

УДК 621.327

А. Лупенко, канд. техн. Наук

Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя

АНАЛІЗ ВИХІДНОГО КАСКАДУ ВИСОКОЧАСТОТНОГО ЕЛЕКТРОННОГО ПУСКОРЕГУЛЮЮЧОГО АПАРАТА

Проаналізовано вихідний каскад високочастотного електронного пускорегулюючого апарата для люмінесцентних ламп, який виконано за схемою напівмостового інвертора з послідовним резонансним контуром, навантаження якого під'єднано до конденсатора. Отримано аналітичні співвідношення для частотних залежностей напруг, струмів, потужності в навантаженні та коефіцієнта корисної дії електронного пускорегулюючого апарата. Розглянуто вплив втрат резонансної системи на його характеристики.

Вступ

Електронні пускорегулюючі апарати (ЕПРА) для керування роботою люмінесцентних ламп (ЛЛ) в останні два десятиліття привертають значну увагу фахівців в галузі освітлення в зв'язку із їх значними перевагами над традиційними електромагнітними пускорегулюючими апаратами. За рахунок роботи на високих частотах (25÷100 кГц) ЕПРА мають значно менші вагу і габарити, в них відсутні акустичні шуми і флікер-ефекти. Завдяки високій робочій частоті люмінесцентна лампа збільшує світлову віддачу на 15÷20%, термін служби, покращуються умови її запалювання, зростає якість, комфортність освітлення. Крім того, ЕПРА дозволяють реалізувати ряд нових важливих функцій – регулювання світлового потоку ЛЛ, контроль стану ЛЛ та підтримання оптимальних режимів ЛЛ на всіх етапах її роботи, забезпечення дистанційного керування окремої ЛЛ в рамках автоматизованої системи керування освітленням. Вони також реалізують важливу функцію корекції форми струму, споживаного від мережі живлення.

З позиції мережі живлення ЕПРА можна розглядати як безвтратний активний опір, який перетворює (передає) енергію змінного струму частоти 50 Гц в енергію

високої частоти для живлення ЛЛ, причому “безвтратність” такого опору обумовлена високим коефіцієнтом корисної дії (90% і вище), а активність – коефіцієнтом потужності практично рівним одиниці.

Одним із основних вузлів ЕПРА, який забезпечує його високі енергетичні показники та досконалий алгоритм керування люмінесцентною лампою, є його вихідний каскад. Вихідний каскад сучасного ЕПРА належить до високочастотних високоефективних резонансних інверторів напруги [1÷3] або, рідше, струму [4÷5].

Найбільш поширеною схемою вихідного каскаду є напівмостовий резонансний інвертор класу D з послідовним коливним контуром, в якому ЛЛ під’єднана паралельно до конденсатора, як показано на рис. 1,а.

До складу вихідного каскаду ЕПРА входять індуктивність L і ємність C послідовного коливної системи з люмінесцентною лампою HL , напівмостовий інвертор, в якому роль ключів виконують польові МДН-транзистори (або IGBT-транзистори) $VT1$ і $VT2$. Ключі по чергово комутуються під дією протифазних керуючих напруг U_1 і U_2 , що формуються драйвером високовольтних ключів. Роздільний конденсатор C_p усуває постійну складову струму ЛЛ, яка може мати місце при односторонній провідності ЛЛ (наприклад, в кінці терміну її служби). U_0 – напруга живлення вихідного каскаду, яка формується коректором коефіцієнта потужності або випрямлячем. Тому коливна система живиться прямокутними імпульсами з амплітудою U_0 .

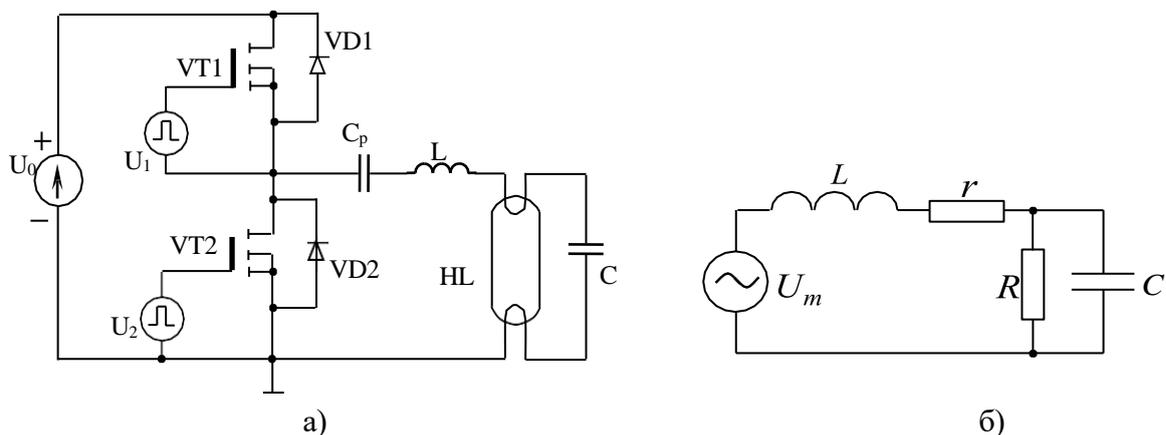


Рис. 1. Схема вихідного каскаду ЕПРА (а) та його еквівалентна схема (б)

