Q(p)]^2 \right\}}. \quad (7)$$

У вираз для регульовальної характеристики входить опір лампи, який при заданій робочій потужності P дорівнює:

$$R(p) = \frac{U(p)^2}{P}. \quad (8)$$

Отже, для отримання залежності опору лампи від її потужності необхідно знати вольт-ватну характеристику (ВВХ) лампи конкретного типу. Для подальшого аналізу скористаємось результатами роботи [5], де показано, що ВВХ ЛЛ добре описується алгебраїчною сумою лінійної та експоненційної функцій:

$$U(P) = a_0 - a_1 P - a_2 e^{-a_3 P}, \quad (9)$$

де a_0, a_1, a_2, a_3 - апроксимаційні коефіцієнти. Для ЛЛ типу ЛД-40, з якою проводились експериментальні дослідження (на робочій частоті 38 кГц), вони дорівнюють: $a_0=126, a_1=0,603, a_2=38,94, a_3=0,383$.

Регульовальні характеристики ЕПРА з ЛЛ типу ЛД-40, розраховані за виразами (7)-(9) для різних значень опору Z_0 , наведені на рис.3, а.

На рис. 3, б показано експериментальну (точки) та розрахункову характеристики при $Z_0=450$ Ом, які добре узгоджуються між собою.

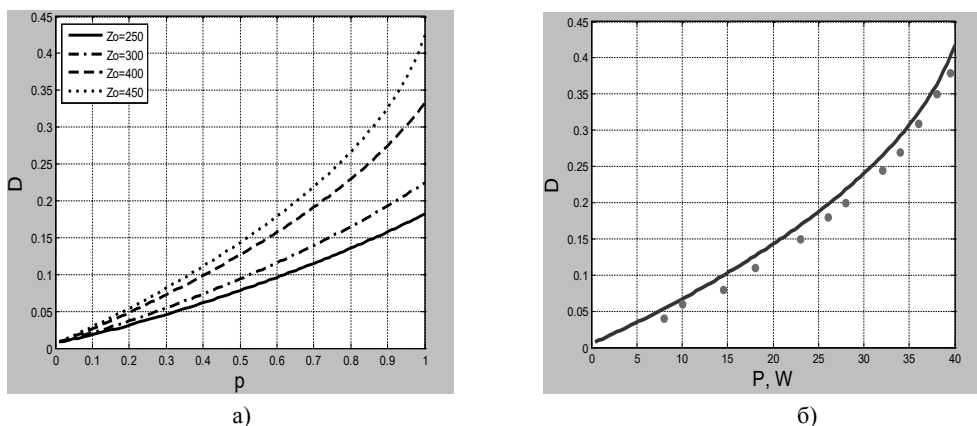


Рис. 3. Регульовальні характеристики: а) при різних значеннях характеристичних опорів; б) експериментальна та розрахункова характеристики при $Z_0=450$ Ом

Для оцінки керовності ЕПРА можна скористатись чутливістю відносної потужності до коефіцієнта заповнення [6]:

$$S_p^D = \frac{\partial p}{\partial D(p)}. \quad (10)$$

Тоді використовуючи вирази (7)-(10) можна одержати:

$$S_p^D = \frac{\sqrt{pR(p) \left[(1 - \Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q(p)^2} \right] \left\{ 4U_0^2 - 2\pi^2 pR(p) \left[(1 - \Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q(p)^2} \right] \right\}}{\left[R(p) + pR'(p) \right] \left[(1 - \Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q(p)^2} \right] - 2pR(p)\Omega^2 Q'(p) / Q(p)^3}, \quad (11)$$

де $Q'(p)$, та $R'(p)$ - відповідно похідні добротності, напруги на лампі та опору лампи по відносній потужності p .

На рис.4. наведено залежності чутливості S від відносної потужності, розраховану у відповідності з виразами (7)-(11) для різних значень опору Z_0 . З рисунка видно, що чутливість S_p^D в діапазоні робочих потужностей змінюється в невеликих межах, що є ознакою доброї керованості ЕПРА.

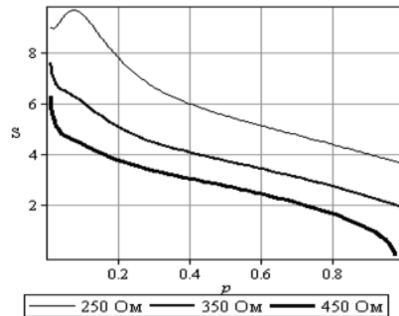


Рис.4. Залежність чутливості ШІМ- регулювання від потужності

При побудові резонансного інвертора важливу роль відіграє часова затримка T_d між відкритими станами транзисторних ключів (рис.2). Вона, з одного боку, усуває протікання наскрізних струмів через ключі, а з іншого боку, забезпечує комутацію транзисторів при нульовій напрузі на них, що суттєво зменшує комутаційні втрати інвертора. Для гарантування нульової напруги на транзисторах на інтервалах T_d їх комутації необхідно забезпечити відкритий стан діодів V_{D1} (або V_{D2}). Відкривання діодів починається після повного розряду паразитних ємностей стік-витік транзисторів. Тому мінімальна часова затримка $T_{d \min}$ визначається, виходячи із цієї умови.

