

УДК 621.327

А.М. ЛУПЕНКО, Л.Т. МОВЧАН, І.М. СИСАК

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИХІДНОГО КАСКАДУ ЕЛЕКТРОННОГО ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНОГО АПАРАТУ В КОЛИВАЛЬНОМУ РЕЖИМІ З УРАХУВАННЯМ ВТРАТ

Проаналізовано вихідний каскад високочастотного електронного пускорегулювального апарата для розрядних ламп, який виконано за схемою резонансного напівмостового інвертора. Розроблено математичну модель каскаду у вигляді залежностей напруг і струмів в коливальному режимі роботи з урахуванням втрат. Результати розрахунків добре узгоджуються з результатами моделювання.

The high-frequency electronic ballast output stage as a resonance half-bridge class-D converter is analyzed. A stage mathematical model as dependence of voltages and currents in underdamped mode with losses has been derived. The results of calculations are in a good agreement with simulation results.

Ключові слова: високочастотний електронний пускорегулювальний апарат, розрядна лампа, резонансний напівмостовий інвертор, математична модель, вихідний каскад, коливальний режим, втрати, коливальний контур.

Постановка проблеми. Одним із шляхів підвищення енергоефективності в світлотехнічній галузі є широке впровадження розрядних ламп (РЛ) як джерел світла в системах та пристроях внутрішнього та зовнішнього освітлення. Живлення таких РЛ від промислової мережі здійснюється за допомогою пускорегулювальних апаратів, причому в останні два десятиліття спостерігається інтенсивний перехід від традиційних електромагнітних апаратів до високочастотних електронних пускорегулювальних апаратів (ЕПРА). Такі ЕПРА фактично виконують функцію силового інтерфейсу, забезпечуючи «комфортні» умови функціонування РЛ, з одного боку, та промислової мережі – з іншого. Завдяки високій робочій частоті ЕПРА (30-100 кГц) розрядна лампа збільшує світлову віддачу на 15÷20 %, зростає її термін служби, покращуються умови запалювання РЛ, підвищується якість та комфортність освітлення. Крім того, ЕПРА дозволяють реалізувати ряд нових важливих функцій – регулювання світлового потоку РЛ, контроль її стану та підтримання оптимальних режимів РЛ на всіх етапах її роботи, дистанційне керування окремої РЛ в рамках автоматизованої системи керування освітленням. ЕПРА мають високий коефіцієнт корисної дії та забезпечують високу якість електроенергії шляхом корекції форми струму, споживаного від мережі живлення.

Одним із основних вузлів високочастотного електронного пускорегулювального апарата для живлення розрядних ламп, який забезпечує високі енергетичні показники комплексу ЕПРА-РЛ та досконалий алгоритм керування лампою, є його вихідний каскад. Вихідний каскад сучасного ЕПРА належить до високочастотних резонансних інверторів напруги [1-4] або, рідше, струму [5,6].

На стадії проектування вискоелефективного ЕПРА постає проблема вибору параметрів елементів його вихідного каскаду, які б задовольняли цілому ряду вимог: забезпечити задану потужність в РЛ та заданий діапазон її регулювання, підтримувати режими роботи лампи та комутуючих елементів в області допустимих значень, не перевищувати заданого коефіцієнта амплітуди, забезпечити мінімальні втрати у каскаді і т.п. Раціональний вибір цих параметрів можна здійснити лише на основі аналізу його математичної моделі, і чим точніше така модель описує електричні процеси, тим досконалішим буде проведений аналіз, тим оптимальнішими будуть шукані параметри ЕПРА. Тому необхідно мати адекватну математичну модель вихідного каскаду ЕПРА.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Створенню математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА присвячено ряд робіт [1-4]. В цих роботах за допомогою методу основної гармоніки проаналізовано вихідний каскад з навантаженням, під'єднаним паралельно до конденсатора коливального контуру, одержано вирази для напруг, струмів в елементах каскаду, потужності в навантаженні та запропоновано методику розрахунку каскаду. В роботі [3] проведено порівняльний аналіз топологій напівмостових послідовних, паралельних та паралельно-послідовних резонансних інверторів.

В роботі [7] за допомогою операторного методу Лапласа проаналізовано вихідний каскад ЕПРА при його роботі в коливальному режимі, що дало можливість розглянути "тонші" ефекти, які мають місце в реальних схемах, в порівнянні з методом основної гармоніки. На основі даного аналізу можна встановити такий важливий параметр ЕПРА як коефіцієнт амплітуди струму РЛ, від якого залежить термін служби лампи, а також пікові значення напруг і струмів в компонентах вихідного каскаду.

