

УДК 621.327

А. Лупенко, канд. техн. наук; С. Лупенко, докт. техн. наук

Тернопільський національний університет імені Івана Пулюя

ЕЛЕКТРОННИЙ ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНИЙ АПАРАТ НАТРІЄВОЇ ЛАМПИ ВИСОКОГО ТИСКУ ЯК ДЖЕРЕЛО ПОТУЖНОСТІ

Резюме. Проаналізовано резонансний інвертор напруги як вихідний каскад електронного пускорегулювального апарата (ЕПРА) для живлення натрієвих ламп високого тиску (НЛВТ). Розглянуто підтримання потужності НЛВТ в області допустимих значень за допомогою ЕПРА, побудованого за розімкненою структурою, впродовж усього терміну її експлуатації.

Ключові слова: резонансний інвертор, натрієва лампа високого тиску, електронний пускорегулювальний апарат.

A. Lupenko, S. Lupenko

ELECTRONIC BALLAST FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMP AS A POWER SOURCE

The summary. The voltage resonant inverter is an output stage of electronic ballast for high-pressure sodium lamps operation is analyzed. The maintenance of power of high pressure sodium lamp in operation area during the lamp aging by electronic ballast with open-loop structure is considered.

Key words: resonant inverter, high-pressure sodium lamp, electronic ballast.

Постановка проблеми. Натрієві лампи високого тиску НЛВТ широко застосовуються в зовнішньому освітленні у зв'язку з високою світловою віддачею (більше 100 лм/Вт) та тривалим терміном служіння (до 20000 год.). НЛВТ, як і інші розрядні лампи, для забезпечення їх запалювання та робочого режиму потребують додаткового обладнання – пускорегулювальних апаратів, які виконують функцію силового інтерфейсу між промисловою мережею і лампою. З кінця 90-х років 20-го століття відбувається перехід від традиційних електромагнітних до високочастотних електронних пускорегулювальних апаратів (ЕПРА), які мають значні переваги (кращі масогабаритні показники, високу енергоефективність, підвищують світлову віддачу лампи, забезпечують високу якість електроенергії, дозволяють регулювати потужність лампи, легко інтегруються в системи керування освітленням, покращують якість освітлення і т.п.). Основною задачею ЕПРА є забезпечення потужності, споживаної лампою, в заданих межах.



Рисунок 1. Характеристична крива для НЛВТ потужністю 150 Вт

Робоча потужність НЛВТ відповідно до експлуатаційних вимог ГОСТу Р 53073-2008 (МЕК 60662) регламентується характеристичними кривими пускорегулювальних апаратів [1]. Ці криві повинні розташовуватись у межах трапецієвидної області допустимих значень у координатах «напруга – потужність». На рис. 1, як приклад, зображено характеристичну криву для

НЛВТ потужністю 150 Вт [1]. У цій області лампа може працювати з прийнятними характеристиками впродовж усього терміну її експлуатації. Верхня і нижня границі (рис. 1) визначають максимальну і мінімальну допустимі потужності лампи. Ліва і права границі співвідносять потужність лампи і напругу на ній відповідно для нової лампи і для лампи в кінці терміну експлуатації (старої лампи). Перевищення допустимої потужності лампи скорочує термін її служби. Перевищення допустимої напруги на ній призводить до циклічного погасання, наступного охолодження та перезапалювання лампи, що також прискорює процес її старіння.

Більшість ЕПРА виконуються на основі резонансних напівмостових чи мостових інверторів з послідовним коливальним контуром, навантаження (лампа) в якому під'єднано паралельно до конденсатора. Така структура ЕПРА характеризується не тільки простотою реалізації, але й забезпечує резонансне запалювання лампи без додаткового пристрою запалювання [2], що здешевлює ЕПРА.

Послідовний коливальний контур при його роботі на резонансній частоті має властивості генератора струму, внаслідок чого вирішується проблема забезпечення стійкості роботи розрядної лампи, але водночас потужність у навантаженні коливального контуру є пропорційною до опору навантаження. Еквівалентний опір лампи в процесі її експлуатації зазнає значних змін, зростаючи майже в 2 рази відносно номінального опору нової лампи. Це пов'язано з фізико-хімічними процесами в лампі, в результаті яких склад Na – Hg –амальгами модифікується внаслідок втрат натрію за рахунок реакцій з домішками, матеріалом розрядної трубки, втеч і т.п. [2, 3]. Відносне зростання концентрації парів ртуті призводить до зростання робочої напруги лампи, а, отже, і її еквівалентного опору, а при сталому струмі – до зростання потужності в лампі. В результаті потужність, споживана лампою, може вийти за межі області допустимих значень, що суттєво зменшить термін її служби. Тому постає проблема забезпечення робочої потужності НЛВТ у межах допустимих значень за допомогою ЕПРА.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В роботах [4–6], присвячених підтриманню потужності в НЛВТ у заданих межах, переважно розглянуто замкнені структури ЕПРА з керуванням за потужністю. Їх перевагою є висока точність підтримання заданої потужності лампи, що гарантує її роботу в області допустимих значень потужності. Однак практична реалізація таких замкнених структур є досить складною, що зумовлено додатковими апаратурними витратами на формування сигналу зворотного зв'язку, пропорційного потужності лампи, побудовою регулятора, вирішенням проблеми стійкості системи з таким нелінійним, інерційним та нестаціонарним об'єктом регулювання, яким є розрядна лампа. Тому ЕПРА, побудовані за замкненою структурою, мають високу вартість, що є їх основним недоліком. Оскільки нормативні матеріали [1] дозволяють варіацію потужності НЛВТ у досить широких межах, актуальним є питання побудови простіших і дешевших ЕПРА з розімкненою структурою, які задовольняють вимоги до потужності НЛВТ. Аналізу такого підходу присвячена робота [7], однак результати, отримані в ній, не зважаючи на їх цінність, не забезпечують мінімізації зміни потужності НЛВТ упродовж усього терміну її експлуатації. Тому є потреба подальшого дослідження підходу, розглянутого в [7], для підтримання мінімальної варіації потужності лампи шляхом використання властивостей передавальних характеристик коливального контуру вихідного каскаду ЕПРА, тобто параметричним шляхом.

