

Лупенко А. М. Аналіз резонансного інвертора з параметричним підтриманням потужності в навантаженні / Анатолій Миколайович Лупенко, Михайло Іванович Паламар // Вісник ТНТУ, — Т. : ТНТУ, 2015. — Том 79. — № 3. — С. 156-165. — (Приладобудування та інформаційно-вимірвальні технології).

УДК 621.327

А. Лупенко, докт. техн. наук; М. Паламар, докт. техн. наук

Тернопільський національний університет імені Івана Пулюя

## АНАЛІЗ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА З ПАРАМЕТРИЧНИМ ПІДТРИМАННЯМ ПОТУЖНОСТІ В НАВАНТАЖЕННІ

**Резюме.** Проаналізовано роботу високочастотного резонансного інвертора напруги, який працює в режимі джерела потужності та виконаний за розімкненою структурою. Встановлено аналітичні зв'язки між відхиленнями потужності в навантаженні та діапазоном зміни опору навантаження і параметрами резонансного інвертора. При зміні опору навантаження від мінімуму до максимуму крива залежності потужності інвертора від добротності його коливального контуру починається з точки мінімальної потужності, проходить точку номінальної потужності, досягає максимальної потужності й, нарешті, точки кінцевої потужності. При цьому за рахунок відповідного вибору параметрів коливального контуру кінцева потужність дорівнює початковій (мінімальній) потужності, а максимальне додатне відхилення потужності дорівнює максимальному від'ємному відхиленню від її номінального значення. Запропоновано методику розрахунку параметрів інвертора. Показано, що при зміні опору навантаження в два рази відхилення потужності в навантаженні може становити 4% від номінального значення. Результати розрахунку мають малу розбіжність з результатами моделювання.

**Ключові слова:** високочастотне живлення, резонансний інвертор напруги, змінне навантаження, мінімальне відхилення потужності.

A. Lupenko, M. Palamar

## ANALYSIS OF RESONANT INVERTER WITH PARAMETRIC MAINTENANCE OF LOAD POWER

**Summary.** High-frequency voltage resonant inverters traditionally realize the functions of load voltage or current control and stabilization. But there is a wide application area which needs to stabilize a load power rather than its voltage or current. The problems of power parametric maintenance in variable load by means of voltage resonant inverters are considered in this paper. In order to reduce a load power variation, the approach to forming of inverter load power response by the way of equal distributing of load power positive and negative deviations from nominal value is proposed. Such distribution of load power deviations is achieved by corresponding choice of the parameters of inverter oscillatory tank. In case of load resistance change from minimum to maximum value, the curve of inverter output power as a function of quality factor of oscillatory tank starts at a point of minimum power, then it reaches a point of nominal power, next, a point of maximum power and, at last, a point of finish power. In accordance with proposed approach, the finish power is equal to the start (minimum) power, and the maximum positive power deviation is equal to the maximum negative power deviation.

Analysis consists in establishing of analytical expressions which describe the connections between minimum and maximum powers in variable load and corresponding values of oscillatory tank quality factor. On the basis of these expressions the equations which connect this power relative deviations and parameters of resonant inverter are obtained. To ensure a small switching loss in resonant inverter, the inverter parameters are calculated taking into account the zero-voltage switching condition. The design sequence for calculation of each oscillatory tank parameters is proposed. Proposed design sequence is based on a numerical solution of two equations set relative to oscillatory tank parameters and inverter power supply dc voltage. It is shown that resonant inverter designed as open loop circuit is able to achieve the power deviations about of 4% for a double change in load resistance. To verify obtained results the electrical circuit of resonant inverter with above

*calculated parameters was simulated using MicroCap-9.0. Simulations results demonstrate good agreements with theoretical ones.*

**Key words:** *high frequency operation, voltage resonant inverter, variable load, minimum power deviation.*

**Постановка проблеми.** Резонансні інвертори напруги (РІН) використовуються як вихідний каскад різноманітних електротехнічних систем височастотного живлення, височастотного нагріву, в блоках живлення і т.п. у зв'язку з малими комутаційними втратами, що є їх суттєвою перевагою над інверторами інших видів. Крім основної функції (інвертування напруги) вони також виконують регулювання та стабілізацію напруги, реалізуючи функцію керовного джерела напруги. Теорія і практика побудови таких РІН добре відома [1].

