

Моделювання квазі-z-інверторів в системах з відновлювальними джерелами енергії на підвищеній частоті

Федін^f І. С., ORCID [0000-0003-0264-5067](https://orcid.org/0000-0003-0264-5067)

Терещенко^s Т. О., д.т.н. проф., ORCID [0000-0003-4009-2854](https://orcid.org/0000-0003-4009-2854)

Ямненко^s Ю. С., д.т.н. проф., ORCID [0000-0002-9796-6420](https://orcid.org/0000-0002-9796-6420)

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" ROR [00syn5v21](https://ror.org/00syn5v21)

Київ, Україна

Анотація—В статті визначено основні задачі застосування перетворювачів у системах електроживлення з відновлюваними джерелами енергії у якості основних джерел. До таких задач відносяться: підвищення якісних параметрів вихідного струму і напруги, зменшення масогабаритних показників, зменшення навантаження на елементи силового ланцюга. Для розв'язання останніх двох задач, на основі базової топології інвертора з імпедансним ланцюгом застосовується квазі-z-топология, що, відповідно до принципів її функціонування, дозволяє знизити навантаження на елементи імпедансного ланцюга та силові ключі інвертора. Отримані практичні результати підтверджують теоретичні залежності для квазі-імпедансних інверторів, демонструючи відсутність розриву у вхідному струмі імпедансного ланцюга та зменшення напруги на конденсаторі $C1$ відносно напруги на конденсаторі $C2$. Проте, результати симуляції виявили такі недоліки базової топології квазі- імпедансних інверторів, як високий рівень коефіцієнту нелінійних спотворень (THD) та високі масогабаритні показники елементів імпедансного ланцюга. Для усунення даних недоліків запропоновано та розглянуто методи керування силовими ключами інвертора на підвищеній частоті, що дозволило як зменшити елементи імпедансного ланцюга, так і знизити рівень THD , додатково розширюючи можливості до застосування інших схемотехнічних рішень щодо зниження THD — зокрема, каскадної багаторівневої топології.

Ключові слова — інвертор; імпедансне джерело струму, квазі-імпедансний інвертор, стан «пробою».

I. ВСТУП

Інвертори для систем електроживлення з відновлювальними джерелами енергії (ВДЕ) пройшли свій еволюційний шлях, на якому були визначені основні задачі їхнього застосування [1,2]. Узагальнено ці задачі зводяться до:

- зниження втрат енергії при перетворенні та забезпечення відбору максимальної потужності (що передбачає відстеження та фіксацію положення робочої точки на вольт-амперній характеристиці сонячної панелі);
- зменшення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги інвертора для додаткового зниження втрат при фільтрації та забезпечення відповідності міжнародним стандартам з якості напруги користувацької мережі.

Для відстеження та забезпечення роботи у точці максимальної потужності у сучасних системах електроживлення з сонячними панелями широко застосовуються інвертори на базі z- та квазі-z- топологій [3-5].

Топологія квазі-імпедансних перетворювачів електричної енергії згадується у літературних джерелах з 2008 р. Дана технологія є логічним продовженням розвитку тематики інверторів з імпедансним ланцюгом у вхідному колі, розпочатої створенням z-інвертора. Основною метою її створення стала необхідність усунення недоліків базової топології, головною з яких є неможливість забезпечення неперервної передачі струму джерела до навантаження, що викликає збільшення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги. Завдяки особливостям функціонування нової топології імпедансного ланцюга з застосуванням прохідного конденсатора, описаної докладніше в роботах за тематикою вдалося зменшити навантаження на елементи ланцюга та усунути неможливість неперервної передачі електричної енергії від джерела [1,2,6]. Це, в свою чергу, визначило перспективним напрямком розвитку z- та квазі-z інверторів у якості комірки в багаторівневих інверторів [7-9].

В роботі [6] було досліджено роботу інвертора на частоті мережі, тобто частота комутації ключів співпадала з частотою вихідної напруги інвертора. Проте у реальних інверторах такий режим комутації ключів



практично не застосовується через необхідність застосування конденсаторів високої ємності та дроселів високої індуктивності, що мають високі масогабаритні параметри [11-13].

Метою даної роботи є дослідження режимів роботи квазі-імпедансного інвертора при керуванні на підвищеній частоті.