Метою роботи є дослідження шляхів зменшення варіації потужності НЛВТ у процесі експлуатації за допомогою ЕПРА, побудованого за розімкненою структурою.

Постановка завдання – шляхом аналізу вихідного каскаду ЕПРА з коливальним контуром встановити аналітичні залежності, необхідні для розроблення

методики розрахунку його параметрів, що дозволить забезпечити мінімальну зміну потужності НЛВТ при зміні її еквівалентного опору в процесі експлуатації.

Виклад основного матеріалу. Найпоширенішою схемою вихідного каскаду є напівмостовий резонансний інвертор напруги з послідовним коливальним контуром, в якому НЛВТ під'єднана паралельно до конденсатора, як зображено на рис. 2а.

До складу вихідного каскаду ЕПРА входять напівмостовий інвертор, в якому роль ключів виконують польові МДН-транзистори (або IGBT-транзистори) $VT1$ і $VT2$, та коливальний контур з індуктивністю L та ємностями C_s та C_p , а навантаженням контуру є лампа HL . Ключі по чергово комутуються під дією протифазних керуючих напруг, які формуються драйвером високовольних ключів. E – напруга живлення вихідного каскаду, яка формується коректором коефіцієнта потужності або випрямлячем. Тому коливальний контур живиться додатними прямокутними

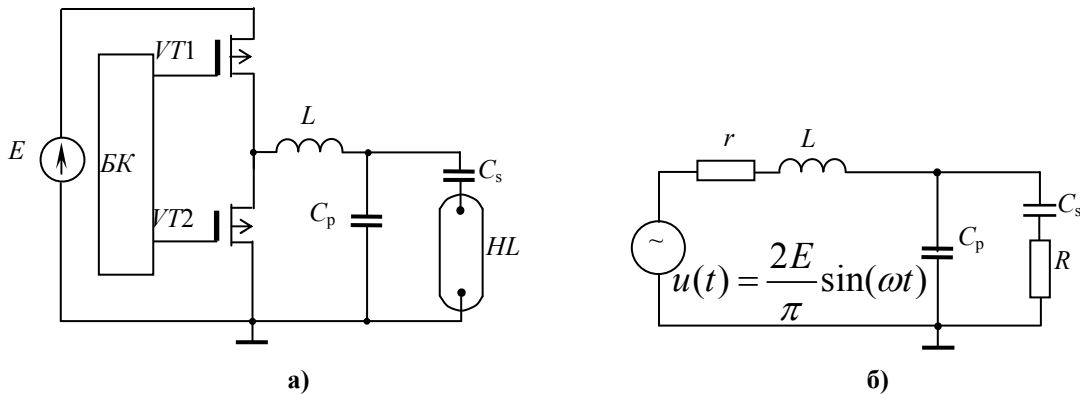


Рисунок 2. Схема вихідного каскаду ЕПРА (а) та його еквівалентна схема (б)

імпульсами з амплітудою E . Роботу схеми детально описано в [8].

Зважаючи на те, що форма напруги і струму навантаження (НЛВТ) є близькою до синусоїдальної, оскільки схема резонансного інвертора має властивості фільтра низьких частот другого порядку, який відфільтровує вищі гармонічні складові, аналіз виконаємо методом основної гармоніки [9]. Для цього від схеми, що на рис.2а перейдемо до еквівалентної схеми (рис.2б), де r – еквівалентний опір втрат, який враховує втрати в транзисторах у статичному та динамічному режимах, втрати в індуктивності та ємностях; $u(t)$ – еквівалентний генератор змінної напруги першої гармоніки з амплітудою $2E/\pi$.

Для запису аналітичних виразів у компактній формі введемо додаткові позначення, які зведені в таблиці 1.

