

УДК 621.327

**А. Лупенко, канд. техн. наук; В. Натяга**

*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя*

## **АМПЛІТУДНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЛЮМІНЕСЦЕНТНИХ ЛАМП ЕЛЕКТРОННИМИ ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ**

*На основі нелінійної моделі люмінесцентної лампи проаналізовано основні характеристики амплітудного регулювання її потужності при високочастотному живленні. Розглянуто залежності напруги живлення, границь часової затримки між імпульсами інвертора, потужності підігрівання електродів лампи, напруги запалювання лампи, втрат у вихідному каскаді, чутливості потужності до напруги живлення від потужності лампи.*

**A. Lupenko, V. Natjaga**

## **VOLTAGE CONTROL OF FLUORESCENT LAMPS DIMMING BY ELECTRONIC BALLAST**

*On the basis of nonlinear model of fluorescent lamp, the analysis of performance characteristics of voltage control of fluorescent lamp with high-frequency operation is presented. The voltage-power characteristics, dead-time limits for ensuring zero-voltage switching, variations of filaments power, starting voltage, output stage losses and voltage-power characteristics throughout the dimming range are considered in this work.*

В сучасних високоякісних електронних пускорегулювальних апаратах (ЕПРА) з високочастотним живленням (30-100кГц) люмінесцентних ламп (ЛЛ) широко використовуються методи регулювання їх потужності, тобто світлового потоку (дімінг) шляхом 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 амплітудного регулювання потужності ЛЛ розглядався в роботах [2, 3], але ряд суттєвих питань (таких як залежності напруги живлення, границь часової затримки між імпульсами інвертора, потужності підігрівання електродів лампи, напруги запалювання лампи, втрат у вихідному каскаді від потужності лампи, та чутливість потужності до напруги живлення), які є важливими для проектування ЕПРА, або залишено поза увагою, або ж розкрито не достатньо повно.

**Актуальність** досліджень амплітудного методу 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 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 регулювання потужності ЛЛ виконано в [7]. Тому подібне дослідження амплітудного регулювання потужності ЛЛ є актуальною задачею.

**Метою** даної роботи є аналіз основних характеристик і параметрів вихідного каскаду ЕПРА з регулюванням потужності ЛЛ шляхом зміни напруги живлення

резонансного інвертора з врахуванням нелінійності їх вольт-амперних характеристик, яка має місце в широкому діапазоні робочих потужностей ЛЛ.

Використання терміну „амплітудне регулювання” виправдане тим, що при зміні напруги живлення інвертора напруги прямо пропорційно змінюється амплітуда його вихідних прямокутних імпульсів та амплітуда першої гармоніки цих імпульсів. В англійських джерелах відповідником терміну „амплітудне регулювання” є „voltage control” – „регулювання напругою”.

За базовий параметр, стосовно якого будуть досліджуватись характеристики і параметри ЕПРА, доцільно прийняти відносну потужність лампи  $p=P/P_{ном}$ , де  $P_{ном}$  – номінальна потужність лампи,  $P$  – робоча (регульована) потужність лампи. При регулюванні відносна потужність може змінюватись теоретично від 0 до 1, а на практиці – приблизно від 0,15 до 1, що обумовлено властивостями дугового розряду ЛЛ.

Найбільш поширеною схемою вихідного каскаду ЕПРА є напівмостовий резонансний інвертор напруги з послідовним резонансним LC-контуром, в якому ЛЛ під’єднана паралельно до конденсатора (рис.1). Часові діаграми імпульсів напруги інвертора  $u$ , струму в індуктивності  $i_L$  та миттєвого струму  $i_o(t)$  живлення інвертора зображені на рис.2. До складу вихідного каскаду ЕПРА входять індуктивність  $L$  і ємність  $C$  послідовного коливного контура з