Проектування вихідного каскаду високочастотного ЕПРА, вибір параметрів компонентів його схеми для ЛЛ різних типів складає непросту задачу з багатьма “підводними каменями”. Такий вибір виконують на основі попереднього аналізу схеми у відповідності до вимог, що ставляться технічним завданням на проектування.

Аналізу роботи схеми ЕПРА (рис.1) присвячено ряд робіт [1-3]. В роботі [1] проаналізовано вихідний каскад з навантаженням, під’єднаним паралельно до конденсатора коливного контура, одержано вирази для напруг, струмів в елементах каскаду, потужності в навантаженні та запропоновано методику розрахунку каскаду. В роботі [2] проведено порівняльний аналіз топологій напівмостових послідовних, паралельних та паралельно-послідовних резонансних інверторів. Такі інвертори можуть бути доброю основою для побудови вихідних каскадів ЕПРА. Як і в [1], отримано основні співвідношення, які можуть бути використаними для проектування таких вихідних каскадів. В роботі [3] аналіз вихідного каскаду проведено з метою подальшого забезпечення не тільки робочого режиму ЛЛ, а й режимів підігрівання та запалювання ЛЛ.

Незважаючи на необхідність такого аналізу для розуміння роботи схеми та вибору параметрів її основних елементів (індуктивностей та ємностей), він має суттєву ваду, яка полягає в неврахуванні втрат в елементах схеми каскаду, а саме: кондуктивних втрат в ключових елементах, в індуктивностях та ємностях, та втрат на підігрівання

катодів люмінесцентних ламп. Так у випадку відсутності навантаження резонансні струми і напруги можуть досягати нескінченних значень, що не відповідає дійсності. Крім того, такий "безвтратний" аналіз не дозволяє правильно оцінити значення максимально можливих перенапруг та надструмів, які будуть мати місце в схемі в режимі холостого ходу. А це, в свою чергу, не дозволяє оцінити область безпечної роботи ключових елементів каскаду (транзисторів) та забезпечити її в реальній схемі.

Метою даної роботи є підвищення точності аналізу вихідного каскаду ЕПРА в частотній області шляхом врахування основних втрат в елементах для встановлення перенапруг та надструмів, що дозволить коректно вибирати елементи каскаду (в першу чергу, транзистори) та проводити заходи із забезпечення області безпечної роботи транзисторів та визначити співвідношення для вибору індуктивностей та ємностей каскаду.

Аналіз вихідного каскаду

Зважаючи на те, що форма напруги і струму на навантаженні (ЛЛ) є близькою до синусоїдної, оскільки схема резонансного інвертора має властивості фільтра низьких частот другого порядку, який відфільтровує вищі гармонічні складові, аналіз можна виконати методом основної гармоніки [6]. Для цього від схеми рис.1,а перейдемо до еквівалентної схеми рис.1,б, взявши до уваги наступні міркування: а) роздільна ємність C_p є досить великою, пульсації напруги на ній відсутні, її опір на основній гармоніці близький до нуля; б) ємності стік-витік транзисторів є малими; в) добротність коливної системи інвертора є більшою за одиницю; г) кондуктивні втрати в коливній системі обумовлені опорами стік-витік транзисторів у відкритому стані, опором втрат котушки індуктивності, опором катодів ЛЛ, опором втрат в конденсаторах.

На еквівалентній схемі рис.1,б позначено: R – опір ЛЛ в робочому режимі; r – опір, що враховує кондуктивні втрати коливної системи; L і C – індуктивність та ємність коливної системи; U_m – еквівалентний генератор, що живить контур. Амплітуда U_m синусоїдних коливань цього генератора визначається із розкладу прямокутних імпульсів, що формуються ключами VT1 і VT2 в схемі рис.1,а, в ряд Фур'є:

$$U_m = \frac{2}{\pi} U_0 \approx 0,64 U_0. \quad (1)$$

Для одержання аналітичних виразів в компактній формі введено наступні позначення:

- резонансна частота безвтратного коливного контура:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (2)$$

- характеристичний опір коливного контура:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (3)$$

- відносна частота:

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad (4)$$

- відносний опір навантаження коливної системи:

$$Q_H = \frac{R}{Z_0}; \quad (5)$$

- відносний опір кондуктивних втрат:

$$Q_B = \frac{r}{Z_0}. \quad (6)$$

Вхідний опір коливної системи ЕПРА

Комплексний вхідний опір коливної системи (рис.1,б) дорівнює:

$$\underline{Z} = r + j\omega L + \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R \left[\frac{r}{R} + j\omega r C + \frac{j\omega L}{R} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + 1 \right]}{1 + j\omega RC},$$

або з урахуванням позначень

$$\underline{Z} = \frac{R \left[\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 + j\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B \right) \right]}{1 + j\Omega Q_H}. \quad (7)$$

Модуль вхідного опору коливної системи буде дорівнювати:

$$Z = Z_0 Q_H \sqrt{\frac{\left[\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 \right]^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B \right) \right]^2}{1 + (\Omega Q_H)^2}}. \quad (8)$$

Фазовий зсув коливної системи:

$$\varphi = \arctg \frac{\Omega Q_H \left(\Omega^2 + \frac{1}{Q_H^2} - 1 \right)}{1 + \frac{Q_B}{Q_H} + \Omega^2 Q_H Q_B}. \quad (9)$$

З умови $\varphi=0$ визначається частота послідовного резонансу ω_p коливної системи:

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{Q_H} \right)^2} \quad (10)$$

при $Q_H \geq 1$. На частотах $\omega > \omega_p$ опір коливного контура має індуктивний характер. Тому робоча частота ЕПРА при максимальній потужності ЛЛІ для забезпечення умови комутації при нульовій напрузі [2] на транзисторі повинна задовільняти виразу:

$$\omega > \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_H^2}}, \quad (11)$$

причому з певним запасом, враховуючи розкид параметрів схеми ЕПРА та його драйвера. При $Q_H \leq 1$ резонансні властивості вихідного каскаду втрачаються.

Просторове зображення залежності відносного модуля $\frac{Z}{Z_0}$ від частоти та

навантаження подано на рис.2. На рис.3 показані залежності відносного модуля опору та фазового зсуву коливної системи в залежності від частоти при різних значеннях Q_H .

Вхідний струм коливної системи.

Амплітудне значення вхідного струму коливної ситеми дорівнює:

$$I_{max} = \frac{U}{Z} = \frac{2U}{Z \pi Q_H} \sqrt{\frac{1 + (\Omega Q_H)^2}{\left[\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 \right]^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B \right) \right]^2}}. \quad (12)$$

А на резонансній частоті (при $\Omega=1$)

$$I_{max_0} = \frac{2U_0}{Z \pi} \sqrt{\frac{1 + Q_H^2}{Q_B^2 + (1 + Q_B Q_H)^2}} \quad (13)$$

Зважаючи, що в реальній схемі $Q_B < (0,1 \div 0,2)$, можна прийняти $Q_B^2 \ll 1$. Тоді можна отримати спрощений вираз для вхідного струму на резонансній частоті:

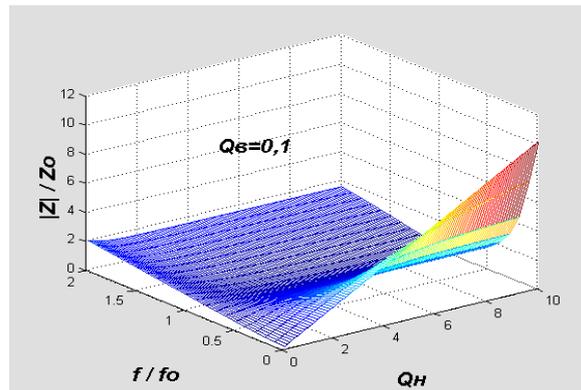


Рис.2. Залежність модуля вхідного опору коливної системи від частоти та навантаження