Таблиця 1

| Резонансна частота ненавантаженого контуру | Характеристичний опір контуру | Параметр добротності контуру | Відносна робоча частота | Відносна ємність | Відносний опір |
|--|-------------------------------|------------------------------|------------------------------------|-----------------------|------------------------|
| $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$ | $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_p}}$ | $Q = \frac{R}{Z_0}$ | $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ | $c = \frac{C_p}{C_s}$ | $\alpha = \frac{r}{R}$ |

Комплексний вхідний опір коливального контуру

$$Z_{вх} = r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_p + \frac{j\omega C_s}{1 + j\omega C_s R}} \quad (1)$$

Після перетворень з урахуванням позначень отримуємо

$$Z_{ex} = R \frac{-\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) + \alpha\Omega Q^2\right] + jQ[1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]}{-\Omega Q^2 + jQ(1+c)}. \quad (2)$$

Модуль вхідного опору коливального контуру

$$Z_{ex} = Z_0 Q \sqrt{\frac{\frac{1}{Q^2} \left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) + \alpha\Omega Q^2\right]^2 + Q^2 [1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]}{(\Omega Q^2)^2 + (1+c)^2 \cdot Q^2}}. \quad (3)$$

Фазовий зсув між першими гармоніками вхідних напруги та струму

$$\varphi = \text{arctg} \frac{\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right](1+c) - \Omega Q^2(1 - \Omega^2)}{Q \left\{1 + \alpha [1 + \Omega^2 Q^2 + c(2+c)]\right\}}. \quad (4)$$

З умови $\varphi=0$ визначаємо відносну резонансну частоту коливального контуру

$$\Omega_{рез} = \frac{\omega_{рез}}{\omega_0} = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{1 - \frac{1}{Q^2}(1+c)^2 + \sqrt{\left[1 - \frac{1}{Q^2}(1+c)^2\right]^2 + \frac{4}{Q^2}c(1+c)}\right\}}. \quad (5)$$

Для забезпечення малих комутаційних втрат у транзисторах необхідно, щоб відносна робоча частота Ω була більшою від відносної резонансної частоти $\Omega_{рез}$. Тоді включення транзисторів відбувається при нульовій напрузі, і відповідає потреба в швидкодіючих діодах, під'єднаних паралельно до транзисторів. Амплітудне значення вхідного струму коливальної системи

$$I_{max} = \frac{2E}{\pi Z_{ex}} = \frac{2E_0}{\pi Z_0 Q} \sqrt{\frac{\left[\Omega^2 Q^2 + (1+c)^2\right]}{\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) + \alpha\Omega Q^2\right]^2 + Q^2 [1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]^2}}. \quad (6)$$

Модуль комплексного опору паралельного з'єднання конденсатора C_p з послідовно ввімкненими конденсатором C_s і опором R дорівнює

$$Z_{нар} = Z_0 \sqrt{\frac{\left(\frac{c}{\Omega}\right)^2 + Q^2}{\left[\Omega^2 Q^2 + (1+c)^2\right]}}. \quad (7)$$

Користуючись виразами (6) і (7), знаходимо амплітуду напруги на паралельному з'єднанні

$$U_{нар} = \frac{2E}{\pi} \sqrt{\frac{\left(\frac{c}{\Omega}\right)^2 + Q^2}{\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) + \alpha\Omega Q^2\right]^2 + Q^2 [1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]^2}}. \quad (8)$$

Амплітуда струму лампи (навантаження)

$$I_{mH} = \frac{2E}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) + \alpha\Omega Q^2\right]^2 + Q^2 [1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]^2}}. \quad (9)$$

Потужність у лампі

$$P_H = \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \cdot \frac{Q}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) + \alpha \Omega Q \right]^2 + Q^2 [1 - \Omega^2 + \alpha(1+c)]^2}. \quad (10)$$

Визначивши потужність втрат як $P_{втр} = \frac{I_{max}^2 r}{2}$, знаходимо вираз для коефіцієнта корисної дії вихідного каскаду:

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_{втр}} = \frac{1}{1 + \alpha \left[\Omega^2 Q + (1+c) \right]^2}. \quad (11)$$

У зв'язку з тим, що на практиці виконується умова $r \gg R$, втратами можна знехтувати без суттєвого погіршення точності аналізу, прийнявши $\alpha=0$. Тоді потужність у навантаженні можна описати простішим виразом

$$P_H = \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \cdot \frac{Q}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (12)$$