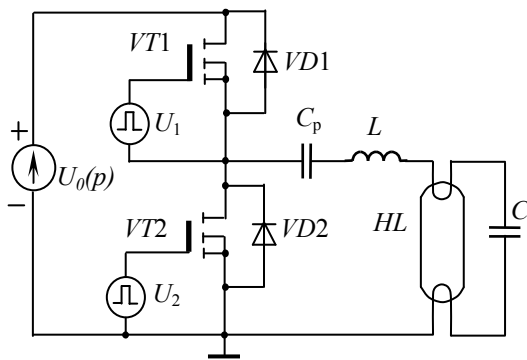


Рисунок 1- Схема вихідного каскаду

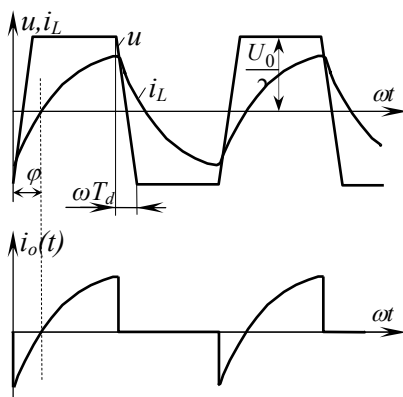


Рисунок 2- Діаграми напруги інвертора, струму індуктивності та вихідного струму

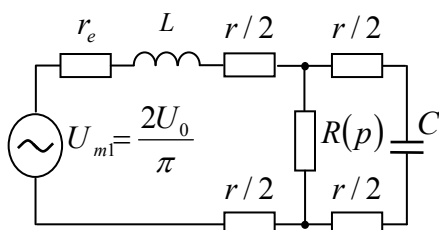


Рисунок 3- Еквівалентна схема вихідного каскаду

ЛЛ  $HL$ , напівмостовий інвертор, в якому роль ключів виконують польові МДН-транзистори  $VT1$  і  $VT2$ . Ключі по черговому комутуються під дією протифазних керуючих напруг  $U_1$  і  $U_2$ , що формуються драйвером високовольтних ключів. Роздільний конденсатор  $C_p$  усуває постійні складові напруги інвертора та струму ЛЛ, яка може мати місце при односторонній провідності ЛЛ (наприклад, в кінці терміну її служби).  $U_0(p)$  – напруга живлення вихідного каскаду, зміною якої забезпечується регулювання потужності ЛЛ. Тому коливна система живиться прямокутними імпульсами з амплітудою  $U_0(p)/2$ . 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, наведеному на рис.3.

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 та індуктивністю, - у вигляді опорів  $r_e$ .

Добротність коливного контура, паралельно навантаженого лампою, дорівнює:

$$Q(p) = R(p) / Z_0, \quad (1)$$

де  $R(p)$  – опір ЛЛ;  $Z_0 = \sqrt{L/C}$  – характеристичний опір контура.

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

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

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

де  $\Omega = \omega/\omega_0$  - відносна робоча частота комутації;  $\omega$  – робоча частота, яка є незмінною в процесі регулювання;  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  - резонансна частота ненавантаженого коливного контура.

Для забезпечення умови комутації транзисторів при нульовій напрузі робоча частота  $\omega$  повинна задовольняти умову:  $\omega > \omega_0 \sqrt{1 - 1/Q^2(p)}$ . (4)

Амплітуда струму індуктивності дорівнює:

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

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:

$$P = U_0(p)I_0(p), \quad (6)$$

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

За осцилограмою миттєвого струму  $i_0(t)$  живлення інвертора (рис.2) можна записати вираз для середнього значення  $I_0(p)$  цього струму:

$$I_0(p) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{Lm}(p) [\sin \omega t - \varphi(p)] dt = \frac{I_{Lm}(p)}{\pi} \cos \varphi(p), \quad (7)$$

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

$$\cos \varphi(p) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \Omega^2 Q^2(p)) \left[ (1 - \Omega^2)^2 - \Omega^2 / Q^2(p) \right]}} \quad (8)$$

та підставляючи (5) і (8) в (7), можна записати вираз для  $I_0(p)$  у вигляді:

$$I_0(p) = \frac{2U_0(p)}{\pi^2} \cdot \frac{R(p)}{R(p)^2 (1 - \Omega^2) + \Omega^2 Z_0^2}. \quad (9)$$

Для одержання залежності  $I_0(p)$  від відносної потужності  $p$  виразимо напругу живлення  $U_0(p)$  через діюче значення напруги на лампі  $U(p)$  як добуток струму індуктивності  $I_{mL}(p)$  на модуль опору паралельного з'єднання лампи і конденсатора  $C$ :

$$U(p) = \frac{I_{Lm}(p)}{\sqrt{2}} |Z_{nap}| = \frac{I_{Lm}(p)}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R(p)}{\sqrt{1 + \Omega^2 Q^2(p)}}. \quad (10)$$

