

DOI: <https://doi.org/10.36910/6775-2524-0560-2023-52-17>

УДК 519.876.5; 621.31.33

Лишук Віктор Васильович, к.т.н., доцент

<https://orcid.org/0000-0003-4049-8467>

Мороз Сергій Анатолійович, к.т.н., доцент

<https://orcid.org/0000-0003-4677-5170>

Погинець Андрій Ярославович, студент

Кмитко Назар Олександрович, студент

Барташук Ростислав Ігорович, студент

Луцький національний технічний університет, м.Луцьк, Україна

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ІНВЕРТОРА ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

Лишук В.В., Мороз С.А., Погинець А.Я., Кмитко Н.О., Барташук Р.І. Математична модель інвертора перетворювача частоти. У статті запропоновано математичну модель інвертора перетворювача частоти. Ключовими елементами інвертора перетворювача частоти є IGBT-транзистори. В порівнянні з іншими електронними ключами вони мають більшу швидкодію та можливість виготовлення модуля з шести транзисторів та діодів. Запропонована модель перетворювача дасть змогу розуміти фізичні процеси в перетворювачах, правильно проектувати, діагностувати та експлуатувати такі пристрої. Результати розрахунків приведені графічними залежностями.

Ключові слова: математична модель, перетворювач частоти, IGBT-транзистор, інвертор, електронний ключ.

Lyshuk V.V., Moroz S.A., Pohynets' A.Ja., Kmytko N.O., Bartashchuk R.I. Mathematical model of inverter frequency converter. The article proposes a mathematical model of the frequency converter inverter. The key elements of the frequency converter inverter are IGBT transistors. Compared to other electronic keys, they have a higher speed and the possibility of manufacturing a module from six transistors and diodes. The proposed converter model will make it possible to understand physical processes in converters, to correctly design, diagnose and operate such devices. The results of the calculations are given by graphical dependencies.

Keywords: mathematical model, frequency converter, IGBT-transistor, inverter, electronic key.

Постановка наукової проблеми. Основними елементами електричної частини сучасних електротехнічних систем є напівпровідникові силові перетворювачі з комутацією електричних величин, пристрої силової електроніки, системи керування напівпровідниковими вентилями, мікропроцесорні пристрої тощо. В області електроприводу напівпровідникові перетворювачі частоти займають вагомe місце. Це пов'язано з невідпинним розвитком технологій виготовлення електронних ключів, які формують необхідні характеристики електричних величин та сигналів. Перетворювачі частоти поділяють на два основні види – безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), що мають зв'язок з первинною мережею та дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ) з проміжною ланкою постійного струму. Інвертори перших побудовані на тиристорах, що мають деяку інерційність, тобто в прицевій системі рідко використовуються, а другі побудовані на транзисторах MOSFET або IGBT технологій [1,2].

Розглянемо ДПЧ з проміжною ланкою постійного струму, виконаний на IGBT-транзисторах, як такий, що має більш практичний інтерес з точки зору електроніки.

Безпосередні перетворювачі частоти отримали застосування в здебільшого для регулювання тихохідних асинхронних електроприводів середньої потужності [4]. Пов'язано це з тим, що максимальне значення вихідної частоти БПЧ становить $1/3 - 2/3$ від частоти мережі живлення. Крім цього, БПЧ мають низький коефіцієнт потужності і впливають на форму вхідного струму. Складність силових кіл і кіл керування таких перетворювачів істотно знижує область використання таких вторинних джерел електроживлення. Застосування ланки постійного струму, як вторинного джерела, виконаної на однофазному чи трифазному діодному мості, дає змогу усунути один з основних недоліків мережевих БПЧ, тобто збільшити ККД та діапазон регулювання вихідної частоти. Однак при цьому погіршуються масогабаритні показники перетворювача загалом [4].

Основними складовими елементами таких перетворювачів є випрямляч з фільтром та інвертор. Однофазна чи трифазна напруга мережі живлення спочатку випрямляється випрямлячем, згладжується фільтром, а потім інвертується, тобто перетворюється на змінну напругу необхідної частоти за допомогою інвертора.