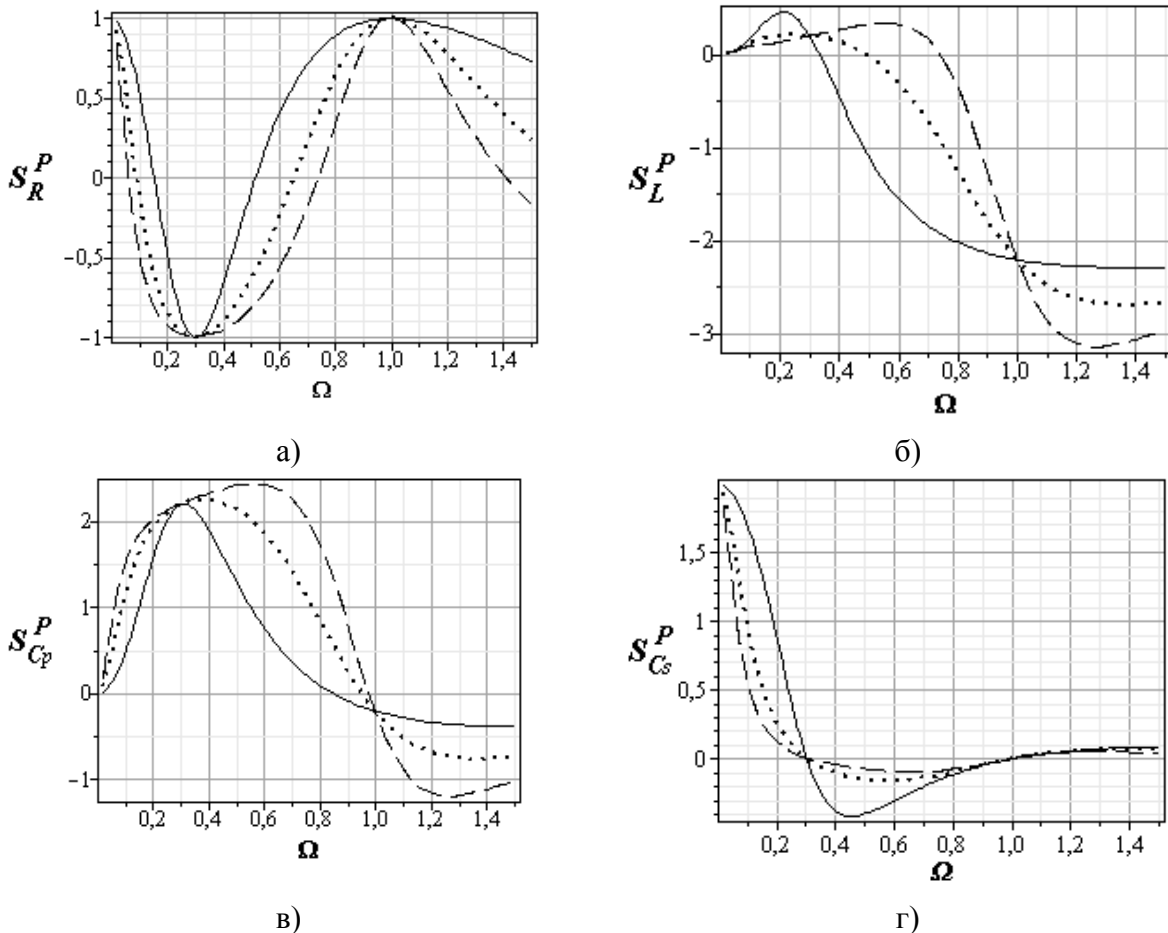


Рисунок 3. Відносні чутливості потужності : а) до опору; б) до індуктивності; в) до паралельної ємності; г) до послідовної ємності

Для раціонального вибору параметрів коливної системи з метою забезпечення мінімальної зміни потужності в лампі від номінального значення в процесі її старіння оцінимо не лише зміну опору лампи, а й вплив розкиду параметрів коливальної системи на потужність. Знайдемо відносні параметричні чутливості потужності.

Відносну чутливість потужності до параметра x визначатимемо так [10]:

$$S_x^P \Big|_{x=x_0} = \frac{\partial P_H(x)}{\partial x} \cdot \frac{x}{P(x)}. \quad (13)$$

Відносна чутливість потужності до опору лампи R дорівнює

$$S_R^P = \frac{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 - Q^2 \Omega^2 (1 - \Omega^2)^2}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (14)$$

Відносну чутливість потужності до індуктивності L можна визначити так:

$$S_L^P = - \frac{2 \left[\Omega^2 + c (\Omega^2 - 1) \right] - 2Q\Omega^2 (1 - \Omega^2)}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (15)$$

Відносна чутливість потужності до паралельного конденсатора C_p дорівнює

$$S_{C_p}^P = \frac{2\Omega^2 Q^2 (1 - \Omega^2) - 2c \left[\Omega^2 + c (\Omega^2 - 1) \right]}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (16)$$

Відносну чутливість потужності до послідовного конденсатора описуємо виразом

$$S_{C_s}^P = \frac{2c \left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right] \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (17)$$

Відносна чутливість потужності до напруги живлення E

$$S_E^P = 2. \quad (18)$$

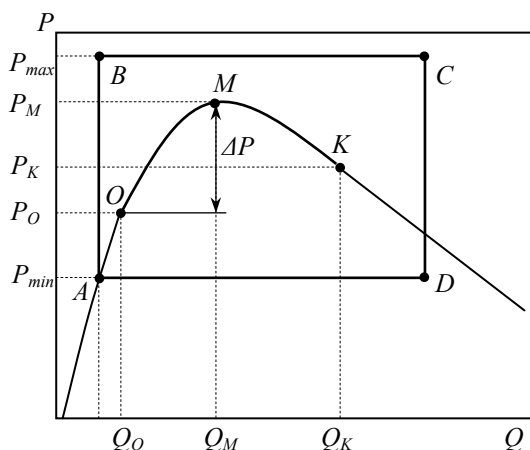


Рисунок 4. Залежність відносної потужності резонансного інвертора від добротності

Чутливість $S_L^P = 0$ на частоті, близькій до $\Omega_{рез}$, на якій опір контуру є активним. На частоті $\Omega=1$ $S_L^P = -2$. На робочій частоті $\Omega > \Omega_{рез}$ чутливість P до L має від'ємне значення, а за модулем вона досягає найбільшого значення серед реактивних елементів коливного контуру. Крім того, індуктивність L має найбільший технологічний розкид, тому її відхилення від номінального значення має найбільший вплив на потужність у лампі. У зв'язку з цим у подальшому розглядатимемо лише чутливість S_L^P , а інші чутливості брати до уваги не будемо.