Поряд з тим, РІН знаходять також широке застосування для живлення таких навантажень, які потребують стабілізації не напруги, а потужності. Це насамперед стосується електротехнічних систем та пристроїв височастотного живлення й керування, навантаженням яких є розрядні джерела світла – люмінесцентні лампи, натрієві лампи високого та низького тиску, металогалогенні лампи й ін. Натрієві лампи високого тиску (НЛВТ) на сьогодні є основним джерелом світла у системах зовнішнього освітлення у зв'язку з високою світловою віддачею (понад 100 лм/Вт) та тривалим терміном служби (до 20000 год.). У системах їх височастотного живлення найчастіше використовують РІН, який виконують за послідовно-паралельною схемою, в якій навантаження під'єднано паралельно до конденсатора послідовного резонансного контуру [2]. Такий РІН за своїми властивостями є близьким до джерела струму. Внаслідок цього вирішується проблема стійкості роботи НЛВТ, а також забезпечується резонансне запалювання лампи без додаткового пристрою запалювання, що здешевлює всю систему. Однак потужність у навантаженні РІН стає пропорційною до його опору. Опір НЛВТ у процесі її експлуатації зазнає значних змін, зростаючи майже в 2 рази відносно опору нової лампи [3]. В результаті потужність може вийти за межі області допустимих значень, що суттєво зменшить термін служби таких навантажень.

У роботах [2, 4], присвячених підтриманню потужності в навантаженні в заданих межах, розглядаються замкнені структури систем з керуванням по потужності. Їх перевагою є висока стабільність потужності в змінному навантаженні. Водночас їх практична реалізація є відносно складною, що зумовлено додатковими апаратними витратами на формування сигналу зворотного зв'язку, пропорційного потужності, побудовою регулятора, вирішенням проблеми стійкості системи з таким нелінійним, інерційним об'єктом, яким є розрядна лампа. Такі системи мають високу вартість, що в умовах масового виробництва є їх основним недоліком.

Тому актуальним є питання побудови простіших і дешевших засобів, побудованих за розімкненою структурою з параметричним підтриманням потужності в навантаженні.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Дослідженню параметричного підтримання потужності в навантаженні РІН присвячена робота [5], де на основі аналізу потужності в навантаженні резонансного  $LC_sC_p$ -контур розроблено методику розрахунку його параметрів на задане відхилення потужності від номінального значення. Потужність при зростанні опору навантаження спочатку зростає, досягає максимуму, а потім зменшується, досягаючи проміжного значення між початковим її значенням і максимумом, не виходячи за межі допуску. Однак результати, отримані в [5], не повною мірою реалізують можливості РІН щодо мінімуму зміни потужності в змінному навантаженні. В роботі [6] запропоновано методику розрахунку параметрів

РІН, яка забезпечує рівність потужностей РІН при мінімальному та максимальному опорі навантаження, при цьому досягається зменшення максимуму відхилення потужності при проміжному значенні навантаження.

Однак відхилення потужності від номінального значення в [5, 6] є завжди лише додатними, отже відносне відхилення потужності від номінальної залишається досить значною. В даній роботі запропоновано формувати залежність потужності від зміни опору таким чином, щоб відхилення потужності від номінальної були б як додатними, так і від’ємними, а максимуми цих відхилень були б однаковими. Це зменшить відносне відхилення потужності від номінального значення при відповідному виборі параметрів РІН.

**Метою роботи** є аналіз резонансного інвертора напруги в режимі джерела потужності, дослідження впливу його параметрів на відхилення потужності в змінному навантаженні.

**Постановка завдання** – шляхом аналізу резонансного інвертора встановити аналітичні зв’язки між відхиленнями потужності в навантаженні та діапазоном зміни навантаження і параметрами резонансного інвертора, необхідні для розроблення методики розрахунку його параметрів, при яких досягається мінімальне відносне відхилення потужності в змінному навантаженні.

