

А. М. Лупенко, канд. техн. наук, доц.;

Л. Т. Мовчан, канд. техн. наук, доц.;

І. М. Сисак, асп.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИХІДНОГО КАСКАДУ ЕЛЕКТРОННОГО ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНОГО АПАРАТА В АПЕРІОДИЧНОМУ РЕЖИМІ

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 аперіодичному режимі роботи. Результати розрахунків добре узгоджуються з результатами моделювання.

Вступ

Постановка проблеми. Одним із основних 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 низку 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 корекцією 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 вискоефективного 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 комутувальних 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. Створення математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА описано у роботах [1—4], де за допомогою методу основної гармоніки проаналізовано вихідний каскад з навантаженням, під'єднаним паралельно до конденсатора коливального контуру, отримано 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 під час його роботи в коливальному режимі, що дало можливість розглянути «тонші» ефекти, які мають місце в реальних схемах, в порівнянні з методом основної гармоніки. На основі цього ана-

лізу 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, коливальний режим роботи вихідного каскаду не є єдиною можливим режимом його роботи. В деяких випадках, наприклад, уразі зміни параметрів коливальної системи, може відбутися перехід в аперіодичний режим роботи, дослідження якого стосовно ЕПРА не проводились.

Тому, актуальною є задача створення математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА, яка б охоплювала і аперіодичний режим роботи, що дозволить провести повніший аналіз вихідного каскаду та спрогнозувати його поведінку в нештатних ситуаціях.

Метою роботи є розробка математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА в аперіодичному режимі, яка б доповнювала розроблену в [7] модель каскаду в коливальному режимі, що дозволить підвищити якість його аналізу.

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. 1а) [8]. Ключі (транзистори $VT1$ і $VT2$) комутуються під дією керувальних напруг U_1 і U_2 , які формуються драйвером. В інверторі використано асиметричне керування ключами [9].

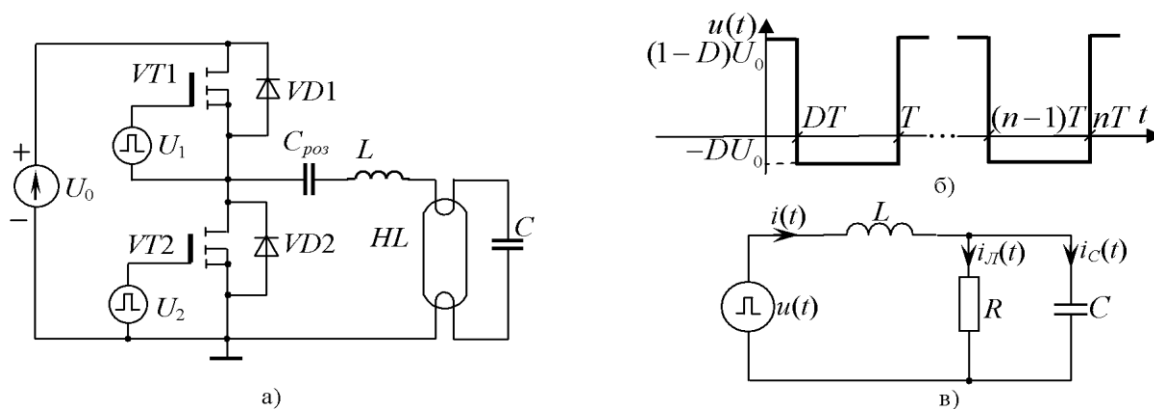


Рис. 1: а — схема вихідного каскаду ЕПРА; б — напруга на вході коливального контуру; в — еквівалентна схема вихідного каскаду

Коефіцієнти заповнення імпульсів (відношення тривалості імпульсів до періоду їх повторення) керування транзисторами $VT1$ і $VT2$ становлять, відповідно, D і $(1 - D)$. Асиметричне керування забезпечує широкий діапазон регулювання потужності в РЛ та комутацію транзисторів у разі нульової напруги. Роздільний конденсатор $C_{роз}$ усуває постійну складову прямокутних імпульсів інвертора. Тому форма напруги безпосередньо на вході LC -контур має вигляд, наведений на рис. 1б, де D — коефіцієнт заповнення імпульсів, зміною якого можна регулювати потужність, що підводиться до лампи, U_0 — постійна напруга живлення вихідного каскаду.

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

Операторна входна провідність еквівалентної схеми описується виразом

$$Y = \frac{RCp + 1}{RLCp^2 + Lp + R} \quad (1)$$

За знаменником виразу (1) можна записати характеристичне рівняння схеми, корені якого в аперіодичному режимі є дійсними, від'ємними і нерівними:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L/C}{4R^2} - 1}. \quad (2)$$

Напрягу, 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 (див. рис. 1б). Застосовуючи одиничні ступінчасті функції $1(t)$ з відповідним зміщенням, можна описати будь-який додатний u_i^+ та від'ємний u_i^- імпульси, де i — номер імпульсу, $i = \overline{1, n}$ [0].

