

УДК 621.316.722

О.М. Городній, аспірант**В.В. Гордієнко**, канд. техн. наук**С.М. Степанчук**, магістрант

Чернігівський національний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

**ПОРІВНЯННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ПАРАЛЕЛЬНИХ
КВАЗІРЕЗОНАНСНИХ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ,
ЯКІ ПЕРЕМИКАЮТЬСЯ ПРИ НУЛЬОВОМУ СТРУМІ****А.Н. Городний**, аспірант**В.В. Гордиенко**, канд. техн. наук**С.М. Степанчук**, магистрант

Черниговский национальный технологический университет, г. Чернигов, Украина

**СРАВНЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ
КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ,
ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ ПРИ НУЛЕВОМ ТОКЕ****Oleksii Horodnii**, PhD student**Viacheslav Hordiienko**, PhD in Technical Sciences**Serhii Stepanchuk**, Master's Degree student

Chernihiv National Technological University, Chernihiv, Ukraine

**COMPARISON OF ENERGY EFFICIENCY IN PARALLEL KVAZIREZONANS
PULSE CONVERTERS THAT SWITCH AT ZERO CURRENTS**

Розглянуто роботу двох схем паралельних квазірезонансних імпульсних перетворювачів, проаналізовано комутаційні процеси в них. Особливу увагу приділено моделюванню, побудові регульованої та вихідної характеристик паралельного квазірезонансного імпульсного перетворювача, досліджено залежність коефіцієнта пульсацій від опору навантаження. Проведено порівняння двох схем виходячи з результатів моделювання вищезгаданих характеристик.

Ключові слова: силова електроніка, перетворювачі постійного струму, квазірезонансний перетворювач, зменшення розсіювання потужності, силовий ключ.

Рассмотрена работа двух схем паралельных квазірезонансных импульсных преобразователей, проанализированы коммутационные процессы в них. Особое внимание уделено моделированию, построению регулировочной и выходной характеристик паралельного квазірезонансного импульсного преобразователя, исследуется зависимость коэффициента пульсаций от сопротивления нагрузки. Проведено сравнение двух схем исходя из результатов моделирования вышеуказанных характеристик.

Ключевые слова: силовая электроника, преобразователи постоянного тока, квазірезонансный преобразователь, уменьшение рассеиваемой мощности, силовой ключ.

Examines the work of two circuits parallel quasi-resonant converters, switching processes are analyzed. Particular attention is paid to modeling, building and the adjusting the output characteristics of parallel quasi-pulse converter, the dependence of the ripple factor on the load resistance. We compare two circuits based on the simulation results of the above characteristics.

Key words: power electronics, DC converter, quasi-resonant converter, reducing power dissipation, power key.

Постановка проблеми. Дослідження і застосування квазірезонансних імпульсних перетворювачів, що перемикаються при нульовому струмі (КРП-ПНТ), нині є досить актуальним. Розробляються новітні принципові схеми, вдосконалюються вже наявні, але ще більше варіантів реалізації КРП-ПНС чекають своєї черги. Особливе значення має математичне моделювання, моделювання за допомогою комп'ютерних програм, а також експериментальне дослідження.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Після ретельного вивчення вітчизняних та іноземних статей [1-4], було прийняте рішення взяти описані нижче схеми для більш детального дослідження їх параметрів та характеристик.

Виділення не вирішених раніше частин загальної проблеми. Це дослідження таких схем КРП-ПНС, які раніше досліджені не були, або дослідженні недостатньо. Ставилось завдання отримати основні характеристики таких схем, щоб зрозуміти, чи варто такі схеми застосовувати на практиці, а також значення параметрів і режимів роботи, при яких вони можуть працювати.

Мета статті. Полягає у проведенні дослідження електромагнітних процесів у КРІП-ПНС, побудова й аналіз енергетичних, зовнішніх, регульованих характеристик вибраних схемних рішень.

Виклад основного матеріалу. Застосування квазірезонансних імпульсних перетворювачів дозволяє пом'якшити комутаційні процеси в імпульсному перетворювачі. Оскільки переключення силового ключа відбувається при нульовому струмі, це зменшує втрати потужності під час переключення. Також збільшується надійність системи, адже кристал транзистора зазнає менших перевантажень. Збільшення ККД пристрою дозволяє робити перетворення з більшою частотою (навіть більше 1 МГц), це дозволить значно зменшити розміри пристрою.

Для моделювання статичних і динамічних характеристик КРІП-ПНТ була використана бібліотека Simulink математичного пакета MATLAB, який дає змогу промоделювати необхідні нам енергетичні параметри схеми. Обрана бібліотека з елементами Simscape, яка є більш новою за SimPowerSystems і дає кращий результат, що було перевірено на практиці.

Дослідження впливу елементів схеми на якість перетворення напруги

На рис. 1 представлена базова схема КРІП-ПНС [5; 6], характеристики якої недостатньо розглянуті в літературі. Параметри елементів наведені у табл. Вони вибрані такими [3], щоб порівняння енергетичної ефективності цієї схеми з іншими було коректним.