Струм, який протікає через індуктивність впродовж $T_{d \min}$, є одночасно розрядним струмом для однієї паразитної ємності та зарядним струмом для іншої. Таким чином, загальний заряд за інтервал $T_{d \min}$ дорівнює:

$$2q = \frac{I_{Lm}}{\Omega \omega_0} \sin \frac{\Omega \omega_0 T_{d \min}}{2} \sin \varphi(p). \quad (12)$$

З виразу (12) можна визначити мінімальний інтервал $T_{d \min}$, прийнявши, що заряд паразитної ємності C_{cb} стік-витік транзистора дорівнює $q = C_{cb} U_0$:

$$T_{d \min} = \frac{2}{\Omega \omega_0} \arcsin \frac{\Omega \omega_0 C_{cb} U_0}{I_{Lm} \sin \varphi(p)}, \quad (13)$$

де I_{Lm} визначено за виразом (5).

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:

$$T_{d \max} = \frac{\varphi(p)}{\Omega \omega_0}. \quad (14)$$

Перевищення цієї затримки суттєво збільшує втрати в транзисторах.

В результаті розрахунку інвертора на транзисторах IRF840 ($C_{cb} = 310$ пФ) за виразами (13) і (14) встановлено що мінімальний інтервал між затримками $T_{d \min}$ та $T_{d \max}$ не перевищує 1,5 мксек при значеннях характеристичних опорів, які лежать в межах від 250 Ом до 450 Ом, що цілком достатньо для сучасних транзисторів.

Температура електродів ЛЛ підтримується за рахунок протікання через них робочого струму лампи та додаткового струму підігрівання, який в схемі (рис.1, а) є струмом I_c конденсатора С резонансного контура. Для встановлення залежності між потужністю підігрівання і робочою потужністю лампи при її регулюванні прийємо до уваги, що струм лампи і струм конденсатора С зсунені на 90° . Враховуючи, що модель електрода ЛЛ складається з двох опорів $r/2$ (рис.3), потужність підігрівання P_e двох електродів можна записати:

$$P_e = (I^2 + 2I_c^2) r = \left[\left(\frac{P}{U(p)} \right)^2 + 2 \left(\frac{U(p)\Omega}{Z_0} \right)^2 \right] r. \quad (15)$$

На основі виразу (15) для різних значень характеристичних опорів побудовано залежності потужності підігрівання електродів ЛЛ від відносної потужності ЛЛ. Ці залежності наведено на рис. 5, а. Опір електрода в нагрітому стані прийнято 12,5 Ом, що приблизно в п'ять разів більше за його опір в холодному стані. Потужність підігрівання електродів в діапазоні регулювання змінюється у відносно невеликих межах.

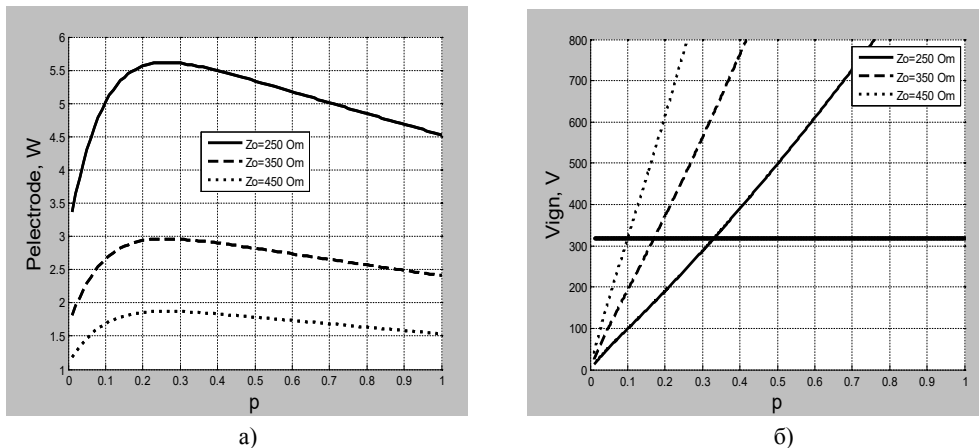


Рис.5. Залежності: а) - потужності підігрівання електродів та б) - напруги запалювання лампи від відносної потужності