II. МОДЕЛЮВАННЯ СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ

На рис.1 наведена узагальнена структура інвертора з квазі-імпедансною ланкою у входному джерелі. Імпедансний ланцюг за типом і кількістю компонентів повторює аналогічний для z-інвертора, включаючи в себе два дроселі $L1$ і $L2$ та два конденсатори $C1$ і $C2$. Відмінним є підключення елементів: у інверторі з квазі-імпедансною ланкою джерело входної напруги прямо підключене до першого дроселя імпедансного ланцюга $L1$, який послідовно з'єднаний з блокуючим діодом $D1$ та першим конденсатором імпедансного ланцюга $C1$. Таким чином, у роботі інвертора в режимі пробою послідовне з'єднання дроселя і конденсатора імпедансного ланцюга дозволяє продовжувати часткову передачу струму джерела до навантаження, забезпечуючи відсутність розриву передачі струму джерела та зменшення рівня пульсацій струму та напруги навантаження. Водночас, оскільки конденсатор $C1$ в квазі-імпедансному ланцюгу виконує роль прохідного конденсатора (постійно підключений послідовно до джерела), максимальна напруга на ньому зменшена порівняно з аналогічним елементом z-інвертора, що дозволяє зменшити розміри пристрою. Режими роботи ключів інвертора аналогічні даним для z-топології.

Більш докладно з режимами роботи та теоретичними залежностями, що описують процеси у кожному з елементів інвертора можна ознайомитися в роботах [2,6].

На даний момент інвертори з квазі-z-топологією та її модифікаціями широко застосовуються у системах електроживлення з сонячними панелями для стабілізації амплітуди та зменшення рівня пульсацій напруги навантаження. Часто, квазі-імпедансна топологія застосовується в поєднанні з іншими сучасними

схемотехнічними рішеннями, спрямованими на зменшення нелінійних спотворень струму та напруги навантаження [14,15].

Так, у сучасних системах електроживлення має сенс застосування каскадних багаторівневих інверторів з використанням квазі-z-інвертора у якості комірки - базисного елемента, що формує загальну багатокміркову структуру, підключену до спільного навантаження, аналогічно до будови відомих каскадних багаторівневих інверторів, що містять звичайний повномостовий інвертор у якості такої базисної складової [6-9].

Модель інвертора з квазі-імпедансним джерелом, створена в середовищі Simulink, наведена на рис. 2. Осцилограми струму та напруги на елементах квазі-z інвертора наведено в табл.1, де прийнято наступні позначення: U_{C1} , U_{C2} , U_{L2} - напруги на конденсаторах $C1$, $C2$ та дроселі $L2$ відповідно; I_{C1} , I_{ex} - струм через конденсатор $C1$ та входний струм інвертора відповідно; U_{D1} , I_{D1} - напруга та струм блокуючого діода $D1$. Розрахунки проводилися при наступних параметрах: величина індуктивностей дроселів $11 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$, величина ємності конденсаторів $C1$, $C2 - 28809 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$, струм дроселя $I_{L1} - 4.33 \text{ А}$.