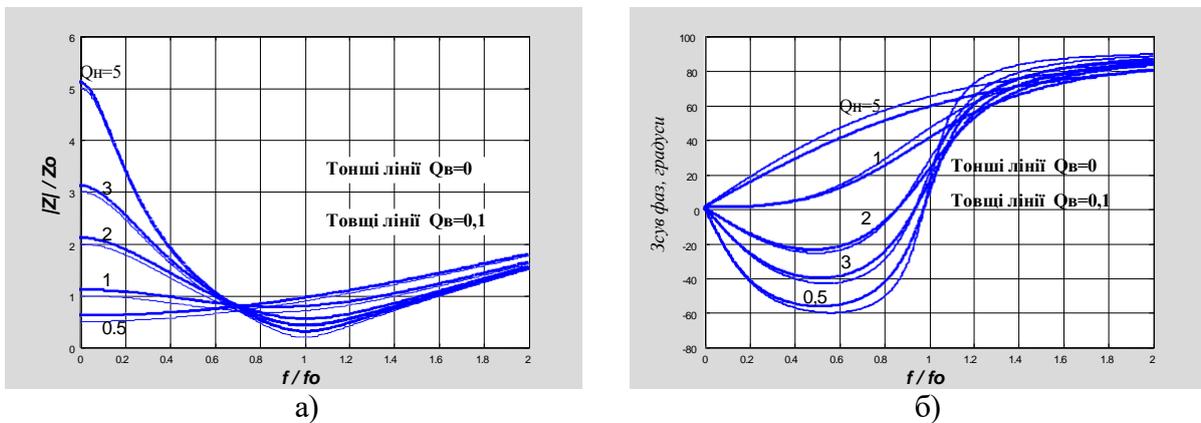


Рис.3. а) - залежність модуля вхідного опору коливної системи від частоти при фіксованих навантаженнях; б) - залежність фазового зсуву коливної системи від частоти при фіксованих навантаженнях

$$I_{max0} \cong \frac{2U_0 \sqrt{1+Q_H^2}}{Z_0 \pi (1+Q_B Q_H)} \quad (14)$$

Якщо $Q_H \gg 1$, враховуючи (5) і (6), можна визначити

$$I_{mvx0} = \frac{2U_0 R}{\pi Z_0^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{rR}{Z_0^2}} \quad (15)$$

У виразі (15) другий множник обумовлений втратами в коливній системі вихідного каскаду. Якщо ж втрати не враховувати, то другий множник буде відсутнім. Тоді вираз (15) відповідатиме результату спрощеного аналізу [1], а амплітуда вхідного струму буде прямо пропорційною до R, тобто $I_{mvx0max} \rightarrow \infty$ при $R \rightarrow \infty$. Таким чином, вираз (15) є коректнішим, оскільки при відсутності ЛЛ ($R \rightarrow \infty$) і $\omega = \omega_0$ амплітуда вхідного струму досягає максимального значення:

$$I_{mvx0max} = \frac{2U_0}{\pi r} \quad (16)$$

Оскільки вхідний струм коливної системи є вихідним струмом напівмоста, його транзистори VT1 і VT2 повинні витримувати такі пікові значення (16) струму, або ж в ЕПРА слід передбачити захист вихідних транзисторів від струмових перенавантажень.

Залежності нормованих значень амплітуди вхідного струму наведені на рис.4.

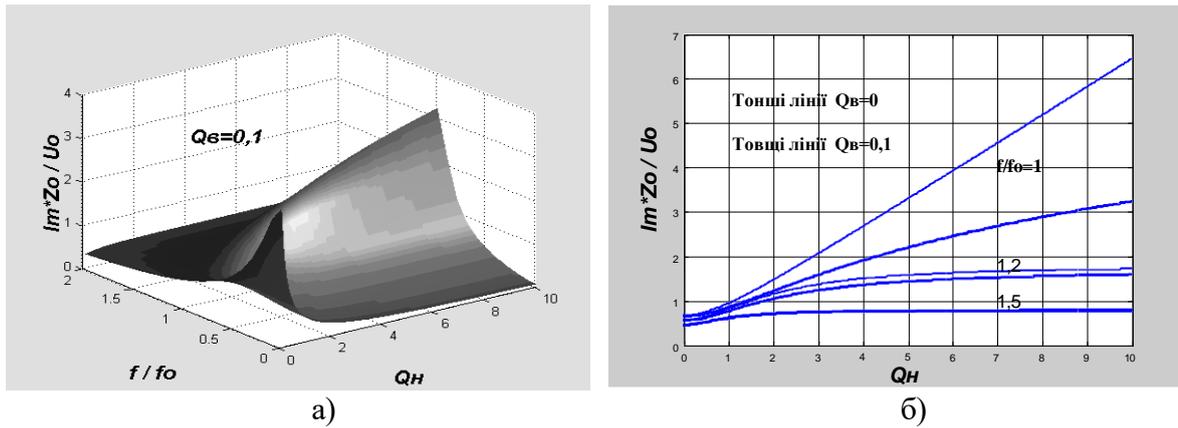


Рис.4. Залежності амплітуди вхідного струму : а) – від частоти та навантаження; б) – від навантаження при фіксованих частотах

Напруга на навантаженні

Амплітуда напруги на навантаженні визначається як $U_{mH} = I_{max} \cdot |Z_2|$, де $|Z_2| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\Omega Q_H)^2}}$ - модуль комплексного опору паралельного з'єднання опору R і ємності C. Тоді загальний вираз для амплітуди напруги на навантаженні:

$$U_{mH} = \frac{2U_0}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2\right)^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B\right)\right]^2}} \quad (17)$$