Аналіз досліджень. Автономний інвертор напруги, що використовується у перетворювачах, показаний на рис.1, є більш застосовуваним на практиці і у ланці постійного струму містить LC-фільтр або ємність. Вхідні кола перетворювача побудовані таким чином, що режим комутації транзисторів та алгоритм їх перемикавання із застосуванням широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) не впливають на величину і форму напруги на виході інвертора. Тобто перетворювач в нашому

випадку виступає вторинним джерелом напруги з регульованою частотою [1, 4]. Але величина та форма струму на виході автономного інвертора напруги залежить від виду навантаження.

Завдяки наявності відносно великої ємності C , при роботі інвертора на активно-індуктивне навантаження, яким є асинхронний двигун (АД), забезпечується обмін реактивної енергії між двигуном і ланкою постійного струму. Для усунення пробую транзисторів в режимі цих перетоків необхідно застосувати паралельне вмикання зворотніх діодів VD . Через ці діоди протікає струм у моменти часу повернення реактивної енергії від двигуна в ємність C . LC-фільтр також забезпечує згладжування пульсацій напруги з виходу випрямляча.

Величину напруги на виході інвертора можна регулювати зміною напруги U_d у ланці постійного струму. У цьому випадку використовується керований випрямляч на тиристорах, а інвертор виконує функції комутатора фаз, формуючи необхідну частоту. Такий ПЧ називається АІН з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ). Також регулювання напруги можна проводити широтно-імпульсним регулюванням (ШІР), яке здійснюється модуляцією напруги несучої частоти (частоти комутації ключів) до сигналу основної частоти. Такий ПЧ називається АІН із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). У них, як правило, випрямляч є некерованим. На сьогодні на практиці ШІМ-модуляція знайшла найбільше застосування завдяки можливості багатьох варіацій, тобто її способи підбираються конкретно під досліджувану задачу [2,3].

Як відомо в АІН відсутня рекуперація енергії від двигуна в мережу живлення. Щоб її забезпечити при генераторному (гальмівному) режимі роботи АД, встановлюється другий комплект випрямляча, який повинен бути керованим тиристорним. У генераторних режимах АД він працює як інвертор, ведений мережею. Тому автономні інвертори напруги добре зарекомендували себе лише з навантаженням активно-індуктивного характеру. Якщо ж на виході інвертора вмикається активне або активно-ємнісне навантаження, то між інвертором та навантаженням вмикаються буферні елементи з переважанням індуктивного характеру [3].