Тоді, підставляючи вираз (5) в (10) можна отримати вираз для  $U_0(p)$ :

$$U_0(p) = \frac{\pi U(p)}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q(p)}\right)^2}, \quad (11)$$

а підставляючи (11) у (9), одержано вираз, який описує середнє значення струму  $I_0(p)$  через параметри схеми ЕПРА і розрядної лампи:

$$I_0(p) = \frac{\sqrt{2}U(p)}{\pi R(p)} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + (\Omega/Q(p))^2}} \quad (12)$$

Опір лампи при заданій робочій потужності  $P$  дорівнює:

$$R(p) = \frac{U^2(p)}{p P_{ном}} \quad (13)$$

Вираз (11) з врахуванням (1) та (13) описує зв'язок між напругою живлення інвертора та відносною потужністю лампи, тобто, описує закон керування лампою. До виразу (11) входить напруга  $U(p)$  на лампі, яка залежить від її потужності. Цю залежність можна визначити, використовуючи вольт-амперну (ВАХ) характеристику ЛЛ конкретного типу.

Як приклад, на рис.4 наведено експериментальну ВАХ для ЛЛ типу ЛД-40, а на рис.5 – відповідну їй вольт-ватну характеристику (ВВХ), розраховану на основі ВАХ. Шляхом аналізу апроксимуючих виразів встановлено, що реальна ВВХ добре описується виразом, який є алгебраїчною сумою лінійної та експоненційної функцій:

$$U(p) = a_0 - a_1 p P_{ном} - a_2 e^{-a_3 p P_{ном}}, \quad (14)$$

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.

На рис.5 також наведено ВВХ (суцільна лінія), побудовану на основі виразу (14), яка добре узгоджується з експериментальною ВВХ (точки).

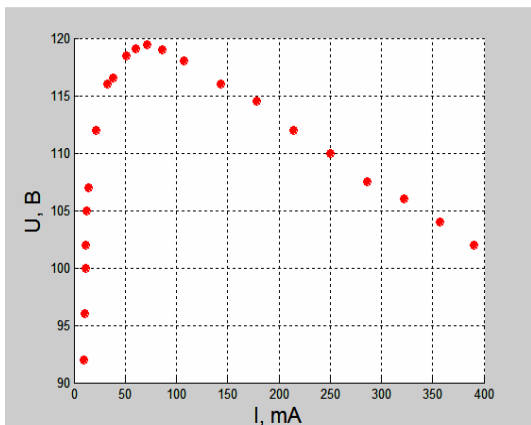


Рисунок 4- Експериментальна вольт-амперна характеристика лампи ЛД-40

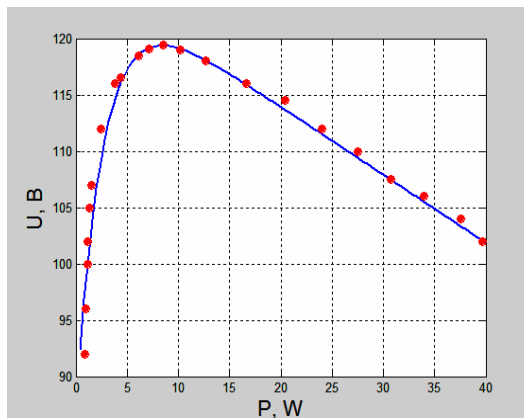


Рисунок 5- Експериментальна (точки) та розрахункова (лінія) вольт-ватні характеристики лампи ЛД-40

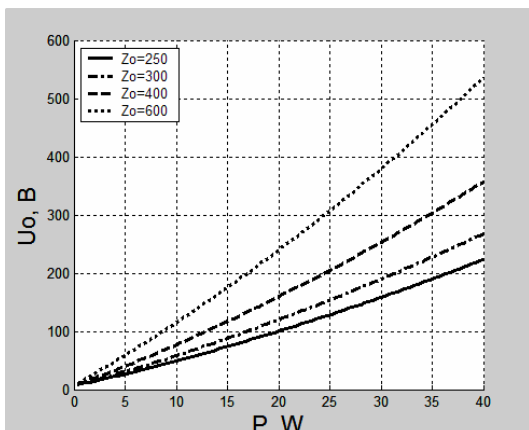


Рисунок 6- Характеристики «напруга-потужність» для різних характеристичних опорів

