

УДК 621.327

А. Лупенко, докт. техн. наук

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

АНАЛІЗ КОЛИВАЛЬНИХ КОНТУРІВ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА В РЕЖИМІ ДЖЕРЕЛА ПОТУЖНОСТІ

Резюме. Проведено порівняльний аналіз трьох основних послідовно-паралельних коливальних контурів резонансного інвертора в режимі джерела потужності: 1) контур, в якому навантаження під'єднано паралельно до першого конденсатора через другий конденсатор; 2) контур, в якому навантаження під'єднано паралельно до першого конденсатора, а через другий конденсатор – до дроселя контура; 3) контур, який за топологією відповідає першому або другому із вказаних вище контурів, але другий конденсатор якого, як роздільний, має безмежну ємність. Встановлено залежності похибки підтримання потужності від діапазону опору навантаження. Показано, що контури мають однакову здатність щодо параметричного підтримання потужності, але кращим серед розглянутих контурів є перший контур, який забезпечує найвищий коефіцієнт корисної дії. Запропоновано методику розрахунку параметрів контурів на мінімальну похибку підтримання потужності при заданому діапазоні зміни опору навантаження.

Ключові слова: джерело потужності, резонансний інвертор напруги, змінне навантаження, коливальний контур, комутація при нульовій напрузі.

A. Lupenko

ANALYSIS OF OSCILLATORY TANKS OF RESONANT INVERTER IN POWER SOURCE MODE

Summary. The problems of power maintenance in variable load by means of voltage resonant inverters with various serial-parallel resonant tanks by the way of corresponding selection of its parameters is considered. A comparative analysis of three basic series-parallel oscillatory tanks of resonant inverter is accomplished. The inverter load is connected in parallel to the capacitance section of oscillatory tank and in series with inductance to half-bridge switching section. These resonant tanks are the next: 1) the tank with load connected in parallel to the first capacitor through the second capacitor; 2) the tank with load connected in parallel to the first capacitor directly and through the second capacitor to the tank inductance; 3) the tank which topology corresponds to both above appointed tanks but differs from them by infinity capacitance of second capacitor. Analysis consists in establishing of analytical expressions which describe the connections between minimum and maximum power in variable load and corresponding values of oscillatory tank quality factor. On the basis of these expressions the equations for power relative deviations and parameters of resonant inverter are obtained. The dependency of power maintenance error vs. load resistance range is established. It is appointed that in case of equality of power for minimum and maximum loads, the maximum power deviation from given power in load range will reach its minimum value. It is showed that all considered tanks have practically equal possibilities in power maintenance but the first tank has highest efficiency and it is a best choice among these tanks. For all tanks the next assertion is established: the square of the quality factor which corresponds to the maximum load power level is equal to the multiplication of two quality factors which correspond to some less load power level.

To ensure a small switching loss in resonant inverter, the parameters of oscillatory tanks are calculated taking into account the zero-voltage switching condition. Therefore the inverter resonant frequency which reaches its maximum value at maximum load resistance mustn't exceeds the inverter switching frequency. The design sequence for calculation of each oscillatory tank parameters is proposed. This design sequence is based on a numerical solution of two equations set relative to tank parameters and parameter of inverter dc voltage. Calculated inductance, first and second capacitances, dc voltage of the inverter and its switching frequency

ensure minimum value of maximum power deviation in given load resistance range. Calculated dependence of maximum deviation of relative power as a function of ratio of a maximum load resistance to its minimum value and the dependence of load power vs. load resistance verify the obtained results. It is shown that resonant inverter designed as open loop circuit is able to achieve the power deviations about of 6% of its nominal value for a double change in load resistance.

Key words: power source, voltage resonant inverter, variable load, oscillatory tank, zero-voltage switching.

Постановка проблеми. В електротехнічних системах високочастотного живлення, пристроях високочастотного нагріву, електронних пускорегулювальних апаратах для розрядних джерел світла широкого поширення набули високочастотні (20–200 кГц) резонансні інвертори напруги (далі – резонансні інвертори), які використовуються як їх вихідний каскад, 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. Теорія і практика побудови таких резонансних інверторів добре відома [1].

