

КВАЗІРЕЗОНАНСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З НИЗЬКОЮ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ

РЕВКО А.С., К-Т ТЕХН. НАУК, ПАТУК О.В., МАГІСТРАНТ

Вступ

Стаття присвячена особливостям застосування квазірезонансних імпульсних перетворювачів (КРІП) з низькою напругою живлення. Аналізуються можливі топології таких КРІП, проблеми, що виникають у зв'язку з низькою напругою живлення, шляхи їх розв'язання. Особлива увага приділяється розробці рекомендацій з найбільш оптимального використання КРІП у таких системах.

Як відомо, вже давно в джерелах живлення використовуються імпульсні перетворювачі (ШП), в основному на базі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Вони мають високий коефіцієнт корисної дії (ККД) і гарні масогабаритні показники, але в той же час генерують в ефір і живлячу мережу значний рівень електромагнітних завад.[1]

Перспективними є ключові елементи на основі квазірезонансу, перемикання яких відбувається за нульовим струмом або ж при нульовій напрузі. Використання квазірезонансних ключів значно підвищує енергетичні, динамічні й питомі характеристики перетворювачів, електромагнітну сумісність з мережею живлення.[2]

Зараз квазірезонансні перетворювачі зазвичай використовуються у вторинних джерелах електроживлення радіоелектронної апаратури. Аналіз вітчизняної і закордонної тематичної літератури показав, що питанням використання КРІП з низькою напругою живлення приділяється мало уваги, але потреба в таких дослідженнях існує.

Схемотехніки КРІП з низькою напругою живлення

Найбільш важливою особливістю перетворювача, що аналізується, є низька напруга живлення, що накладає обмеження на вибір топології такого перетворювача. Для оцінки впливу цього фактору на параметри перетворювача різних схемотехнічних побудов, виконано попередній аналіз топологій перетворювачів з використанням біполярних і польових транзисторів в якості ключів. На цьому етапі аналізу виявлено, що використання польових транзисторів в якості силових ключів доцільніше, ніж біполярних. Даний висновок базується на конструктивних особливостях біполярного транзистора – наявності р-п переходів, через які навіть при повному відкриванні транзистора між колектором і емітером буде присутнє стале падіння напруги близько 0,6 вольт, що суттєво знизить ККД перетворювача. Також доводиться враховувати й інші недоліки біполярних транзисторів, у порівнянні з польовими. В силовому колі ключа не повинно бути інших р-п переходів для запобігання додаткових втрат напруги на них.

Для розглянутої області застосування перетворювача з потужністю порядку десятка ват, найбільш оптимальною структурою буде двотактний перетворювач із прямим включенням діода.

Враховуючи всі факти, що наведені вище, можна зробити висновок, що для конкретної поставленої задачі найбільш оптимальним буде квазірезонансний перетворювач, побудований за схемою з перемиканням ключа при нульовому струмі, причому схема перетворювача – двонапівперіодна. Ключ – польовий транзистор з ізольованим затвором.

Принципова схема перетворювача, синтезованого згідно з поставленими критеріями, наведена на рисунку 1.