У процесі старіння лампи її опір зростає від початкового значення R_0 до кінцевого R_K . Відповідно добротність зростає від Q_0 до Q_K . Типова залежність відносної потужності резонансного інвертора від добротності зображена на рис. 4. Потужність лампи в процесі її старіння пробігає відрізок кривої OMK , де початкова точка O відповідає новій лампі, точка M відповідає

максимальній потужності в лампі, а точка K – кінцева точка, відповідає потужності в лампі в кінці терміну її експлуатації. Прямокутник $ABCD$ (рис. 4) є вкладеним в область допустимих значень потужності (рис. 1). Поставимо задачу досягти мінімально можливої зміни потужності ΔP без застосування системи зі зворотним зв'язком, використовуючи лише властивості коливального контуру. Геометричний аналіз відрізка кривої OMK (рис. 4) дає можливість стверджувати, що при заданій довжині відрізка Q_0Q_K , розташованого на осі абсцис, максимальна із різниць ординат точок M і O , з одного боку, або точок M і K – з іншого, досягає мінімуму лише за умови рівності ординат точок O і K . Отже, якщо потужність P_0 нової лампи буде дорівнювати потужності лампи P_K у кінці терміну експлуатації, тобто $P_0=P_K$, то зміна потужності ΔP лампи в процесі експлуатації буде мінімальною $\Delta P_{\min} = P_M - P_0 = P_M - P_K$. Якщо потужність, яка підводиться до лампи, змінюється у невеликих межах при суттєвих змінах опору навантаження, ЕПРА можна розглядати як реальне джерело потужності.

Знайдемо аналітичні вирази для параметрів добротності Q_0 , Q_M і Q_K (рис.4) для нової лампи, для максимальної потужності лампи та для лампи в кінці терміну експлуатації відповідно.

Діюче значення напруги U_0 нової лампи запишемо через добуток опору R_0 нової лампи на амплітуду струму лампи (9) при $\alpha=0$

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{\left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right]^2 + Q_0^2(1-\Omega^2)^2}}. \quad (19)$$

Звідси визначаємо Q_0 :

$$Q_0 = \frac{\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0}\right)^2 - (1-\Omega^2)^2}}. \quad (20)$$

З рис. 4а бачимо, що чутливість S_R^P може змінюватися від -1 до 1 . У точці M максимальної потужності ця чутливість дорівнює нулю. Значення параметра добротності Q_M знайдемо за виразом (14)

$$Q_M = \pm \frac{\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}{1-\Omega^2}. \quad (21)$$

При визначенні параметра добротності Q_K для лампи в кінці терміну служби візьмемо до уваги, що в опір лампи R_K та параметр Q_K у точці K досягають своїх максимальних значень. Тому резонансна частота (5) є максимально наближена до робочої частоти Ω , але не повинна перевищувати останню для забезпечення комутації при нульовій напрузі на транзисторах [8]. Приймаючи, що в граничному випадку $\Omega_{рез}=\Omega$, та розв'язуючи (6) відносно $Q=Q_K$, знаходимо

$$Q_K = \sqrt{\frac{(1+c)(c-\Omega^2)}{\Omega^2(1-\Omega^2)}}. \quad (22)$$

Знайдемо максимальну потужність P_M , підставляючи (21) у (12),

$$P_M = \pm \frac{E^2}{\pi^2 Z_0 (1-\Omega^2) \left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right]}. \quad (23)$$

Використовуючи (23), запишемо відносну зміну потужності δP

$$\delta P = \frac{\Delta P}{P_0} = \frac{P_M - P_0}{P_0} = \frac{\left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q_0^2 (1 - \Omega^2)^2}{2Q_0 (1 - \Omega^2) \left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]} - 1, \quad (24)$$

де P_0 – потужність нової лампи (вираз (12) при $Q=Q_0$).

Поєднуючи вирази (12), (19), (23) та (24), отримуємо рівняння

$$1 + \delta P = \frac{1 - \Omega^2}{2 \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}} + \frac{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}}{2(1 - \Omega^2)}, \quad (25)$$

яке зводиться до бікватратного рівняння, а розв’язок останнього дає вираз для відносної робочої частоти, яка забезпечує відносну зміну потужності лампи δP

$$\Omega = \sqrt{1 - \frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 + \frac{2}{\delta P}}}{2 + \frac{2}{\delta P}}}}. \quad (26)$$

Отже, робоча частота визначається через відносну зміну потужності δP , початкову напругу на лампі U_0 та напругу живлення E вихідного каскаду.

Для компактності запису наступних виразів введемо узагальнений параметр F відносної потужності та узагальнений параметр A відносної напруги

$$F = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 + \frac{2}{\delta P}}}{2 + \frac{2}{\delta P}}}, \quad (27)$$

$$A = \frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0}. \quad (28)$$

Тоді (26) можна записати

$$1 - \Omega^2 = A \cdot F. \quad (29)$$

Вирази (20)–(22) для параметрів добротності Q_0 , Q_M та Q_K тоді запишемо у вигляді

$$Q_0 = \frac{1 - A \cdot F (1 + c)}{A \sqrt{(1 - F^2)(1 - A \cdot F)}}; \quad (30)$$

$$Q_M = \frac{1 - AF (1 + c)}{AF \sqrt{1 - AF}}; \quad (31)$$

$$Q_K = \sqrt{\frac{(1 + c)(1 - AF - c)}{AF (1 - AF)}}. \quad (32)$$

Покажемо, що у випадку $P_0=P_K$ між параметрами добротності Q_0 , Q_M і Q_K є простий взаємозв'язок. Для цього за виразом (12) для точок O і K запишемо два рівняння

$$P = N \frac{Q_0}{Y + XQ_0^2}, \quad (33)$$

$$P = N \frac{Q_K}{Y + XQ_K^2}, \quad (34)$$

де $N = \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0}$, $Y = \left[\Omega + c \left(\Omega + \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2$, $X = (1 - \Omega^2)^2$.