Поряд з тим, є навантаження, які потребують стабілізації не напруги, а струму або ж потужності. Це, насамперед, стосується електротехнічних систем і пристроїв високочастотного живлення та керування, навантаженням яких є розрядні джерела світла – люмінесцентні лампи, натрієві лампи високого та низького тиску, металогалогенні лампи й ін. У люмінесцентних лампах необхідно підтримувати сталий струм. Резонансний інвертор з паралельно під'єднаним навантаженням на частоті комутації, яка приблизно дорівнює резонансній частоті, за своїми властивостями є близьким до джерела струму. Внаслідок цього вирішується проблема стійкості роботи лампи, а також забезпечується резонансне запалювання лампи без додаткового пристрою запалювання, що здешевлює всю систему. Однак потужність у навантаженні резонансного інвертора стає суттєво залежною від його опору. Відомо, що опір натрієвих ламп високого тиску в процесі її експлуатації зазнає значних змін, зростаючи майже в 2 рази відносно опору нової лампи [2]. Тому їх потужність може вийти за межі області допустимих значень, що зменшить термін служби таких навантажень.

Для підтримання потужності таких навантажень в області допустимих значень резонансний інвертор повинен працювати в режимі джерела потужності [3]. У цьому режимі роботи резонансного інвертора має місце параметричне підтримання (стабілізація) потужності. Властивості резонансного інвертора визначаються схемою та параметрами його коливального контуру. Тому проведення порівняльного аналізу різних типів коливальних контурів з метою раціонального їх вибору для реалізації режиму джерела потужності в резонансному інверторі є актуальною задачею.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Дослідженню параметричного підтримання потужності резонансним інвертором присвячена робота [4], де на основі аналізу потужності в навантаженні коливального LC_sC_p -контур розроблено методику розрахунку його параметрів на задане відхилення потужності від номінального значення. Завдяки LC_sC_p -контур 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 [4], не повною мірою реалізують можливості резонансного інвертора щодо мінімуму зміни потужності в змінному навантаженні. В роботі [5] запропоновано методику розрахунку параметрів інвертора, яка забезпечує рівність потужностей при мінімальному та максимальному опорах навантаження. При цьому досягається зменшення максимуму відхилення потужності при проміжному значенні опору навантаження.

Однак у вказаних роботах розглянуто лише один вид коливального контуру (LC_pC_s), який може бути використаним у резонансному інверторі. Водночас у послідовно-паралельних резонансних інверторах використовуються й інші коливальні контури [6]. Однак задача їх порівняльного дослідження під таким кутом зору не розглядалася. Тому дана робота спрямована на вирішення цього завдання.

Метою роботи є порівняльний аналіз основних видів коливальних контурів резонансного інвертора напруги в режимі джерела потужності, дослідження впливу його параметрів на відхилення потужності в змінному навантаженні.

Постановка завдання. Шляхом аналізу основних видів коливальних контурів встановити аналітичні зв'язки між відхиленнями потужності в навантаженні та діапазоном зміни навантаження й параметрами коливальних контурів, провести їх порівняння, що дасть можливість раціонального вибору контуру та розрахунку його параметрів з точки зору підтримання потужності в змінному навантаженні.

Виклад основного матеріалу. Узагальнена схема височастотного резонансного інвертора напруги (рис.1), в якому реалізовано режим джерела потужності, складається з напівмостового (або мостового) інвертора з паралельно навантаженим послідовним коливальним контуром. До складу коливального контуру входять дросель і два конденсатори, один з яких виконує функцію розділового конденсатора, усуваючи постійну складову струму в навантаженні. Опір навантаження R під'єднано паралельно до ємнісної частини контуру. Залежно від місця увімкнення розділового конденсатора та його ємності в резонансному інверторі використовують коливальні контури, схеми яких зображено на рис.2а, б, в: а) 1) контур, в якому навантаження під'єднано паралельно до першого конденсатора C_p через другий конденсатор C_s (LC_pC_s -контур); б) контур, в якому навантаження під'єднано паралельно до першого конденсатора, а через другий конденсатор – до дроселя (LC_sC_p -контур); в) контур, який відповідає варіанту а) або б), але ємність розділового конденсатора C_s прийнято безмежною (LC -контур).

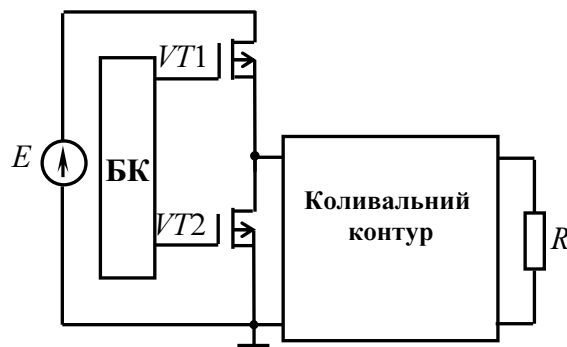


Рисунок 1. Схема резонансного інвертора напруги

Figure1. The diagram of voltage resonant inverter

У такому інверторі як ключі використовують польові МДН-транзистори (або IGBT-транзистори) VT1 і VT2. 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].