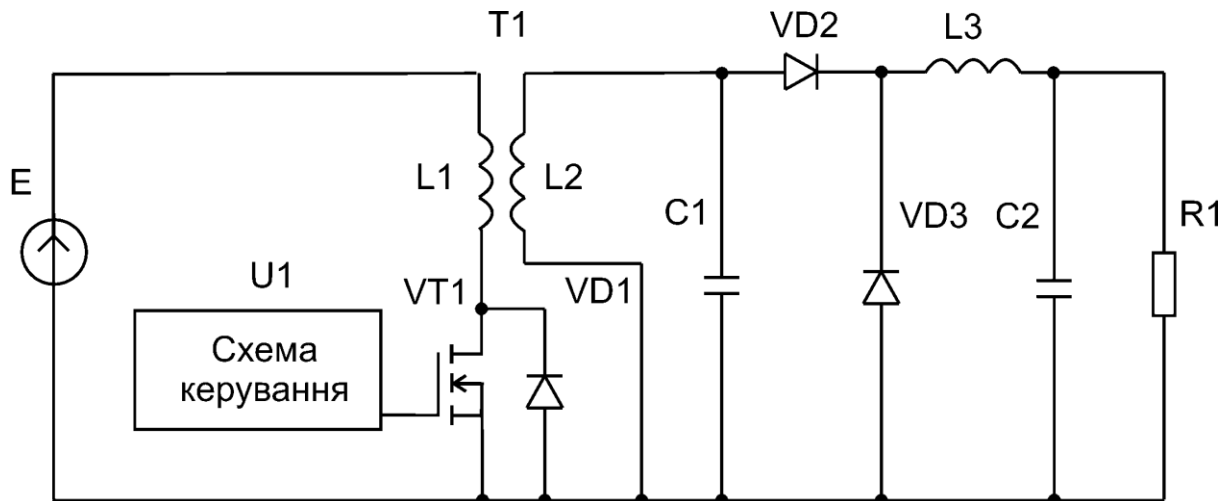


Рисунок 1. Схема квазірезонансного перетворювача

На схемі зазначено наступні елементи: E – джерело живлення перетворювача; T1 – підвищувальний трансформатор, містить обмотки L1 і L2 із взаємним магнітним зв'язком; VT1 – польовий транзистор з ізольованим затвором, виконує роль силового ключа перетворювача; VD1 – шунтуючий діод (вбудований у транзистор VT1 або додатковий зовнішній); C1 – резонансна ємність, разом з T1 утворює резонансний контур; VD2 – випрямляючий діод; VD3 – шунтуючий діод; L3 – індуктивність фільтру; C2 – ємність фільтру, разом з L3 утворює LC фільтр першого порядку; R1 – опір навантаження.

Математичний аналіз електромагнітних процесів у перетворювачі

Для виконання математичного аналізу процесів, що протікають у перетворювачі, замінимо його для моделювання еквівалентною схемою. При аналізі перетворювача, що підвищує напругу, проблемним є питання врахування трансформатора в еквівалентній схемі. Дана проблема може бути вирішена використанням широко відомої еквівалентної схеми заміщення трансформатора. Відповідно до неї трансформатор з магнітним зв'язком між обмотками замінюється еквівалентною схемою, що складається з RLC елементів, що мають між собою тільки електричні зв'язки, відповідно,

отриману еквівалентну схему перетворювача можна розраховувати звичайним методом. Вилучивши паразитні параметри трансформатора та врахувавши тільки його індуктивність, отримуємо еквівалентну схему перетворювача, приведену на рисунку 2.

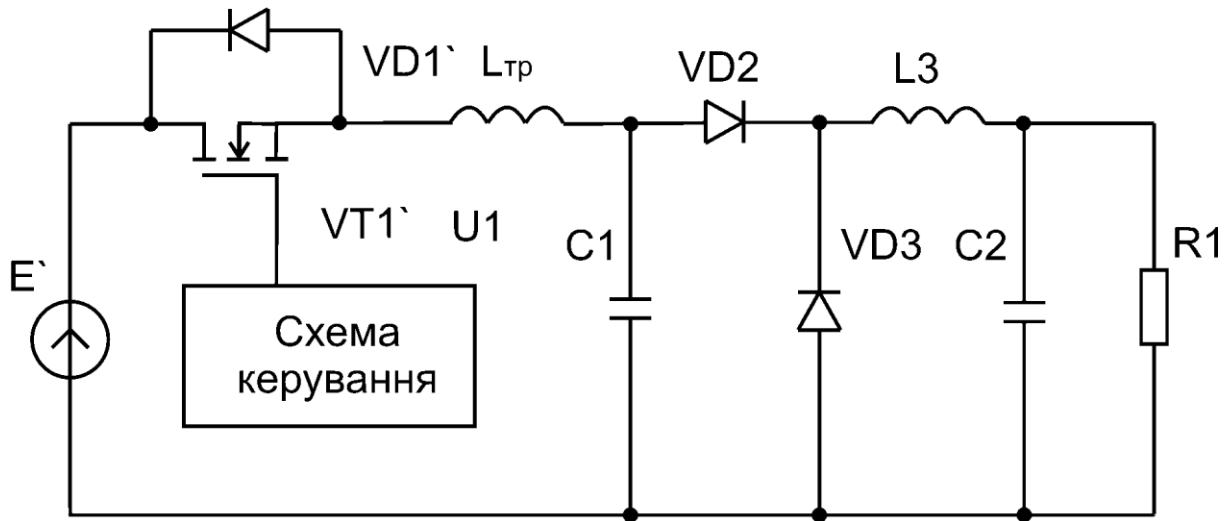


Рисунок 2. Еквівалентна схема квазірезонансного перетворювача

На рисунку 2 прийняті наступні позначення: $L_{тр}$ – еквівалентна індуктивність трансформатора, $L_{тр}=L1'+L2$; E' , $VT1'$, $VD1'$, $L1'$ – еквіваленти елементів, параметри яких розраховуються виходячи зі схеми заміщення трансформатора відповідно до формул: $E'=E*k$, $R'=R*k^2$, $L'=L*k^2$, $C'=C/k^2$; $k=w_2/w_1$ – коефіцієнт трансформації трансформатора Т1; w_2 і w_1 – відповідно, кількість витків у вторинній і первинній обмотках трансформатора Т1.