Враховуючи умову, що $Q_K > Q_0$, можна записати розв'язки рівнянь (33), (34) відносно Q_0 і Q_K

$$Q_0 = \frac{N - \sqrt{N^2 - 4P^2 XY}}{2PX}, \quad (35)$$

$$Q_K = \frac{N + \sqrt{N^2 - 4P^2 XY}}{2PX}. \quad (36)$$

Тоді за виразами (35) і (36) запишемо

$$Q_0 + Q_K = \frac{N}{PX}. \quad (37)$$

Підставляючи P з виразу (33) у вираз (37), отримаємо

$$Q_K = \frac{Y}{X} Q_0. \quad (38)$$

Використовуючи вирази (20) і (38) та узагальнені параметри A і F у виразах для X і Y , після перетворень отримуємо співвідношення між Q_0 і Q_K

$$\frac{Q_K}{Q_0} = \frac{1 - F^2}{F^2}. \quad (39)$$

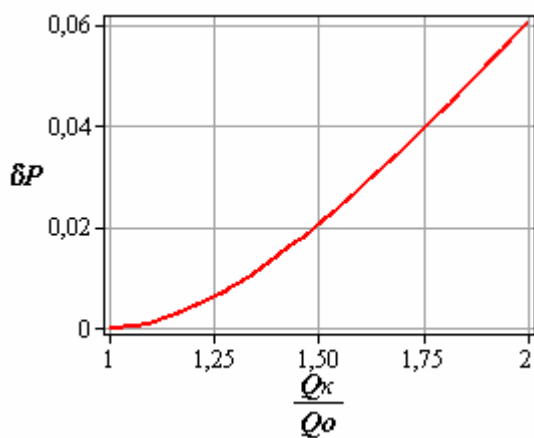


Рисунок 5. Залежність відносної потужності від відношення добротностей

Отже, відношення добротностей коливального контуру із лампою в кінці служби та новою лампою і за умови, що $P_K = P_0$, визначає відносну зміну потужності в лампі, яка має місце в процесі експлуатації.

За виразами (30) і (31) можна отримати:

$$\frac{Q_M}{Q_0} = \frac{\sqrt{1 - F^2}}{F}. \quad (40)$$

Враховуючи (39), можна записати вираз, який описує взаємозв'язок між Q_0 , Q_M та Q_K для випадку $P_0=P_K$

$$Q_M^2 = Q_0 Q_K. \quad (41)$$

Поєднуючи вирази (27) і (39), можна отримати рівняння стосовно відносної зміни потужності δP

$$\frac{Q_0}{Q_0 + Q_K} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta P^2 + 2\delta P}}{2\delta P + 2}, \quad (42)$$

розв'язавши яке (за умови $Q_K > Q_0$), можна отримати вираз для визначення відносної зміни потужності δP при відомих добротностях Q_0 і Q_K

$$\delta P = \frac{-2 \frac{Q_0}{Q_K} + \sqrt{2 \left(\frac{Q_0}{Q_K} \right)^2 + \left(\frac{Q_0}{Q_K} \right)^3 + \frac{Q_0}{Q_K}}}{2 \frac{Q_0}{Q_K}}. \quad (43)$$

Потужність для нової лампи можна записати через вирази (12) і (23):

$$P_0 = N \frac{\sqrt{1-F^2} \sqrt{1-AF}}{A[1-AF(1+c)]}. \quad (44)$$

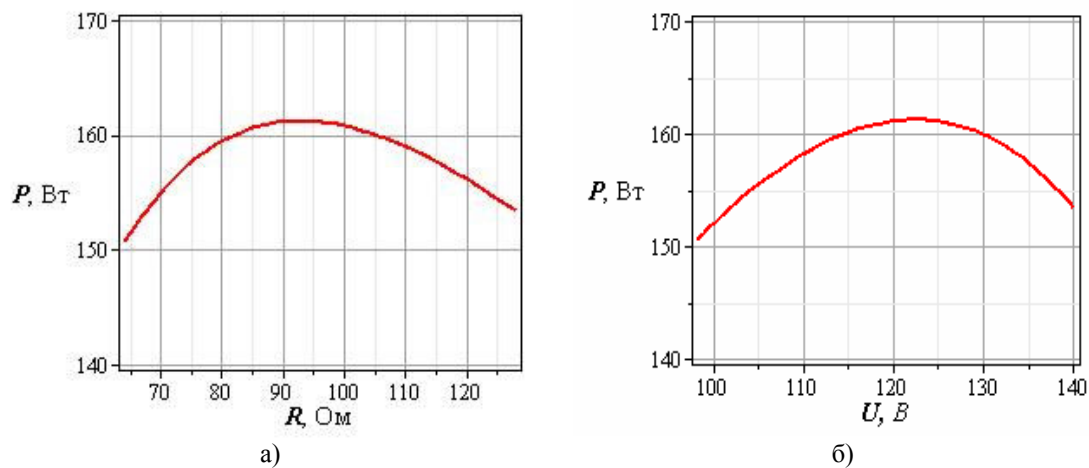


Рисунок 6. Розраховані залежності: а) потужності лампи від опору; б) потужності лампи від напруги