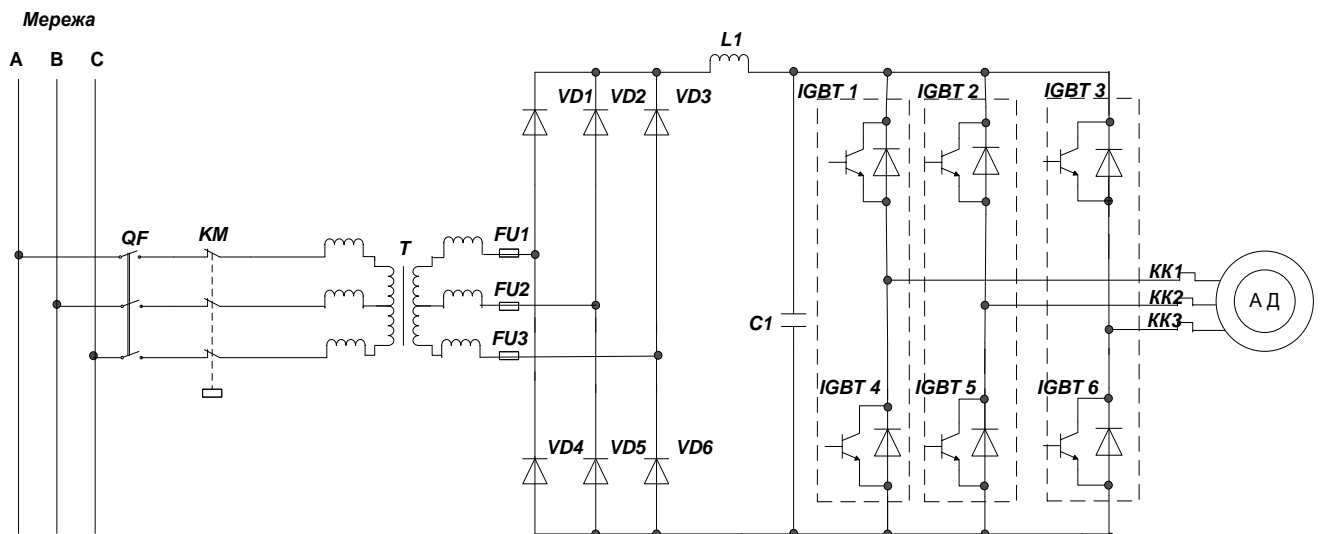


Рисунок 1 – Електрична схема системи ПЧ-АД

В даний час реалізовано безліч варіантів побудови основних кіл трифазних автономних інверторів напруг, призначених для керування швидкістю ротора електроприводів змінного струму. Ідеалізований трифазний міст складається з шести силових керованих ключів. Кожен із цих ключів повинен мати двосторонню провідність і містить у загальному випадку кілька напівпровідникових приладів, у нашому випадку транзистор та діод.

Таким чином, якщо керований елемент силового ключа знаходиться у ввімкненому стані, то відповідне плече моста має пряму високу електропровідність (проводить струм), а якщо керований елемент силового ключа знаходиться у вимкненому стані, то відповідне плече моста має зворотню нульову провідність [1, 4]. Інвертування постійної напруги джерела живлення з фільтром в трифазну змінну напругу необхідної частоти на вихідних затискачах А, В, С інвертора, що є спільною точкою кіл емітерів та колекторів відповідних плечей моста здійснюється комутацією ключів у цих плечах з певною частотою і в певній послідовності. Це встановлюється законом ШІМ-модуляції,

алгоритм якої закладений в мікроконтролері, що керує процесами в інверторі. Форма вихідної напруги в АН в основному залежить від вибраного закону комутації електронних ключів.

« Рациональним методом аналітичного дослідження електричних процесів у схемах напівпровідникових інверторів є роздільний розгляд робочих та комутаційних процесів. Робочі процеси протікають у силовій частині напівпровідникового перетворювача, їх закономірності визначаються в результаті аналізу роботи узагальненої структурної схеми інвертора на задане навантаження при прийнятному законі комутації » [4].

Комутаційні електричні процеси визначаються певними характеристиками напівпровідникових приладів, що використовуються в тій чи іншій схемі інвертора. У разі використання звичайних незапираючих тиристорів, що мають неповну керованість, слід аналізувати процеси в пристроях штучної комутації. Швидкість перебігу комутаційних процесів набагато вища у порівнянні з робочими процесами. Тому, при математичному моделюванні процесів у перетворювачах частоти, обмежуються розглядом робочих процесів при роботі ПЧ на АД.

Залежно від керування ключами в силовому колі всі інвертори поділяються на два класи: інвертори з постійною та інвертори зі змінною структурою силового кола. У першому випадку керуючі сигнали від контролера чи драйвера завжди надходять на три ключі, що зумовлює незмінність структури силової частини. У схемах другого класу число ключів, на які подаються керуючі сигнали, може бути менше трьох. Перша схема знайшла ширше застосування, завдяки кращій формі та гармонічного складу вихідної напруги.

Найпростіший спосіб керування транзисторними ключами, є спосіб з 180° -ю провідністю. У цьому випадку протягом $1/6$ періоду вихідної напруги ввімкнені три вентильні ключі: два непарних і один парний або навпаки. При такому способі цикл комутації складається із шести тактів, тривалість кожного становить 60° . Кожен ключ відкритий протягом трьох тактів або 180° . У будь-який момент часу по всіх фазах обмотки статора протікають струми, зсунуті на кут 120 ел. градусів. Часову діаграму стану електронних транзисторних ключів у такому випадку на схемі заміщення трифазного мостового інвертора напруги можна представити на рис.2.

Інтервали часу, протягом яких існує симетрична двостороння провідність відповідних плечей моста, виділені на діаграмі станів жирними горизонтальними лініями. Індекс горизонталі відповідає позначенню силового керованого ключа. Відповідно до показаної на діаграмі послідовності перемикання кожен з ключів знаходиться неперервно у ввімкненому стані протягом половини періоду вихідної частоти ($\lambda = \pi$). Протягом $1/6$ періоду вихідної напруги (60° -ти градусної зони ввімкнені три ключі: один в анодній групі вентилів, два в катодній і навпаки. Кожній комбінації станів ключів відповідає певна комбінація підключення фаз А, В і С до шин джерела живлення інвертора.