Проаналізувавши отриману еквівалентну схему двотактного квазірезонансного перетворювача з підвищенням напруги, можна побачити, що він може бути розрахований аналогічно КРП з пониженням напруги за класичною схемою, методика розрахунків якого відома.

Оскільки в схемі є нелінійні елементи у вигляді силового транзистора і діодів, проаналізуємо її роботу для виявлення можливості позбутися нелінійності, а результат отримуємо як суперпозицію виразів, що отримані при розрахунках еквівалентних схем без нелінійностей.

Простіше всього це зробити, склавши еквівалентні схеми по кожному з його періодів роботи в режимі, що встановився. У нашому випадку роботу перетворювача можна розбити на чотири інтервали.

Розрахунки будемо виконувати операторним методом. Відповідно, елементи схеми замінюються своїми операторними еквівалентами. Отримані еквівалентні схеми для різних інтервалів роботи наведені на рисунку 3.

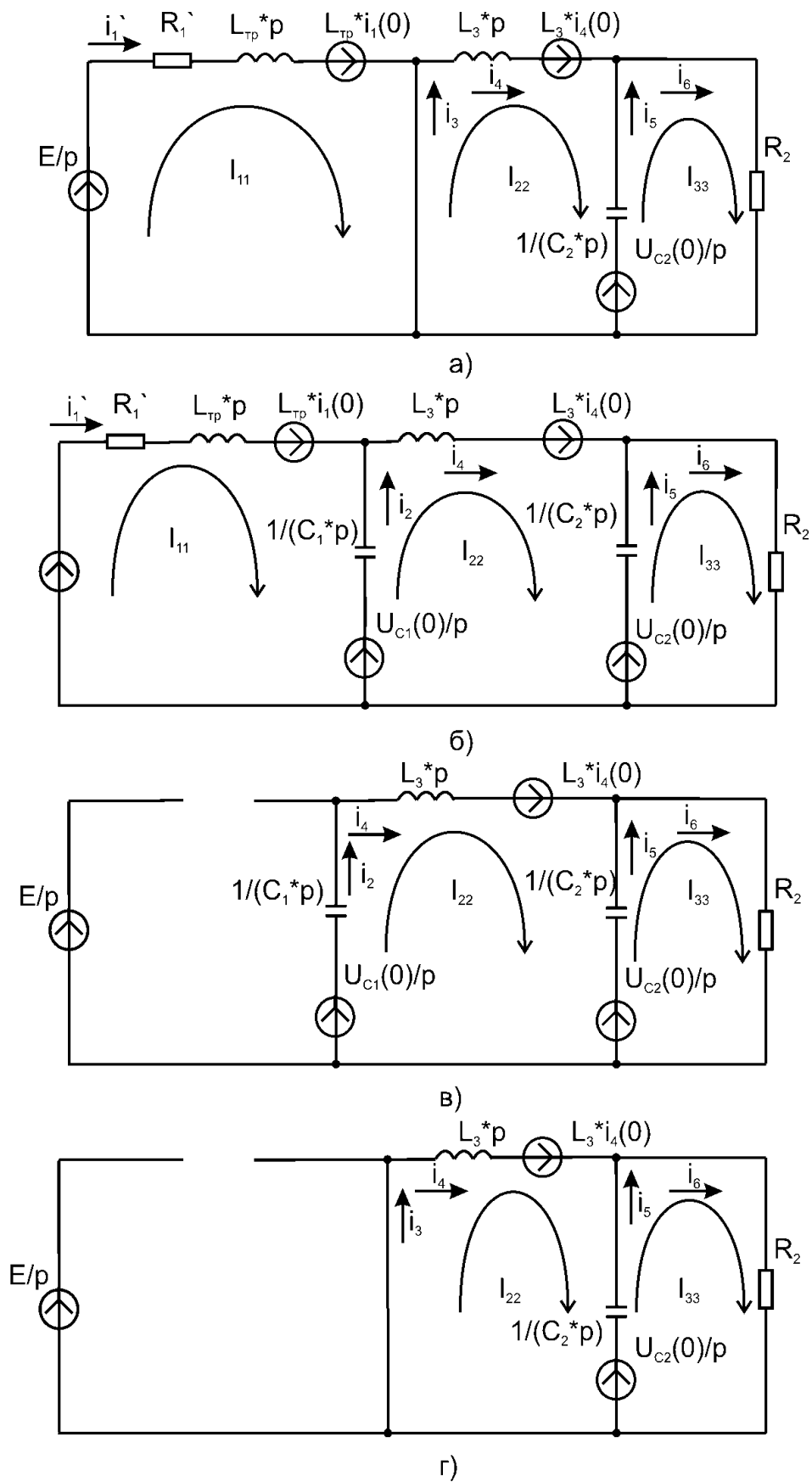


Рисунок 3. Еквівалентні схеми для чотирьох інтервалів повного періоду частоти перемикання.