Зважаючи на те, що форма напруги і струму навантаження є близькою до синусоїдальної, наступний аналіз коливальних контурів проведемо за схемами (рис.2), де $\frac{2E}{\pi} \sin(\omega t)$ – еквівалентне джерело напруги першої гармоніки з амплітудою $2E/\pi$; L , C_p , C_s – відповідно індуктивності та ємності контурів. Аналітичні вирази для кожного з

контурів будемо групувати в послідовності: а) для $LCpCs$ -контура; б) для $LCsCp$ -контура; в) для LC -контура. Варіант в) є граничним випадком для варіантів а) і б), коли $C_s = \infty$. Для запису аналітичних виразів у компактній формі введемо позначення (табл.1).

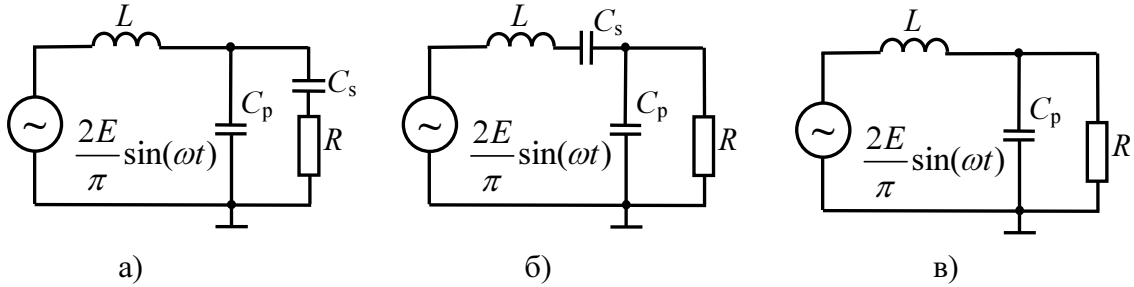


Рисунок 2. Коливальні контури резонансного інвертора:
а) $LCpCs$ -контур; б) $LCsCp$ -контур; в) LC -контур

Figure 2. Oscillatory tanks of resonant inverter: а) $LCpCs$ -tank; б) $LCsCp$ -tank; в) LC -tank

Таблиця 1

Параметри інвертора

Резонансна частота	Характеристичний опір контуру	Добротність контуру	Відносна робоча частота	Відносна ємність	Відносний опір втрат
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$	$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_p}}$	$Q = \frac{R}{Z_0}$	$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$	$c = \frac{C_p}{C_s}$	$\alpha = \frac{r}{R}$

Комплексний вхідний опір коливального контуру:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{а)} \quad Z_{ex} &= \frac{Z_0}{(1+c)^2 + \Omega^2 Q^2} \left\{ Q + j \left[(1+c)^2 \Omega - (1+c) \frac{c}{\Omega} - \Omega Q^2 (1-\Omega^2) \right] \right\}, \\
 \text{б)} \quad Z_{ex} &= \frac{Z_0}{1 + \Omega^2 Q^2} \left\{ Q + j \left[\Omega - \frac{c}{\Omega} - \Omega Q^2 (1+c-\Omega^2) \right] \right\}, \\
 \text{в)} \quad Z_{ex} &= \frac{Z_0}{1 + \Omega^2 Q^2} \left\{ Q + j \Omega [1 - Q^2 (1-\Omega^2)] \right\}.
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Фазовий зсув між першими гармоніками вхідних напруги та струму:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{а)} \quad \varphi &= \arctg \left\{ (1+c) \left[\frac{\Omega}{Q} + \frac{c}{Q} \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right] - \Omega Q (1-\Omega^2) \right\}, \\
 \text{б)} \quad \varphi &= \arctg \left[\frac{\Omega}{Q} - \frac{c}{\Omega Q} - \Omega Q (1+c-\Omega^2) \right], \\
 \text{в)} \quad \varphi &= \arctg \left[\frac{\Omega}{Q} - \Omega Q (1-\Omega^2) \right].
 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