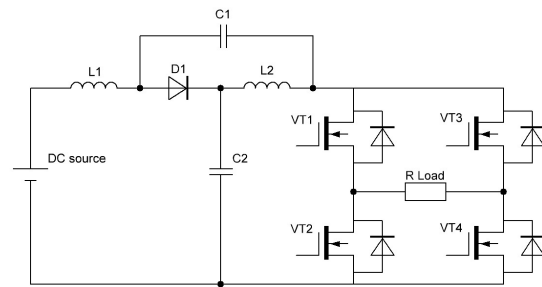


Рис. 1 Інвертор з квазі-імпедансним джерелом

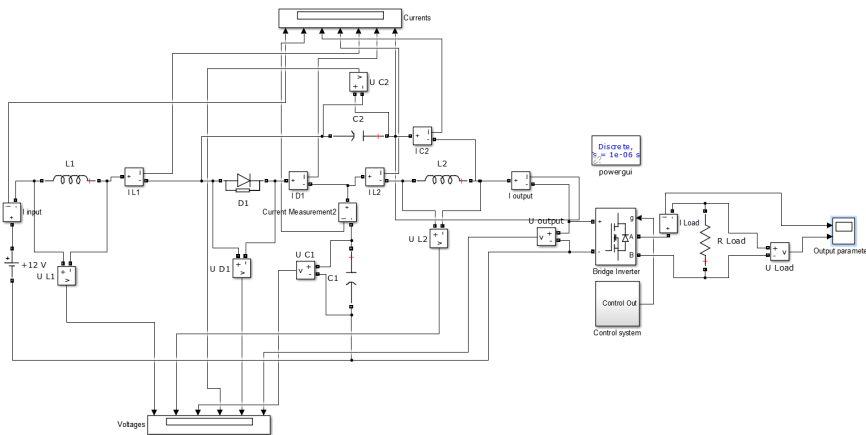


Рис.2 Модель інвертора напруги з квазі-імпедансним ланцюгом у входному колі



Напруга на конденсаторі $C1$ є сталою впродовж періоду роботи інвертора у обох режимах комутації ключів, амплітуда пульсацій складає 0.2 В, або 1.28% від амплітудного значення напруги.

Значення струму та напруги конденсатора $C1$, отримані в результаті симуляції, в повній мірі підтверджують результати аналітичних розрахунків. Напруга на конденсаторі $C2$ повторює форму напруги на конденсаторі $C1$, проте має меншу амплітуду у 3.6 В, що підтверджує одну з основних переваг схеми з квазі-імпедансним ланцюгом - менше навантаження конденсатора $C2$ за напругою. Струм

конденсатора $C2$ за формою та амплітудою повністю повторює струм конденсатора $C1$ (див. табл.1, п.2).

Осцилограма вхідного струму демонструє основну перевагу даної топології – можливість забезпечення неперервного струму вхідного джерела без нульових пауз. Осцилограма напруги на блокуючому діоді $D1$ описує принцип його роботи: за роботи інвертора в режимі «пробою» до діода прикладається зворотна напруга, яка дорівнює сумі напруг на конденсаторах $C1$ і $C2$, струм через діод дорівнює нулю. За роботи в стандартному режимі комутації напруга на діоді дорівнює нулю, значення струму складає 6.5 А.

ТАБЛИЦЯ 1 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ІНВЕРТОРА

N	Осцилограма
1.	U_{C1}
2.	I_{C1}
3.	U_{C2}
4.	I_{ex}

5.	U_{L2}
6.	I_{L1}
7.	U_{D1}
8.	I_{D1}



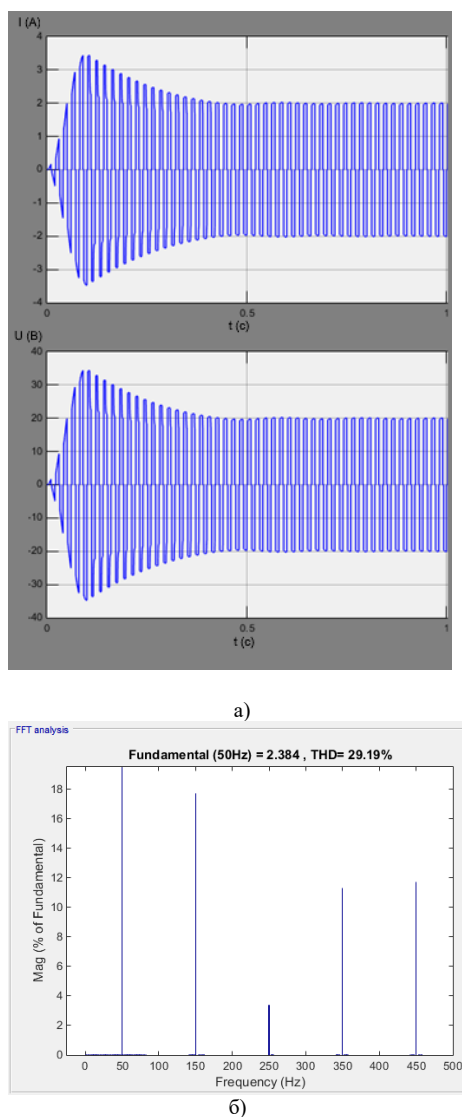


Рис. 3 Осцилограми вихідного струму та напруги та спектр вихідної напруги

Осцилограми вихідного струму та напруги інвертора з квазі-імпедансною ланкою у входному колі та спектр вихідної напруги з визначеним коефіцієнтом нелінійних спотворень наведено на рис. 3.