а) інтервал заряджання дроселя $[T_0, T_1]$; б) інтервал резонансу $[T_1, T_2]$; в) інтервал розряджання конденсатора $[T_2, T_3]$; г) інтервал провідності шунтуючого діода $[T_3, T_4]$.

Для еквівалентних схем, що отримані, складені системи рівнянь, що їх описують.

Інтервал заряджання дроселя [T0, T1]:

$$\begin{cases} I_{11}(L_{\dot{O}D} \cdot \delta + R_{VT}) = \frac{E}{p} + L_{\dot{O}D} \cdot i_1(0) \\ I_{22}\left(L_3 p + \frac{1}{C_2 p}\right) - I_{33}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = L_3 \cdot i_1(0) - \frac{U_{C2}(0)}{p} \\ I_{33}\left(\frac{1}{C_2 p} + R_1\right) - I_{11}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = \frac{U_{C2}(0)}{p} \end{cases} \quad (1)$$

Інтервал резонансу [T1, T2]:

$$\begin{cases} I_{11}\left(L_{\dot{O}D} \cdot \delta + \frac{1}{\tilde{N}_1 p} + R_{VT}\right) - I_{22}\left(\frac{1}{\tilde{N}_1 p}\right) = \frac{E}{p} + L_{\dot{O}D} \cdot i_1(0) - \frac{U_{C1}(0)}{p} \\ I_{22}\left(\frac{1}{\tilde{N}_1 p} + L_3 p + \frac{1}{C_2 p}\right) - I_{33}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) - I_{11}\left(\frac{1}{\tilde{N}_1 p}\right) = \frac{U_{C1}(0)}{p} + L_3 \cdot i_1(0) - \frac{U_{C2}(0)}{p} \\ I_{33}\left(\frac{1}{C_2 p} + R_1\right) - I_{11}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = \frac{U_{C2}(0)}{p} \end{cases} \quad (2)$$

Інтервал розряджання конденсатора [T2, T3]:

$$\begin{cases} I_{11}\left(\frac{1}{\tilde{N}_1 p} + L_3 p + \frac{1}{C_2 p}\right) - I_{22}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = \frac{U_{C1}(0)}{p} + L_3 \cdot i_1(0) - \frac{U_{C2}(0)}{p} \\ I_{22}\left(\frac{1}{C_2 p} + R_1\right) - I_{11}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = \frac{U_{C2}(0)}{p} \end{cases} \quad (3)$$

Інтервал провідності шунтуючого діода [T3, T4]:

$$\begin{cases} I_{11}\left(L_3 p + \frac{1}{C_2 p}\right) - I_{22}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = L_3 \cdot i_1(0) - \frac{U_{C2}(0)}{p} \\ I_{22}\left(\frac{1}{C_2 p} + R_1\right) - I_{11}\left(\frac{1}{C_2 p}\right) = \frac{U_{C2}(0)}{p} \end{cases} \quad (4)$$

Проаналізувавши отримані схеми заміщення і системи рівнянь, що описують їх, видно, що для другого інтервалу роботи перетворювача, на еквівалентній схемі є 4 реактивних елементи. Це означає 4-й порядок рівняння, що описує цей інтервал. Такий порядок результуючих рівнянь досить сильно ускладнить аналітичний розрахунок схеми.

Для зниження порядку рівняння можна замінити фільтр перетворювача разом з навантаженням еквівалентним джерелом струму. Це допущення коректне у випадку значного перевищення постійної часу фільтру перетворювача над часом роботи ключа, що виконується в нашому випадку. З урахуванням зробленого допущення еквівалентна схема перетворювача для різних інтервалів роботи матиме вигляд як на рисунку 4.