**Результати дослідження.** Найпоширенішою схемою резонансного інвертора напруги (рис. 1а) є напівмостовий інвертор з послідовно-паралельним резонансним  $LC_sC_p$ -контуром. В такому інверторі як ключі використовують польові МДН-транзистори (або IGBT-транзистори)  $VT1$  і  $VT2$  та резонансний контур з індуктивністю  $L$  та ємностями  $C_s$  та  $C_p$ , навантажений опором  $R$ . Ключі по чергово комутуються під дією протифазних керуючих напруг, які формуються драйвером високовольтних ключів. Таким чином, коливальний контур живиться додатними прямокутними імпульсами з амплітудою  $E$ , яка дорівнює напрузі живлення РІН. Робота схеми описана в [1].

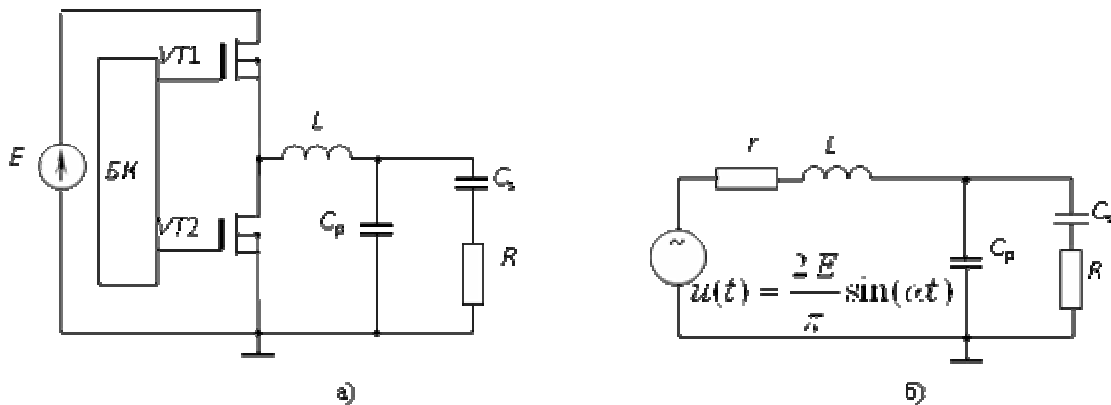


Рисунок 1. Резонансний інвертор (а) та його еквівалентна схема (б)  
 Figure 1. Resonant inverter (а) and its equivalent circuit (б)

Зважаючи на те, що форма напруги і струму навантаження є близькою до синусоїдальної, наступний аналіз проведено за еквівалентною схемою (рис. 1б), де  $u(t)$  – еквівалентне джерело напруги першої гармоніки з амплітудою  $2E/\pi$ ;  $r$  – еквівалентний опір, який враховує втрати в транзисторах, індуктивності та ємностях.

Для запису аналітичних виразів в компактній формі введемо позначення, які зведено в табл.1.

Таблиця 1

|                    |                  |             |                 |          |           |
|--------------------|------------------|-------------|-----------------|----------|-----------|
| Резонансна частота | Характеристичний | Добротність | Відносна робоча | Відносна | Відносний |
|--------------------|------------------|-------------|-----------------|----------|-----------|

| «паралельного резонансу»           | опір контуру                 | ь контуру           | частота                            | ємність               | опір втрат             |
|------------------------------------|------------------------------|---------------------|------------------------------------|-----------------------|------------------------|
| $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$ | $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_p}}$ | $Q = \frac{R}{Z_0}$ | $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ | $c = \frac{C_p}{C_s}$ | $\alpha = \frac{r}{R}$ |

В основу аналізу еквівалентної схеми РІН покладемо вирази для відносної резонансної частоти  $\Omega_{рез}$  навантаженого резонансного контуру та потужності  $P_H$  в навантаженні, отримані в роботах [5, 6], які мають вигляд відповідно

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

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

Оскільки виконується умова  $r \gg R$ , втратами можна знехтувати, прийнявши  $\alpha=0$ . Тоді потужність в навантаженні можна описати простішим виразом:

$$P_H = \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \cdot \frac{Q}{\left[ \Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \quad (3)$$

