

УДК 621.327

**А. Лупенко, канд. техн. наук; Л. Мовчан, канд. техн. наук;
І. Сисак; В. Сай**

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

КОМПЛЕКСНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОННОГО ПУСКОРЕГУЛЮВАЛЬНОГО АПАРАТА

Резюме. Розглянуто комплексну математичну модель інвертора напруги, яка поєднує коливальний та аперіодичний режими роботи вихідного каскаду високочастотного електронного пускорегульовального апарата для натрієвих ламп високого тиску. Модель призначена для аналізу вихідного каскаду при довільних значеннях його параметрів. Результати аналізу добре узгоджуються з результатами схемотехнічного моделювання та експериментальних досліджень.

Ключові слова: високочастотний електронний пускорегульовальний апарат, інвертор напруги, коливальний режим, аперіодичний режим, натрієва лампа високого тиску.

A. Lupenko, L. Movchan, I. Sysak, V. Say

COMBINE MATHEMATICAL MODEL OF VOLTAGE INVERTER FOR ELECTRONIC BALLAST

The summary. Combine mathematical model of voltage inverter in underdamped and overdamped modes for high-frequency electronic ballast output stage of high pressure sodium lamp is considered. The model is appointed for output stage analysis with the arbitrary meaning of its parameters. The results of analysis are in good agreement with simulation and experimental results.

Key words: high-frequency electronic ballast, voltage inverter, underdamped mode, overdamped mode, high pressure sodium lamp.

Постановка проблеми. На даний час натрієві лампи високого тиску (НЛВТ) є одним із найефективніших джерел світла, оскільки мають високу світлову віддачу (до 160 Лм/Вт) при потужностях 30–1000 Вт і їх термін служби може перевищувати 25 000 год. Невеликий розмір тіла свічення і висока яскравість НЛВТ значно розширюють можливості їх застосування в різних пристроях з концентрованим світлорозподілом. Прийнято вважати, що ці лампи знаходять застосування там, де економічні показники є важливішими за точність передавання кольору. Їх тепле жовте світло є задовільним для освітлення парків, торгових центрів. Крім того, розвиток цих джерел світла в останнє десятиліття призвів до різкого розширення можливостей їх застосування.

Як правило, НЛВТ експлуатуються в комплексі з електронним пускорегульовальним апаратом (ЕПРА) – пристроєм, який забезпечує: запалення – генерується імпульс високої напруги (до 6 кВ), що викликає пробій газу в колбі лампи; горіння – підтримання робочого режиму лампи.

Вихідний каскад (ВК) ЕПРА забезпечує високі енергетичні показники комплексу ЕПРА-НЛВТ та досконалий алгоритм керування лампою. ВК сучасного ЕПРА належить до високочастотних резонансних інверторів напруги [1–4] або, рідше, струму [5, 6]. Узгодження схеми комутації напруги із навантаженням забезпечує коливальний контур ВК, який може працювати в коливальному, аперіодичному чи критичному режимах.

Параметри елементів ВК ЕПРА повинні задовольняти цілий ряд вимог: забезпечити задану потужність в НЛВТ 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. На стадії проектування раціональний вибір цих параметрів можна здійснити лише на основі детального аналізу математичної моделі, яка описує вирази для струмів і напруг ВК. Точність даної математичної моделі дає можливість вибрати оптимальні 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], у яких 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.

У роботі [7] за допомогою операторного методу Лапласа проаналізовано вихідний каскад ЕПРА при його роботі в коливальному режимі, що дало можливість змоделювати часові залежності струмів і напруг вихідного каскаду, а також в подальшому розглянути “тонші” ефекти, які мають місце в реальних схемах, у порівнянні з методом основної гармоніки.

На основі даного аналізу було визначено [8]: пікові та діючі значення напруг і струмів у компонентах вихідного каскаду, коефіцієнт амплітуди струму люмінесцентної лампи (ЛЛ), від якого залежить термін служби лампи, а також коефіцієнт гармонік струму ЛЛ. Показано вплив коефіцієнта заповнення імпульсів на форму напруг і струмів ВК.

В роботі [9] було проведено аналіз [7] із урахування втрат, оскільки елементи коливальної системи вважалися ідеальними, а кондуктивні (в активних опорах компонентів інвертора) та комутаційні (в транзисторах у динамічному режимі) втрати прирівнювалися до нуля. Результати аналізу показали, що використання математичної моделі без урахування втрат призводить до незначної похибки.