Важливою характеристикою вихідного каскаду ЕПРА є напруга запалювання ЛЛ. В режимі запалювання опір ЛЛ $R(p)=\infty$. Тоді за еквівалентною схемою (рис.1, б) визначимо вираз для напруги запалювання:

$$U_{зан} = \frac{\sqrt{2}U_0}{\pi} \sin[\pi D(p)] \left(1 + r_e^2 \left(\frac{\Omega}{Z_0} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \left((1 - \Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Z_0^2} (r_e + 2r)^2 \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (16)$$

За виразом (16) розраховано та побудовано залежності напруги запалювання ($V_{ign} = U_{зан}$) від відносної потужності для різних значень Z_0 , які наведено на рис. 5, б. Там же горизонтальною лінією показано напругу запалювання лампи ЛД-40 ($V_{ign} \approx 350$ В). При малих Z_0 через зменшення добротності невантаженої коливальної системи напруга запалювання зменшується, але залишається достатньою для надійного запалювання лампи.

Висновки. На основі апроксимаційної нелінійної моделі люмінесцентної лампи для широкого діапазону її робочих потужностей виконано аналіз основних характеристик комплексу “ЕПРА – ЛЛ” з широтно-імпульсним регулюванням потужності лампи. Встановлено співвідношення, яке описує взаємозв'язок між коефіцієнтом заповнення імпульсів резонансного інвертора та потужністю лампи. Показано, що чутливість потужності лампи до коефіцієнта заповнення змінюється у відносно невеликих межах, що є ознакою доброї керованості даного методу регулювання. Встановлено верхню та нижню границі для часової затримки між відкритими станами транзисторних ключів, які забезпечують малі комутаційні втрати в них. Для типової схеми електронного пускорегулювального апарата з додатковим підігріванням електродів встановлено, що зміна потужності підігрівання електродів в процесі регулювання потужності є прийнятною в усьому діапазоні регулювання. На всі характеристики, пов'язані з регулюванням потужності лампи суттєво впливає характеристичний опір коливного контуру.

Список використаних джерел

1. Moo C.S. 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., APEC'99, 1999. - pp. 727-733.
2. 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, No.3, 1998. - pp. 606-615.
3. Ribarich T. A new control method for dimmable high frequency electronic ballasts / T. Ribarich, J. Ribarich // Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. APEC'98, 1998. - pp. 2038-2043.
4. 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.
5. Лупенко А. Аналіз вихідного високочастотного каскаду електронного пускорегулюючого апарата / А.Лупенко // Вісник Тернопільського державного технічного університету. -2004. -Т.9.-№4. – С. 117-127.

6. К. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей / К. Гехер. М., „Сов. Радио”, 1973 - 200с.

References

1. Moo C.S. (1999), 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., APEC'99. - pp. 727-733.
2. Wu T.F. (1998), 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, No.3. - pp. 606-615.
3. Ribarich T. (1998), A new control method for dimmable high frequency electronic ballasts / T. Ribarich, J. Ribarich //Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. APEC'98. - pp. 2038-2043.
4. Obzherin E.A. (2003), Sravnitel'nyj analiz sposobov regulirovanija svetovogo potoka ljuminescentnyh lamp / E.A.Obzherin, D.I.Panfilov, V.D.Poljakov // Svetotehnika, №3. - S. 21-23. (in Russian)
5. Lupenko A. (2004), Analiz vihidnoho visokochastotnoho kaskadu elektronnoho puskoreguljujuchoho aparata / A.Lupenko //Visnik Ternopil's'koho derzhavnoho tekhnichnoho universitetu. —T.9.-№4. — S. 117-127. (in Ukrainian)
6. K. Geher K. (1973), Teorija chuvstvitel'nosti i dopuskov jelektronnyh cepej / K. Geher. M., „Sov. Radio”,- 200s. (in Russian)

PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF PULSE-WIDTH POWER CONTROL OF FLUORESCENT LAMP

A.D. Lupenko, M.I. Palamar, A.V. Chaikovskiy

Ternopil National Technical University named after Ivan Pulyui

The article analyzes the main characteristics of pulse-width power control lamps at its high-frequency power based on fluorescent lamp non-linear model. We have received the dependencies of the filling factor of power, the power sensitivity to the filling factor, the limits of time delay between pulses of the inverter, the power lamp preheating and the ignition voltage in the range of power control lamp.

Key words: *Fluorescent lamp, electronic ballast, duty ratio, power control, resonant inverter.*

Стаття надійшла до редакції 26.02.2015

Received 26.02.2015