Нехай опір навантаження змінюється у межах від початкового (мінімального) значення  $R_0$  до кінцевого (максимального) значення  $R_K$ . Відповідно добротність резонансного контуру зростає від початкового значення  $Q_0$  до кінцевого  $Q_K$ . Необхідно розрахувати параметри РІН так, щоб сформувані залежність (рис.2) потужності резонансного інвертора від опору навантаження (добротності контуру), при якій забезпечується мінімальне відхилення потужності в змінному навантаженні. Тоді потужність у навантаження «пробігає» відрізок кривої  $ONMK$ , де точка  $O$  відповідає мінімальній добротності  $Q_0$  при початковій потужності  $P_0$ , точка  $N$  – добротності  $Q_N$  при номінальній потужності  $P_N$ , точка  $M$  – добротності  $Q_M$  при максимальній потужності  $P_M$ , точка  $K$  – максимальній добротності  $Q_K$  при кінцевій потужності  $P_K$ . Відповідно до бажаної залежності (рис.2) прийнемо: 1) кінцева потужність дорівнює початковій потужності ( $P_0=P_K$ ); 2) максимальні від'ємне та додатне відхилення є однаковими і відповідно дорівнюють  $+\Delta P$  і  $-\Delta P$ , тобто,  $P_0=P_N-\Delta P$  і  $P_M=P_N+\Delta P$ .

Знайдемо аналітичні зв'язки між добротностями  $Q_0, Q_N, Q_M, Q_K$  та параметрами РІН при відповідних потужностях та опорах  $R_0, R_N, R_M$  і  $R_K$ .

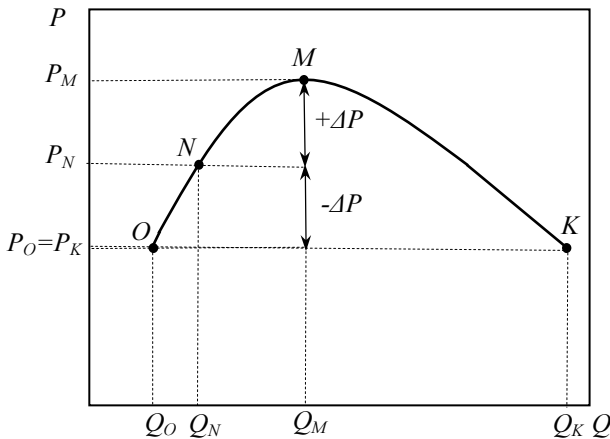
Діюче значення напруги  $U_0$  на навантаженні, яка відповідає точці  $O$  (рис.2), визначимо, підставляючи  $Q = Q_0$  у вираз (3) та прирівнюючи його до  $U_0^2 / R_0$

$$U_0 = \frac{\sqrt{2E}}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{\left[ \Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q_0^2 (1 - \Omega^2)^2}}. \quad (4)$$

Звідси визначаємо вираз для  $Q_0$

$$Q_0 = \frac{\Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}{\sqrt{\left( \frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}} \quad (5)$$

Застосовуючи умову максимуму потужності  $dP_H/dQ=0$  до виразу (3), визначаємо добротність  $Q_M$  у точці  $M$  залежності (рис.2)



**Рисунок 2.** Залежність відносної потужності резонансного інвертора від добротності

**Figure 2.** Resonant inverter relative power vs. quality factor

$$Q_M = \frac{\Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}{1 - \Omega^2} \quad (6)$$

При визначенні виразу для добротності  $Q_K$  візьмемо до уваги, що опір навантаження  $R_K$  та добротність  $Q_K$  у точці  $K$  досягають своїх максимальних значень. Тому резонансна частота (1) стає максимально наближеною до частоти комутації  $\Omega$  інвертора. Для комутації при нульовій напрузі на транзисторах резонансна частота не повинна перевищувати частоту комутації [1]. Приймаючи граничний випадок  $\Omega_{рез}=\Omega$  та розв'язуючи (1) відносно  $Q=Q_K$ , знаходимо вираз для  $Q_K$

$$Q_K = \sqrt{\frac{(1+c)(c-\Omega^2)}{\Omega^2(1-\Omega^2)}} \quad (7)$$

Знайдемо максимальну потужність  $P_M$ , підставляючи (6) у (3)

$$P_M = \frac{E^2}{\pi^2 Z_0 (1 - \Omega^2) \left[ \Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]} \quad (8)$$