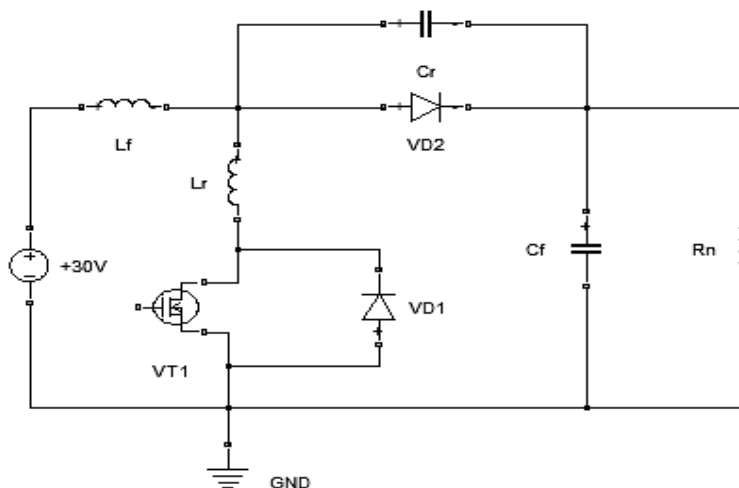


Рис. 1. Досліджувана схема КРІП-ПНС

Таблиця

Параметри моделювання схеми КРІП-ПНС

| Назва параметра | Позначення | Величина | Одиниці виміру |
|------------------------------------|------------|----------|----------------|
| Частота роботи електронного ключа | f | 1 | МГц |
| Тривалість керуючого імпульсу | t_I | 0,25 | мкс |
| Ємність резонансного контуру | C_r | 1 | нФ |
| Індуктивність резонансного контуру | L_r | 2 | мкГн |
| Ємність фільтра | C_f | 0,22 | мкФ |
| Індуктивність фільтра | L_f | 20 | мкГн |
| Напруга живлення | E | 30 | В |
| Внутрішній опір транзистора | R_i | 0,29 | Ом |
| Ємність "стік-виток" | c_p | 94 | пФ |
| Опір навантаження | R_n | 130 | Ом |
| Внутрішній опір діода | R_d | 0,3 | Ом |

На рис. 2 представлені результати моделювання схеми з зазначеними вище параметрами. Як і повинно бути, перемикання силового ключа проходить при нульовому значенні струму через силовий ключ.

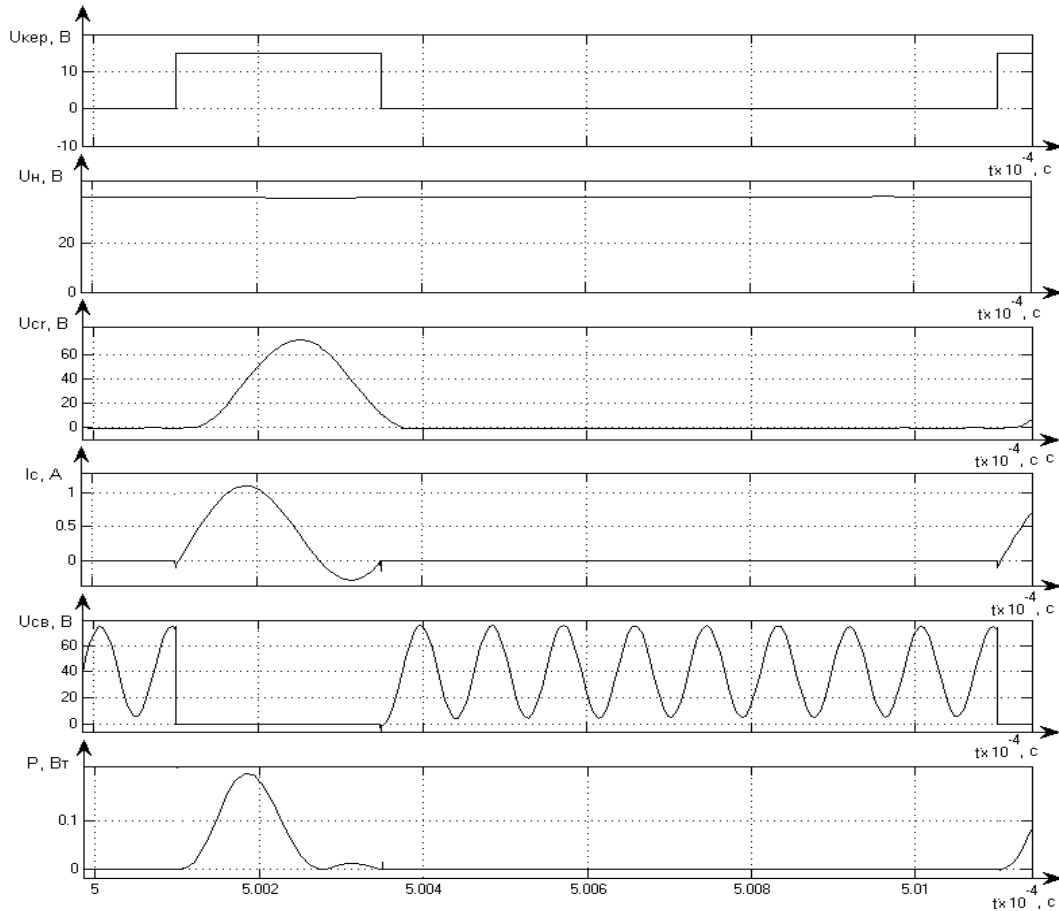


Рис. 2. Часові діаграми роботи КРІІ-ПНТ коли $t_{кер} = T_{рез}$

Слід зазначити, що закривати силовий ключ необхідно при досягненні нульового значення струму через транзистор після другої півхвилі коливання. Потужність розсіювання в цій схемі становить 0,1 Вт. Покажемо що буде відбуватися, якщо транзистор закрити вже після першої півхвилі (рис. 3), для цього тривалість імпульсу зменшимо до $t_i=0,17$ мкс.