Проте, аналіз в [7] було проведено без врахування втрат, оскільки, елементи коливальної системи вважалися ідеальними, а кондуктивні (втрати в активних опорах компонентів інвертора) та комутаційні (втрати в транзисторах в динамічному режимі) втрати прирівнювалися до нуля. Ці міркування вносять певну похибку в результат моделювання.

Тому, **актуальною** є задача створення математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА, яка б доповнювала математичну модель для коливального режиму роботи за рахунок урахування втрат.

Метою роботи є розробка математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА в коливальному режимі з урахуванням втрат, що дозволить підвищити точність аналізу схеми. Дана модель буде вдосконалювати розроблену модель каскаду в коливальному [7] режимі.

Постановка задачі. Найбільш поширеною схемою вихідного каскаду є напівмостовий резонансний інвертор з послідовним коливальним контуром $LCC_{роз}$, в якому РЛ під'єднана паралельно до конденсатора C (рис. 1,а) [8]. Ключі (транзистори $VT1$ і $VT2$) комутуються під дією керуючих напруг U_1 і U_2 , які формуються драйвером. В інверторі використано асиметричне керування ключами [9], яке забезпечує широкий діапазон регулювання потужності в РЛ та комутацію транзисторів при нульовій напрузі. Коефіцієнти заповнення імпульсів (відношення тривалості імпульсів до періоду їх повторення) керування транзисторами $VT1$ і $VT2$ становлять відповідно D і $(1 - D)$.

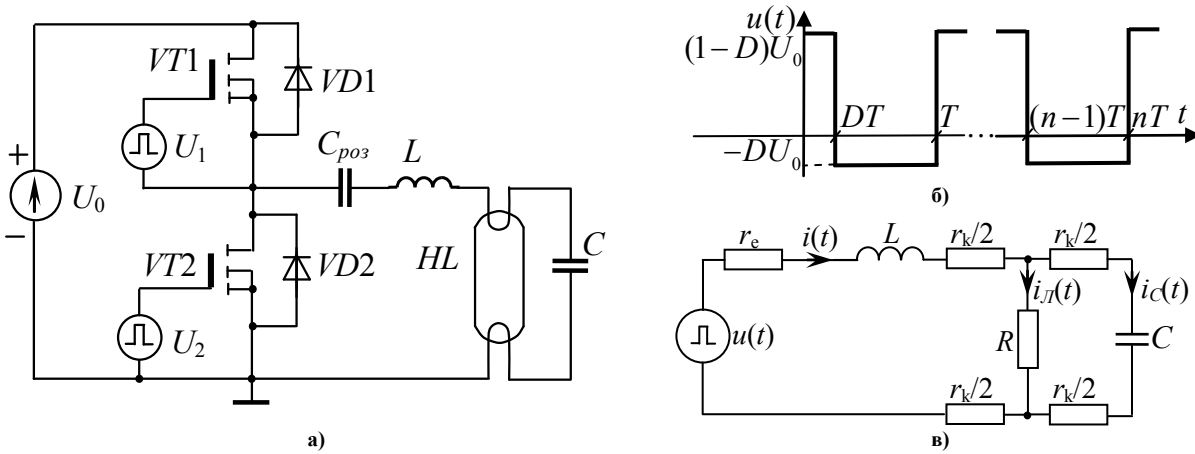


Рис. 1. Схема вихідного каскаду ЕПРА (а), напруга на вході коливального контуру (б) та еквівалентна схема вихідного каскаду (в)

Роздільний конденсатор $C_{роз}$ усуває постійну складову прямокутних імпульсів інвертора. Тому форма напруги безпосередньо на вході LC -контру має вигляд, наведений на рис. 1,б, де D – коефіцієнт заповнення імпульсів, зміною якого можна регулювати потужність, що підводиться до лампи, U_0 – постійна напруга живлення вихідного каскаду.

Замінімо схему вихідного каскаду його еквівалентною схемою (рис. 1,в), взявши до уваги наступні міркування: а) роздільна ємність є досить великою, пульсації напруги на ній відсутні; б) елементи коливальної системи не є ідеальними; в) кондуктивні (втрати в активних опорах компонентів інвертора) та комутаційні (втрати в транзисторах в динамічному режимі) втрати не дорівнюють нулю. На еквівалентній схемі позначено: $u(t)$ – напруга на вході коливального контуру, часова діаграма якої наведена на рис. 1,б; R – опір РЛ.