В деяких випадках, наприклад, при зміні параметрів коливальної системи, може відбутися перехід в аперіодичний режим роботи, дослідження якого стосовно ЕПРА проводилися в роботі [10]. Результатом дослідження є моделювання часових залежностей струмів і напруг вихідного каскаду.

Проте кожна із моделей є автономною і не дає змоги забезпечити аналіз вихідного каскаду в наперед невідомому режимі роботи.

Тому актуальним є завдання створення комплексної математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА, придатної для аналізу ВК в умовах довільних значень його параметрів.

Метою роботи є створення комплексної математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА для аналізу усіх режимів роботи коливального контуру, що дозволить вдосконалити аналіз схеми.

Постановка задачі. Найпоширенішою схемою вихідного каскаду є напівмостовий резонансний інвертор з послідовним коливальним контуром $LCC_{роз}$, в якому НЛВТ під'єднана паралельно до конденсатора C (рис. 1а) [11]. Ключі (транзистори $VT1$ і $VT2$) комутуються під дією керуючих напруг U_1 і U_2 , які формуються драйвером. В інверторі використано асиметричне керування ключами [12], яке забезпечує широкий діапазон регулювання потужності в НЛВТ 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 $(1-D)$. Діоди $VD1$ і $VD2$ захищають транзистори $VT1$ і $VT2$ від дії зворотної 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.

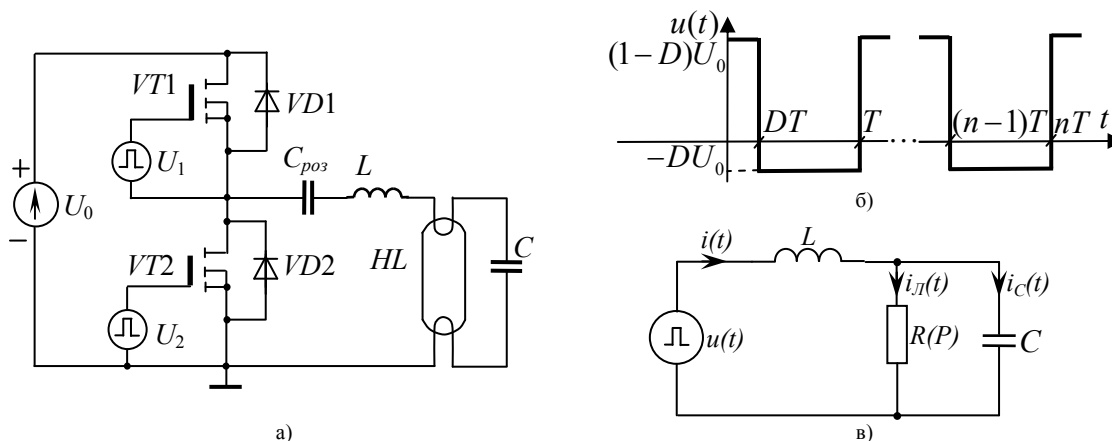


Рисунок 1. Схема вихідного каскаду ЕПРА (а), напруга на вході коливального контуру (б) та еквівалентна схема вихідного каскаду (в)

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 та комутаційні втрати дорівнюють нулю. На еквівалентній схемі позначено: $u(t)$ – напруга на вході коливального контуру, часова діаграма, якої наведена на рис. 1б; $R(P)$ – опір НЛВТ у робочому режимі.

Вхідна провідність еквівалентної схеми в операторній формі описується виразом

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

За знаменником виразу (1) можна записати характеристичне рівняння схеми, корені якого визначають характер перехідних процесів – коливальний, аперіодичний чи критичний. Коливальний режим має місце, коли ці корені є комплексно-спряженими:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} = -\alpha \pm j\omega_{вт}, \quad (2)$$

де $\alpha = \xi\omega_0$ – коефіцієнт згасання;

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – резонансна частота;

$\xi = \sqrt{L/C}/2R = Z_0/2R$ – параметр згасання;

$Z_0 = \sqrt{L/C}$ – характеристичний опір контуру;

$\omega_{вт} = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ – частота вільних згасаючих коливань.

З виразу для частоти вільних згасаючих коливань можна зробити висновок, що при $\xi < 1$ RLC-контур працюватиме в коливальному режимі, при $\xi > 1$ – в аперіодичному, а при $\xi = 1$ – у критичному.