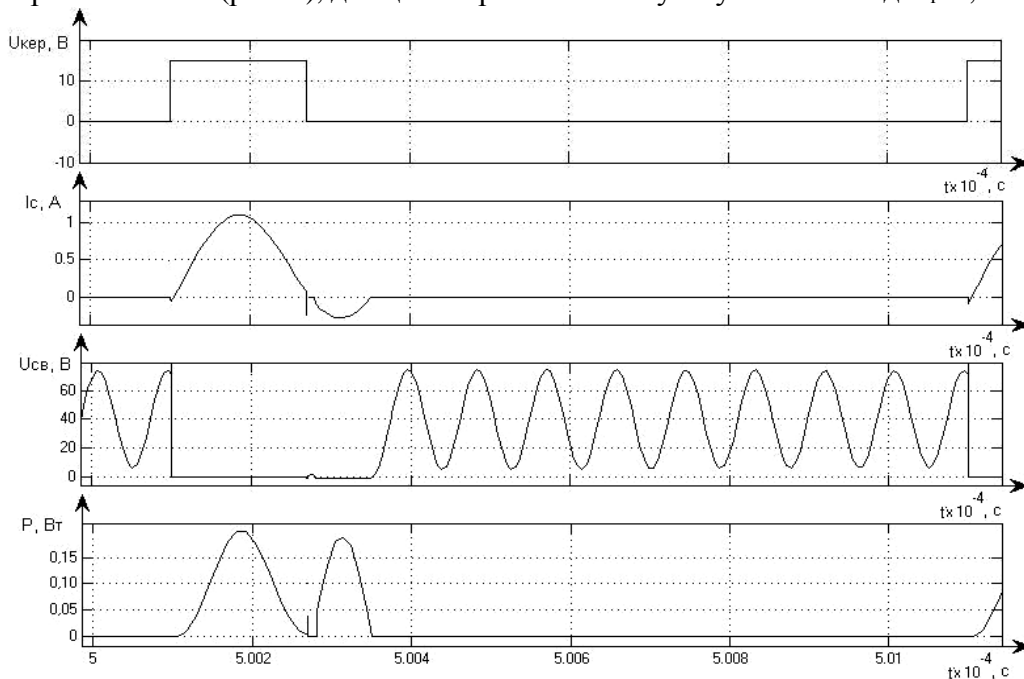


Рис. 3. Часові діаграми роботи КРІІ-ПНС при зменшенні імпульсу керування

Як бачимо, у цьому випадку потужність розсіювання на силовому ключі значно збільшується (до 0,13 Вт).

Фільтруюча індуктивності в цій схемі виконує роль накопичувача енергії, яка потім передається в навантаження, так само як і фільтруюча ємність. Але занадто великі значення цих елементів призводять до збільшення часу перехідного процесу. Встановлено, що при таких малих значеннях фільтруючої індуктивності, як 20 мкГн та фільтруючої ємності 0,22 мкФ (рис. 4, а) ми спостерігаємо помітні коливання протягом перших 50 мкс. При збільшенні значення індуктивності до 150 мкГн і фільтруючої ємності до 0,5 мкФ і через 100 мкс усталеного режиму не буде, схема становиться більш інерційною (рис. 4, б).

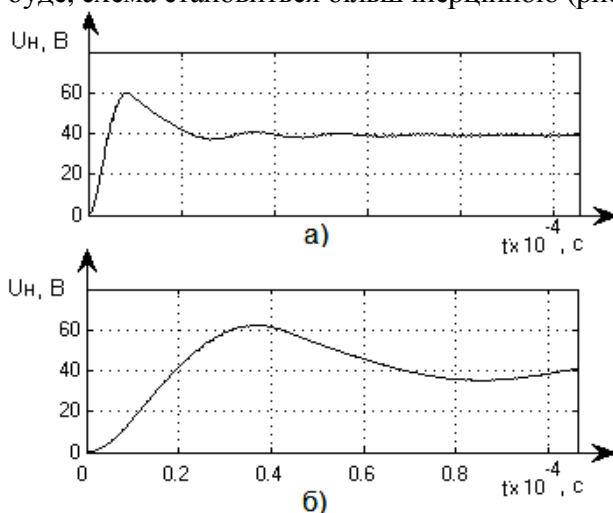


Рис. 4. Вплив фільтруючої індуктивності на час встановлення вихідної напруги

Фільтруюча ємність стабілізує роботу схеми, впливає на резонансний контур та зменшує паразитні втрати на силовому ключі. Збільшення цієї ємності призводить до зменшення високочастотних паразитних коливань, але збільшується час встановлення напруги на навантаженні, тобто збільшується амплітуда низькочастотних коливань на навантаженні.

За допомогою корегування резонансних ємності та індуктивності можна домогтися потрібної частоти резонансу, що у свою чергу визначить довжину керуючого імпульсу. Експериментально було встановлено, що чим більше значення резонансної індуктивності, тим менше амплітудне значення струму через транзистор. Обмежуючи струм через транзистор, можна зменшити втрати потужності на силовому ключі.

Але безмежно збільшувати значення цієї індуктивності не можна, оскільки резонансний процес вже при $Lr=2,2 \cdot 10^6$ Гн не досягає нуля. На рис. 2, 3 ми бачимо паразитні коливання напруги на силовому ключі.

Введення додаткового діода (рис. 5) може подавити їх, перевівши в навантаження, тим самим ще більше покращити енергоефективність схеми.