Операторна вхідна провідність еквівалентної схеми описується виразом:

$$Y(p) = \frac{b_0 p + b_1}{a_0 p^2 + a_1 p + a_2}, \tag{1}$$

де

$$\begin{aligned} b_0 &= (R + r_k) C; \\ b_1 &= 0; \\ a_0 &= (R + r_k) LC; \\ a_1 &= (r_e + r_k)(R + r_k) C + R r_k C + L; \\ a_2 &= r_e + r_k + R. \end{aligned}$$

За знаменником виразу (1) можна записати характеристичне рівняння схеми, корені якого в коливальному режимі є комплексно-спряженими:

$$p_{1,2} = -\frac{a_1}{2a_0} \pm j \sqrt{\frac{a_2}{a_0} - \frac{a_1^2}{4a_0^2}} = -\alpha \pm j \omega_{вл}, \tag{2}$$

де α – коефіцієнт згасання;

$\omega_{вл}$ – частота вільних згасаючих коливань.

Напругу, прикладену до контуру, розглянемо як послідовність прямокутних додатних імпульсів u^+ тривалістю DT і від'ємних імпульсів u^- тривалістю $(1-D)T$, які чергуються між собою (рис. 1,б). Застосовуючи одиничні ступінчасті функції $1(t)$ з відповідним зміщенням, можна описати будь-який додатний u_i^+ та від'ємний u_i^- імпульси (тут i – номер імпульсу, $i = \overline{1, n}$) [7].

В загальному, n -ий додатний та n -ий від'ємний імпульс описується виразами [7].

Враховуючи, що зображення оригіналів $L\{1(t)\} = 1/p$ і $L\{1(t-\alpha)\} = e^{-\alpha p} \cdot 1/p$, представимо зображення n -них вхідних додатного і від'ємного імпульсів у вигляді [7]:

$$U_n^+(p) = \frac{1}{p} \left[-DU_0 + U_0 \left((1 + e^{-Tp} + e^{-2Tp} + \dots + e^{-(n-1)Tp}) - e^{-DTp} (1 + e^{-Tp} + e^{-2Tp} + \dots + e^{-(n-2)Tp}) \right) \right] \quad (3)$$

$$U_n^-(p) = \frac{1}{p} (-DU_0 + U_0 ((1 + e^{-Tp} + e^{-2Tp} + \dots + e^{-(n-1)Tp})(1 - e^{-DTp}))). \quad (4)$$

Знайдемо вираз для струму індуктивності на інтервалі дії n -го додатного імпульсу. На цьому інтервалі виконується умова $0 \leq t' \leq DT$. Операторне зображення цього струму, враховуючи (1) і (3), має вигляд:

$$I_n^+(p) = \frac{\left[-DU_0 + U_0 \left[(1 + e^{-Tp} + \dots + e^{-(n-1)Tp}) - e^{-DTp} (1 + e^{-Tp} + \dots + e^{-(n-2)Tp}) \right] \right] (b_0 p + b_1)}{p(a_0 p^2 + a_1 p + a_2)}. \quad (5)$$

Позначивши чисельник виразу (5) як $A^+(p)$ та $B(p) = a_0 p^2 + a_1 p + a_2$ і використовуючи теорему розкладу, знаходимо оригінал струму індуктивності протягом додатного n -го імпульсу (при $t = (n-1)T + t'$ ($0 \leq t' \leq DT$)):

$$i_n^+(t) = \frac{A(0)}{B(0)} + 2 \operatorname{Re} \frac{A^+(p_1)}{p_1 B'(p_1)} e^{p_1 t}, \quad (6)$$

де $B'(p_1) = 2a_0 p_1 + a_1$.