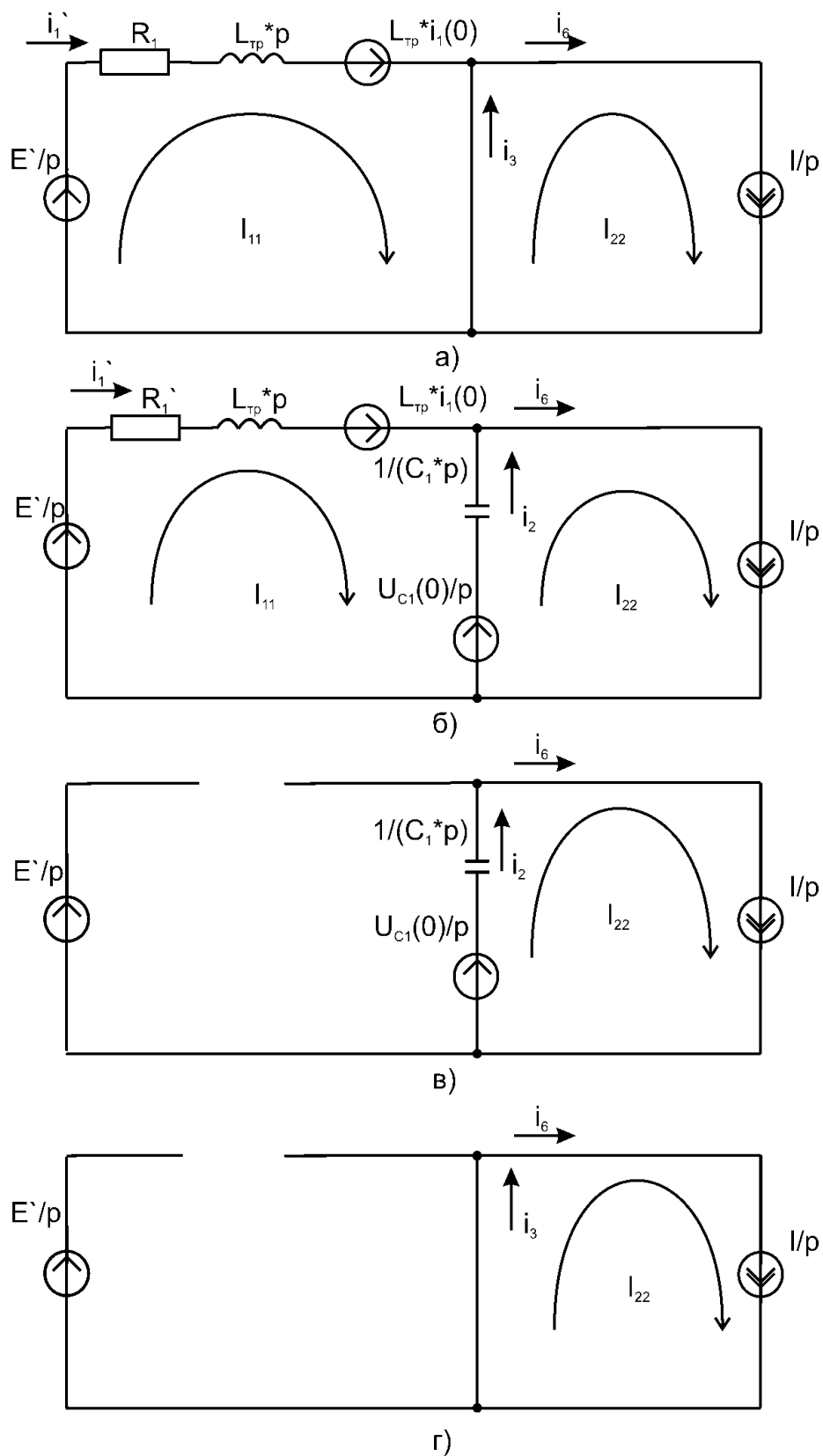


Рисунок 4. Спрощені еквівалентні схеми для чотирьох інтервалів повного періоду частоти перемикання.

а) інтервал заряджання дроселя [T0, T1]; б) інтервал резонансу [T1, T2]; в) інтервал розряджання конденсатора [T2, T3]; г) інтервал провідності шунтуючого діода [T3, T4].

Рівняння в операторному вигляді, що описують роботу цієї еквівалентної схеми перетворювача в кожному з інтервалів:

Інтервал заряджання дроселя [T0, T1]:

$$\begin{cases} I_{11} \cdot (L_{\text{од}} \cdot p + R_{\text{VT}}) = \frac{E}{p} + L_{\text{од}} \cdot i_1(0) \\ I_{22} = \frac{I}{p} \end{cases} \quad (5)$$

Інтервал резонансу [T1, T2]:

$$\begin{cases} I_{11} \cdot \left(L_{\text{од}} \cdot p + \frac{1}{C_1 \cdot p} + R_{\text{VT}} \right) - \frac{I_{22}}{C_1 \cdot p} = \frac{E}{p} + L_{\text{од}} \cdot i_1(0) - \frac{U_{C1}(0)}{p} \\ I_{22} \cdot \left(\frac{1}{C_1 \cdot p} \right) = \frac{I}{p} + \frac{U_{C1}(0)}{p} \end{cases} \quad (6)$$

