

РЕЗОНАНСНИЙ ІНВЕРТОР ІЗ ЗВОРОТНИМИ ДІОДАМИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

В. І. Сенько, К. В. Трубицин

Національний технічний університет України «КПІ», м. Київ
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна

М. М. Юрченко, О. М. Юрченко

Інститут електродинаміки НАН України
просп. Перемоги, 56, м. Київ, 03057, Україна. E-mail: yuon@ied.org.ua

На основі теоретичних досліджень та обчислювальних експериментів розроблено математичну модель резонансного інвертора із зворотними діодами, яка дозволяє проводити аналіз процесів у силовій частині та розрахунок перетворювальних пристроїв для електротехнологічних установок, подано рекомендації щодо використання автономного інвертора в електротехнологічних установках.

Ключові слова: математична модель, інвертор, електротехнологічна установка, підвищена частота.

РЕЗОНАНСНИЙ ІНВЕРТОР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

В. И. Сенько, К. В. Трубицин

Национальный технический университет Украины «КПИ», г. Киев
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина

Н. Н. Юрченко, О. Н. Юрченко

Институт электродинамики НАН Украины
просп. Победы, 56, г. Киев, 03057, Украина. E-mail :yuon@ied.org.ua

На основании теоретических исследований и вычислений разработана математическая модель резонансного инвертора с обратными диодами, которая позволяет производить анализ процессов в силовой части и расчет преобразовательных устройств для электротехнологических установок, поданы рекомендации для использования автономного инвертора в электротехнологических установках.

Ключевые слова: математическая модель, инвертор, электротехнологическая установка, повышенная частота.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Електротехнологічні процеси й установки (ЕТУ) в наш час широко застосовуються в усіх сферах суспільного виробництва, й від їх ефективності залежить вирішення найважливіших народногосподарських задач з прискорення темпів технічного прогресу, інтенсифікації виробництва, різкого підвищення продуктивності праці й раціонального використання паливно-енергетичних ресурсів. Проблема електроживлення ЕТУ постала надто гостро, тому що такі установки проти інших споживачів електричної енергії володіють рядом специфічних особливостей: великою різноманітністю режимів роботи, наявністю ЕТУ з різкозмінним імпульсним нелінійним характером навантаження, широким діапазоном потужностей, напруг і частот і т.ін.

Створення систем електроживлення ЕТУ визначається технічними можливостями перетворення параметрів електричної енергії, які в наш час найбільш ефективно можуть бути реалізовані за допомогою напівпровідникових автономних резонансних інверторів (АІР) [1–5].

Метою даної роботи є розробка математичної моделі резонансного інвертора зі зворотними діодами (АІР із ЗД), яка дозволяє проводити розрахунок перетворювальних пристроїв для електротехнологічних установок.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Використання двоспрямованих ключів [6–8] дозволяє здійснити обмін реактивною енергією між резонансним контуром і вхідним джерелом напруги U_d ,

тобто забезпечити роботу інвертора в режимах з безперервним струмом контуру в широкому частотному діапазоні. При цьому відбувається часткове зменшення комутаційних втрат при відкритті ключових приладів (КП) або їх закритті.

Автономні резонансні інвертори зі зворотними діодами, як правило, живляться від джерела напруги, тобто акумуляторної батареї, або випрямляча, останнім ланцюгом фільтра якого є конденсатор з достатньо великою ємністю. Комутувальна індуктивність (індуктивність контуру) ввімкнена в коло змінного струму інвертора. Як ключові (S) в АІР із ЗД зараз застосовуються повністю керовані прилади (біполярні транзистори, МОН-транзистори, БТІЗ, ГТО-тиристри), паралельно яким у зворотному напрямку ввімкнені діоди [7–9] або звичайні тиристри за умови їх примусової комутації [6].

Схеми АІР із ЗД бувають напівмостовими з роздільним комутувальним конденсатором, напівмостовими з роздільним джерелом живлення і мостовими.

Принцип дозування енергії в перетворювачах розглянутий у [2, 8]. На рис. 1 приведена напівмостова схема резонансного інвертора зі зворотними діодами та роздільним комутувальним конденсатором. Окрім основних зворотних діодів VD1 і VD2, ввімкнених паралельно S1 і S2, у схемі є діоди VD3 і VD4, ввімкнені паралельно комутувальним конденсаторам $C_{к1}$ і $C_{к2}$. Діоди VD3 і VD4 виявляють суттєвий вплив на електромагнітні процеси в інверторі.