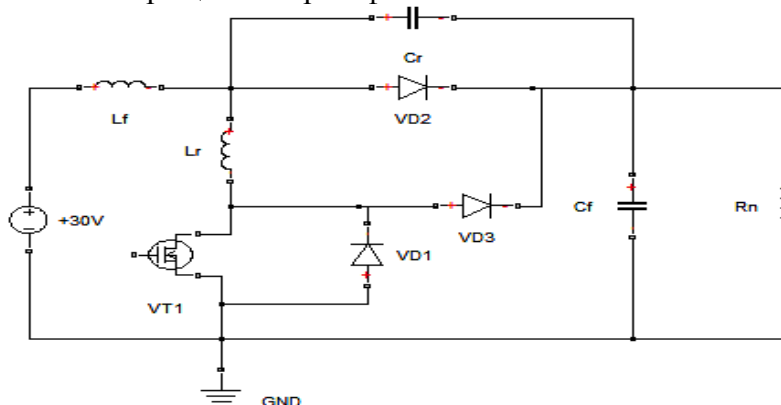


Рис. 5. Поліпшена схема КРП-ПНС

Отримані діаграми роботи зображені на рис. 6.

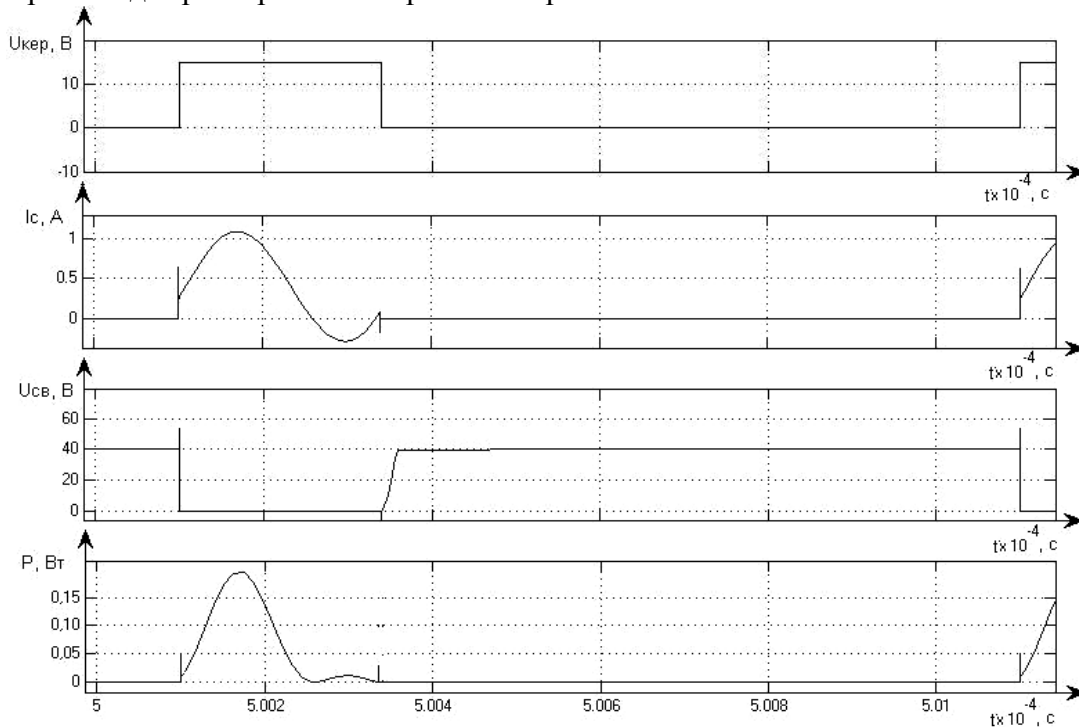


Рис. 6. Часові діаграми роботи поліпшеної схеми КРП-ПНС

Як бачимо, паразитні коливання напруги на силовому ключі були подавлені. Потужність розсіювання в цій схемі становить 0,068 Вт.

Для схеми, показаної на рис. 5, були проведені дослідження впливу значень елементів на електричні і динамічні характеристики. Встановлено, що при збільшенні L_f та C_f не тільки збільшується вихідна напруга, а ще й з'являються паразитні коливання на резонансній ємності. Потужність розсіювання при цьому збільшується. При зменшенні фільтруючої індуктивності зменшується і потужність розсіювання на силовому ключі, але енергетичні показники погіршуються за рахунок появи паразитних коливань напруги на силовому ключі. Напруга на навантаженні зменшується. При зменшенні номіналу фільтруючої ємності у вихідній напрузі виникають коливання як частотою 1 МГц, так і частотою в декілька кГц (рис. 7, 8). Амплітуда коливань може досягати одиниць вольт, що в більшості випадків неприпустимо. Більше того, значення вихідної напруги зменшується. Таким чином, роботоспроможність схеми здійснюється в таких діапазонах значень її елементів: для L_g це від 1,5 мкГн до 2,5 мкГн, C_f від 0,3 мкФ до 1 мкФ, L_f від 50 мкН до 170 мкН і C_g від 0,5 до 2нФ.