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

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

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

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

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

$$I_n^+(p) = \frac{\left[-DU_0 + U_0 \left((1 + e^{-Tp} + \dots + e^{-(n-1)Tp}) - e^{-DTp} (1 + e^{-Tp} + \dots + e^{-(n-2)Tp}) \right) \right] (1 + RCp)}{p(RLCp^2 + Lp + R)}. \quad (5)$$

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

$$i_n^+(t) = \frac{A(0)}{B(0)} + \frac{A^+(p_1)}{p_1 B'(p_1)} e^{p_1 t} + \frac{A^+(p_2)}{p_2 B'(p_2)} e^{p_2 t}, \quad (6)$$

де $B'(p) = 2RLCp + L$.

Отже,

$$i_n^+(t) = U_0 \left[\frac{(1-D)}{R} + \frac{\left[-De^{p_1(n-1)T} (1 - e^{p_1 T}) + (1 - e^{p_1 T n} + e^{p_1 T(n-D)} - e^{p_1 T(1-D)}) \right] (1 + RCp_1)}{(1 - e^{p_1 T}) p_1 (2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{\left[-De^{p_2(n-1)T} (1 - e^{p_2 T}) + (1 - e^{p_2 T n} + e^{p_2 T(n-D)} - e^{p_2 T(1-D)}) \right] (1 + RCp_2)}{(1 - e^{p_2 T}) p_2 (2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right].$$

Вираз струму індуктивності протягом додатного імпульсу, якщо $n \rightarrow \infty$ має вигляд

$$i_\infty^+(t) = U_0 \left[\frac{(1-D)}{R} + \frac{(1 - e^{p_1 T(1-D)}) (1 + RCp_1)}{(1 - e^{p_1 T}) p_1 (2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{(1 - e^{p_2 T(1-D)}) (1 + RCp_2)}{(1 - e^{p_2 T}) p_2 (2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right]. \quad (7)$$

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, якщо $n \rightarrow \infty$

$$i_\infty^-(t) = U_0 \left[-\frac{D}{R} + \frac{(1 - e^{-p_1 TD}) (1 + RCp_1)}{(1 - e^{p_1 T}) p_1 (2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{(1 - e^{-p_2 TD}) (1 + RCp_2)}{(1 - e^{p_2 T}) p_2 (2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right]. \quad (8)$$

Знайдемо напругу $u(t)$ на паралельному з'єднанні для усталеного режиму.

Для цього запишемо її зображення на інтервалі дії додатного вхідного імпульсу, якщо $t = nT + t'$ ($0 < t' < DT$) і після перетворень, коли $n \rightarrow \infty$, отримаємо:

$$u_{\infty}^{+}(t) = U_0 \left[(1-D) + R \left(\frac{1 - e^{p_1 T(1-D)}}{(1 - e^{p_1 T}) p_1 (2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{1 - e^{p_2 T(1-D)}}{(1 - e^{p_2 T}) p_2 (2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right) \right]. \quad (9)$$

Аналогічно для випадку від'ємного імпульсу отримаємо

$$u_{\infty}^{-}(t) = U_0 \left[-D + R \left(\frac{1 - e^{-p_1 TD}}{(1 - e^{p_1 T}) p_1 (2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{1 - e^{-p_2 TD}}{(1 - e^{p_2 T}) p_2 (2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right) \right]. \quad (10)$$

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

$$i_{C\infty}^{+}(t) = U_0 \left[RC \left(\frac{1 - e^{p_1 T(1-D)}}{(1 - e^{p_1 T})(2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{1 - e^{p_2 T(1-D)}}{(1 - e^{p_2 T})(2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right) \right], \quad (11)$$

а протягом від'ємного вхідного імпульсу —

$$i_{C\infty}^{-}(t) = U_0 \left[RC \left(\frac{1 - e^{-p_1 TD}}{(1 - e^{p_1 T})(2RLCp_1 + L)} e^{p_1 t} + \frac{1 - e^{-p_2 TD}}{(1 - e^{p_2 T})(2RLCp_2 + L)} e^{p_2 t} \right) \right]. \quad (12)$$

З метою верифікації отриманих результатів проведено обчислювальний експеримент за допомогою математичної системи Mathcad 15, виконано моделювання вихідного каскаду ЕПРА за допомогою системи схемотехнічного моделювання Мікро-Сар 9 на вихідному каскаді [7] з параметрами: $C = 9,8$ нФ; $L = 2,1$ мГн; робоча частота $f = 38$ кГц; напруга живлення каскаду $U_0 = 415$ В; опір РЛ $R = 200$ Ом.