Потужність лампи в кінці терміну служби запишемо, поєднуючи вирази (12), (30), (32) і (39);

$$P_K = N \frac{F^2 \sqrt{(1-AF)(1+c)(1-AF-c)}}{\sqrt{AF} [1-AF(1+c)]^2}. \quad (45)$$

Прирівнюючи вирази (42) і (43) отримуємо перше рівняння

$$F^2 \sqrt{\frac{A(1+c)(1-AF-c)}{F(1-F^2)}} = 1 - AF(1+c). \quad (46)$$

Друге рівняння запишемо, врахувавши вираз (15) для відносної чутливості потужності до індуктивності, підставляючи у нього вираз (30) та враховуючи вираз (38),

$$S_L^P = 2(1-AF) \left[\frac{F}{A} - \frac{1-F^2}{1-AF(1+c)} \right]. \quad (47)$$

Рівняння (46) і (47) утворюють систему двох рівнянь стосовно відносного параметра напруги A і відносної ємності c , результат розв'язку якої служить для розрахунку параметрів коливного контуру вихідного каскаду ЕПРА. Ця система не має аналітичного розв'язку, тому для її розв'язання можна використати чисельні методи.

Методика розрахунку параметрів коливального контуру ЕПРА базується на результатах проведеного аналізу. Початковими даними для розрахунку є: а) номінальні параметри лампи: її потужність P , діюче значення напруги U_0 лампи, діюче значення струму лампи I , а, отже, і її еквівалентний опір R_0 ; б) опір лампи R_K у кінці терміну її експлуатації; в) відносна чутливість потужності до індуктивності S_L^P .

Послідовність розрахунку є такою.

1. За заданими початковим опором R_0 лампи та кінцевим її опором R_K визначаємо узагальнений параметр відносної потужності F з виразу (39).
2. З виразу (43) знаходимо відносну зміну потужності δP за термін її служби.
3. Розв'язавши чисельним методом систему рівнянь (46) і (47), визначаємо узагальнений параметр A відносної напруги та відношення c ємностей коливального контуру.
4. За виразом (28) визначаємо напругу живлення E вихідного каскаду.
5. Визначаємо відносну частоту комутації вихідного каскаду за виразом (26).
6. Визначаємо параметри добротності Q_0 , Q_M та Q_K за виразами (20), (21) та (22).
7. Визначаємо характеристичний опір Z_0 як відношення R/Q_0 .
8. Вибираємо робочу частоту комутації вихідного каскаду ЕПРА, виходячи із можливостей елементної бази, яка входить до складу каскаду, та враховуючи частотні вікна НЛВТ, у яких явище акустичного резонансу в лампі є відсутнім [11].
9. Визначаємо частоту паралельного резонансу $\omega_0 = \omega / \Omega$.
10. За виразами таблиці 1 визначаємо параметри коливального контуру L , C_p , C_s .
11. Перевіряємо значення потужності лампи в точках O , M , K (рис.4) за виразом (12).

Для верифікації запропонованого підходу до забезпечення потужності лампи проведено розрахунок каскаду ЕПРА за вищевказаною методикою та його моделювання для натрієвої лампи SON-T 150W PHILIPS за таких вихідних даних для розрахунку: $P=150$ Вт; $U=98$ В; $R_0=64$ Ом; $R_K=128$ Ом; $S_L^P=-1,5$. У результаті розрахунку отримано такі значення параметрів каскаду: $E=240$ В; $\delta P=0,061$; $\Omega=0,619$; $Q_0=0,48$; $Q_M=0,699$; $Q_K=0,98$; $Z_0=133$ Ом; частоту комутації вибрано такою, яка дорівнює 120кГц; Тоді параметри коливного контуру будуть такими: $L=110$ мкГн; $C_p=6,2$ нФ; $C_s=32,7$ нФ. Потужності в точках O , M і K дорівнюють 150 Вт, 160,8 Вт і 151,6 Вт. За результатами розрахунку побудовано залежність відносної потужності від відношення добротностей (вираз (43)), зображену на рис. 5, та залежності потужності лампи від опору та напруги, які підтверджують достовірність виконаного аналізу (рис. 6).

Для моделювання каскаду використано систему схемотехнічного моделювання MicroCap-8.0. Осцилограми миттєвих значень напруги, струму та їх діючих значень, миттєвої та середньої потужності лампи, отримані в результаті моделювання, для нової лампи, для максимальної потужності та для старої лампи зображено на рис.7а-в відповідно.