За отриманим спектром вихідної напруги можна визначити, що основними складовими, які впливають на спотворення форми вихідної напруги, є третя, сьома та дев'ята гармоніки з амплітудами, рівними 18% для третьої та 12% для сьомої та дев'ятої гармонік від величини амплітуди несучої відповідно [16].

III. МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Для зменшення масогабаритних показників імпедансного ланцюга інвертора застосовують режим комутації інверторів на підвищеній частоті, оскільки комутація на основній частоті (тобто з частотою вихідної напруги) призводить до застосування великогабаритних конденсаторів високої ємності та дроселів високої індуктивності. Оскільки вони

працюють на низькій частоті, у якості магнітного матеріалу осердя можуть застосовуватися матеріали з невисокою магнітною проникністю, такі як електротехнічна сталь, що здешевлює дроселі. Але, при проведенні симуляції, паразитні параметри елементів імпедансного ланцюга, а саме активний опір обмотки дроселя та еквівалентний послідовний опір конденсатора не були враховані. В реальних умовах дані паразитні параметри призведуть до додаткових втрат як при накопиченні, так і при передачі енергії в навантаження. При значних величинах паразитного опору ефект підвищення амплітуди вихідного сигналу може нівелюватися. Тому для зменшення впливу паразитних параметрів при роботі на основній частоті вихідної напруги необхідно збільшити товщину дроту обмотки дроселя та зменшити кількість витків. Якщо врахувати високий порядок значення індуктивності, звичайно необхідний при роботі на основній частоті, це призведе до необхідності збільшення осердя або зміни його магнітного матеріалу. У випадку конденсатора перевагу доведеться надати високоємнісним конденсаторам з низьким еквівалентним послідовним опором. Виконання цих вимог призведе до збільшення масогабаритних параметрів кінцевого пристрою та його вартості. Проте, навіть за виконання цих умов, верхні межі можливої величини підвищення амплітуди сигналів жорстко обмежені розрахунковими співвідношеннями. Для отримання більших величин різниці амплітуди сигналу до та після індуктивного ланцюга, результати розрахунків елементів ланцюга можуть перевищити можливі існуючі величини ємності та індуктивності реальних конденсаторів та дроселів. Навіть, якщо величини залишаться в межах параметрів, доступних серед номенклатури нині створюваних дроселів та конденсаторів, застосування такого ланцюга може виявитися менш раціональним порівняно з широко розповсюдженою схемою з послідовним підключенням імпульсного підвищувального перетворювача до повномостового інвертора (величини втрат на активному опорі елементів ланцюга перевищуватимуть втрати на елементах імпульсного перетворювача, масогабаритні параметри індуктивного ланцюга перевищуватимуть аналогічні для імпульсного перетворювача або загальна величина підвищення амплітуди вихідного сигналу за тих самих або менших габаритів/вартості кола). Водночас, зменшення габаритних параметрів квазі-імпедансного ланцюга дозволить зменшити загальні розміри каскадного багаторівневого інвертора з використанням квазі-імпедансних інверторів у якості складових комірок, що дозволить як компенсувати високий рівень нелінійних спотворень визначених раніше [6,7], так і зменшити габаритні розміри каскадного інвертора, які є одним з головних недоліків даної топології [7,10]. Тому, в переважній більшості схем, генерація вихідного сигналу проходить на підвищеній частоті відносно бажаної частоти сигналу навантаження. Для генерації сигналу керування на даний момент найбільш поширеними є два основних підходи: методи, засновані на застосуванні векторної ШІМ та простий контроль стану “пробою”.