Результати дослідження. Вираз для струму через індуктивність в усталеному режимі протягом дії додатного імпульсу має вигляд [7]

$$i_{\infty}^{+}(t) = \frac{(1-D)U_0}{R} - \frac{1}{RLC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{A_{12}^2 + B_{12}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t'} \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{B_{12}}{A_{12}}) - \arctan(\frac{B_0}{A_0})), \quad (3)$$

де

$$A_{12} = (1 - RC\alpha)k_{12} - RC\omega_{\text{вн}}d_{12}; \quad (4)$$

$$B_{12} = RC\omega_{\text{вн}}k_{12} + (1 - RC\alpha)d_{12}; \quad (5)$$

$$k_{12} = U_0 \left[1 - e^{\alpha(DT-T)} \cos[\omega_{\text{вн}}(DT-T)] \right]; \quad (6)$$

$$d_{12} = U_0 e^{\alpha(DT-T)} \sin[\omega_{\text{вн}}(DT-T)]; \quad (7)$$

$$A_0 = \omega_{\text{вн}} \left[1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T) \right] + \alpha e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T); \quad (8)$$

$$B_0 = -\omega_{\text{вн}} e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T) + \alpha \left[1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T) \right], \quad (9)$$

а протягом дії від'ємного імпульсу [7]

$$i_{\infty}^{-}(t) = -\frac{DU_0}{R} - \frac{1}{RLC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{A_{14}^2 + B_{14}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t'} \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{B_{14}}{A_{14}}) - \arctan(\frac{B_0}{A_0})), \quad (10)$$

де

$$A_{14} = (1 - RC\alpha)k_{14} - RC\omega_{\text{вн}}d_{14}; \quad (11)$$

$$B_{14} = RC\omega_{\text{вн}}k_{14} + (1 - RC\alpha)d_{14}; \quad (12)$$

$$k_{14} = U_0 \left[1 - e^{\alpha DT} \cos(\omega_{\text{вн}} DT) \right]; \quad (13)$$

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

Вирази для напруги на паралельному з'єднанні [7]

$$u_{\infty}^{+}(t) = (1-D)U_0 - \frac{1}{LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{12}^2 + d_{12}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t'} \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{d_{12}}{k_{12}}) - \arctan(\frac{B_0}{A_0})); \quad (15)$$

$$u_{\infty}^{-}(t) = -DU_0 - \frac{1}{LC\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{14}^2 + d_{14}^2}}{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}} e^{-\alpha t'} \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{d_{14}}{k_{14}}) - \arctan(\frac{B_0}{A_0})). \quad (16)$$

Вирази для струму через конденсатор [7]

$$i_{C\infty}^{+}(t) = \frac{1}{L\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{12}^2 + d_{12}^2}}{\sqrt{(e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T))^2 + (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T))^2}} e^{-\alpha t'} \times \\ \times \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{d_{12}}{k_{12}}) - \arctan(\frac{1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)}{e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T)})); \quad (17)$$

$$i_{C\infty}^{-}(t) = \frac{1}{L\omega_{\text{вн}}} \frac{\sqrt{k_{14}^2 + d_{14}^2}}{\sqrt{(e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T))^2 + (1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T))^2}} e^{-\alpha t'} \times \\ \times \cos(\omega_{\text{вн}} t' + \arctan(\frac{d_{14}}{k_{14}}) - \arctan(\frac{1 - e^{-\alpha T} \cos(\omega_{\text{вн}} T)}{e^{-\alpha T} \sin(\omega_{\text{вн}} T)})). \quad (18)$$

Вирази для струму через індуктивність [10]

$$i_{\infty}^{+}(t) = U_0 \left[\frac{(1-D)}{R} + \frac{(1-e^{p_1 T(1-D)})(1+RCp_1)}{(1-e^{p_1 T})p_1(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{(1-e^{p_2 T(1-D)})(1+RCp_2)}{(1-e^{p_2 T})p_2(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right]; \quad (19)$$

$$i_{\infty}^{-}(t) = U_0 \left[-\frac{D}{R} + \frac{(1-e^{-p_1 TD})(1+RCp_1)}{(1-e^{p_1 T})p_1(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{(1-e^{-p_2 TD})(1+RCp_2)}{(1-e^{p_2 T})p_2(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right], \quad (20)$$

де

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L}{C} - 1} = -\alpha \pm \omega, \quad (21)$$