В умовах малих відносних втрат ($Q_B^2 \ll 1$) на частоті $\omega = \omega_0$ отримуємо:

$$U_{mH} \approx \frac{2U_0 R}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{1 + Q_B Q_H} = \frac{2U_0 R}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{rR}{Z_0^2}} \quad (18)$$

Для випадку холостого ходу ($R = \infty$) амплітуда вихідної напруги досягає свого максимального значення

$$U_{mHx} = \frac{2U_0 Z_0}{\pi r} \quad (19)$$

тобто є більшою за амплітуду вхідної напруги в число разів, що дорівнює добротності ненавантаженої коливної системи вихідного каскаду. Спрощений же аналіз [1] дає максимальне значення напруги, яке дорівнює нескінченності. Залежності нормованої амплітуди напруги на навантаженні наведені на рис.5.

Струм навантаження

Амплітуда струму в навантаженні, враховуючи (16), буде:

$$I_{mH} = \frac{U_{mH}}{R} = \frac{2U_0}{Z_0 \pi Q_H} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2\right)^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B\right)\right]^2}} \quad (20)$$

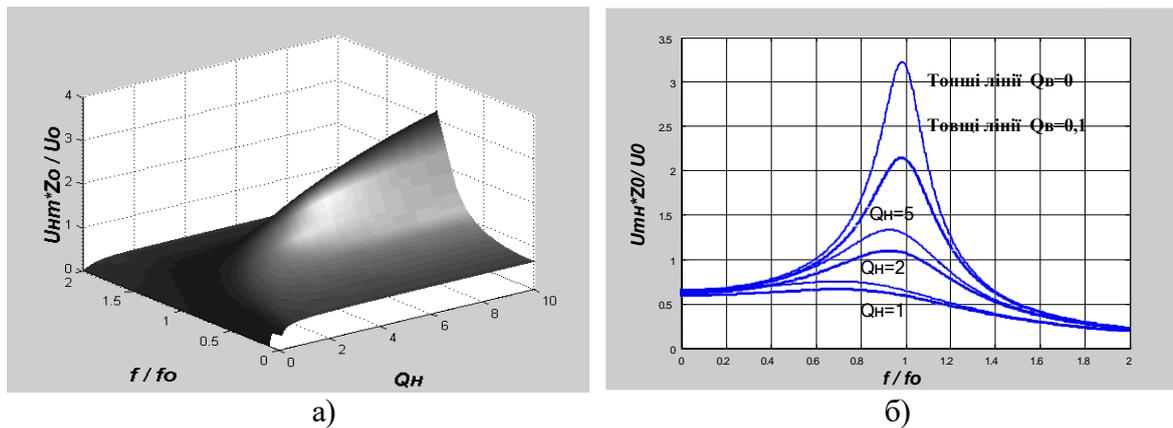


Рис.5. Залежності амплітуди напруги на навантаженні : а) – від частоти та навантаження; б) – від частоти при фіксованих навантаженнях

На частоті резонансу $\omega=\omega_0$ та при малих втратах ($Q_B^2 \ll 1$) амплітуда (20) сягає максимального значення:

$$I_{mH_0} \approx \frac{2U_0}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{rR}{Z_0^2}} \quad (21)$$

Для випадку ідеального коливного контура ($r=0$) струм (21) в навантаженні стає незалежним від опору навантаження, тобто коливна система працює в режимі генератора струму. А це забезпечує стабільну роботу ЛЛ, яка працює на ділянці вольт-амперної характеристики з від'ємним диференціальним опором.

Залежності нормованої амплітуди струму в навантаженні наведені на рис.6.