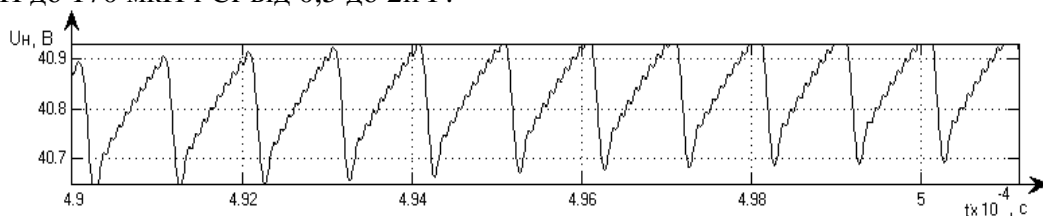


Рис. 7. Паразитні коливання на навантаженні з частотою заповнення

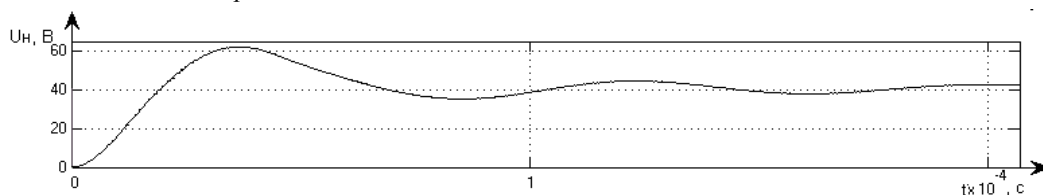


Рис. 8. Паразитні коливання на навантаженні низької частоти

Побудова основних характеристик схеми

На рис. 9 представлені регулювальні характеристики схем КРІП-ПНС.

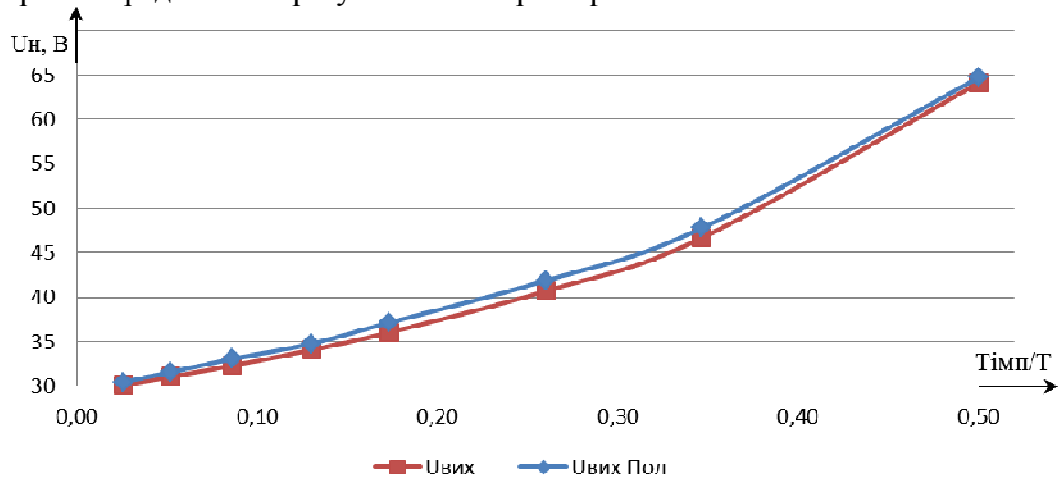


Рис. 9. Регулювальні характеристики схем КРІП-ПНС, $R_n=130 \text{ Ом}$

При відкритому силовому ключі, в індуктивності L_f накопичується енергія, яка згодом передається у навантаження. Отже, при збільшенні коефіцієнта заповнення керуючого сигналу також збільшується значення вихідної напруги. Як можна побачити з рисунка 15, залежність має нелінійний характер і мало відрізняється для двох схем. Довжина імпульсу управління становить 0,26 мкс.

Зовнішні характеристики КРІП-ПНС паралельного типу мають жорсткий характер (рис. 10, 11), величина опору навантаження майже не впливає на значення вихідної напруги, що дуже добре, адже для цієї схеми можна використовувати динамічне навантаження.

При значенні $R_n=65$ другий такт перетворювача не входить у від'ємні значення.

Як видно з рис. 12 та 13 залежностей тривалості імпульсу напруги керування від опору навантаження (при збереженні умови перемикавання при нульовому струмі), малі зміни R_n у схемі КРІП-ПНС суттєво впливають на тривалість імпульсу відкриття силового ключа. Тому для зменшення комутаційних втрат необхідно постійно корегувати тривалість імпульсів керування, що є мінусом таких перетворювачів. Отже, на відміну від зовнішньої характеристики, яка є досить жорсткою, результати побудови цієї залежності говорять про необхідність змінювати і час відкриття транзистора, і період роботи перетворювачів, для зменшення втрат розсіювання.