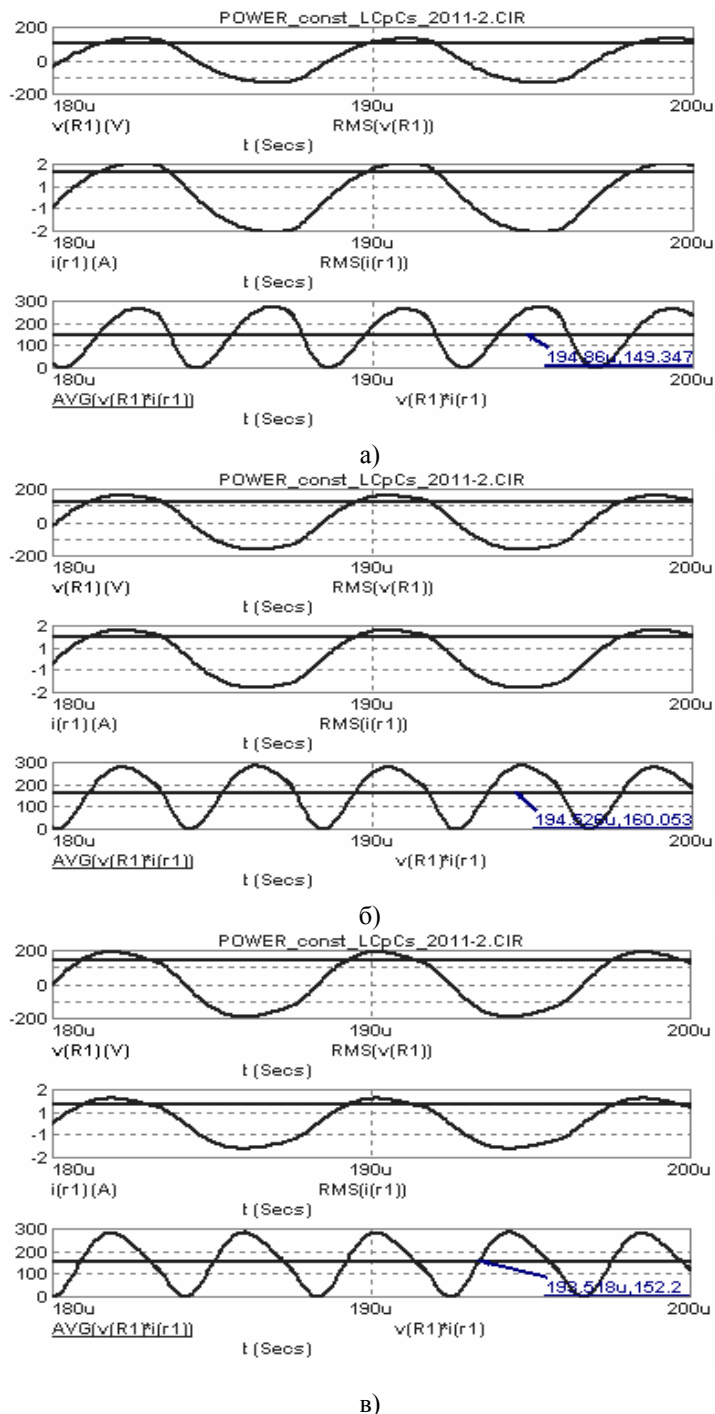


Рисунок 7. Результати моделювання: а) для нової лампи; б) для точки максимальної потужності; в) для старої лампи

Висновки. В процесі експлуатації комплекту ЕПРА-НЛВТ найбільших змін зазнає еквівалентний опір лампи, що може призвести до виходу її потужності за межі області допустимих значень. Показано, що мінімальна зміна потужності в лампі має місце за умови, що початкова і кінцева потужності лампи рівні між собою та встановлено співвідношення між параметрами коливального контуру, які забезпечують цю умову. На основі цих співвідношень запропоновано методику розрахунку коливального контуру ЕПРА з розімкненою структурою для підтримання мінімальної зміни потужності НЛВТ у процесі її експлуатації. Результати аналізу, розрахунку і моделювання добре узгоджуються між собою.

Література

1. ГОСТ Р 53073-2008 (МЭК 60662:2002). – Лампы натриевые высокого давления. Эксплуатационные требования. – Москва: Стандартинформ, 2009. – 53с.
2. C.Branas. Contributions to the Design and Control of LCsCp Resonant Inverters to Drive High-Power HPS Lamps / C.Branas, F.I.Azcondo, S.Bracho // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 52, No. 1, 2003. – P.56–65.
3. Рохлин Г.Н. Разрядные источники света / Г.Н Рохлин. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 720 с.
4. F.J. Azcondo. Power-Mode-Controlled Power-Factor-Corrector for Electronic Ballast / F.J. Azcondo, C.Branas, R. Casanueva, S. Bracho // IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, No. 4, 2000. – P.796–808.
5. W. Kaiser. Hibrid Electronic Ballast Operating the HPS Lamp at Constant Power / W. Kaiser // IEEE Transactions on Industry Applications Vol.34, No.2, 1998. – P.319–324.
6. MHL-TD 70W Driver with UBA2030. Applicatoin Note AN10178 // Philips Semicoductor, 1999. – 39p. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.nxp.com/documents/application_note/AN10178.pdf
7. C. Branas. Design of LCpCs Resonant Inverters as a Power Sourse for HI Lamp Ballast Application / C.Branas, F.J. Azcondo, S. Bracho // IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, 2005. – P.1584–1593.
8. R.L.Steigerwald. A Comparison of High-Bridge Converter Topologies / R.L.Steigerwald // IEEE on Power Electronics, vol. 3, No.2, 1988. – P.174–182.
9. Руденко В.С. Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – Киев: Выща школа, 1983. – 432с.
10. Гехер. Теория чувствительности и допусков электронных цепей / М. Гехер // Сов. Радио, 1973. – 200с.
11. S. Epron. Acoustic resonance phenomena in high pressure discharge lamps / S. Epron, M. Aubes, J.J.Damelincourt, A.P. Cojocarú // High Temperature Material Processes, vol.3, 1999. – P. 141–155.

Отримано 07.02.2011