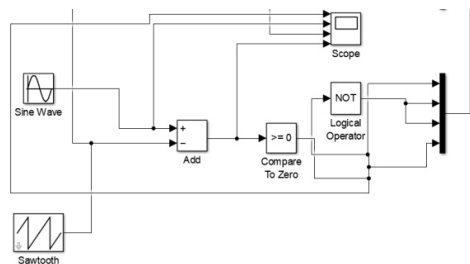


Рис. 4. Модель синусоїдальної ШІМ-системи керування мостового інвертора

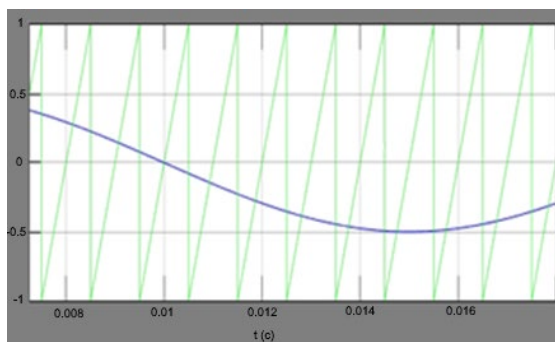


Рис. 5. Діаграма вхідних сигналів системи керування синусоїдальної ШІМ

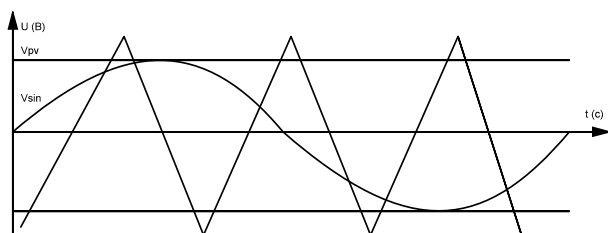


Рис. 6 Спрощені діаграми роботи системи керування квазі-z-інвертора за використання простого методу контролю стану «пробою»

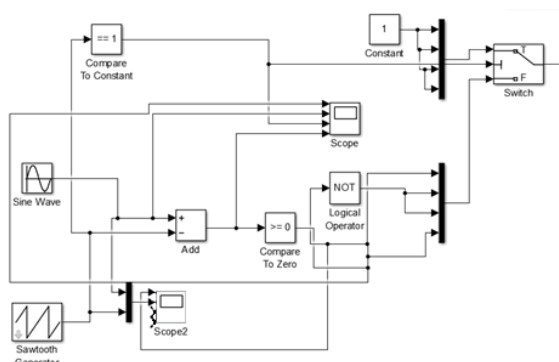


Рис. 7. Модель системи керування квазі-z-інвертора за методом простого контролю стану «пробою»

Модель із застосуванням векторної ШІМ у середовищі *Simulink* та діаграми її вхідних сигналів наведені на рис. 4 та 5 відповідно.

На вхід системи керування подається пилоподібний несучий сигнал та зразковий синусоїдальний модулюючий сигнал, форму якого необхідно отримати на навантаженні. Коли амплітуда модулюючого сигналу перевищує амплітуду несучого, на виході системи керування формується сигнал логічної «1», що призводить до відкриття ключів однієї з діагоналей інвертора. У цей час на ключі іншої діагонали подається інвертований сигнал, що призводить до закриття ключів цієї діагонали. У зворотному стані, на виході системи формується логічний «0», що призводить до зворотної комутації діагоналей інвертора. Таким чином, на виході інвертора формується змінна напруга, що за формою огинаючої повторює модулюючий сигнал.

Метод простого контролю стану «пробою» базується на розміщенні часових інтервалів роботи інвертора в стані «пробою» всередині періоду роботи мостового інвертора. Система з простим контролем стану «пробою» працює аналогічним чином. Єдиною відмінністю є внесення до роботи системи додаткового сталого сигналу, перевищення амплітуди якого несучою призводить до активації стану «пробою». Відповідно, максимально можлива різниця амплітуд пилоподібного сигналу несучої та опорного константного сигналу і визначає час роботи інвертора в режимі «пробою». Спрощені діаграми роботи системи керування наведені на рис. 6, де V_{pv} – опорна константа, яку перетинає двобічна пилоподібна напруга несучого сигналу; V_{sin} – модулюючий сигнал.

За аналогічними принципами функціонують системи керування на основі методу максимального підвищення напруги та максимального сталого підвищення напруги (*maximum boost control*, *maximum constant boost*) [17-22], які відрізняються лише видом пилоподібного сигналу та кількістю використовуваних опорних константних сигналів. У випадку методу максимального сталого підвищення, застосовується два опорних сигнали: у верхній та нижній точці пилоподібного сигналу. Таким чином досягається рівномірний розподіл підключення станів «пробою» на періоді роботи інвертора з метою зменшення коефіцієнту пульсацій напруги навантаження (*THD*). Тому симулятивна модель даної системи керування також схожа на аналогічну для звичайної ШІМ-системи керування (рис.7).