Отже,

$$i_n^+(t) = \frac{(1-D)U_0}{R+r_k+r_e} - \frac{1}{(R+r_k)LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{A_{11}^2 + B_{11}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t} \cos \left(\omega_{\text{вн}} t + \operatorname{arctg} \left(\frac{B_{11}}{A_{11}} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{B_0}{A_0} \right) \right), \quad (7)$$

де

$$\begin{aligned} k_{11} &= U_0 \left[1 - e^{-\alpha n T} \cos(\omega_{\text{вн}} n T) - e^{-\alpha(1-D)T} \cos[\omega_{\text{вн}}(1-D)T] + e^{-\alpha(n-D)T} \cos[\omega_{\text{вн}}(n-D)T] \right], \\ d_{11} &= U_0 \left[-e^{-\alpha n T} \sin(\omega_{\text{вн}} n T) + e^{-\alpha(1-D)T} \sin[-\omega_{\text{вн}}(1-D)T] - e^{-\alpha(n-D)T} \sin[-\omega_{\text{вн}}(n-D)T] \right], \\ m_{11} &= -DU_0 \left[e^{-\alpha(n-1)T} (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)) \cos[\omega_{\text{вн}}(n-1)T] + e^{-\alpha n T} \sin(\omega_{\text{вн}} T) \cos[\omega_{\text{вн}}(n-1)T] \right], \\ q_{11} &= -DU_0 \left[-e^{-\alpha(n-1)T} (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)) \sin[\omega_{\text{вн}}(n-1)T] + e^{-\alpha n T} \sin(\omega_{\text{вн}} T) \cos[\omega_{\text{вн}}(n-1)T] \right], \\ A_{11} &= (m_{11} + k_{11}) [1 - (R+r_k)C\alpha] - (R+r_k)C\omega_{\text{вн}} (q_{11} + d_{11}), \\ B_{11} &= (m_{11} + k_{11}) (R+r_k)C\omega_{\text{вн}} + [1 - (R+r_k)C\alpha] (q_{11} + d_{11}), \\ A_0 &= \omega_{\text{вн}} (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)) + \alpha e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T), \\ B_0 &= -\omega_{\text{вн}} e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T) + \alpha (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)). \end{aligned}$$

Вираз струму індуктивності протягом додатного імпульсу отримаємо з (7) при $n \rightarrow \infty$:

$$i_\infty^+(t) = \frac{(1-D)U_0}{R+r_k+r_e} - \frac{1}{(R+r_k)LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{A_{12}^2 + B_{12}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t} \cos \left(\omega_{\text{вн}} t + \operatorname{arctg} \left(\frac{B_{12}}{A_{12}} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{B_0}{A_0} \right) \right), \quad (8)$$

де

$$A_0 = \omega_{\text{вн}} (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)) + \alpha e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T),$$

$$B_0 = -\omega_{\text{вн}} e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T) + \alpha (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)),$$

$$k_{12} = U_0 [1 - e^{-\alpha(1-D)T} \cos[\omega_{\text{вн}}(1-D)T]],$$

$$d_{12} = U_0 e^{-\alpha(1-D)T} \sin[-\omega_{\text{вн}}(1-D)T],$$

$$A_{12} = [1 - (R + r_k)C\alpha] k_{12} - (R + r_k)C\omega_{\text{вн}} d_{12},$$

$$B_{12} = (R + r_k)C\omega_{\text{вн}} k_{12} + [1 - (R + r_k)C\alpha] d_{12}.$$

Аналогічно, визначивши струм індуктивності на інтервалі дії n -го від'ємного імпульсу, де виконується умова $DT \leq t' \leq T$, можна записати вираз для цього струму при $n \rightarrow \infty$:

$$i_{\infty}^{-}(t) = -\frac{DU_0}{R + r_k + r_e} - \frac{1}{(R + r_k)LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{A_{14}^2 + B_{14}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t} \cos\left(\omega_{\text{вн}} t + \arctg\left(\frac{B_{14}}{A_{14}}\right) - \arctg\left(\frac{B_0}{A_0}\right)\right), \quad (9)$$

де

$$k_{14} = U_0 (1 - e^{\alpha DT} \cos(\omega_{\text{вн}} DT)),$$

$$d_{14} = U_0 e^{\alpha DT} \sin(\omega_{\text{вн}} DT),$$

$$A_{14} = [1 - (R + r_k)C\alpha] k_{14} - \omega_{\text{вн}} (R + r_k)C d_{14},$$

$$B_{14} = \omega_{\text{вн}} (R + r_k)C k_{14} + [1 - (R + r_k)C\alpha] d_{14}.$$