Використовуючи вираз (8), запишемо відносну зміну потужності  $\delta_P$

$$\delta_P = \frac{2\Delta P}{P_0} = \frac{P_M - P_0}{P_0} = \frac{\left[ \Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2 + Q_0^2 (1 - \Omega^2)^2}{2Q_0 (1 - \Omega^2) \left[ \Omega + c \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]} - 1, \quad (9)$$

де  $P_0$  – початкова потужність, визначена при  $Q=Q_0$  за виразами (3) і (5).

Поєднуючи вирази (5) та (9), отримуємо рівняння

$$1 + \delta_p = \frac{1 - \Omega^2}{2\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0}\right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}} + \frac{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0}\right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}}{2(1 - \Omega^2)}, \quad (10)$$

яке зводиться до бікватратного рівняння, а розв'язок останнього дає вираз для відносної робочої частоти, яка забезпечує відносну зміну потужності лампи  $\delta_p$

$$\Omega = \sqrt{1 - \frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta_p^2 + 2\delta_p}}{2(\delta_p + 1)}}}. \quad (11)$$

Отже, робоча частота визначається через відносну зміну потужності  $\delta_p$ , початкову напругу на навантаженні  $U_0$  та напругу живлення  $E$  вихідного каскаду.

Для компактності запису наступних виразів введемо параметр  $F$  потужності та відносну напругу живлення  $A$

$$F = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta_p^2 + 2\delta_p}}{2(\delta_p + 1)}}, \quad (12)$$

$$A = \frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0}. \quad (13)$$

Тоді (12) можна записати у вигляді

$$1 - \Omega^2 = A \cdot F. \quad (14)$$

Вирази (5)÷(7) для параметрів добротності  $Q_0$ ,  $Q_M$  та  $Q_K$  наведемо у вигляді

$$Q_0 = \frac{1 - A \cdot F(1 + c)}{A\sqrt{(1 - F^2)(1 - A \cdot F)}}; \quad (15)$$

$$Q_M = \frac{1 - AF(1 + c)}{AF\sqrt{1 - AF}}; \quad (16)$$

$$Q_K = \sqrt{\frac{(1 + c)(1 - AF - c)}{AF(1 - AF)}}. \quad (17)$$

У роботі [6] показано, що у випадку рівності початкової та кінцевої потужностей ( $P_0 = P_K$ ) відношення  $\alpha$  добротностей  $Q_0$  і  $Q_K$  описується виразом

$$\alpha = \frac{Q_K}{Q_0} = \frac{1 - F^2}{F^2} = \frac{R_K}{R_0}. \quad (18)$$

З виразів (12) та (18) можна бачити, що відношення добротностей коливального контуру, які відповідають мінімальному та максимальному опорам навантаження, при умові  $P_0 = P_K$ , визначає максимальну зміну потужності РІН.

Поєднуючи вирази (12), (18) можна отримати рівняння для максимальної відносної зміни потужності  $\delta_p$

$$\frac{\alpha}{1+\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta_p^2 + 2\delta_p}}{2\delta_p + 2}, \quad (19)$$

розв'язавши яке знаходимо вираз для відносної максимальної зміни потужності  $\delta_p$  при відомих добротностях  $Q_0$  і  $Q_K$

$$\delta_p = \frac{(\sqrt{\alpha} - 1)^2}{2\sqrt{\alpha}}, \quad (20)$$

А відносні відхилення потужності від номінального значення будуть не більшими, ніж визначені за виразом

$$\varepsilon = \frac{\Delta P}{P_N} \leq \frac{\delta_p}{2} = \delta_p = \frac{(\sqrt{\alpha} - 1)^2}{4\sqrt{\alpha}}, \quad (21)$$

оскільки  $P_N \geq P_0$ .