Двома додатковими елементами є блок порівняння зі сталою «*Compare to constant*», що формує сталий опорний сигнал, та блок «*Switch*», що при переході сигналу через значення сталого сигналу формує стан «пробою», включаючи обидві діагоналі мостового інвертора.

ВИСНОВКИ

Проведений аналіз процесів у інверторі з квазі-імпедансною ланкою показав ідентичність принципів функціонування даної топології відносно топології з імпедансним ланцюгом, доводячи рівнозначність застосування даних топологій з точки зору енергетичних характеристик та можливостей підвищення вхідної напруги інвертора при застосуванні однакових



джерел вхідної напруги та систем керування інверторами.

На відміну від імпедансного інвертора, де напруги на конденсаторах рівні, в квазі-імпедансному інверторі напруга на одному з конденсаторів, а саме конденсаторі $C1$ буде значно меншою за напругу на іншому конденсаторі $C2$. Це пояснюється тим, що конденсатор $C1$ є «прохідним», тобто завжди підключений до джерела вхідної напруги. Менше навантаження за напругою при збереженні значення необхідної ємності дозволяє говорити про зменшення його масо-габаритних розмірів, а отже — зменшення загальних розмірів інвертора.

Проведена симуляція процесів у інверторі на основній частоті продемонструвала основну перевагу квазі-імпедансної топології – можливість роботи у режимі неперервного вхідного струму.

Аналіз гармонійного складу вихідної напруги моделі квазі-імпедансного інвертора показав, що найбільший внесок у спотворення форми напруги на виході схеми вносять: третя гармоніка з амплітудою 18% від амплітуди несучого сигналу; сьома та дев'ята гармоніки з амплітудою 12% від амплітуди несучого сигналу. Загальне значення коефіцієнту нелінійних спотворень (THD) складає 29,19%. Значення THD може бути значно зменшено в багатокаскадних інверторах з комірками у вигляді квазі-імпедансних інверторів, що є перспективним напрямком застосування таких інверторів.

Розглянуто підхід до зменшення масогабаритних параметрів та THD вихідної напруги через застосування систем керування інвертора на підвищеній частоті комутації ключів. Показано, що робота інвертора на частоті комутації ключів приводить до збільшення масогабаритних показників інвертора. Наведено модель для простого підходу підвищення частоти комутації ключів інвертора: простий контроль стану «пробою» та методи, засновані на застосуванні векторної ШІМ. Обидва підходи мають позитивний ефект, однак у першому випадку необхідне внесення додаткового сталого сигналу перевищення амплітуди несучою до складу системи керування, яке призводить до активації стану «пробою».

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] Y. Li, J. Anderson, F. Z. Peng and D. Liu, "Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation systems." 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. P. 918-924
DOI: [10.1109/APEC.2009.4802772](https://doi.org/10.1109/APEC.2009.4802772).
- [2] T. O. Tereshhenko, I. S. Fedin, M. Yu. Ovsienko, L. G. Lajkova "Avtonomni invertory v sy'stemax elektrozhivlennya z vidnovlyuvany'my' dzherelamy' energiyi." Vcheni zapysky Tavrijs'kogo nacional'nogo universy'tetu imeni V.I. Vernads'kogo. Seriya: Texnichni nauky'. 2019. Tom 30 (69) # 2.
URL: http://www.tech.vernadskyjournals.in.ua/journals/2019/2_2019/part_1/10.pdf
- [3] M. Bouzguenda, A. Gastli, A. H. A. Badi, and T. Salmi, "Solar photovoltaic inverter requirements for smart grid applications." 2011 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies - Middle East, ISGT Middle East 2011, 2011, DOI: [10.1109/ISGT-MidEast.2011.6220799](https://doi.org/10.1109/ISGT-MidEast.2011.6220799).
- [4] O. B. Shonin, R. A. Salov "Dinamicheskie svoystva Z-invertora v sostave chastotno-reguliruemogo privoda" *Izvestiya TulGU*.

Tekhnicheskie nauki 2017. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/dinamicheskie-svoystva-z-invertora-v-sostave-chastotno-reguliruemogo-privod>.