Знайдемо напругу $u(t)$ на паралельному з'єднанні для усталеного режиму. Для цього запишемо її зображення на інтервалі дії додатного вхідного імпульсу при $t = nT + t' (0 < t' < DT)$ і після перетворень при $n \rightarrow \infty$ отримаємо:

$$u_{\infty}^{+}(t) = \frac{(1-D)U_0 R}{R + r_k + r_e} - \frac{\sqrt{(R - r_k RC\alpha)^2 + (r_k RC\omega_{\text{вн}})^2}}{(R + r_k)LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{12}^2 + d_{12}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t} \times \\ \times \cos\left(\omega_{\text{вн}} t + \arctg\left(\frac{d_{12}}{k_{12}}\right) + \arctg\left(\frac{r_k RC\omega_{\text{вн}}}{R - r_k RC\alpha}\right) - \arctg\left(\frac{B_0}{A_0}\right)\right). \quad (10)$$

Аналогічно для випадку від'ємного імпульсу отримаємо:

$$u_{\infty}^{-}(t) = -\frac{DU_0 R}{R + r_k + r_e} - \frac{\sqrt{(R - r_k RC\alpha)^2 + (r_k RC\omega_{\text{вн}})^2}}{(R + r_k)LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{14}^2 + d_{14}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t} \times \\ \times \cos\left(\omega_{\text{вн}} t + \arctg\left(\frac{d_{14}}{k_{14}}\right) + \arctg\left(\frac{r_k RC\omega_{\text{вн}}}{R - r_k RC\alpha}\right) - \arctg\left(\frac{B_0}{A_0}\right)\right). \quad (11)$$

Струм через конденсатор C на відповідних інтервалах можна визначити аналогічно. Спрямовуючи n до безмежності можна визначити вираз, який описує залежність струму конденсатора під час дії додатного імпульсу вхідної напруги та під час дії від'ємного імпульсу.

Оригінал струму конденсатора в усталеному режимі протягом додатного вхідного імпульсу має вигляд:

$$i_{C\infty}^{+}(t) = \frac{R}{(R + r_k)L\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{12}^2 + d_{12}^2}}{\sqrt{(e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T))^2 + (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T))^2}} e^{-\alpha t} \times \\ \times \cos\left(\omega_{\text{вн}} t + \arctg\left(\frac{d_{12}}{k_{12}}\right) - \arctg\left(\frac{1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)}{e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T)}\right)\right), \quad (12)$$

а протягом від'ємного вхідного імпульсу:

$$i_{C\infty}^{-}(t) = \frac{R}{(R + r_k)L\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{14}^2 + d_{14}^2}}{\sqrt{(e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T))^2 + (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T))^2}} e^{-\alpha t} \times \quad (13)$$

$$\times \cos \left(\omega_{\text{вн}} t + \arctg \left(\frac{d_{14}}{k_{14}} \right) - \arctg \left(\frac{1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)}{e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T)} \right) \right).$$

З метою верифікації отриманих результатів проведено обчислювальний експеримент за допомогою математичної системи Mathcad 15, виконано моделювання вихідного каскаду ЕПРА за допомогою системи схемо-технічного моделювання Micro-Cap 9 на вихідному каскаді (рис. 2) з параметрами: $C = 9,8$ нФ, $L = 2,1$ мГн, робоча частота $f = 38$ кГц, напруга живлення каскаду $U_0 = 415$ В, опір РЛ $R = 280$ Ом, еквівалентний опір (втрати на котушці індуктивності, кондуктивні та комутаційні втрати) $r_e = 4,2$ Ом [10], опір катода РЛ $r_k = 12,5$ Ом [10].

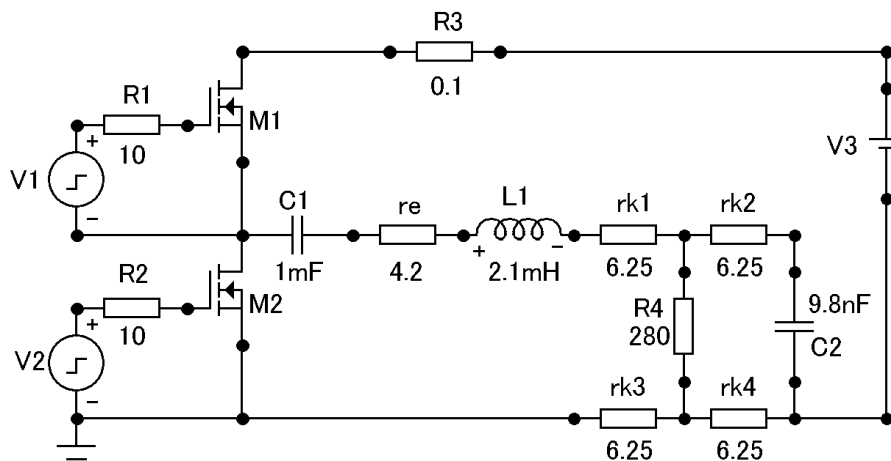


Рис. 2. Схема моделювання вихідного каскаду ЕПРА за допомогою системи схемо-технічного моделювання Micro-Cap 9