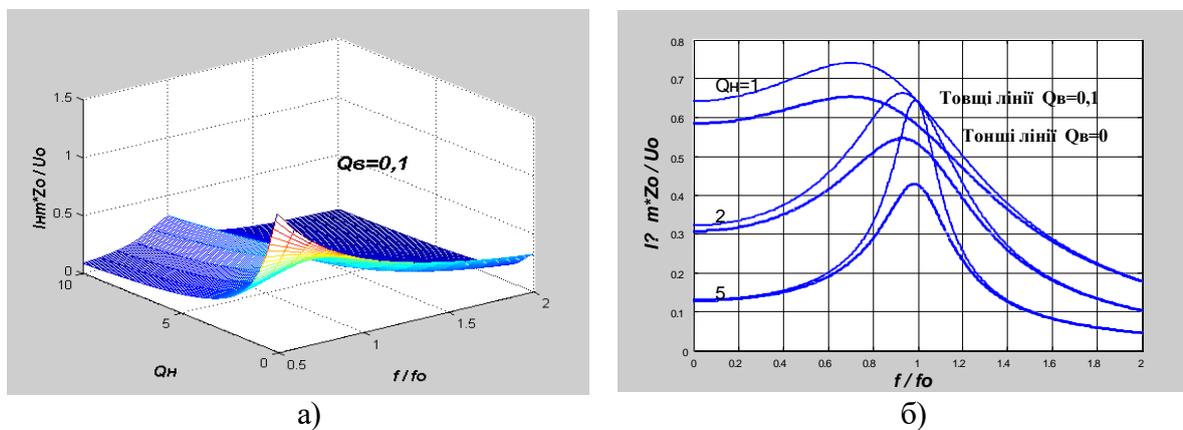


Рис.6. Залежності амплітуди струму навантаження: а) – від частоти та навантаження; б) – від частоти при фіксованих навантаженнях

Струм підігрівання катодів люмінесцентної лампи

Струм підігрівання катодів ЛЛ дорівнює струму, що протікає через конденсатор. Його можна знайти, враховуючи вираз (17):

$$I_{mc} = \frac{U_{mH}}{|Z_c|} = \frac{2U_0\Omega}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2\right)^2 + \left[\Omega\left(\frac{1}{Q_H} + Q_B\right)\right]^2}}, \quad (22)$$

де Z_c – опір конденсатора.

При резонансі за умови $Q_B \ll Q_H$:

$$I_{mc} = \frac{2U_0}{\pi Z_0} \cdot \frac{Q_H}{1 + Q_B Q_H} \quad (23)$$

В режимі підігрівання, коли лампа ще не запалена ($R = \infty$), струм визначається за виразом:

$$I_{mni0} = \frac{2U_0 \Omega}{\pi Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega Q_B)^2}} \quad (24)$$

Напруга на індуктивності:

Амплітудне значення напруги на індуктивності:

$$U_{mL} = \omega L I_m = \Omega Z_0 I_m = \frac{2U_0 \Omega}{\pi Q_H} \sqrt{\frac{1 + (\Omega Q_H)^2}{\left[\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 \right]^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_s \right) \right]^2}} \quad (25)$$

На резонансній частоті за умови $Q_B \ll Q_H$

$$U_{mL} = \frac{2U_0 \sqrt{1 + Q_H^2}}{\pi (1 + Q_B Q_H)} \quad (26)$$

Максимальне значення напруги на індуктивності має місце при $Q_H \rightarrow \infty$:

$$U_{mL} = \frac{2U_0 z_0}{\pi r} \quad (27)$$

Потужність в навантаженні

Потужність, яка передається в навантаження, визначається із врахуванням (20):

$$P_H = \frac{1}{2} I_m^2 R = \frac{2U_0^2 R}{\pi^2 Z_0^2 Q_H^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 \right)^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_B \right) \right]^2} \quad (28)$$

На резонансній частоті ($\Omega=1$) і

$$P_{H_0} = \frac{2U_0^2 R}{\pi^2 Z_0^2} \cdot \frac{1}{Q_B^2 + (1 + Q_B Q_H)^2} \quad (29)$$

Залежності нормованої потужності в навантаженні $\frac{P_H Z_0}{U_0^2}$ від частоти та навантаження наведено на рис. 7 та рис.8.

Потужність втрат у вихідному каскаді визначається за виразом:

$$P_B = \frac{rI^2}{2} = \frac{2U_0^2 r}{\pi^2 Z_0^2 Q_H^2} \frac{1 + (\Omega Q_H)^2}{\left(\frac{Q_B}{Q_H} + 1 - \Omega^2 \right)^2 + \left[\Omega \left(\frac{1}{Q_H} + Q_s \right) \right]^2} \quad (30)$$