- [5] J. Li, J. Liu and Z. Liu, "Comparison of Z-source inverter and traditional two-stage boost-buck inverter in grid-tied renewable energy generation", 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009. P. 1493-1497
DOI: [10.1109/PEMC.2009.5157623](https://doi.org/10.1109/PEMC.2009.5157623)
- [6] I. S. Fedin, T. O. Tereshhenko, Yu. S. Yamnenko, "Zny'zhennya rivnya nelinejny'x spotvoren' vy'xidnoyi naprugy' invertoriv v sy'stemax elektrozhivlennya z sonyachny'my' panyelamy'". *Mikrosy'stemy', Elektronika ta Akusty'ka*, no. 25(2), 18–24. DOI: [10.20535/2523-4455.mea.207543](https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.207543)
- [7] T. O. Tereshhenko, Yu. S. Yamnenko, I. S. Fedin "Oglyad osnovny'x topologij bagatorivnevny'x kaskadny'x invertoriv naprugy'" *Mikrosy'stemy', elektronika ta akusty'ka* Tom 23, №2(103), 2018, c.49-57 DOI: [10.20535/2523-4455.2018.23.2.130457](https://doi.org/10.20535/2523-4455.2018.23.2.130457)
- [8] T. V. Anisimova, A. V. Danilina, V. V. Kryuchkov, "Sposoby povishenia kachestva vihodnogo napryazhenia invertorov so stupenchatim vihodnim napryazheniem [Methods of improvement of the quality of the output voltage of inverters with stepped output voltage]." *Vestnik MAI*, vol. 17, no.1, pp. 103-112, 2010, URL: <http://vestnikmai.ru/publications.php?ID=13363>
- [9] P. W. Hammond, "Medium Voltage PWM Drive and Method," US565545, 1977, URL: <https://patents.google.com/patent/US5625545A/en>
- [10] N. Donskoy, A. Ivanov, V. Matison, I. Ushakov, "Mnogourovnevie avtonomnie invertory dlya electropriyvoda i electroenergetyky [Multi-level autonomous inverters for electric drive and electric power industry]." *Power electronics*, no.1, pp. 43-46, 2008, URL: http://www.power-e.ru/pdf/2008_1_43.pdf
- [11] D. Vinnikov [et al.] "QZS-based soft-switching DC/DC converter with a seriesresonant LC circuit" *Energy saving. Power engineering. Energy audit*. 2013. № 8. vol. 2, pp. 42-50.
URL: <https://ortus.rtu.lv/science/lv/publications/18679/fulltext>
- [12] Rajambal, K.; Sanjeevikumar, P.; Chinnaponnu, A. "Comparison of MLI and Z-Source Inverter for Transformerless Operation of Single-Phase Photovoltaic Systems." *Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT)*, Thammasat University Publications, Klongluang, Pathumtani (Thailand). 2010, vol.15. P.37-47. URL: https://www.researchgate.net/publication/231522437_Comparison_of_MLI_and_Z-Source_Inverter_for_Transformerless_Operation_of_Single-Phase_Photovoltaic_Systems
- [13] Haniif, M.; Basu, Malabika; Gaughan, K. "Understanding the operation of a Z-source inverter for photovoltaic application with a design example". *Power Electronics, IET*. 2011, no. 4. pp. 278 - 287. DOI: [10.1049/iet-pel.2009.0176](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2009.0176)
- [14] S. Honarbari, M. Alizadeh Bidgoli "Designing a Quasi-Source Inverter with Energy Storage to Improve Grid Power Quality." *IETE Journal of Research*, 2020.
DOI: [10.1080/03772063.2019.1709571](https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1709571)
- [15] Li Z., Zhang G., Fang C "Enhanced switched-inductor quasi-Z-source inverter." *Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 42(9), 2006, P. 1803–1811.
DOI: [10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0579](https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0579)
- [16] I. S. Fedin "Bahatorivnevi invertory v sistemah elektrozhivlennia z alternatyvnimi dzherelamy" M. S. thesis, *National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute*, Kyiv, 2019, URL: https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28030/1/Fedin_magistr.pdf
- [17] Miaosen Shen, Jin Wang, A. Joseph, Fang Zheng Peng, L. M. Tolbert and D. J. Adams "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress." *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no.3 pp.770-778, 2006. DOI: [10.1109/TIA.2006.872927](https://doi.org/10.1109/TIA.2006.872927)
- [18] Fang Zheng Peng, Miaosen Shen, Zhaoming Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.4, pp.883-838, 2005.
DOI: [10.1109/TPEL.2005.850927](https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850927)