У роботі [6]) також показано, що коли  $P_0 = P_K$ , то між добротностями  $Q_0$ ,  $Q_M$ ,  $Q_K$  є простий зв'язок:

$$Q_M^2 = Q_N Q_K. \quad (22)$$

Тоді, підставляючи вирази (15-17) у вираз (22), отримуємо перше рівняння системи двох рівнянь відносно  $c$  і  $A$

$$F^2 \sqrt{\frac{A(1+c)(1-AF-c)}{F(1-F^2)}} = 1 - AF(1+c). \quad (23)$$

Друге рівняння запишемо як вираз для відносної параметричної чутливості потужності РІН до індуктивності дроселя, отриманий в [7], яка є найвищою і технологічний розкид якої є найбільшим порівняно з розкидом параметрів інших компонентів резонансного контуру. Цей вираз має вигляд:

$$S_L^P = 2(1 - AF) \left[ \frac{F}{A} - \frac{1 - F^2}{1 - AF(1+c)} \right]. \quad (24)$$

Система рівнянь (23) і (24) відносно параметрів  $A$  і  $c$  служить для розрахунку параметрів РІН. Вона не має аналітичного розв'язку, тому для її розв'язання слід використати чисельні методи.

Визначивши початкову потужність  $P_0$  за виразом

$$P_0 = P_N \left( 1 - \frac{\delta_p}{2} \right), \quad (25)$$

знаходимо початкову напругу на навантаженні:

$$U_0 = \sqrt{R_0 P_0}. \quad (26)$$

**Методика розрахунку параметрів РІН** базується на результатах проведеного аналізу. Початковими даними для розрахунку є: а) номінальна потужність  $P_N$  навантаження, його мінімальний і максимальний опори ( $R_0$  і  $R_K$ ) та відносна чутливість потужності до індуктивності  $S_L^P$ .

Методика є такою:

1. За опорами  $R_0$  і  $R_K$  розраховуємо узагальнений параметр потужності  $F$  з виразу (18), а потім відносну максимальну зміну потужності  $\delta_p$  з виразу (20).

2. Розв'язавши систему рівнянь (23) і (24), визначаємо параметр  $A$  відносної напруги та відношення  $c$  ємностей коливального контуру.

3. Знаходимо початкові потужність  $P_0$ , напругу  $U_0$  та напругу  $E$  живлення РІН за виразами відповідно (25), (26) та (13).

4. Визначаємо відносну частоту комутації  $\Omega$  за виразом (14).

5. Визначаємо добротність  $Q_0$  за виразом (15).

6. Знаходимо характеристичний опір  $Z_0$  як відношення  $R_0/Q_0$ .

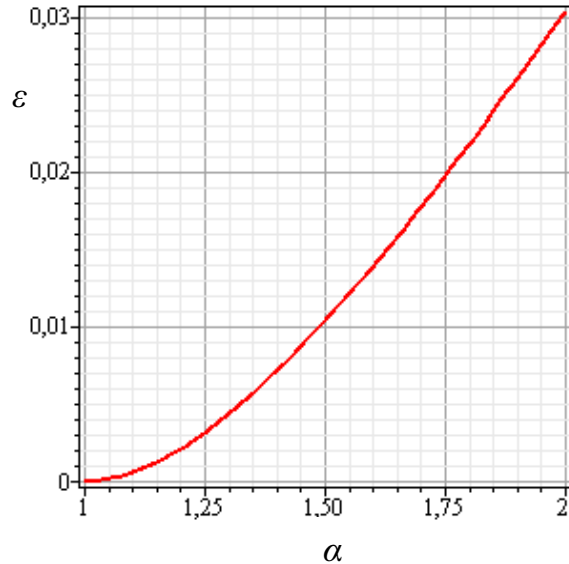
7. Вибираємо робочу частоту комутації  $\omega$ , виходячи із можливостей елементної бази, яка входить до складу каскаду, та враховуючи частотні властивості навантаження.

8. Визначаємо частоту «паралельного» резонансу  $\omega_0 = \omega / \Omega$ .