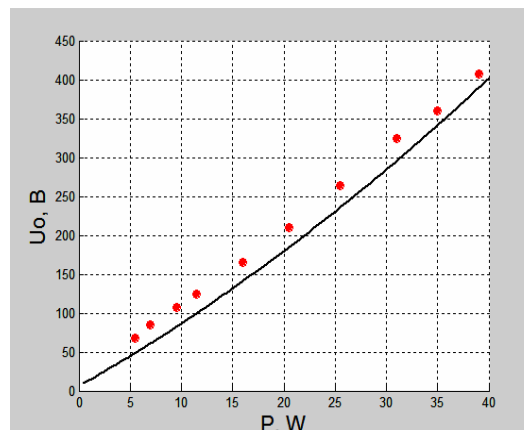


Рисунок 7- Експериментальна (точки) та розрахункові характеристики (лінія) «напруга-потужність» для лампи ЛД-40

Використовуючи вирази (1), (11), (13) і (14), можна побудувати залежність напруги  $U_0(p)$  живлення інвертора від відносної потужності ЛЛІ – регульовальну характеристику. На рис.6 наведено такі характеристики «напруга-потужність» для чотирьох значень (250 Ом, 300 Ом, 400 Ом, 600 Ом) характеристичного опору  $Z_0$  на фіксованій робочій частоті 34,7кГц комутації інвертора. Як видно з рис.6, регульовальна характеристика є практично лінійною.

Для верифікації розглянутого підходу знято експериментальну характеристику «напруга-потужність» для лампи ЛД-40 при  $Z_0=450$  Ом, яка наведена на рис.7 (точки). Там же суцільною лінією подано розрахункову залежність. Рис.7 демонструє досить високий ступінь відповідності результатів розрахунку і експерименту. Відмінності між експериментальними і розрахунковими значеннями напруги обумовлені тим, що в останніх не враховано втрати інвертора та електродів лампи.

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

$$S(p)|_{p=p_0} = \frac{\partial p}{\partial U_0(p)}|_{p=p_0} \quad (15)$$

Тоді з виразу (11) можна одержати:

$$S(p)|_{p=p_0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[ \frac{dU(p)}{dp} \sqrt{(1-\Omega^2)^2 + \frac{\Omega^2}{Q(p)^2}} - \frac{dQ(p)}{dp} \frac{1}{Q(p)} \right] \quad (16)$$

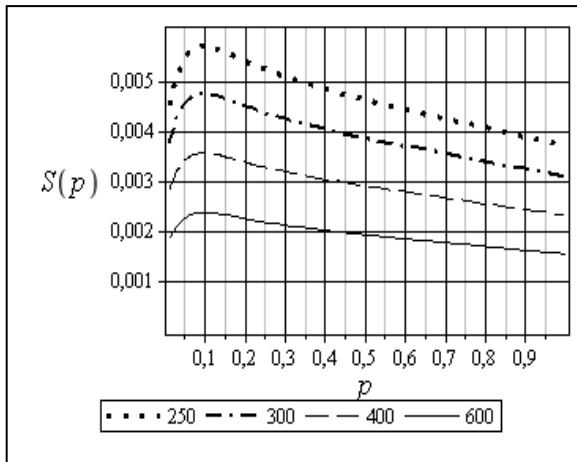


Рисунок 8- Залежності чутливості від

На рис.8 наведено залежність чутливості  $S(p)$  від відносної потужності, розраховану в математичній системі Maple-12, у відповідності до виразу (16) та з врахуванням виразів (11), (13) та (14) для різних значень характеристичного опору. З рис.8 видно, що чутливість  $S(p)$  є майже сталою в усьому діапазоні робочих потужностей, що є ознакою доброї керованості ЕПРА.

Залежності струму, споживаного інвертором, від відносної потужності лампи для різних відносних робочих частот та

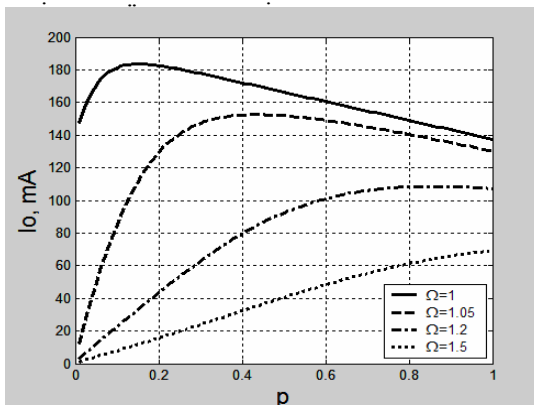


Рисунок 9- Залежності струму інвертора від відносної потужності лампи для різних робочих частот