Виклад основного матеріалу й обґрунтування отриманих результатів дослідження. Під час розробки математичної моделі перетворювача частоти для її спрощення обмежуються математичним описом фізичних процесів тільки в силовій частині нелінійної системи. Адже напівпровідникові прилади автоматично є нелінійними, про що вказують їх вольт-амперні характеристики. Заступна схема ключових елементів інтерпретується періодично комутуваними активними опорами.

Відповідно до діаграм ввімкнення (рис.2) у кожний момент часу постійний струм протікає через дві фази навантаження та ввімкнені вентилялі. Таким чином, вихідна напруга інвертора прямопропорційно залежить від струму i_d або напруги U_d випрямляча. Визначення лінійних та фазних напруг і струмів на вихідних фазах інвертора описується за допомогою комутаційних функцій F_k [3].

$$F_k = C_i(t - t_i), \quad (1)$$

де F_k – комутаційна функція, що визначається станом k -го ключа в колі інвертора; t – час відкритого стану ключа, t_i – моменти комутації k -го ключа; C_i – значення комутаційної функції, що відповідають стану ключа у момент t_i . У моменти комутації комутаційна функція набуває значення $+1$ чи -1 .

Лінійні напруги на виході інвертора, які при з'єднанні фаз обмоток статора трикутником одночасно є і фазними напругами двигуна, можна при законі комутації представити у вигляді графіків рис.3. Тоді можна записати наступні співвідношення між напругами на виході та вході інвертора [2].

$$U_{ab} = F_{ab} \cdot U_{II}; \quad U_{bc} = F_{bc} \cdot U_{II}; \quad U_{ca} = F_{ca} \cdot U_{II}. \quad (2)$$

Тут U_n – постійна напруга на вході інвертора, а U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} – лінійні напруги на виході інвертора, F_{ab}, F_{bc}, F_{ca} – комутаційні функції лінійних напруг, що представляють собою прямокутники одиничної амплітуди в моменти, коли проводять протилежні ключі відповідних фаз і нульові ділянки, коли проводять однополярні ключі.

Графік лінійної напруги $U_n(\theta)$ описується виразом:

$$U_n(\theta) = U_{ab}(\theta) = \begin{cases} +U_n & \text{при } -0 < \theta < 2\pi/3; \\ 0 & \text{при } -2\pi/3 < \theta < \pi; \\ -U_n & \text{при } -\pi < \theta < 5\pi/3; \\ 0 & \text{при } -5\pi/3 < \theta < 2\pi. \end{cases} \quad (3)$$

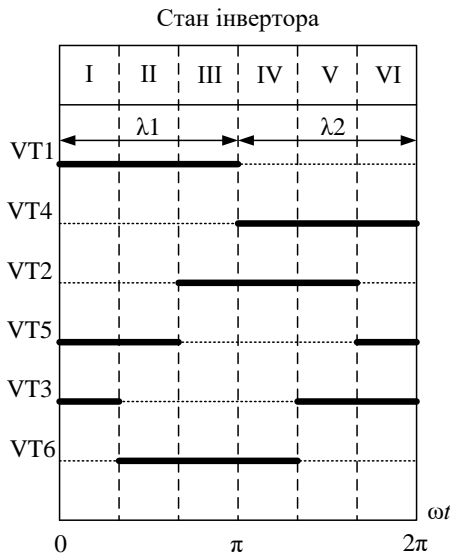


Рисунок 2 – Діаграми стану ключів інвертора

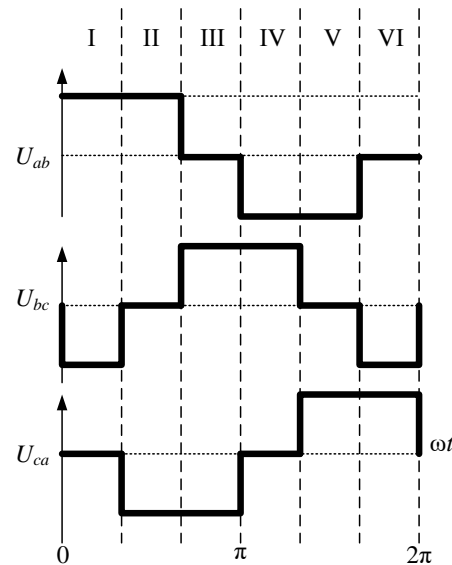


Рисунок 3 – Графіки лінійних напруг

При моделюванні автономних інверторів комутаційні функції цих фазних напруг при 180° -му керуванні можна подати у вигляді

$$F_A(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin k\varphi; \quad F_B(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin k\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right); \quad F_C(\varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin k\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4)$$