- [19] Zahedi A, "Solar photovoltaic (PV) energy; latest developments in building integrated and hybrid PV systems", *Renewable Energy*, no. 31(5) pp.711-718, 2006. DOI: [10.1016/j.renene.2005.08.007](https://doi.org/10.1016/j.renene.2005.08.007)
- [20] Garcia-Vazquez, C. A., Sanchez-Sainz, H., Gonzalez-Rivera, E., Llorens-Iborra, F., & Fernandez-Ramirez, L. M. "Decoupled Maximum Constant Boost Control for Quasi-Z-Source Inverter.", *Proceedings - 2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, IEEEIC / 1 and CPS Europe* 2020, 2020. DOI: [10.1109/IEEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160623](https://doi.org/10.1109/IEEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160623)
- [21] Suganthi, J., & Rajaram, M. "Effective analysis and comparison of Impedance Source Inverter topologies with different control strategies for Power Conditioning System.", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015. DOI: [10.1016/j.rser.2015.06.039](https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.06.039)
- [22] Kouzou, A., & Abu-Rub, H. "Multiphase Z-source inverter using maximum constant boost control", *Archives of Control Sciences*, no. 23(1), pp. 107-126, 2013. DOI: [10.2478/v10170-011-0045-8](https://doi.org/10.2478/v10170-011-0045-8)

Надійшла до редакції 17 липня 2021 р.
Прийнята до друку 18 серпня 2021 р.

UDC 621.341.572

Quasi-Z-Source Inverters in Renewable Power Systems Modeling

I. S. Fedin^f, ORCID [0000-0003-0264-5067](https://orcid.org/0000-0003-0264-5067)

T. O. Tereshchenko^s, Dr.Sc.(Eng.) Prof., ORCID [0000-0003-4009-2854](https://orcid.org/0000-0003-4009-2854)

Yu. S. Yamnenko^s, Dr.Sc.(Eng.) Prof., ORCID [0000-0002-9796-6420](https://orcid.org/0000-0002-9796-6420)

National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" ROR [00syn5v21](https://ror.org/00syn5v21)
Kyiv, Ukraine

Abstract—This paper is devoted to in-detail demonstration and description of the overall functionality and detailed processes in every component of quasi-z-source voltage inverter. Expressions for currents and voltages on all elements of the circuit in standard and "shoot-through" modes are provided. These ratios demonstrate one of the main technological advantages of the quasi-z-source topology: which is the possibility of the voltage reduction on one of the capacitor that forms the quasi-z-circuitry that led to the overall size and weight reduction of the resulting device and additional reliability increase. Matlab calculations, that are provided in the practical part of the article, fully confirmed the theoretical dependencies. At the same time, obtained practical results of the simulation demonstrated the main advantage of the quasi-impedance topology - the ability to provide a continuous current of the input source without zero pauses. That is additionally confirmed by a graphical representation of transients and the spectrum of the output voltage of the inverter. As the second topic of the article, the problem of the control system operating principle selection was discussed. As it was determined in the process of the previous research and practical modeling of the quasi-z-source inverter, providing a switching of the inverter valves on the frequency that equal to the frequency of the desired output voltage, which for the most of the world's electrical power systems is equal to 50-60 Hz, is leading to a size and mass increase of the quasi-z-source circuitry, according to its design ratios. Additionally, such component are either not represented in the modern electronic components lineup or providing sufficient energy losses that in some design cases could neglect the voltage boost effect of the quasi-z-source circuitry implementation. To overcome discovered limitations, several PWM control methods were suggested. All of them could be divided into two groups: classic and vector PWM methods. Classic methods are based on combination of the basic PWM modulation techniques that are widely used in conventional full-bridge invertors with the insertion of the "shoot-through" state activation mode. A model of the control system for the classical approach is offered. It is shown that the method of simple control of the state of "breakdown" is based on the placement of time intervals of the inverter in the state of "breakdown" within the normal period of operation of the bridge inverter. The only difference between the models is the inclusion of an additional constant signal exceeding the amplitude of which the carrier leads to the activation of the "shoot-through" state. In conclusion the discussion on topic of the classic control methods implementation in up-to-date designs and possibility of its combination with a different modern approaches aimed on a quasi-z-source topology parameters modification are provided.

Keywords — inverter; quasi-z-source; "shoot-through" state; quasi-z-source circuitry