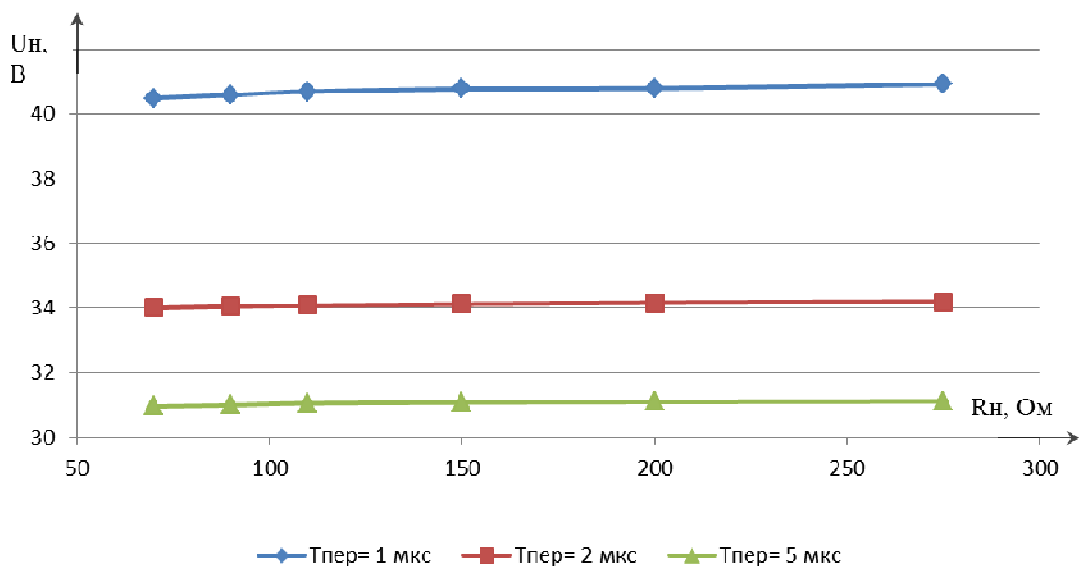


Рис. 10. Зовнішня характеристика КРІП-ПНТ

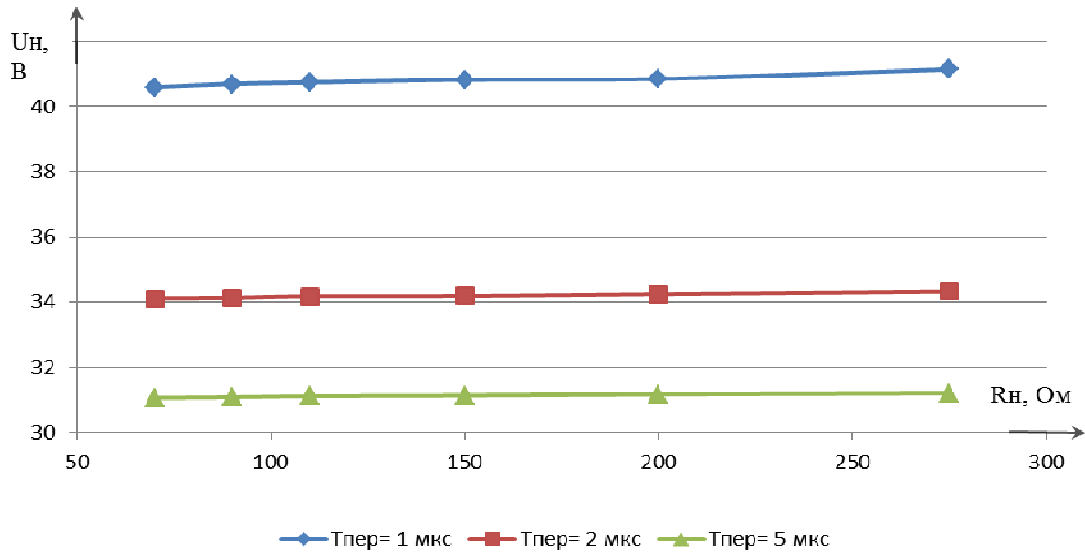


Рис. 11. Зовнішня характеристика КРІІ-ПНТ, полішена схема

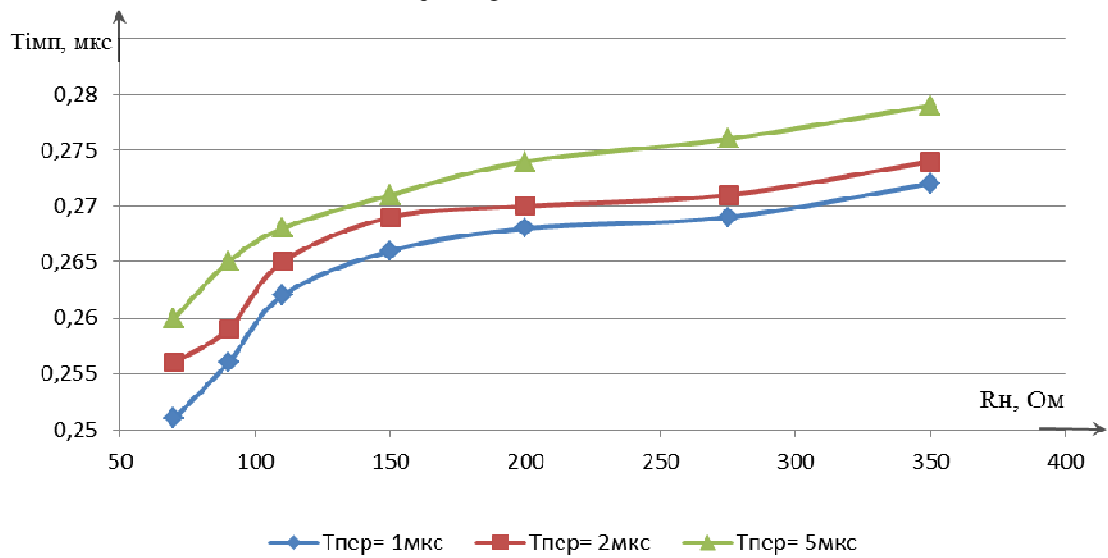


Рис. 12. Залежність $T_{імп}=f(R_n)$ КРІІ-ПНТ

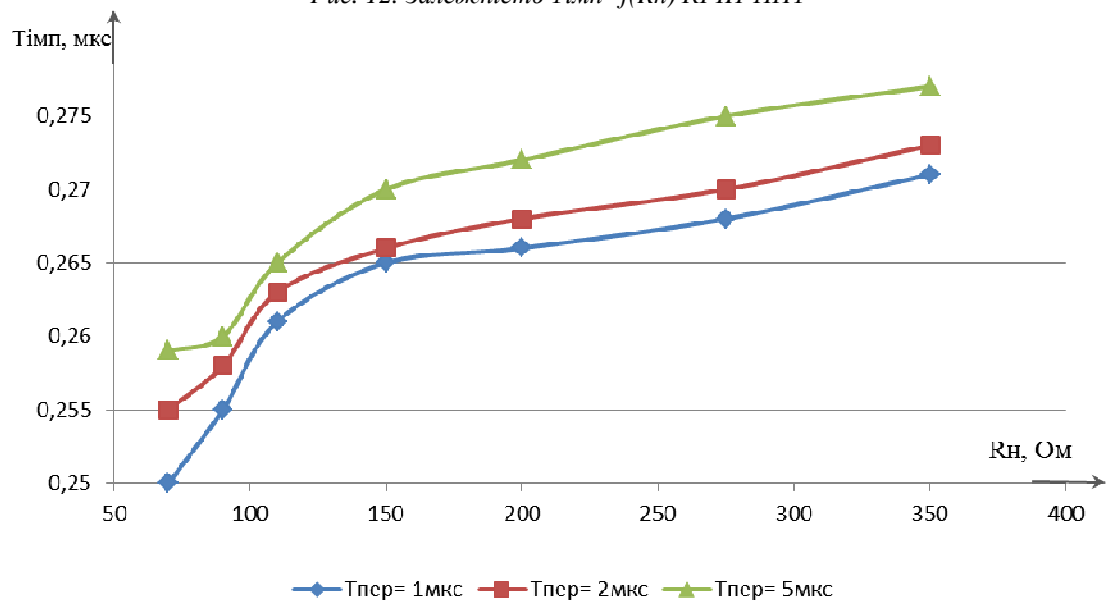


Рис. 13. Залежність $T_{імп}=f(R_n)$, полішена схема

Залежність коефіцієнта пульсацій K_p від опору навантаження R_n зображена на рис. 14. Видно, що пульсації зменшуються при збільшенні опору навантаження. Також спостерігається позитивний вплив додаткового діода в поліпшеній схемі, він зменшує коливання з частотою комутації і повністю нейтралізує високочастотні коливання на навантаженні.

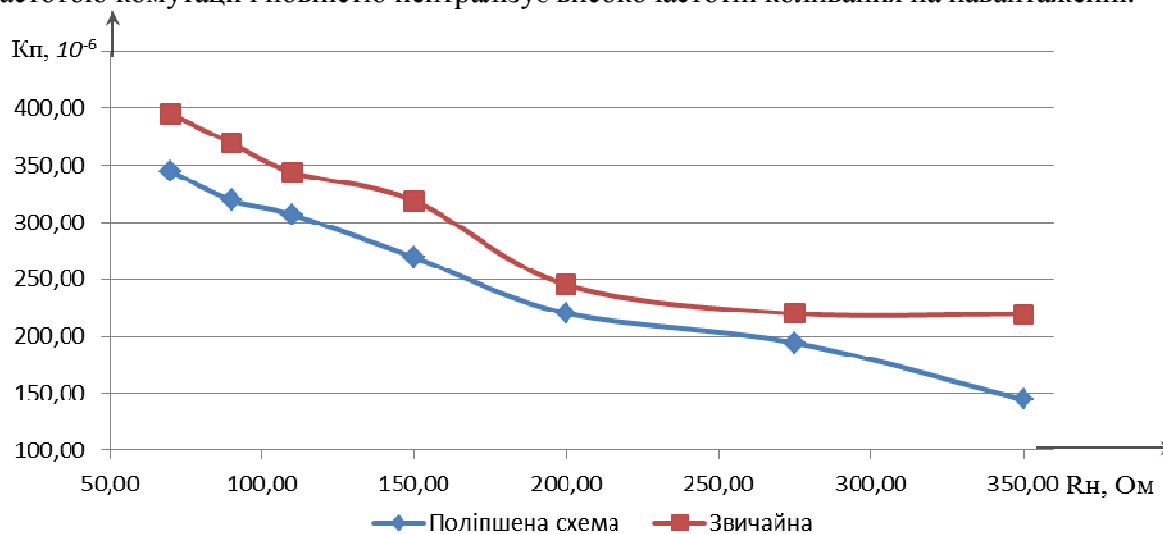


Рис. 14. Залежність $K_p=f(R_n)$, звичайна та поліпшена схема

Порівняємо отримані результати з іншими дослідженнями, зокрема візьмемо регульовальну характеристику іншого паралельного КРП-ПНС [7]. Результати можна бачити на рис. 15. При збільшенні коефіцієнта заповнення зростає напруга на навантаженні перетворювача. В цьому випадку у досліджуваній схемі при коефіцієнті заповнення 50 % ми бачимо підвищення напруги на 116 %, що є досить добрим результатом.

Порівнюючи ці дві залежності, можна сказати що досліджена схема більш ефективно підвищує напругу на виході перетворювача, це може бути пов'язано з тим, що в ній використовувалась фільтруюча ємність більшого номіналу. Але взагалі ці дві характеристики є досить лінійними, що полегшує керування перетворювачем.