9. За виразами таблиці 1 розраховуємо параметри коливального контуру  $L$ ,  $C_p$ ,  $C_s$ .

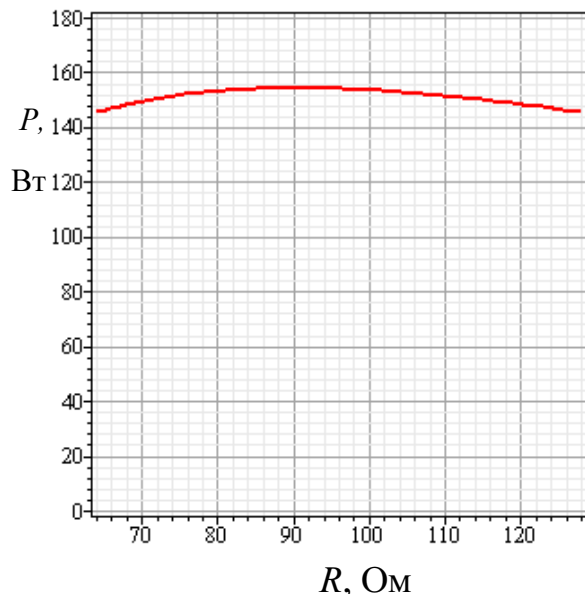
За цією методикою проведено розрахунок РІН, навантаженого натрієвою лампою SON-T 150W PHILIPS, за таких даних:  $P_N=150\text{Вт}$ ;  $R_0=64\text{Ом}$ ;

$R_K=128\text{Ом}$ ;  $S_L^P=-1,5$ . В результаті розрахунку отримано значення параметрів каскаду:  $E=242\text{В}$ ;  $\varepsilon=0,0303$ ;  $\Omega=0,62$ ;  $Q_0=0,49$ ;  $Q_M=0,70$ ;  $Q_K=0,99$ ;  $Z_0=129,4\text{Ом}$ ;  $L=106\text{ мкГн}$ ;  $C_p=6,35\text{ нФ}$ ;  $C_s=33,6\text{ нФ}$ ; частота комутації дорівнює  $120\text{кГц}$ . Розраховані потужності в точках  $O$ ,  $M$  і  $K$  дорівнюють відповідно  $145,45\text{ Вт}$ ,  $154,27\text{ Вт}$  і  $145,45\text{ Вт}$ . За цими



**Рисунок 3.** Залежність максимального відносного відхилення потужності від діапазону зміни навантаження

**Figure 3.** Maximum relative power deviation vs. load variation range



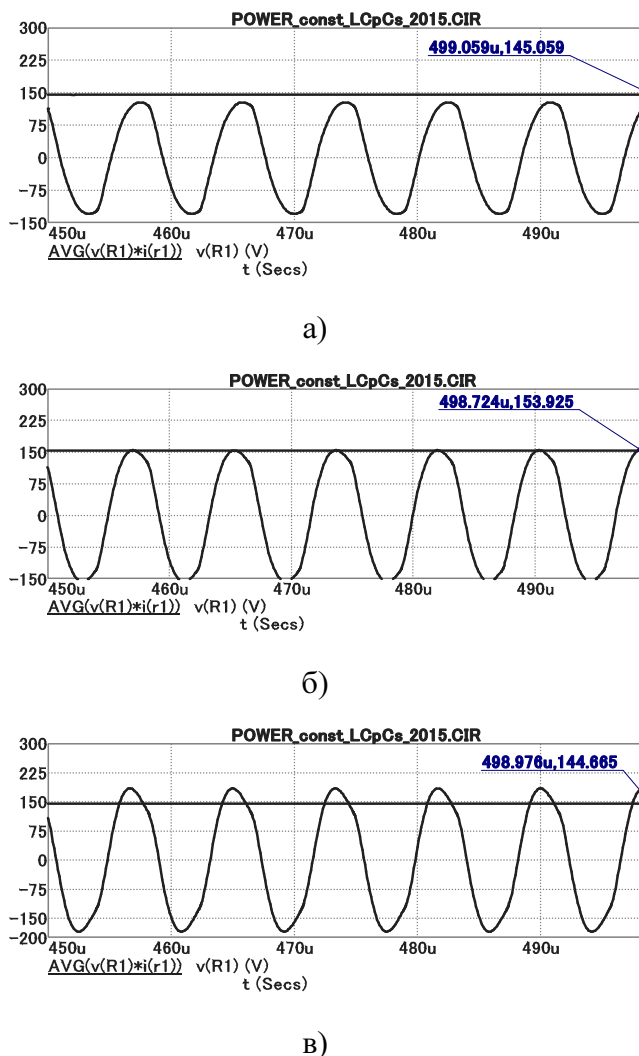
**Рисунок 4.** Залежність потужності інвертора від опору навантаження