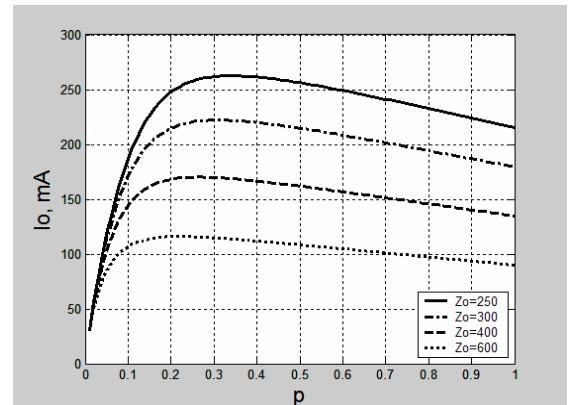


Рисунок 10- Залежності струму інвертора від відносної потужності лампи для різних характеристичних опорів

для різних характеристичних опорів наведено відповідно на рис.9 та рис.10. З рисунків видно, що в широкому діапазоні потужностей цей струм змінюється в досить невеликих межах, що обумовлено властивістю послідовного резонансного паралельно навантаженого коливного контура, який на частоті, близькій до резонансної, проявляє властивості джерела струму.

При побудові резонансного напівмостового інвертора напруги важливу роль відіграє часова затримка  $T_d$  (рис.2) 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 антипаралельного діода  $V_{D1}$  (або  $V_{D2}$ ). Відкривання відповідного діода починається після повного розряду паразитних (або демпфуючих) 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:

$$-2q = \int_{\frac{-T_{d \min}}{2}}^{\frac{T_{d \min}}{2}} i_L(t) dt = I_{Lm}(p) \int_{\frac{-T_{d \min}}{2}}^{\frac{T_{d \min}}{2}} \sin[\omega t - \varphi(p)] dt = -\frac{I_{Lm}(p)}{\Omega \omega_0} \sin \frac{\Omega \omega_0 T_{d \min}}{2} \sin \varphi(p). \quad (17)$$

З виразу (17) можна визначити мінімальний інтервал  $T_{d \min}$ , прийнявши, що заряд паразитної ємності стік-витік дорівнює  $q = C_{ce} U_0(p)$ :

$$T_{d \min} = \frac{2}{\Omega \omega_0} \arcsin \frac{\Omega \omega_0 C_{ce} U_0}{I_{Lm}(p) \sin \varphi(p)}, \quad (18)$$

де  $C_{ce}$  ємність стік-витік транзистора.

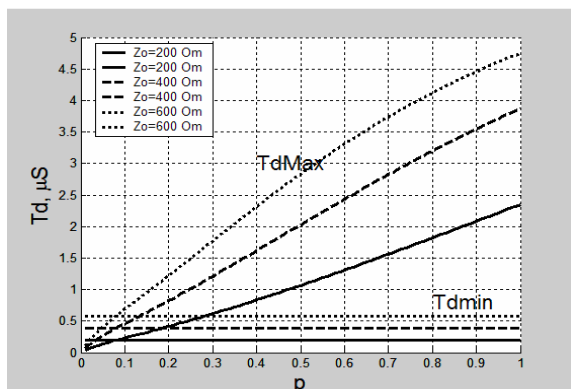


Рисунок 11- Залежності максимальної та мінімальної затримок від відносної потужності

рисунка видно, що при зміні потужності в широких межах суттєво змінюється інтервал ( $T_{d \max} - T_{d \min}$ ). Так для характеристичного опору  $Z_0=400 \text{ Ом}$  вказаний інтервал змінюється в межах від 3,8 до 1,3 мксек при регулюванні потужності в межах (100-30)%. Цю особливість необхідно враховувати при розробці схеми керування транзисторами інвертора ЕПРА.

Потужність підігрівання електродів відіграє важливу роль для забезпечення великого строку служби ЛЛ. При зменшенні робочої температури електродів нижче за мінімально допустиму зростає катодне падіння потенціалу ЛЛ, що призводить до інтенсивного бомбардування катодів іонами, а отже, до розпилення оксидного шару електродів. Перевищення максимально допустимої температури викликає інтенсивне випаровування матеріалу електродів.