Інтервал розряджання конденсатора [T2, T3]:

$$I_{22} \cdot \left(\frac{1}{C_1 \cdot p} \right) = \frac{I}{p} + \frac{U_{C1}(0)}{p} \quad (7)$$

Інтервал провідності шунтуючого діода [T3, T4]:

$$I_{22} = \frac{I}{p} \quad (8)$$

Таким чином, розрахунки процесів, що протікають у перетворювачі зводяться до розв'язку досить простих лінійних рівнянь і подальшому припасуванню отриманих виразів для одержання результату для схеми заміщення в цілому.

Відповідні розрахунки були виконані, і були отримані вирази в загальному вигляді для струмів і напруг у схемі.

Вплив допущень, що використані при аналізі схеми перетворювача, уточнено розрахунками потужності, що розсіюється на транзисторі перетворювача за методикою, наведеної в [3]. Згідно з отриманими результатами, похибка склала 3,8 %, що знаходиться в допустимих межах інженерної точності розрахунків і відповідно, прийняті допущення і спрощення коректні.

Моделювання КРІП з низькою напругою живлення

Правильність аналітичних розрахунків перевірена моделюванням роботи підвищувального КРІП-ПНТ в спеціалізованому пакеті Orcad Pspice.

Моделювання проведено за початковою схемою перетворювача, що представлена на рисунку 1. Крім того, для порівняння, виконано моделювання аналогічного ШП, утвореного виключенням із КРІП резонансного контуру. При моделюванні виконувалось підстроювання вихідної напруги до рівня 5В зміною шпаруватості керуючих імпульсів (зміною відповідно, тривалості або періоду проходження керуючих імпульсів). Через специфіку ШП для збереження рівня пульсацій вихідної напруги перетворювача

на колишньому рівні, довелося збільшити номінали елементів, що входять до складу вихідного фільтра перетворювача (що на практиці неминуче вилилося б у погіршення масогабаритних показників перетворювача).

Крім того, використовуючи аналітичні результати, що отримані в розрахунковій частині роботи, й результати моделювання схеми в програмному пакеті, досліджені різноманітні характеристики перетворювача і їх вплив на параметри перетворювача залежно від різних факторів.

У підсумку, для аналізу характеристик запропонованої схеми підвищувального КРП і для порівняння з характеристиками ШПП побудовані сімейства характеристик перетворювачів залежно від зміни зовнішніх впливів.

Промодельовані зміни наступних параметрів схеми:

- напруги джерела живлення;
- опору навантаження;
- шпаруватості керуючих імпульсів.

Моделювання виконане для 3 варіантів перетворювача:

- схеми ШПП в пакеті Orcad (позначена як ШПП – Orcad);
- схеми КРП в пакеті Orcad (позначена як КРП – Orcad);
- схеми КРП в пакеті Maple (позначена як КРП – Maple).

При моделюванні 1 і 2 випадків напруга на навантаженні підтримувалась на номінальному рівні зміною шпаруватості керуючих імпульсів (зміною відповідно, тривалості або періоду проходження імпульсів керування).

Відповідні сімейства характеристик наведені на рисунках 5-7.