**Figure 4.** Inverter power vs. load resistance



результатами побудовано залежність (рис. 3) максимального відносного відхилення потужності від діапазону зміни навантаження інвертора та характеристичну криву – залежність «потужність-напруга» для РІН при зміні опору навантаження в два рази, наведену на рис. 4. Відносне відхилення потужності в змінному навантаженні зменшено приблизно на 25% порівняно з результатами, отриманими в [6] (3% проти 4%) при змінах опору навантаження в 2 рази.

Для верифікації отриманих результатів виконано моделювання розрахованого РІН за допомогою програми MicroCap-9.0. Результати моделювання, які наведено на рис. 5, добре узгоджуються з теоретичними результатами.



**Рисунок 5.** Результати моделювання: а) для мінімального опору; б) для максимальної потужності; в) для максимального опору

**Figure 5.** Modeling results: а) for minimum resistance; б) for maximum power; в) for maximum resistance

open loop circuit is able to achieve the power deviations about of 4% of its nominal value for double change in load resistance. The proposed approach presents better decision than known for designing resonant inverter as a power source for variable loads operation. Obtained results may be used in systems of high-frequency operation of discharge light sources.

**Висновки.** Встановлено аналітичні зв'язки між відхиленнями потужності в навантаженні та діапазоном зміни опору навантаження і параметрами резонансного інвертора, побудованого за розімкненою структурою. Показано, що при зміні опору навантаження в два рази резонансний інвертор, побудований за розімкненою структурою, може забезпечити 4% відхилення потужності відносно її номінального значення. Запропонований підхід до проектування резонансного інвертора як джерела потужності, для живлення змінних навантажень дає змогу отримати кращі результати у порівнянні з відомими рішеннями. Отримані результати можуть знайти застосування в системах високо-частотного живлення розрядних джерел світла.

**Conclusions.** The analytical connections between load power deviation, load resistance range and parameters of resonant inverter with open-loop structure are established. It is shown that resonant inverter designed as

**Список використаної літератури**

1. M.K. Kazimierchuk, D. Charkovski. Resonant power converters / Wiley – IEEE Press. 2 edition. – 2011. – 632 p.
2. 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.
3. Лампы натриевые высокого давления. Эксплуатационные требования. ГОСТ Р 53073-2008 (МЭК 60662:2002) / Москва. Стандартинформ, 2009. – 53 с.
4. C.M. Huang, T.U. Liang, R.L. Lin, J.F. Chen A Novel Constant Power Control Circuit for HID Electronic Ballast / IEEE Transactions on Power Electronics / – Vol. 22, № 3. – 2007. – P. 854 – 862.
5. C. Branas. Design of LCpCs Resonant Inverters as a Power Source for HID Lamp Ballast Application / C. Branas, F.J. Azcondo, S. Bracho // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, 2005. – P.1584÷1593.
6. Лупенко, А.М. Підтримання потужності натрієвої лампи високого тиску в області допустимих значень [Текст] / А.М. Лупенко, С.А. Лупенко // Світлотехніка та електроенергетика. – Харків, 2012. – №1 (29). – С. 34 – 43.
7. C. Branas, F.J. Azcondo, S. Bracho / Study of Output Variation due to Component Tolerance in LCsCp Resonant Inverters Applied to HPS Lamp Control / In Proc. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – Colorado, USA. – 2001. – Vol. 1 – P. 1021 – 1026.

*Отримано 18.09.2015*