де $k = 2p + 1$ – коефіцієнт гармоніки, $p = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ – натуральний ряд чисел. Тоді комутаційні функції лінійних напруг можна визначити наступним чином

$$F_{AB}(\varphi) = F_A(\varphi) - F_B(\varphi); \quad F_{BC}(\varphi) = F_B(\varphi) - F_C(\varphi); \quad F_{CA}(\varphi) = F_C(\varphi) - F_A(\varphi). \quad (5)$$

Часові діаграми лінійних напруг автономного інвертора несинусоїдні, тому їх можна подати у вигляді суми гармонійних складових, що не містять гармонік, кратних двом і трьом [4].

$$U_n(\theta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_n \left(\sin \theta' - \frac{1}{5} \sin 5\theta' - \frac{1}{7} \sin 7\theta' + \frac{1}{11} \sin 11\theta' + \dots \right) \quad (6)$$

Тут $\theta' = \theta + \pi/6$;

$U_{n1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_n = 1,1U_n$ – амплітуда основної першої гармоніки лінійної напруги,

$U_{n\text{эф}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot U_n = 0,82U_n$ – ефективне діюче значення лінійної напруги.

Для отримання основних характеристик інвертора використовуються різні моделі, що відрізняються в основному блоками вимірювання та запису результатів вимірювання у робочий

простір MATLAB. При цьому сам інвертор, його блок живлення, керування та навантаження залишаються без змін. Модель представлена на рис.4. Параметри моделі занесено до таблиці 1.

Таблиця 1 – Параметри моделі

Бібліотека	Блок	Параметри
Powerlib-Extras/ Control Blocks	Control system – генератор сигналів ШІМ	Carrier frequency (Hz) – 1200
SimPowerSystem/ Electrical sources	U_{dc} – джерело постійної напруги	Amplitude (V) – 515
SimPowerSystem/ PowerElectronics	Universal Bridge – універсальний міст	Number of bridge arms – 3 Snubber resistance R_s (Ohm) - 100000 Power Electronik devices – IGBT/Diodes
Simulink library/ Source	Mag, Omega, (блоки constant) – джерела постійного сигналу, Clock – джерело часу	–