де

$$\omega = \omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1}.$$

Вирази для напруги на паралельному з'єднанні [10]

$$u_{\infty}^{+}(t) = U_0 \left[(1-D) + R \left(\frac{1-e^{p_1 T(1-D)}}{(1-e^{p_1 T})p_1(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{1-e^{p_2 T(1-D)}}{(1-e^{p_2 T})p_2(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right) \right]; \quad (22)$$

$$u_{\infty}^{-}(t) = U_0 \left[-D + R \left(\frac{1-e^{-p_1 TD}}{(1-e^{p_1 T})p_1(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{1-e^{-p_2 TD}}{(1-e^{p_2 T})p_2(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right) \right]. \quad (23)$$

Вирази для струму через конденсатор [10]

$$i_{C\infty}^{+}(t) = U_0 \left[RC \left(\frac{1-e^{p_1 T(1-D)}}{(1-e^{p_1 T})(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{1-e^{p_2 T(1-D)}}{(1-e^{p_2 T})(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right) \right]; \quad (24)$$

$$i_{C\infty}^{-}(t) = U_0 \left[RC \left(\frac{1-e^{-p_1 TD}}{(1-e^{p_1 T})(2RLCp_1+L)} e^{p_1 t} + \frac{1-e^{-p_2 TD}}{(1-e^{p_2 T})(2RLCp_2+L)} e^{p_2 t} \right) \right]. \quad (25)$$

Для створення комплексної математичної моделі вихідного каскаду ЕПРА, придатної для аналізу ВК в умовах довільних значень його параметрів, на основі вищенаведених виразів запропоновано блок-схему алгоритму вибору режиму роботи RLC -контур, представлену на рис. 2.

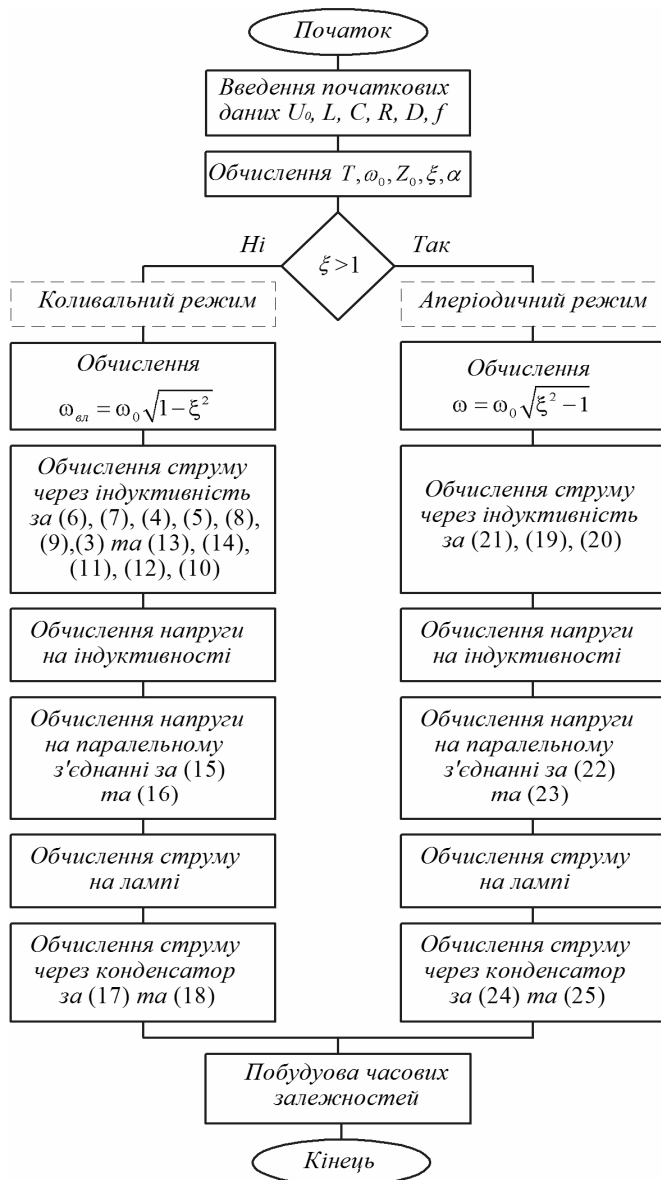


Рисунок 2. Блок-схема алгоритму вибору режиму роботи RLC-контур

З метою верифікації отриманих результатів проведено обчислювальний експеримент за допомогою математичної системи Mathcad 15, виконано моделювання вихідного каскаду ЕПРА за допомогою системи схмотехнічного моделювання Micro-Cap 9 (рис. 3), а також проведено експериментальні дослідження на макеті ЕПРА. При цьому як навантаження вихідного каскаду використано НЛВТ типу DeLux Sodium-70W. Дослідження виконано на типовому вихідному каскаді з параметрами, наведеними в табл. 1.