Часові залежності струму індуктивності $i_L(t)$, напруги на лампі $u(t)$, струму на лампі $i(t)$, струму конденсатора $i_C(t)$ та напруги на індуктивності $u_L(t)$, отримані за допомогою математичної моделі в середовищі MathCAD 15 з лінійним опором навантаження, наведені відповідно на рис. 3,а, 3,г, 3,е, 3,и, 3,й (суцільна лінія для додатного імпульсу вхідної напруги, штрихова лінія для від'ємного імпульсу вхідної напруги). Ті ж залежності отримані за допомогою системи схемо-технічного моделювання Micro-Cap 9 для лінійного опору навантаження наведені відповідно на рис. 3,б, 3,д, 3,ж, 3,і, 3,к. Накладання часових залежностей, отриманих за допомогою математичної моделі в середовищі MathCAD 15 з лінійним опором навантаження (суцільна лінія для коливального режиму, штрихова лінія для того ж режиму з урахуванням втрат) представлено на рис. 3,в, 3,е, 3,з, 3,ї, 3,л.

З наведених залежностей можна зробити висновок, що запропонована математична модель з урахуванням втрат добре узгоджується з результатами, отриманими за допомогою системи схемо-технічного моделювання Micro-Cap 9 і математичною моделлю в коливальному режимі роботи.

Порівнюючи отримані результати з результатами, отриманими в [7], можна зробити висновок, врахування втрат компонентів вихідного каскаду ЕПРА, не суттєво підвищує точність розрахунків (струм індуктивності – 3,2 %; напруга на лампі – 2,5 %; струм лампи – 2,5 %; струм конденсатора – 5,7 %; напруга на індуктивності – 2,0 %) напруг і струмів в колах каскаду. Але в той же час врахування втрат дозволяє, в першому наближенні, оцінити коефіцієнт корисної дії вихідного каскаду ЕПРА.

Висновки

Для детального аналізу роботи резонансного інвертора, дослідження його електричних режимів з метою вибору параметрів його схеми, та їх оптимізації за різними критеріями (мінімальних втрат в коливальній системі, мінімізації впливу зміни опору лампи в процесі її старіння на потужність лампи, максимального коефіцієнту потужності лампи і т.п.), для дослідження регулювання потужності розрядної лампи різними методами (частотним, фазовим, амплітудним, широтно-імпульсним) можна використовувати математичну модель без врахування втрат, яка представляє собою менш складні вирази для миттєвих напруг і струмів в колах вихідного каскаду в усталеному режимі. На основі запропонованої математичної моделі вихідного каскаду високочастотного електронного пускорегульовального апарату, який працює в коливальному режимі з урахування втрат можна оцінити коефіцієнт корисної дії каскаду та дещо точніше розраховувати такі показники як коефіцієнт амплітуди струму лампи, визначати миттєві та діючі значення напруг і струмів у колах каскаду та їх пікові значення в усталеному режимі. Результати, отримані за допомогою математичної моделі, добре узгоджуються з результатами моделювання каскаду за допомогою системи схемо-технічного моделювання Microcap-9.