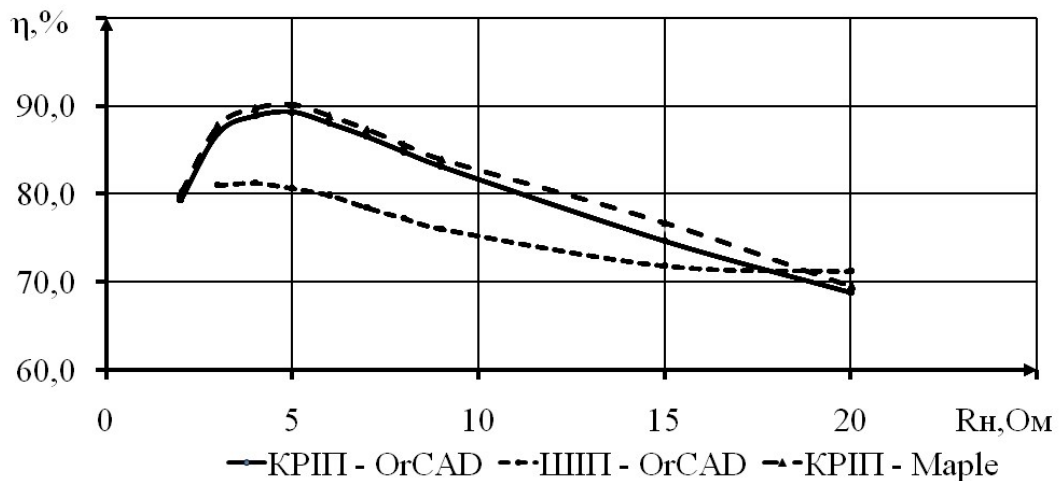


Рисунок 5. Залежність ККД перетворювача від опору навантаження

З рисунка 5 видно, що квазірезонансний перетворювач більш чутливий до зміни опору навантаження на виході перетворювача ніж ШПП, що вимагає більшого динамічного діапазону від системи автоматичного регулювання по напрузі. Однак, чітко видно, що використання КРП дозволяє досить суттєво підвищити енергоефективність перетворювача, якщо сте-

жити за тим, щоб КРПІ перебував у рекомендованих режимах роботи (з перемиканням при нульовому струмі).

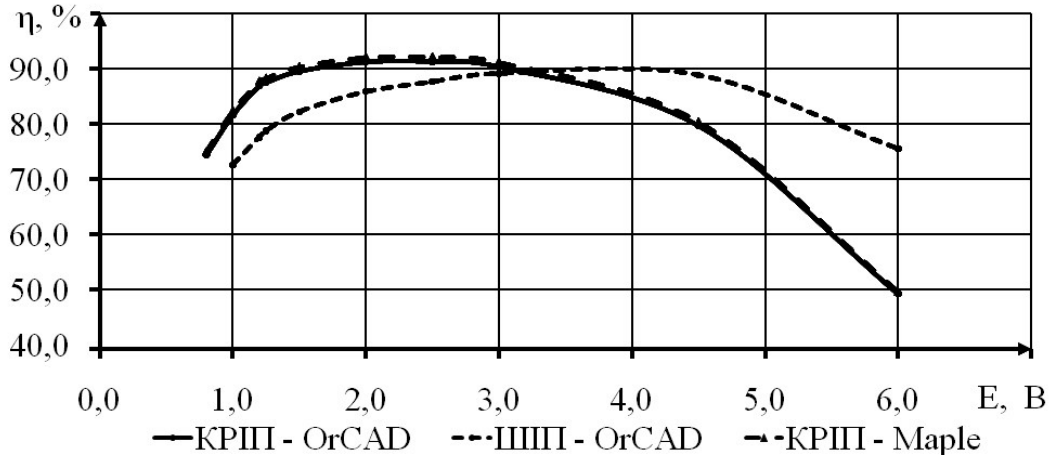


Рисунок 6. Залежність ККД перетворювача від напруги джерела живлення

З рисунка 6 видно, що КРПІ і ШПІ чутливі в плані зміни ККД перетворювача до зміни напруги живлення. Причому, КРПІ більш чутливий до надмірного підвищення напруги джерела живлення, а ШПІ – до його зниження. Також явно видно, що при низьких значеннях напруги живлення (одиниці вольт), використання КРПІ значно ефективніше ніж ШПІ.