Температура електродів підтримується за рахунок протікання через них робочого струму лампи  $I(p)$  та додаткового струму підігрівання, який в схемі рис.1 є струмом  $I_c(p)$  конденсатора резонансного контура. Ці два струми викликають виділення потужності в електродах, яка забезпечує необхідну їх температуру. Опір електрода в розігрітому стані може бути в 4÷5 разів більшим від опору холодного електрода [10]. Коли потужність лампи зменшується, зменшується її робочий струм, в результаті потужність підігрівання електродів за рахунок цього струму зменшується. Оскільки при зменшенні потужності ЛЛ зростає напруга на ній, то струм конденсатора буде частково компенсувати зменшення струму ЛЛ.

Для встановлення залежності між потужністю підігрівання і робочою потужністю лампи врахуємо, що струм лампи і струм конденсатора  $C$  зсунені на  $90^\circ$ . Враховуючи, що модель кожного електрода ЛЛ складається з двох опорів  $r/2$  (рис.3), потужність підігрівання  $P_e(p)$  двох електродів можна записати:

$$P_e(p) = \left( I^2(p) + I_c^2(p) \right) r + I_c^2(p) r = \left( I^2(p) + 2I_c^2(p) \right) r, \quad (20)$$

або інакше:

$$P_e(p) = \left[ \left( \frac{p P_{ном}}{U(p)} \right)^2 + 2 \left( \frac{U(p)\Omega}{Z_0} \right)^2 \right] r. \quad (21)$$

На основі виразу (21) побудовано залежності (рис.12) потужності підігрівання від відносної потужності ЛЛ для різних значень  $Z_0$ . З рисунка видно, що при малих значеннях  $Z_0$  потужність підігрівання електродів різко збільшується. При заданій потужності підігрівання  $P_e$  можна визначити характеристичний опір:

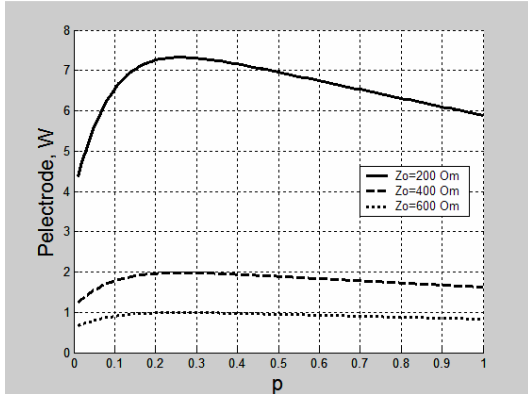


Рисунок 12- Залежності потужності підігрівання електродів від відносної потужності лампи

$$Z_0 = \frac{\sqrt{2}\Omega U(p)}{\sqrt{\frac{P_e}{r} - \frac{p P_{ном}}{U(p)}}}. \quad (22)$$

Важливою характеристикою вихідного каскаду ЕПРА є залежність напруги запалювання, яку він подає на лампу в режимі запалювання, від відносної потужності. В режимі запалювання опір лампи ЛЛ  $R(p)$  можна вважати дуже великим, тому ним можна знехтувати. Тоді, приймаючи  $R(p)=\infty$ , на основі аналізу еквівалентної схеми рис.3 можна визначити вираз для діючого значення напруги запалювання:

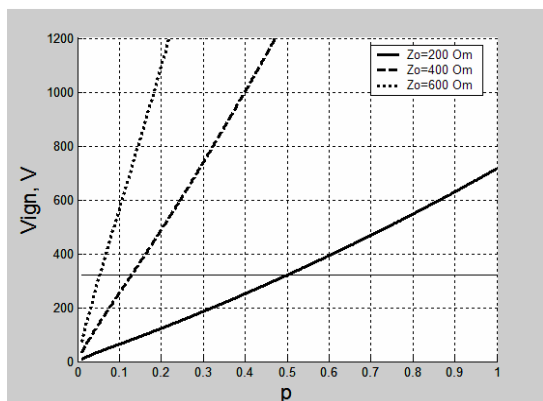


Рисунок 13- Залежності напруги запалювання лампи від відносної потужності

$$U_{зан} = \frac{\sqrt{2}U_0(p)}{\pi} \frac{\sqrt{1+r_e^2 \left( \frac{\Omega}{Z_0} \right)^2}}{\sqrt{\left(1-\Omega^2\right)^2 + \frac{\Omega^2}{Z_0^2} (r_e + 2r)^2}}. \quad (23)$$

За виразом (23) на рис.13 побудовано залежності напруги запалювання ( $V_{ign}=U_{зан}$ ) від потужності для різних значень  $Z_0$ .