З умови $\varphi=0$ визначається відносна резонансна частота коливального контуру:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{а) } \Omega_{рез} &= \frac{\omega_{рез}}{\omega_0} = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{Q^2} (1+c)^2 + \sqrt{\left[1 - \frac{1}{Q^2} (1+c)^2 \right]^2 + \frac{4}{Q^2} c(1+c)} \right\}}, \\
 \text{б) } \Omega_{рез} &= \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ 1+c - \frac{1}{Q^2} (1+c)^2 + \sqrt{\left(1+c - \frac{1}{Q^2} \right)^2 + \frac{4c}{Q^2}} \right\}}, \\
 \text{в) } \Omega_{рез} &= \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}.
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Потужність у навантаженні дорівнює:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{а) } P &= \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \frac{Q}{Q^2 (1-\Omega^2)^2 + \left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2}, \\
 \text{б) } P &= \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \frac{Q}{Q^2 (1+c-\Omega^2)^2 + \left[\Omega - \frac{c}{\Omega} \right]^2}, \\
 \text{в) } P &= \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0} \frac{Q}{Q^2 (1-\Omega^2)^2 + \Omega^2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Як бачимо з виразів (4), залежність потужності від добротності контуру (характеристична крива) є нелінійною. Поставимо завдання сформулювати цю залежність так, щоб вона належала області допустимих значень $ABCD$ потужності в змінному навантаженні (рис.3) та забезпечувала мінімальну її зміну при зміні опору навантаження в заданих межах (режим джерела потужності).

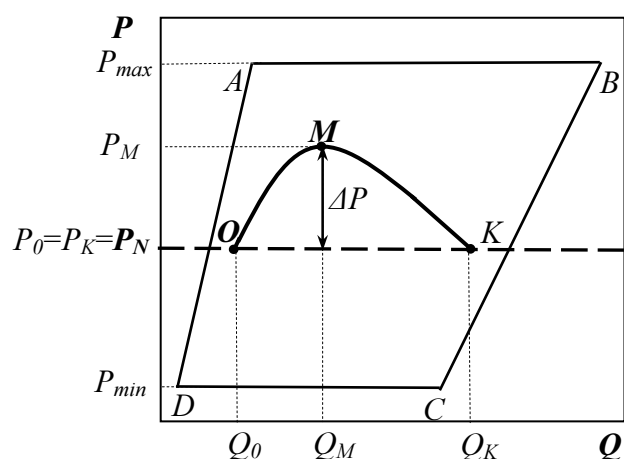


Рисунок 3. Залежність потужності від добротності коливального контуру

Figure 3. Dependence of power vs. oscillatory tank quality factor

Нехай опір навантаження змінюється в межах від початкового (мінімального) значення R_0 до кінцевого (максимального) значення R_K . Відповідно, добротність резонансного контуру зростає від значення Q_0 до Q_K (рис.3). Потужність у навантаженні «пробігає» відрізок кривої OMK , де точка O відповідає початковій потужності P_0 , яка дорівнює номінальній потужності P_N навантаження, точка M – максимальній потужності P_M , точка K – кінцевій потужності P_K . Якщо кінцева потужність дорівнює початковій потужності ($P_0=P_K$), то максимальна зміна потужності ΔP в навантаженні матиме мінімальне значення.

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

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

$$\left. \begin{aligned} \text{а) } U_0 &= \frac{\sqrt{2E}}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{Q_0^2(1-\Omega^2)^2 + \left[\Omega + c\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right]^2}}, \\ \text{б) } U_0 &= \frac{\sqrt{2E}}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{Q_0^2(1+c-\Omega^2)^2 + \left[\Omega - \frac{c}{\Omega}\right]^2}}, \\ \text{в) } U_0 &= \frac{\sqrt{2E}}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{Q_0^2(1-\Omega^2)^2 + \Omega^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

За виразами (5) визначаємо вирази для початкової добротності Q_0 кожного з коливальних контурів, які подані в табл.2.

Застосовуючи умову максимуму потужності $dP/dQ=0$ до виразів (4), знаходимо добротності Q_M , при яких потужність досягає максимуму. Отримані вирази наведено в таблиці 2.

При визначенні параметра добротності Q_K візьмемо до уваги, що в опір R_K та параметр Q_K в кінцевій точці K досягають своїх максимальних значень. Тому резонансна частота (3) є максимально наближена до робочої частоти Ω , але вона не повинна перевищувати останню для забезпечення комутації при нульовій напрузі на транзисторах [1].

Приймаючи, що в граничному випадку $\Omega_{рез}=\Omega$, та розв'язуючи рівняння (3) відносно $Q=Q_K$, знаходимо вирази для добротності Q_K , які також представлені в таблиці 2.

Підставляючи відповідно вирази для добротностей Q_M з табл.2 у вирази (4), знайдемо вирази для максимальної потужності P_M , які наведено в табл.3.