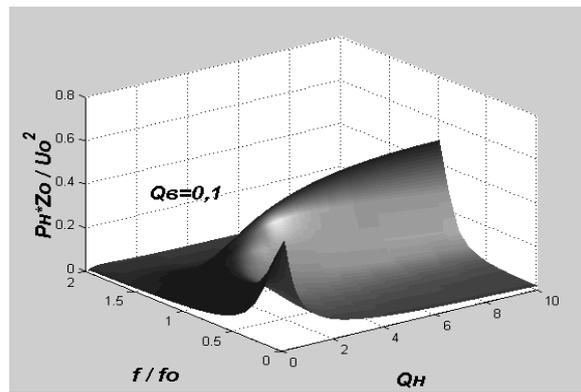


Рис. 7. Залежності потужності в навантаженні від частоти та навантаження

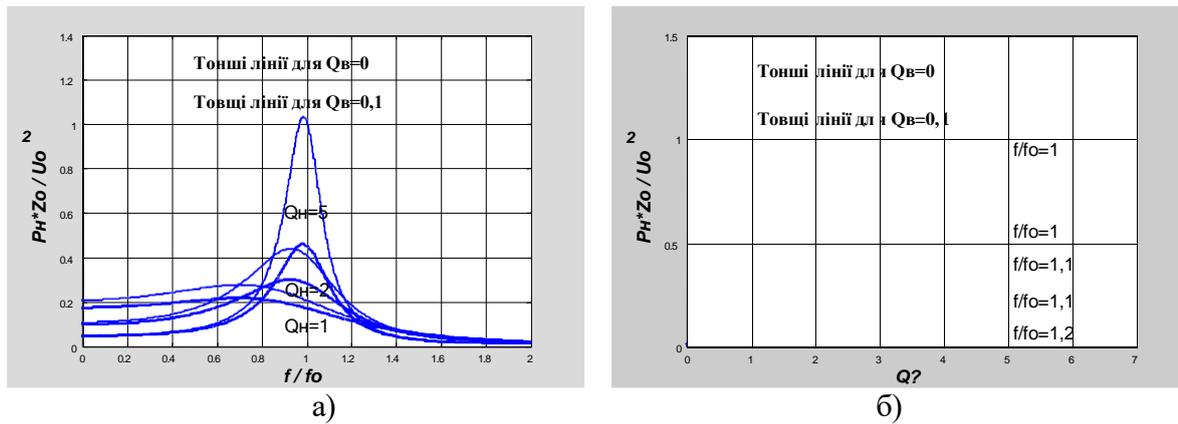


Рис. 8. Залежності потужності в навантаженні; а) - від частоти при фіксованому навантаженні; б) – від навантаження при фіксованих частотах

Коефіцієнт корисної дії каскаду.

Коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) каскаду дорівнює:

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_B} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R}(1 + \Omega^2 Q_H^2)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{Z_0 Q_H}(1 + \Omega^2 Q_H^2)} \quad (31)$$

Залежності к.к.д. від частоти та навантаження наведені на рис. 9.

Взявши похідну від (31) при фіксованому опорі втрат r і прирівнявши її до нуля, можна знайти Q_H , при якому к.к.д. досягає максимального значення:

$$Q_{Hm} = \frac{1}{\Omega}.$$

В цьому випадку опір Z_0 повинен дорівнювати

$$Z_{0m} = \Omega R. \quad (32)$$

Якщо $\Omega=1$, то $Z_0 = R$, тобто з точки зору забезпечення максимального к.к.д. хвильовий опір Z_0 повинен дорівнювати опорі R , а це відповідає узгодженому режиму. Тоді значення максимального к.к.д. буде дорівнювати:

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r}{R}}. \quad (33)$$

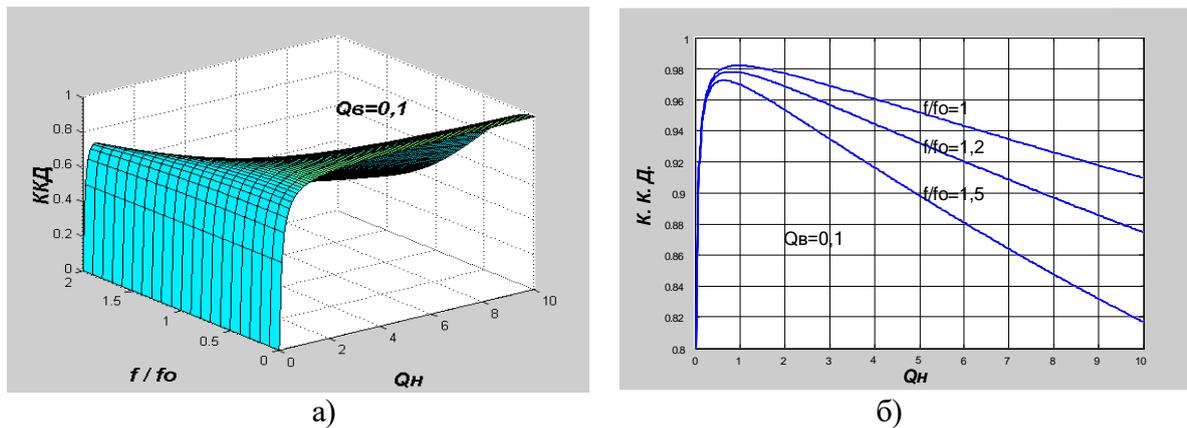


Рис. 9. Залежності коефіцієнта корисної дії: а) - від частоти та навантаження; б) – від навантаження при фіксованих частотах

Рекомендації щодо проектування вихідного каскаду ЕПРА

Вихідними даними для проектування вихідного каскаду ЕПРА є тип ЛЛ (потужність лампи P , її робоча напруга $U = \frac{U_{Hm}}{\sqrt{2}}$, опір катодів r_k в холодному та розігрітому станах), напруга живлення U_0 вихідного каскаду робоча частота ω_0 , опори втрат в транзисторах r_t , в індуктивності r_L , в ємності r_C .