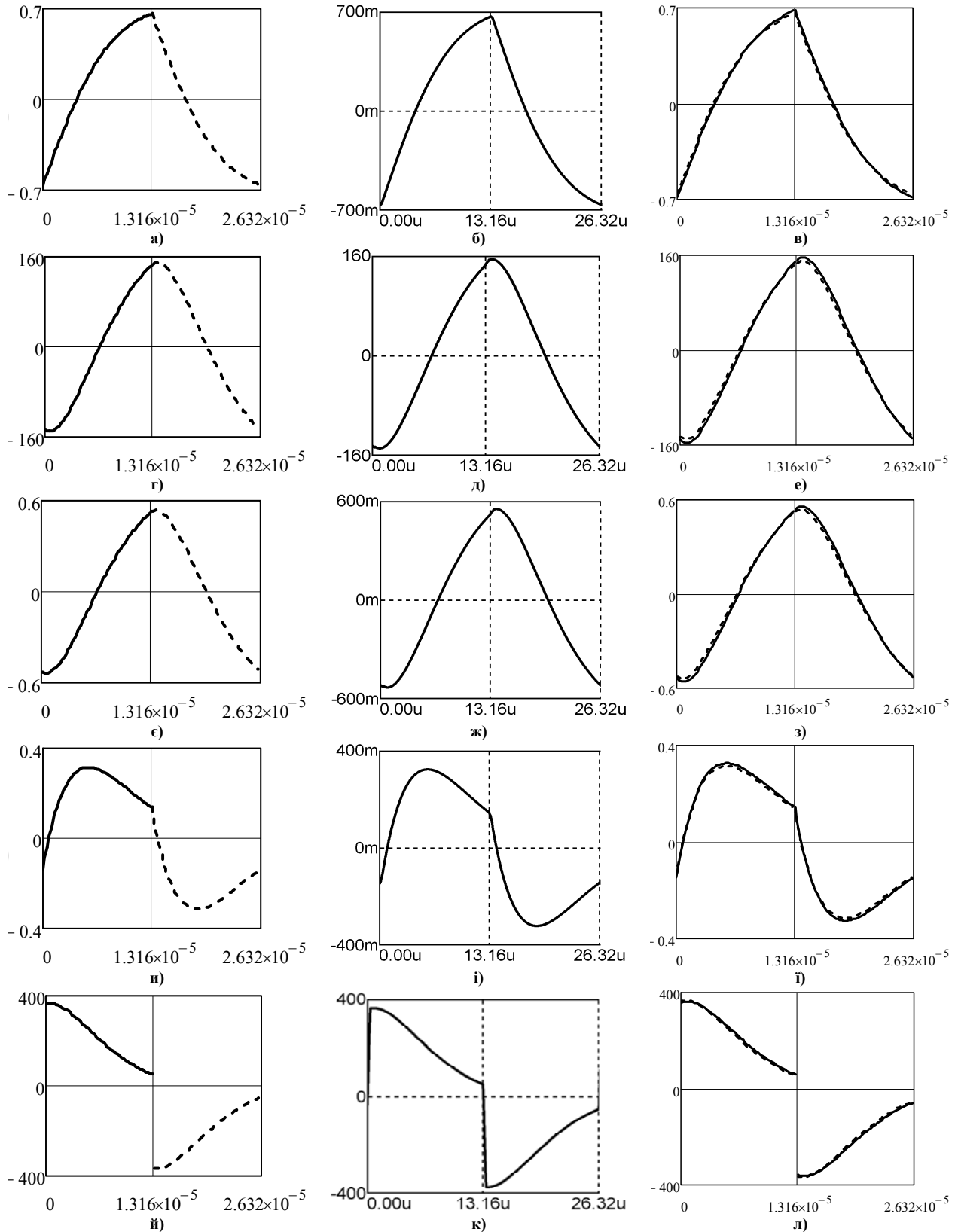


Рис. 3. Часові залежності з урахуванням втрат, отримані за допомогою математичної моделі в MathCAD 15 (а, г, с, и, й), за допомогою системи схемо-технічного моделювання Micro-Cap 9 (б, д, ж, і, к) та накладання часових залежностей, триманих за допомогою математичної моделі в коливальному режимі та з урахуванням втрат (в, е, з, ї, л): а, б, в) струм індуктивності; г, д, е) напруга на лампі; с, ж, з) струм лампи; и, і, ї) струм конденсатора; й, к, л) напруга на індуктивності

Література

1. Kazimierzczuk M.K. Electronic Ballast for Fluorescent Lamps / M.K.Kazimierzczuk, W.Szaraniec // Proc. of IEEE on Power Electronics. – 1993. – vol.8. – No.4. – pp. 386-395.
2. Великий В.І. Частотні характеристики вихідного каскаду ЕПРА для люмінесцентних ламп.

Нормальний робочий режим / В.І. Великий, В.А. Андрійчук // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 2. – С. 33-36.

3. Steigerwald R.L. A Comparison of High-Bridge Converter Topologies / R.L. Steigerwald // IEEE on Power Electronics. – 1988. – vol. 3. – No.2. – pp. 174-182.