Таблиця 2

Вирази для добротностей

а)	б)	в)
$Q_0 = \frac{\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}}$	$Q_0 = \frac{\Omega - \frac{c}{\Omega}}{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 + c - \Omega^2)^2}}$	$Q_0 = \frac{\Omega}{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E}{\pi U_0} \right)^2 - (1 - \Omega^2)^2}}$
$Q_M = \frac{\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}{1 - \Omega^2}$	$Q_M = \frac{\Omega - \frac{c}{\Omega}}{1 + c - \Omega^2}$	$Q_M = \frac{\Omega}{1 - \Omega^2}$
$Q_K = \sqrt{\frac{(1+c)(\Omega^2 - c)}{\Omega^2(1 - \Omega^2)}}$	$Q_K = \sqrt{\frac{\Omega^2 - c}{\Omega^2(1 - \Omega^2)}}$	$Q_K = \sqrt{\frac{1}{(1 - \Omega^2)}}$

Таблиця 3

Максимальна потужність

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

Використовуючи вирази для максимальної потужності P_M , запишемо відносну зміну δ потужності в навантаженні:

$$\begin{aligned}
 \text{а)} \quad \delta &= \frac{\Delta P}{P_0} = \frac{P_M - P_0}{P_0} = \frac{Q_0^2 (1 - \Omega^2)^2 + \left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2}{2Q_0 (1 - \Omega^2) \left[\Omega + c \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \right]} - 1, \\
 \text{б)} \quad \delta &= \frac{\Delta P}{P_0} = \frac{P_M - P_0}{P_0} = \frac{Q_0^2 (1 - c - \Omega^2)^2 + \left(\Omega - \frac{c}{\Omega} \right)^2}{2Q_0^s (1 + c - \Omega^2) \left(\Omega - \frac{c}{\Omega} \right)} - 1, \\
 \text{в)} \quad \delta &= \frac{\Delta P}{P_0} = \frac{P_M - P_0}{P_0} = \frac{Q_0 (1 - \Omega^2)^2 + \Omega^2}{2Q_0^0 \Omega (1 - \Omega^2)} - 1.
 \end{aligned} \tag{6}$$

де P_0 – потужність нової лампи (відповідно вирази (4) при $Q=Q_0$).

Підставляючи відповідно добротності з таблиці 2 у вирази (6), отримуємо такі рівняння:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{а)} \quad 1+\delta &= \frac{1-\Omega^2}{2} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2(1-\Omega^2)} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \\
 \text{б)} \quad 1+\delta &= \frac{1+c-\Omega^2}{2} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1+c-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2(1+c-\Omega^2)} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1+c-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \\
 \text{в)} \quad 1+\delta &= \frac{1-\Omega^2}{2} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2(1-\Omega^2)} \left(\left(\frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \right)^2 - (1-\Omega^2)^2 \right)^{\frac{1}{2}}.
 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Ці рівняння зводяться до бікватратних рівнянь, а розв'язки останніх дають вирази для відносних робочих частот Ω , при яких забезпечуються відповідні відносні зміни δ потужності. Отримані вирази наведено в табл.4.

Таблиця 4

Відносна частота комутації

а)	б)	в)
$\Omega = \sqrt{1 - \frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta^2 + 2\delta}}{2(\delta + 1)}}}$	$\Omega = \sqrt{1 + c - \frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta^2 + 2\delta}}{2(\delta + 1)}}}$	$\Omega = \sqrt{1 - \frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta^2 + 2\delta}}{2(\delta + 1)}}}$

Як видно з цих виразів, робоча частота визначається через відносну зміну δ потужності, початкову (номінальну) напругу на навантаженні та напругу живлення E вихідного каскаду.

Для компактності запису наступних виразів введемо узагальнені параметр F відносної потужності та параметр A відносної напруги:

$$F = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\delta^2 + 2\delta}}{2(\delta + 1)}}, \quad (8)$$

$$A = \frac{\sqrt{2E}}{\pi U_0}. \quad (9)$$

За виразами (8) та (9) можна записати

$$1 - \Omega^2 = A \cdot F. \quad (10)$$

Тоді, використовуючи узагальнені параметри A та F , можна відповідно представити вирази добротності Q_0 , Q_M та Q_K (табл.2) у вигляді виразів, наведених у табл.5.

Таблиця 5

Вирази для добротностей через узагальнені параметри

а)	б)	в)
$Q_0 = \frac{1 - A \cdot F (1 + c)}{A \sqrt{(1 - F^2)(1 - A \cdot F)}};$	$Q_0 = \frac{1 - A \cdot F}{A \sqrt{(1 - F^2)(1 + c - A \cdot F)}};$	$Q_0 = \frac{1 - A \cdot F}{A \sqrt{(1 - F^2)(1 - A \cdot F)}};$
$Q_M = \frac{1 - AF(1 + c)}{AF \sqrt{1 - AF}}$	$Q_M = \frac{1 - AF}{AF \sqrt{1 + c - AF}}$	$Q_M = \frac{1 - AF}{AF \sqrt{1 - AF}}$
$Q_K = \sqrt{\frac{(1 + c)(1 - AF - c)}{AF(1 - AF)}}$	$Q_K = \sqrt{\frac{(1 - AF - c)}{AF(1 + c - AF)}}$	$Q_K = \sqrt{\frac{(1 - AF)}{AF(1 - AF)}}$