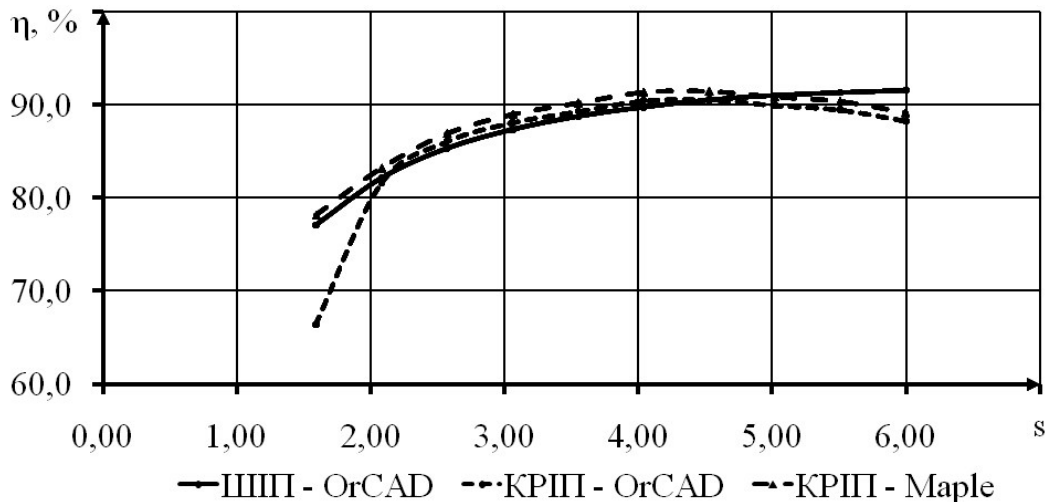


Рисунок 7. Залежність ККД перетворювача від шпаруватості імпульсів керування

Згідно з рисунком 7 КРПІ і ШПІ досить коректно працюють в широкій межі зміни шпаруватості керуючих імпульсів, єдиною умовою є недопущення занадто малих величин шпаруватості для КРПІ оскільки в ньому мають місце перехідні процеси після закінчення робочого такту перетворювача й при малій шпаруватості керуючих імпульсів вони суттєво впливають на роботу перетворювача.

Регульовальна характеристика, наведена на рисунку 8 для КРПІа й ШПІа і виглядає досить плавно, що не ставить особливих вимог до систем автоматичного керування перетворювачами.

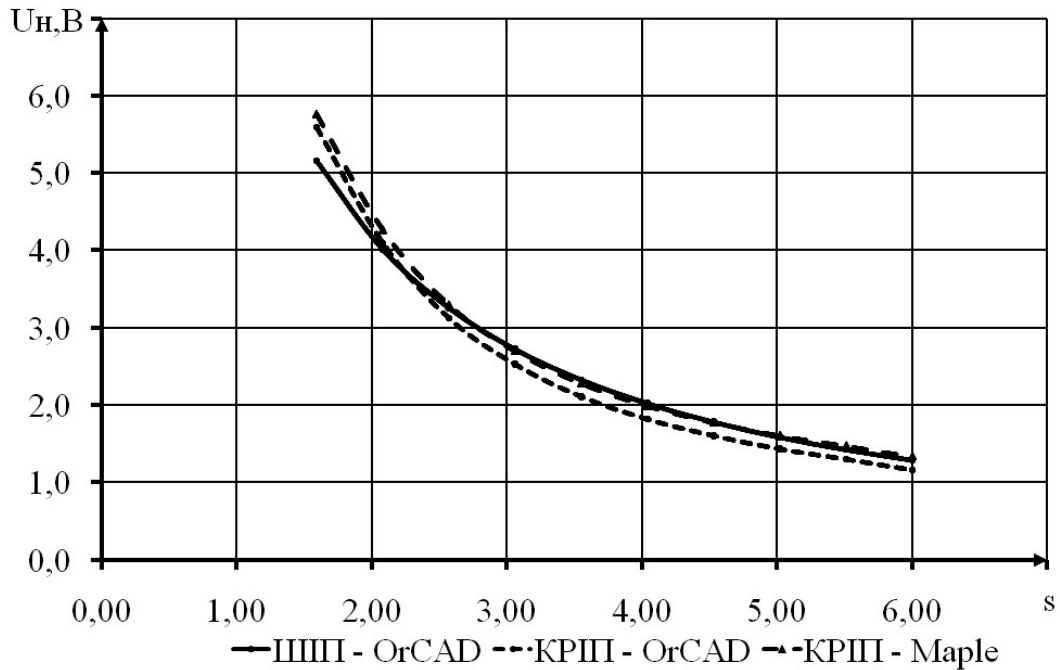


Рисунок 8. Залежність напруги на виході перетворювача від шпаруватості імпульсів керування

Висновки

Застосування КРПП з низькою напругою живлення можливе, але необхідні розрахунки й підтримування правильного режиму роботи ключа, що ускладнює систему керування.

Використання КРПП замість класичного ШПП дозволяє в першу чергу на порядок поліпшити масогабаритні показники перетворювача, що особливо актуально для бортової радіоелектронної апаратури, та переносної апаратури, яка найчастіше живиться саме від низьковольтних джерел напруги (акумулятори, сонячні елементи, термогенератори).

Таким чином, у пристроях, де пріоритетні масогабаритні показники, а не ціна, використання КРПП замість класичних ШПП цілком виправдане і може бути рекомендованим до застосування під час розробки даного класу апаратури.

ЛІТЕРАТУРА

1. Денисов А. И., Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 79 - 82.
2. Ревко А.С., Шостка В.А. Квазирезонансний перетворювач з комбінованою модуляцією // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Збірник – Чернігів: ЧДТУ, 2007 - №30. – С. 154 - 158.
3. Городній О.М., Тищенко О.І. Вплив зміни опору навантаження при розрахунку інтегральної потужності розсіювання в силових ключах КРПП-ПНС // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Збірник – Чернігів: ЧДТУ, 2007 - №28. – С. 168 - 176.