4. Ribarich T.J. A New Control Method for dimmable high frequency electronic ballasts / T.J. Ribarich, J.J. Ribarich // Proc. of IEEE Appl. Power Electronics Conf. – 1998. – pp. 2038 – 2043.

5. M. Gulko. Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPPI): Theory and Application, as a Fluorescent Lamp Driver / M. Gulko, S. Ben-Yaakov // Proc. of IEEE APEC'93. – 1993. – pp. 411-417.

6. B.L. Hesterman. Parallel-Resonant Programmed Ballast / B.L. Hesterman, T.M. Poehlman, M. Tek // Darnell Group Inc. – 2000.

7. А. Лупенко. Математична модель вихідного каскаду електронного пускорегулювального апарату в коливальному режимі / А. Лупенко, Л. Мовчан, В. Натяга, І. Сисак // Вісник Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя. – 2010. – том 15 № 2. – с. 135-145.

8. 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.

9. Cavalcante F.S. A New Dimmable 70W Electronic Ballast for High Pressure Sodium Lamps / F.S. Cavalcante, I. Barbi // Conf. Rec. of IEEE Industry Applications Conference, Pittsburgh (Pennsylvania), USA. – 2002. – Vol. 3. – pp. 1856 – 1862.

10. Лупенко А.М. Дослідження частотного методу регулювання потужності люмінесцентних ламп / А.М. Лупенко // Світло- LUX. – 2007. – № 5. – С. 92-97.

Надійшла до редакції
27.10.2010 р.

УДК 621.316.1

М.Й. БУРБЕЛО, М.В. КУЗЬМЕНКО, Ю.В. ІЛЬЧУК

Вінницький національний технічний університет

КЕРУВАННЯ КОМПЕНСАЦІЙНИМИ СИМЕТРУВАЛЬНИМИ ПРИСТРОЯМИ В РОЗПОДІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ ЕНЕРГОПОСТАЧАЛЬНИХ КОМПАНІЙ

Розроблено алгоритми керування несиметрією режиму для розподільних мережах енергопостачальних компаній в реальному часі за випадкового характеру навантажень. Показано, що доцільним є усереднення поточних значень складових струму зворотної послідовності на інтервалі часу 30 с.

The algorithms of management of the mode unsymmetry are worked out for distributive networks of energyprocurement companies real-time at casual character of loading. It is shown that expedient is усереднення of current values of constituents of current of reverse sequence on a time of 30 s domain.

Ключові слова: симетрування навантажень, керування симетрувальними пристроями.

Вступ

Для розподільних мереж 10 та 0,38 кВ енергопостачальних компаній характерною є несиметрія струмів за зворотною послідовністю, яка створюється однофазними електроприймачами 0,38 кВ і має випадковий характер. Струми зворотної послідовності різних ТП в мережі 10 кВ накладаються, взаємно компенсуючи або підсилюючи один одного. Збільшення несиметрії струмів призводить до недопустимого збільшення напруги зворотної послідовності, яка негативно відбивається на роботі споживачів усіх ТП.

Найбільш ефективними для зменшення несиметрії струмів в розподільних мережах енергопостачальних компаній є компенсаційні симетрувальні пристрої (СП), оскільки одночасно з симетруванням електричного режиму можна додатково отримати ефект від компенсації реактивних навантажень. Їх порівняно легко реалізувати керованими.

Як інформативний параметр в системах керування компенсаційних СП можна використовувати напругу зворотної послідовності \dot{U}_2 , струм зворотної послідовності навантаження \dot{I}_2 [1, 2]; втрати потужності, що зумовлені струмом зворотної послідовності в лінії живлення $\Delta P_{2л}$ [2]; пульсуючу потужність $\underline{N} = 3(\dot{U}_1 \dot{I}_2 + \dot{U}_2 \dot{I}_1)$ [1], пульсуючу потужність зворотної послідовності навантаження

$\underline{N}_2 = 3\dot{U}_1 \dot{I}_2$, комплексну умовну потужність зворотної послідовності $\underline{S}'_2 = 3\dot{U}_1 \dot{I}_2^*$ або комплексну умовну провідність зворотної послідовності навантаження $\underline{Y}_2 = \dot{I}_2 / \dot{U}_1$ [3].

Однак до цього часу системи керування розглядалися в статичному режимі без врахування динаміки зміни навантажень.

Постановка завдання

Ставиться завдання розробки алгоритму роботи системи керування несиметрією режиму для