На рисунку 4 і 5 представлено часові залежності в коливальному і аперіодичному режимах: для напруги на лампі $u(t)$ – рис. 4, 5а, б, в; струму лампи $i(t)$ – рис. 4, 5г, д, е; струму конденсатора $i_C(t)$ – рис. 4, 5є, ж, з; струму індуктивності $i_L(t)$ – рис. 4, 5и, і, ї; напруги на індуктивності $u_L(t)$ – рис. 4, 5й, к, л. Залежності, отримані за допомогою математичної моделі з лінійним опором навантаження, наведено на рис. 4, 5а, г, е, и, й (суцільна лінія для додатного імпульсу вхідної напруги, штрихова лінія для від’ємного імпульсу вхідної напруги), за допомогою системи схмотехнічного моделювання Micro-Cap 9, для лінійного опору навантаження – на рис. 4, 5б, д, ж, і, к; експериментальні дані – на рис. 4, 5в, е, з, ї, л.

Таблиця 1. Параметри вихідного каскаду

| Режим роботи | Робоча частота f , кГц | Ємність C , нФ | Індуктивність L , мГн | Напруга живлення U_0 , В | Опір НЛВТ R , Ом |
|--------------|--------------------------|------------------|-------------------------|----------------------------|--------------------|
| Коливальний | 41,5 | 75,1 | 0,231 | 130 | 78 |
| Аперіодичний | | 24,8 | 0,7 | 380 | 82 |

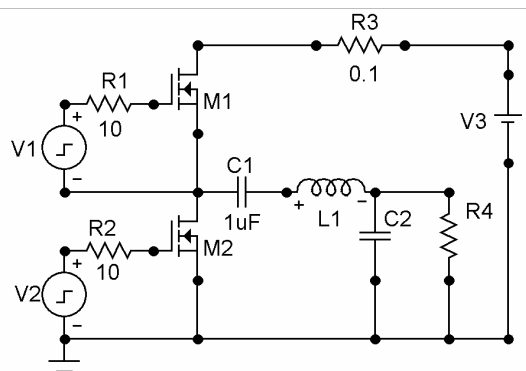


Рисунок 3. Схема вихідного каскаду ЕПРА в системі схемотехнічного моделювання Micro-Cap 9

З наведених залежностей можна зробити висновок, що запропонована комплексна математична модель добре узгоджується з результатами, отриманими за допомогою системи схемотехнічного моделювання Micro-Cap 9 і експериментальними дослідженнями.

Розроблену математичну модель можна використати для детального аналізу роботи резонансного інвертора, дослідження електричних режимів з метою вибору параметрів його схеми та їх оптимізації за різними критеріями (мінімальних втрат у коливальній

системі, мінімізації впливу зміни опору лампи в процесі її старіння на потужність лампи, максимального коефіцієнта потужності лампи і т.п.), для дослідження регулювання потужності НЛВТ різними методами (частотним, фазовим, амплітудним, широтно-імпульсним).