Покажемо, що у випадку $P_0 = P_K$ між параметрами добротності Q_0 , Q_M і Q_K є простий взаємозв'язок. Для цього за виразами (4) для точок O і K (рис.3) запишемо два рівняння:

$$P = \Pi \frac{Q_0}{Q_0^2 X + Y}; \quad (11)$$

$$P = \Pi \frac{Q_K}{Y + X Q_K^2}, \quad (12)$$

де $\Pi = \frac{2E^2}{\pi^2 Z_0}$. Y та X для відповідних коливальних контурів зведено у табл.6.

Таблиця 6

Вирази для Y та X

а)	б)	в)
$X = (1 - \Omega^2)^2$	$X = (1 + c - \Omega^2)^2$	$X = (1 - \Omega^2)^2$
$Y = \left[\Omega + c \left(\Omega + \frac{1}{\Omega} \right) \right]^2$	$Y = \left(\Omega - \frac{c}{\Omega} \right)^2$	$Y = \Omega^2$

Враховуючи умову, що $Q_K > Q_0$, можна записати розв'язки рівнянь (11), (12) відносно Q_0 і Q_K :

$$Q_0 = \frac{\Pi - \sqrt{\Pi^2 - 4P^2 XY}}{2PX}; \quad (13)$$

$$Q_K = \frac{\Pi + \sqrt{\Pi^2 - 4P^2 XY}}{2PX}. \quad (14)$$

Тоді за виразами (13) і (14) запишемо

$$Q_0 + Q_K = \frac{\Pi}{PX}. \quad (15)$$

Підставляючи P з виразу (11) у вираз (15), отримаємо:

$$Q_K = \frac{Y}{Q_0 X}. \quad (16)$$

З виразу (16), враховуючи вирази таблиці 6, можна записати вираз, який описує взаємозв'язок між Q_0 , Q_M та Q_K для випадку $P_0 = P_K$

$$Q_M^2 = Q_0 Q_K. \quad (17)$$

Таким чином, квадрат добротності резонансного контуру, яка відповідає максимальній потужності в його змінному навантаженні, дорівнює добутку його добротностей, які відповідають однаковим рівням потужностей у навантаженні.

Підставляючи у вираз (17) відповідні вирази для X і Y з таблиці 6 та врахувавши узагальнені параметри A і F , після перетворень отримуємо важливе співвідношення між Q_0 і Q_K

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

З останнього виразу можна бачити, що незалежно від виду контуру (а, б чи в) відношення добротностей коливального контуру, які відповідають мініальному та максимальному опорам навантаження, при умові $P_0 = P_K$, визначає максимальну зміну потужності резонансного інвертора.

Підстановкою F у вираз (18) з виразу (8) отримано рівняння для максимальної відносної зміни потужності δ

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

розв'язавши яке, отримано вираз для відносної максимальної зміни потужності δ при відомих добротностях Q_0 і Q_K , яке є справедливим для кожного з контурів:

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

Початкову потужність P_0 та кінцеву потужність P_K запишемо через вирази (4) та відповідні добротності (табл.5). У результаті отримаємо вирази для цих потужностей, наведені в табл.7.

Таблиця 7

Вирази для потужностей через узагальнені параметри

а)	б)	в)
$P_0 = \Pi \frac{\sqrt{1-F^2} \sqrt{1-AF}}{A[1-AF(1+c)]}$	$P_0 = \Pi \frac{\sqrt{1-F^2} \sqrt{1-AF}}{A[1-AF(1+c)]}$	$P_0^0 = \Pi \frac{\sqrt{1-F^2}}{A\sqrt{1-AF}}$
$P_K = \Pi \frac{F^2 \sqrt{(1-AF)(1+c)(1-AF-c)}}{\sqrt{AF}[1-AF(1+c)]^2}$	$P_K = \Pi \frac{F^2 \sqrt{(1-AF)(1+c-AF)}}{\sqrt{AF}[1-AF]^2}$	$P_K = \Pi \frac{F^2}{\sqrt{AF}(1-AF)}$

Оскільки $P_0 = P_K$, то, прирівнюючи відповідні вирази табл.7, для кожного коливального контуру отримуємо перше рівняння системи двох рівнянь відносно параметрів A і c , яке записано в табл.8.