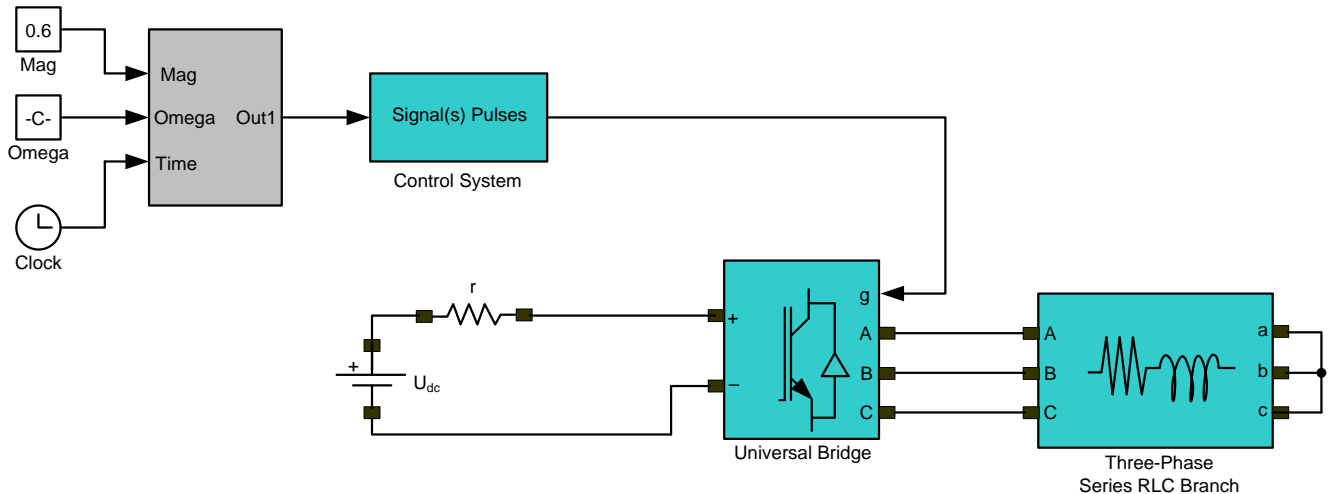


Рисунок 4 – Matlab-модель перетворювача частоти

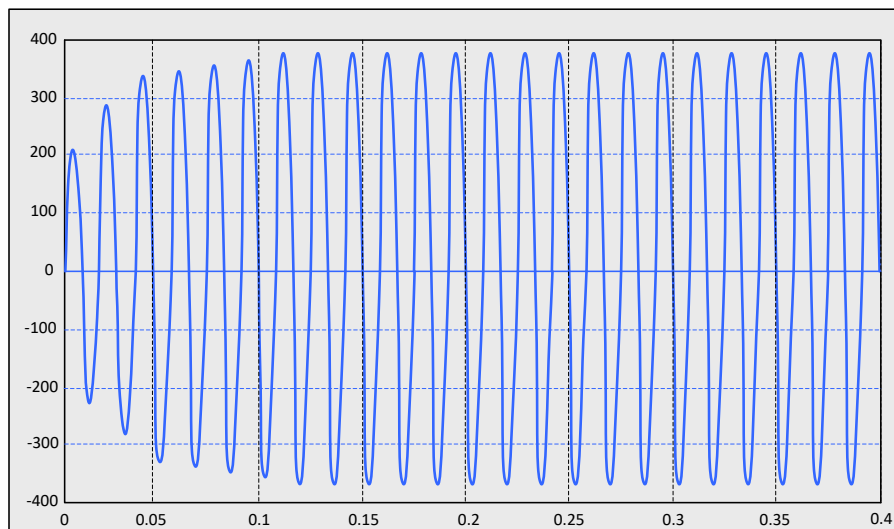


Рисунок 5 – Графік перехідного процесу лінійної напруги на виході інвертора

З рис.5 видно, що інвертор перетворювача частоти забезпечує заданий стабільний рівень напруги 380 В на кожній фазі. Така модель інвертора придатна для живлення трифазного регульованого електроприводу.

Висновки та перспективи подальшого дослідження. Основними перевагами математичних моделей пристроїв силової електроніки є те, що на практиці інколи неможливо провести натурний експеримент із-за дороговизни електрообладнання та інших факторів. Математична модель дає змогу з високою точністю просимулювати динамічні процеси в пристроях, проаналізувати різні режими роботи, в тому числі аварійні, і в підсумку зробити висновки про адекватність та роботоздатність моделі.

Список бібліографічного опису

1. Жуйков В.Я. Енергетичні процеси в електричних колах з ключовими елементами / В.Я. Жуйков, С.П. Денисюк. – К.: Текст, 2010. – 264 с.
2. Кириленко О.В. Системи силової електроніки та методи їх аналізу / О.В. Кириленко, В.Я. Жуйков, С.П. Денисюк, О.Б. Рибіна. – К.: Текст, 2006. – 488 с.
3. Махно О.О. Автономні перетворювачі. Навч. посібник / О.О. Махно, В.В. Семенов, О.В. Будьонний, Н.А. Омелчук. – Запоріжжя: ЗДІА, 2009. – 126 с.
4. Шавьолкін О. О. Енергетична електроніка: навч. посібник / О.О. Шавьолкін. – К.: КНУТД, 2017. – 396 с.

Referenses

1. Zhujkov V.Ya. Energetichni procesi v elektrichnih kolah z klyuchovimi elementami / V.Ya. Zhujkov, S.P. Denisyuk. – K.: Tekst, 2010. – 264 s.
2. Kirilenko O.V. Sistemi silovoyi elektroniki ta metodi yih analizu / O.V. Kirilenko, V.Ya. Zhujkov, S.P. Denisyuk, O.B. Ribina. – K.: Tekst, 2006. – 488 s.
3. Mahno O.O. Avtonomni peretvoryuvachi. Navch. posibnik / O.O. Mahno, V.V. Semenov, O.V. Budonnij, N.A. Omelchuk. – Zapo-rizhzhya: ZDIA, 2009. – 126 s.
4. Shavolkin O. O. Energetichna elektronika: navch. posibnik / O.O. Shavolkin. – K.: KNUTD, 2017. – 396 s.