Загальний опір втрат визначається як: $r = r_L + r_C + r_t + r_k$.

Враховуючи (5), (29), при умові $Q_B \ll 1$ можна визначити вирази для індуктивності та ємності контура:

$$L = \frac{2U_0 R}{\pi U_{Hm} \omega_0}, \quad (34)$$

$$C = \frac{\pi U_{Hm}}{2U_0 \omega_0 R}, \quad (34)$$

де $R = P/U^2$ – опір лампи в номінальному режимі.

Амплітудне значення струму через транзистор в номінальному режимі можна визначити з (13), що служить основою для вибору транзистора за струмом.

Згідно з (15) максимальний вхідний струм, що протікає через транзистори, може досягати великих значень. Тому необхідно передбачити захист каскаду від надструмів. Це можна забезпечити, наприклад, частотними методами, підтримуючи частоти в режимах підігрівання та запалювання такими, щоб вхідний струм коливної системи не перевищував максимальних значень для вибраного типу транзистора.

Як видно з (22)-(24), струм підігрівання залежить від частоти. Частота підігрівання, на якій забезпечується номінальний струм підігрівання, є суттєво вищою за резонансну частоту. При переході від режиму підігрівання до режиму запалювання шляхом наближення частоти до резонансної відбувається різке збільшення струму катодів ЛЛ. Тому цей перехід слід виконувати максимально швидко і в той же час плавно (не стрибко подібно), не допускаючи "електричних ударів" по катодах ЛЛ. Такий алгоритм міжрежимного переходу, який просто реалізується в ЕПРА з частотним керуванням, забезпечить підвищення строку служби ЛЛ. Питання ж кількісної і якісної оцінки такого переходу потребує подальших досліджень.

При розрахунку електричних параметрів (напруг і струмів) ЕПРА опір катодів ЛЛ слід обов'язково враховувати, оскільки цей опір входить в опір втрат коливної системи і буде впливати на добротність, а отже, на частотні характеристики схеми ЕПРА.

В той же час при визначенні к.к.д. ЕПРА врахування даного опору дає занижене значення к.к.д. ЕПРА. Даний опір є невід'ємною складовою опору ЛЛ, його вплив на

світлотехнічні параметри враховується в такому показнику як світлова віддача. Розрахунки показують, що к.к.д. власне ЕПРА при використанні сучасних польових транзисторів, які мають низький опір у відкритому стані, може сягати значень 97% і навіть вище.

Висновки

На основі аналізу схеми вихідного каскаду ЕПРА, проведеного в частотній області, отримано аналітичні вирази, які описують електричні характеристики каскаду, а саме: напруг, струмів, вихідної потужності та коефіцієнта корисної дії. Ці вирази дозволяють проводити раціональний вибір параметрів компонентів схеми з урахуванням впливу втрат на пікові значення напруг та струмів, які мають місце в каскаді в процесі керування люмінесцентною лампою в різних режимах її роботи – підігрівання, запалювання та робочому. Розроблено рекомендації щодо вибору параметрів елементів ЕПРА.

A frequency-domain analysis of the half-bridge series-resonant parallel-loaded output stage of high-frequency electronic ballast for fluorescent lamp is given. Using the fundamental frequency approximation, the design-oriented analytical expressions are obtained for frequency responses of voltages, currents, output power and efficiency. The influence of conductive loss of resonant system on the characteristics of the electronic ballast is considered.

Література

1. M.K.Kazimierczuk, W.Szaraniec. Electronic Ballast for Fluorescent Lamps.//Proc. IEEE on Power Electronics, vol.8, No.4, 1993, pp. 386÷395.
2. R.L.Steigerwald. A Comparison of High-Bridge Converter Topologies. //IEEE on Power Electronics, vol. 3, No.2, 1988 pp 174÷182.
3. T.J.Ribarich, J.J.Ribarich. A New Procedure for High-Frequency Electronic Ballast Design. //IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997.
4. M.Gulko, S.Ben-Yaakov. Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPPI): Theory and Application, as a Fluorescent Lamp Driver. // Proc. IEEE APEC'93, 1993, pp.411- 417.
5. V.L.Hesterman, T.M.Poehlman, M.Tek. Parallel-Resonant Programmed Ballast.//Darnell Group Inc., 2000.
6. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.:Высшая школа, 1982. – 496с.

Одержано 10.06.2004 р.