Таблиця 8

Кінцеві системи рівнянь

а)	б)	в)
$F^2 \sqrt{\frac{A(1+c)(1-AF-c)}{F(1-F^2)}} = 1-AF(1+c)$	$F^2 \sqrt{\frac{A(1-AF)}{F(1-F^2)}} = 1-AF$	$F^2 \sqrt{\frac{A(1-AF)}{F(1-F^2)}} = 1-AF$
$S_L^P = 2(1-AF) \left[\frac{F}{A} - \frac{1-F^2}{1-AF(1+c)} \right]$	$S_L^P = 2(1+c-AF) \left[\frac{F}{A} - \frac{1-F^2}{1-AF} \right]$	$S_L^P = 2(1-AF) \left[\frac{F}{A} - \frac{1-F^2}{1-AF} \right]$

Друге рівняння запишемо як вираз для відносної параметричної чутливості S_L^P потужності резонансного інвертора до індуктивності дроселя, отриманий в [4]. Ця чутливість є найвищою і її технологічний розкид є найбільшим порівняно з розкидом параметрів інших компонентів резонансного контуру. Результуючі вирази після перетворень наведено також у табл.8.

Відповідна пари рівнянь табл.8 утворюють системи двох рівнянь стосовно відносного параметра напруги A і відносної ємності c , результати розв'язку якої служать для розрахунку параметрів коливних контурів резонансного інвертора. Ці системи не мають аналітичного розв'язку, тому для їх розв'язання необхідно використати чисельні методи.

Розрахунок параметрів коливального контуру базується на результатах проведеного аналізу. Початковими даними для розрахунку є: а) потужність P , діюче значення напруги U_0 , мінімальний та максимальний опори навантаження R_0 та R_K ; відносна чутливість потужності до індуктивності S_L^P .

Послідовність розрахунку є така: 1) за заданими опорами R_0 та R_K визначаємо параметр F з виразу (18); 2) з виразу (8) знаходимо відносну зміну δ потужності; 3) розв'язавши чисельним методом відповідну систему рівнянь з таблиці 8, визначаємо параметр A та відношення c ємностей; 3) з виразом (9) знаходимо напругу живлення E ; 5) розраховуємо відносну частоту комутації за виразом (10); 6) визначаємо добротність Q_0 за виразом (таблиця 5) та характеристичний опір Z_0 як відношення R_0/Q_0 . 7) вибираємо робочу частоту комутації, виходячи із можливостей елементної бази та

враховуючи частотні властивості навантаження; 8) визначаємо частоту паралельного резонансу; 9) за табл.1 визначаємо параметри L , C_p , C_s .

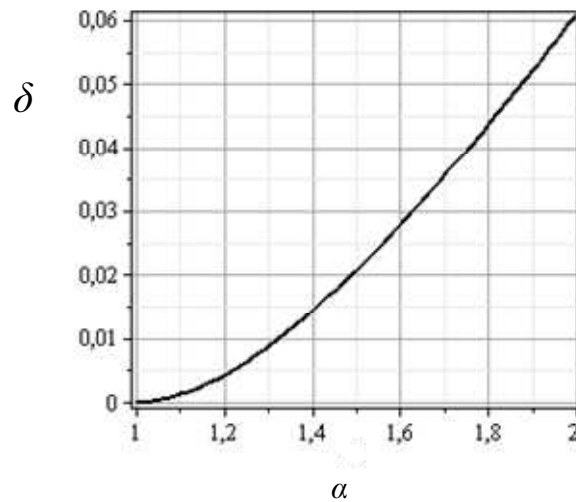


Рисунок 4. Залежність максимального відносного відхилення потужності від діапазону зміни навантаження

Figure 4. Dependency of maximum relative power deviation vs. load variation range

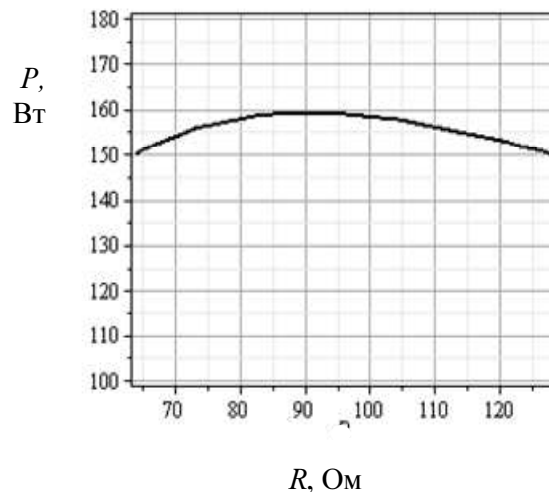


Рисунок 5. Залежність « потужність-опір»