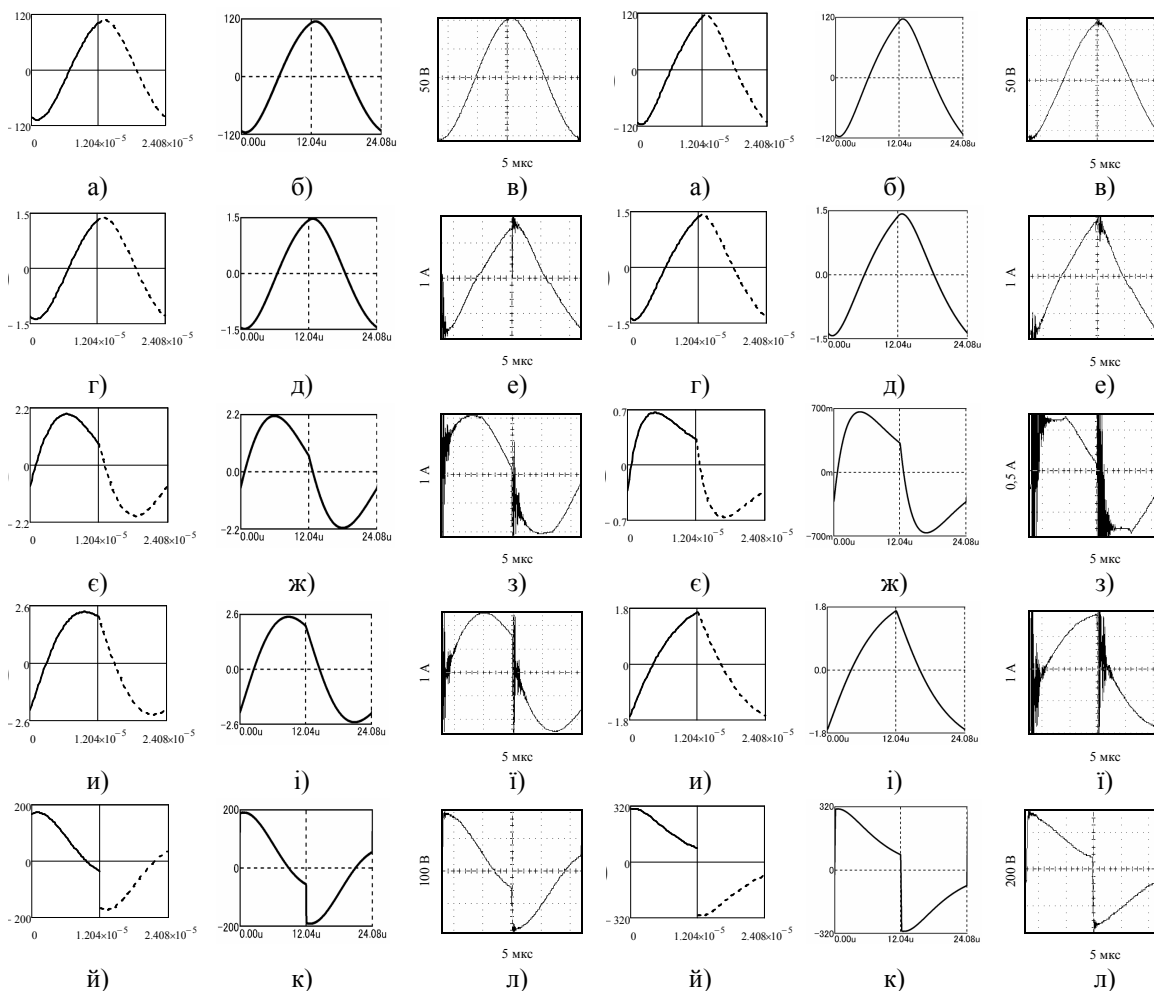


Рисунок 4. Часові залежності в коливальному режимі

Рисунок 5. Часові залежності в аперіодичному режимі

Висновки. Запропоновано комплексну модель, придатну для аналізу вихідного каскаду в умовах довільних значень його параметрів, що сприяє створенню досконаліших, надійніших вихідних каскадів. Результати, отримані за допомогою математичної моделі, добре узгоджуються з результатами моделювання каскаду за допомогою системи схемотехнічного моделювання Micro-Cap 9 та з результатами експерименту.

Література

1. Kazimierczuk, M.K. Electronic Ballast for Fluorescent Lamps / M.K.Kazimierczuk, 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 [Текст] / 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. 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 апарату в коливальному режимі [Текст] / А. Лупенко, Л. Мовчан, В. Натяга, І. Сисак // Вісник Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя. – 2010. – Том 15. – №2. – С. 135–145 (<http://elartu.tntu.edu.ua/handle/123456789/583>).
8. Лупенко, А.М. Дослідження форми напруг і струмів вихідного каскаду електронного баласту люмінесцентної лампи [Текст] / А.М. Лупенко, Л.Т. Мовчан, І.М. Сисак // Світлотехніка та електроенергетика. – №3. – 2011. – С. 20–25.
9. Лупенко, А.М. Математична модель вихідного каскаду електронного пускорегулювального апарату в коливальному режимі з урахуванням втрат [Текст] / А.М. Лупенко, Л.Т. Мовчан, І.М. Сисак // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – №2. – 2010. – С. 69–75 (<http://elartu.tntu.edu.ua/handle/123456789/1068>).
10. Лупенко, А.М. Математична модель вихідного каскаду електронного пускорегулювального апарату в аперіодичному режимі [Текст] / А.М. Лупенко, Л.Т. Мовчан, І.М. Сисак // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – №5. – 2011.
11. 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.
12. 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.

Отримано 01.11.2011