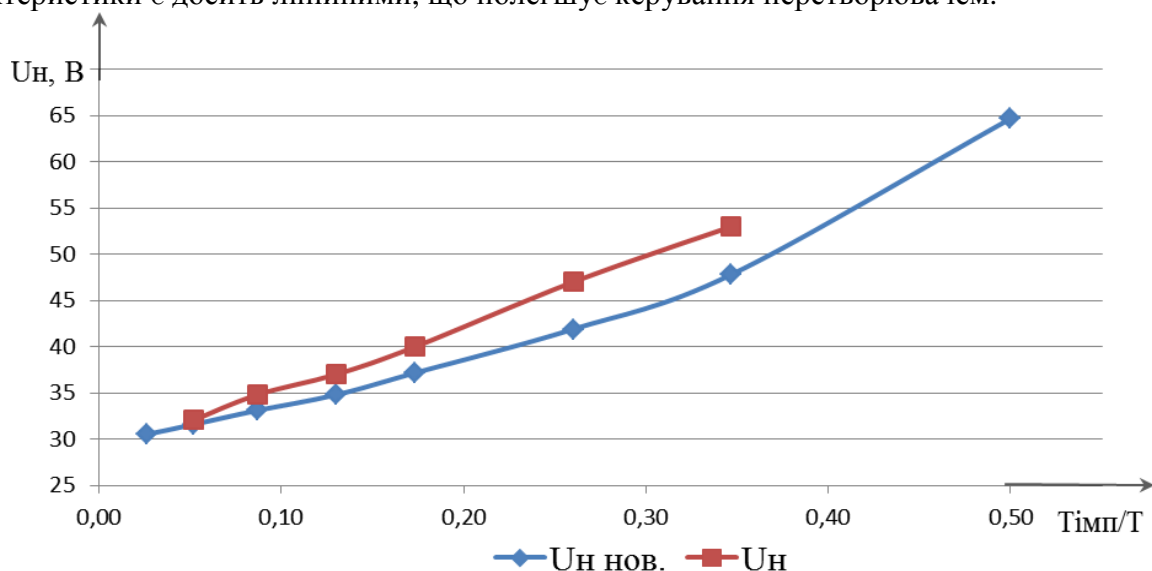


Рис. 15. Регульовальні характеристики двох схем паралельних КРП-ПНС

Висновки і пропозиції. У статті було розглянуто вплив елементів схеми КРП-ПНС на якість перетворення напруги.

1. Було доведено, що виключення управляючого імпульсу необхідно робити після досягнення другої півхвилі нульового значення.

2. Для двох розглянутих схем побудовано регульовальні, зовнішні характеристики, залежності від навантаження тривалості керуючого імпульсу і коефіцієнта пульсацій, а також визначено втрати потужності на силовому ключі для різних режимів.

3. Проведено аналіз впливу параметрів на ефективність роботи схем, визначено рекомендовані діапазони зміни значень елементів.

4. Порівняння отриманих характеристик показало, що в більшості практичних випадків кращою є схема КРП-ПНС з додатковим діодом.

5. Аналіз залежності $T_{imp}=f(R_n)$ показав, що під час розроблення системи керування необхідно виконувати постійний контроль за навантаженням. Це можна робити, наприклад, відслідковуючи величину струму, що протікає через навантаження. За отриманим значенням R_n система керування повинна виробляти імпульс керування потрібної тривалості з урахуванням наведеної характеристики.

Список використаних джерел

1. E. Firmansyah, S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, "Steady State Characteristics of Active-Clamped Full-Wave Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Boost Converters", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, p. 556.

2. S. Tomioka, E. Firmansyah, S. Abe, M. Shoyama, and T. Ninomiya, "A Zero-Current-Switch Quasi-Resonant Boost Converter with Transformer Compensated Clamp Circuit", EPE 2009. – Barcelona, 8 p.

3. Городній О. М. Порівняльна оцінка енергетичної ефективності імпульсних перетворювачів з квазірезонансними та звичайними ключами за результатами моделювання / О. М. Городній, В. В. Гордієнко, Б. І. Чуб // Вісник Чернігівського державного технологічного університету : збірник. – 2012. – № 6 (61). – С. 247-253.

4. Денисов Ю. О. Моделирование процессов коммутации в КРИЛ ПНТ с учетом паразитных параметров / Ю. О. Денисов, О. М. Городній, О. В. Савченко // Технічна електродинаміка. – К., 2008. – № 1. – С. 87-90.

5. S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninoiruy E Firmansyah, "Zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application", Applied Power Electronics Conference Exposition (APEC), 2009, Twenty-Fourth Annual IEEE, February 6, p. 11.

6. T. Ninoiruy E Firmansyah, S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, "An Active-Clamped Full-Wave Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Boost Converter in Power Factor Correction Application", Energy Electronics Laboratory Faculty of Engineering, Nagasaki University Nagasaki, Japan, p. 30.

7. Чуб Б. І. Дослідження характеристик регулюючих елементів у квазірезонансних та імпульсних перетворювачах постійної напруги : кваліф. робота магістра / Б. І. Чуб. – Чернігів : ЧДТУ, 2013. – 136 с.

8. Денисов Ю. О. Особливості роботи та статичні характеристики КРП-ПНС паралельного типу / Ю. О. Денисов, О. М. Городній, О. А. Купко // Вісник Чернігівського державного технологічного університету : збірник. – 2012. – № 1 (55). – С. 247-253.