Figure 5. «Power-resistance» dependency

На основі результатів аналізу проведено розрахунок резонансних інверторів з коливальними контурами (рис.2), навантажених натрієвою лампою високого тиску SON-T 150W PHILIPS при таких вихідних даних для розрахунку: $P=150\text{Вт}$; $U=98\text{В}$; $R_0=64\text{Ом}$; $R_K=128\text{Ом}$; $S_L^P=-1,5$. За результатами розрахунку побудовано залежність максимального відхилення відносної потужності від відношення добротностей (вираз (21)), наведену на рис.4, та залежність потужності в навантаженні від опору навантаження (рис.5), які підтверджують достовірність виконаного аналізу. Як бачимо з рис.4, максимальне відносне відхилення потужності не перевищує 6% при 100%-й зміні опору навантаження, а потужність в навантаженні змінюється в межах від 150 до 160 Вт. Ці дані демонструють, що резонансний інвертор працює в режимі, близькому до режиму джерела потужності.

Залежності, наведені на рис.4 та 5, є однаковими для всіх розглянутих контурів, оскільки рівняння (20) для відносної максимальної зміни потужності δ не залежить від контуру. Тому з точки зору параметричного підтримання потужності в змінному навантаженні ці коливальні контури є рівноцінними. Однак втрати, зумовлені еквівалентним послідовним опором (ЕПО) конденсатора C_s будуть найменшими в схемі (рис.2а). У схемі (рис.2б) через конденсатор C_s протікає векторна сума струмів конденсатора C_p та опору навантаження, а в схемі (рис.2а) – лише струм навантаження. В схемі (рис.2в) конденсатор C_s не показано, але в реальній схемі він є присутнім як роздільний конденсатор дуже великої ємності, тому він має великий ЕПО, а, отже, і більші втрати.

Таким чином, коливальний контур (рис.2а) є кращим серед розглянутих контурів, оскільки забезпечує вищий коефіцієнт корисної дії коливальної системи резонансного інвертора.

Висновки. Порівняльний аналіз трьох основних послідовно-паралельних контурів резонансного інвертора показує, що всі контури з точки зору параметричного підтримання потужності в змінному навантаженні є рівноцінними. Однак коливальний контур контур, в якому навантаження під'єднано паралельно до першого конденсатора через другий конденсатор, є ефективнішим серед розглянутих контурів, оскільки він має менші втрати. Для забезпечення мінімальної похибки підтримання потужності в змінному навантаженні необхідно виконати умову, при якій потужності є однаковими як при мінімальному, так і при максимальному опорах навантаження. Результати проведеного аналізу й обчислювального експерименту добре узгоджуються між собою.

Conclusions. A comparative analysis of three basic series-parallel tanks of resonant inverter shows that all tanks are equivalent from point of view on parametric maintenance of power in variable loads. But the tank with load connected in parallel to the first capacitor through the second capacitor is more effective because its losses are smaller. For ensuring the minimum of variable load power maintenance error, the condition of power equality at minimum and maximum load resistance must be realized. The results of accomplished analysis and calculating experiments are in good agreement.

Список використаної літератури

1. Kazimierchuk, M. K. Resonant power converters [Text] / M. K. Kazimierchuk, D. Charkovski. – Wiley – IEEE Press. 2 edition. – 2011. – 632 p.
2. Рохлин, Г. Н. Разрядные источники света [Текст] / Г. Н. Рохлин. – М. : Энергоатомиздат, 1991. – 720 с.
3. Azcondo, F. J. Power-Mode-Controlled Power-Factor-Corrector for Electronic Ballast [Text] / F. J. Azcondo, C. Branas, R. Casanueva, S. Bracho // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – vol. 52, No. 1. – 2005. – P. 56–65.
4. Branas, C. Design of LCpCs Resonant Inverters as a Power Source for HID Lamp Ballast Application [Text] / C. Branas, F. J. Azcondo, S. Bracho // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – vol. 41. – 2005. – P. 1584–1593.
5. Лупенко, А. Підтримання потужності натрієвої лампи високого тиску в області допустимих значень [Текст] / А. Лупенко, С. Лупенко // Світлотехніка та електроенергетика. –2012. – №1(29). – С. 34–43.
6. Alonso, J. M. Analysis, Design and Optimization of the LCC Resonant Inverter as a High-Intensity Discharge Lamp Ballast [Text] / J. M. Alonso, C. Blanco, E. Lopez, A. J. Calleja, M. Rico // IEEE Transactions on Power Electronics. – vol. 13, No. 3. – 2005. – P. 573–585.

Отримано 05.05.2015