Там же горизонтальною лінією показано напругу запалювання лампи ЛД-40 ( $V_{ign}\approx 350$  В). Як видно, при малих  $Z_0$  через зменшення добротності ненавантаженої коливної системи зменшується напруга

запалювання. Тому при малих  $Z_0$  необхідно керувати напругою живлення для досягнення необхідної напруги запалювання.

Загальна потужність втрат  $P_{втр}$  у вихідному каскаді ЕПРА складається з втрат у транзисторах, індуктивності  $L$  та конденсаторі  $C$  коливного контура:

$$P_{втр} = P_{mp} + P_L + P_C, \quad (24)$$

де  $P_{mp}$  – втрати в транзисторах,  $P_L$  – втрати в індуктивності,  $P_C$  – втрати в конденсатрі, якими в подальшому можна знехтувати через їх малий внесок в загальні втрати.

Втрати в транзисторах мають дві складові – кондуктивні  $P_1$  та комутаційні  $P_2$ .

Оскільки транзистори перебувають по чергово у відкритому стані можна вважати, нехтуючи часовою затримкою  $T_d$ , що кондуктивні втрати  $P_1$  обумовлені протіканням струму індуктивності за період ВЧ комутації через опір, що дорівнює опору одного відкритого транзистора:

$$P_1 = \frac{r_{mp} I_{Lm}^2}{2}, \quad (25)$$



де  $r_{mp}$  – опір каналу відкритого транзистора.

Відкривання транзистора відбувається при практично нульовій напрузі, тому комутаційними втратами при відкриванні можна знехтувати. Комутаційні втрати обумовлені, в основному, процесом “жорсткого” закривання транзистора. Їх потужність можна визначити як інтеграл від миттєвої потужності на одному транзисторі на інтервалі його закривання, поділений на півперіод комутації:

$$P_2 = 2 \frac{1}{T} \int_{-\frac{t_\phi}{2}}^{\frac{t_\phi}{2}} u(t)i(t)dt = \frac{1}{3} U_0 I_{Lm}(p) \sin[\pi - \phi(p)] t_\phi f, \quad (26)$$

де  $T$  – період комутації;  $u(t)$  та  $i(t)$  – миттєві значення напруги та струму транзистора на інтервалі його закривання при їх лінійній апроксимації;  $I_{Lm}(p) \sin[\pi - \phi(p)]$  – струм, який протікає через транзистор в момент початку його закривання;  $t_\phi$  – тривалість фронту закривання;  $f$  – робоча циклічна частота.

Втрати в індуктивності можна оцінити шляхом вимірювання її добротності  $Q_{L0}$  на резонансній частоті та наступного визначення її добротності  $Q_L$  на робочій частоті ЕПРА, знехтувавши втратами в конденсаторі:

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\omega_0 L}{r_L} = \frac{\omega}{\omega_0} Q_{L0}, \quad (27)$$

де  $r_L$  – опір втрат індуктивності, обумовлений електричними та магнітними втратами.

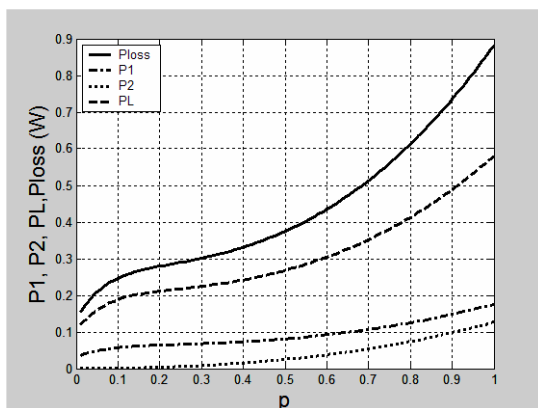


Рисунок 14- Залежності потужностей втрат вихідного каскаду від відносної потужності

Тоді, вважаючи, що активна потужність котушки індуктивності є набагато меншою від її реактивної потужності, можна знайти потужність втрат в індуктивності через її повну потужність:

$$P_L = \frac{U_{Lm} I_{Lm}}{2Q_L}, \quad (28)$$

де  $U_{Lm}$  – амплітуда напруги на індуктивності.