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 з лінійним опором навантаження, показані, відповідно, на рис. 2а, 2в, 2д, 2е, 2з (суцільна лінія для додатного імпульсу вхідної напруги, штрихова лінія для від'ємного імпульсу вхідної напруги). Ті ж залежності отримані за допомогою Мікро-Сар 9 для лінійного опору навантаження наведені відповідно на рис. 2б, 2г, 2е, 2ж, 2и. З наведених залежностей можна зробити висновок, що запропонована математична модель добре узгоджується з результатами, отриманими за допомогою системи схемотехнічного моделювання Мікро-Сар 9.

Розроблену математичну модель можна використати 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).

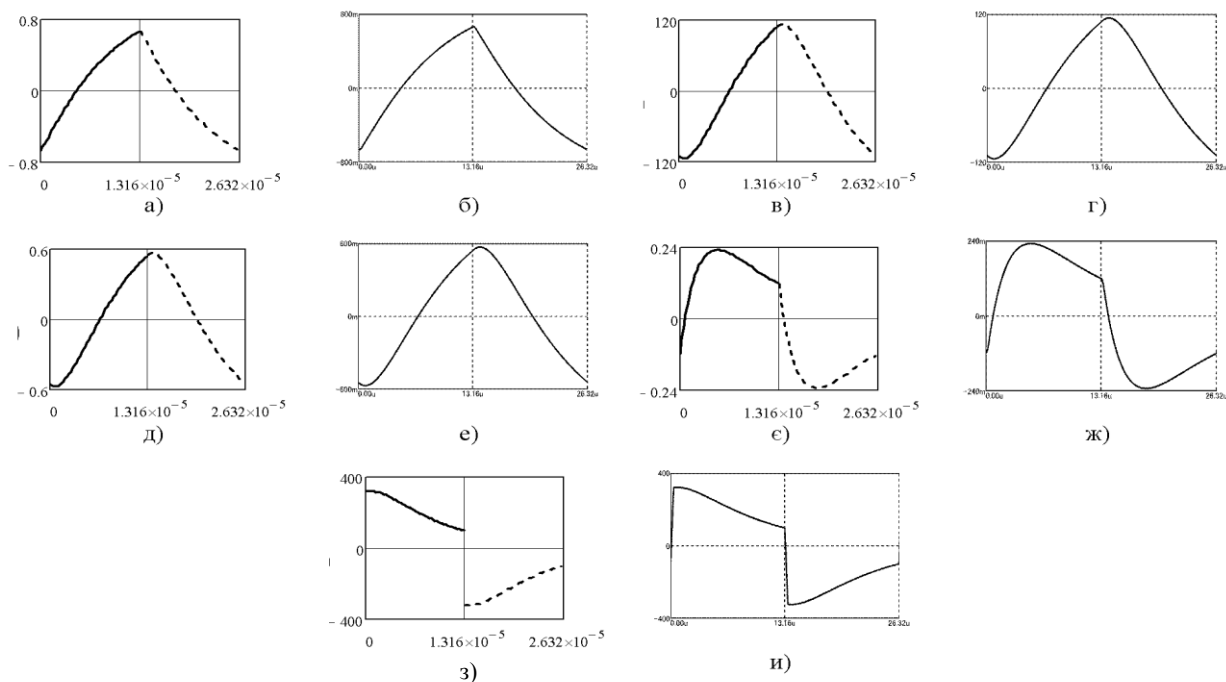


Рис. 2. Часові залежності, отримані за допомогою математичної моделі (а, в, д, є, з) та за допомогою Micro-Cap 9 (б, г, е, ж, и) для лінійного навантаження: а, б — струм індуктивності; в, г — напруга на лампі; д, е — струм лампи; є, ж — струм конденсатора; з, и — напруга на індуктивності

Висновки

Запропоновано математичну модель вихідного каскаду високочастотного електронного пуско-регулювального апарата, який працює в аперіодичному режимі. Моделлю є вирази для миттєвих напруг і струмів в колах вихідного каскаду в усталеному режимі. Запропонована модель дає можливість 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 схемотехнічного моделювання Micro-Cap 9.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

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. — P. 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. — P. 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. — P. 2038—2043.
5. Gulko M. 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. — P. 411—417.
6. Hesterman B. L. Parallel-Resonant Programmed Ballast / B. L. Hesterman, T. M. Poehlman, M. Tek // Darnell Group Inc. — 2000.
7. Лупенко А. Математична модель вихідного каскаду електронного пускорегулювального апарата в коливальному режимі / А. Лупенко, Л. Мовчан, В. Натяга, І. Сисак // Вісник Тернопільського національного технічного університету ім. Івана Пулюя. — 2010. — Т. 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. — P. 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. — P. 1856—1862.

Рекомендована кафедрою комп'ютерних систем управління

Стаття надійшла до редакції 11.02.11
Рекомендована до друку 15.03.11

Лупенко Анатолій Миколайович — доцент, **Мовчан Леонід Тимофійович** — доцент, **Сисак Іван Михайлович** — аспірант.

Кафедра електротехніки, Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Тернопіль