На рис.14 наведено залежності потужностей кондуктивних  $P_L$ , комутаційних  $P_2$  втрат, втрат  $P_L$  в індуктивності та загальних втрат  $P_{emp}=Ploss$  від відносної потужності лампи ЛД40 для експериментального макету

ЕПРА, отримані в результаті розрахунку на основі виразів (24), (25) та (28). При цьому опір відкритого транзистора IRF840  $r_{mp}=0,85 \text{ Ом}$  тривалість фронту закривання транзисторів  $t_\phi=50\text{нсек}$ , а виміряна добротність індуктивності на резонансній частоті  $Q_{L0}=150$ . Як видно з рисунка, втрати в транзисторах є відносно невеликими порівняно з втратами в індуктивності.

Якщо в розрахунковій характеристиці «напруга-потужність» (рис.7) врахувати втрати потужності в електродах (рис.12) та втрати у вихідному каскаді ЕПРА (рис.14), можна перекопати у досить високій відповідності розрахункової та експериментальної регульовальних характеристик комплексу ЛЛ-ЕПРА, що показує адекватність проведеного теоретичного аналізу амплітудного методу регулювання потужності ЛЛ.

### Висновки

На основі апроксимаційної нелінійної моделі люмінесцентної лампи для широкого діапазону її робочих потужностей виконано аналіз основних характеристик комплексу “ЕПРА – ЛЛ” з регулюванням потужності ЛЛ шляхом зміни напруги

живлення резонансного інвертора. Результати досліджень розкривають особливості роботи дімінгового ЕПРА з амплітудним регулюванням і можуть бути використані як основа для проектування високоякісних ЕПРА.

Встановлено співвідношення, які описують взаємозв'язки між напругою живлення та характеристиками і параметрами ЕПРА. Показано, що чутливість потужності ЛЛ до напруги живлення є майже незмінною в усьому діапазоні регулювання потужності ЛЛ, що спрощує схему керування ЕПРА.

Встановлено верхню та нижню границі для часової затримки між відкритими станами транзисторних ключів, які забезпечують малі комутаційні втрати в них. Для типової схеми ЕПРА з підігріванням електродів струмом, що протікає через конденсатор резонансного контура, проаналізовано зміну потужності підігрівання електродів ЛЛ в процесі регулювання потужності лампи. Проведено аналіз напруги запалювання ЛЛ. В результаті аналізу показано суттєвий вплив характеристичного опору ЛЛ на основні характеристики ЕПРА. Теоретичний аналіз дослідження добре узгоджується з експериментом.

#### **Література**

1. C.S. Moo, L.C. Cheng, H.N. Chen, H.C. Yen. Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control.// Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf., APEC'99, 1999. - pp. 727-733.
2. Е.А.Обжерин, Д.И.Панфилов, В.Д.Поляков. Сравнительный анализ способов регулирования светового потока люминесцентных ламп // Светотехника, 2003. - №3.- С. 21-23.
3. C.S. Moo, L.C. Cheng, T.F. Lin, H.C. Yen. Designing Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control.// Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '99, 1999. - pp. 786-791.
4. T. Ribarich, J. Ribarich. A new control method for dimmable high frequency electronic ballasts.//Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. APEC'98, 1998. - pp. 2038-2043.
5. C. Branas, F.J. Azcondo. S. Bracho. PWM Control of Electronic Ballast for High Pressure Na Lamps in Comparison to Fluorescent Lamps. Introduction to Quasi-optimum Control.// Conf. Record. of IEEE-IAS 1998. - pp. 970-975.
6. T.F. Wu, T.H. Yu. Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast.// IEEE Transaction on Industrial Applications, vol.34, No.3, 1998. - pp.606-615.
7. Лупенко А.М. Дослідження частотного методу регулювання потужності люмінесцентних ламп//Світло-LUX, №5, 2007.- С. 92-97.
8. А.Лупенко. Аналіз вихідного високочастотного каскаду електронного пускорегулюючого апарата. // Вісник Тернопільського державного технічного університету, 2004. –Т.9.-№4. – С. 117-127.
9. К. Гехер. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. -М.: Сов. Радио, 1973. - 200с.
10. T.O. Leyh, S.G. Fancher. Fluorescent Lamp High Frequency Reference Ballast Operation and Starting.//Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer, 1997. - pp. 3-12.

*Одержано 15.09.2008 р.*