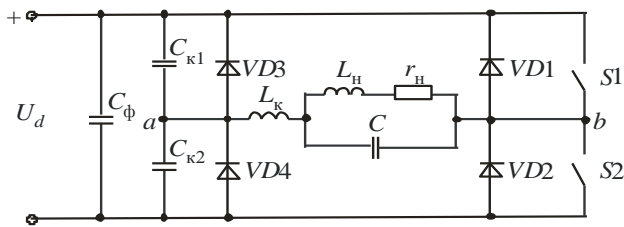


Рисунок 1 – Напівмостова схема API із ЗД і розділеним комутувальним конденсатором

Змінний струм i_{ab} у перший напівперіод формується зі струму ключа S1 і діода VD3 в інтервалі $\vartheta = 0 \div \vartheta_d$ та струму ключа S1 і діода VD3 в інтервалі $\vartheta = \vartheta_d \div \pi - \lambda_{VD}$. З моменту $\vartheta = \pi - \lambda_{VD}$ до кінця напівперіоду змінний струм $i_{ab} = 0$. У другому інтервалі одночасної роботи S1 і VD3 коло змінного струму закорочено через них і плюсову шину інвертора. Причиною відкриття діода VD3 у момент ϑ_d є повний розряд конденсатора і спадання напруги U_{Ck1} до нуля. У цей же момент напруга на конденсаторі Ck2, який заряджається в інтервалі $\vartheta = 0 \div \vartheta_d$, досягає значення, що дорівнює U_d .

У другому напівперіоді імпульс змінного струму формується зі струму ключа S2 та струму одночасно працюючих S2, VD4, а на інтервалі $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD} \div 2\pi$ $i_{ab} = 0$. При цьому конденсатор Ck2 розряджується до нуля, а Ck1 заряджується до напруги U_d . В інтервалі сумісної роботи S2 і VD4, який починається в момент $\vartheta = \pi + \vartheta_d$ та продовжується до моменту $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD}$, коло змінного струму a-b закорочено через VD4, S2 і мінусову шину.

Як видно, конденсатори Ck1 і Ck2 заряджуються до напруги джерела U_d і розряджуються до нуля. В інтервалі $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD}$ і, відповідно, інтервалі $(\vartheta = 2\pi - (\pi + \lambda_{VD}))$ напруга на конденсаторах не змінюється і дорівнює нулю або U_d . При цьому енергія W_{Ck} , накопичена в комутувальних конденсаторах, і потужність P, яка віддається через них від джерела живлення у навантаження, може бути визначена зі співвідношень:

$$W_{Ck} = U_d^2 C = \text{const}; \quad (1)$$

$$P = U_d^2 f C = \left(\frac{U_d}{2}\right) I_d = \frac{U_{nm}^2}{2r_h} \cos^2 \varphi_n = \text{const}. \quad (2)$$

З виразів (1) і (2) стає зрозумілим, що енергія накопичується та передається незмінними порціями (дозами), а потужність у навантаженні є постійною й не залежить від його параметрів. Тому інвертор і має назву резонансного інвертора з дозуванням енергії.

Дозувальні властивості та підтримка сталості потужності означають, що вихідна напруга інвертора самоузгоджується з параметрами навантаження. Тому найбільш доцільно його використання в електротехнології – індукційному нагріванні та електродуговому зварюванні, де особливо характерними є випадки навантажень зі змінними параметрами.

З принципу роботи та часових діаграм (рис. 2) видно, що ключові прилади відкриваються та закриваються при нульовому струмі, як і в API без зворотних діодів у режимі переривчастого струму. Поряд з самоузгодженням це є великою перевагою даного інвертора. При роботі в режимі з нульовим струмом при вмиканні та вимиканні ключових приладів зворотні діоди VD1 і VD2 не працюють. Проте їх наявність у схемі необхідна, тому що з різних причин інвертор може переходити в режим закриття з ненульовим струмом. У цьому випадку змінний струм замикається через діод VD2 і фільтрувальний конденсатор C_ϕ у перший напівперіод і через VD1 і C_ϕ – у другий, запобігаючи перенапрузі на ключових приладах.

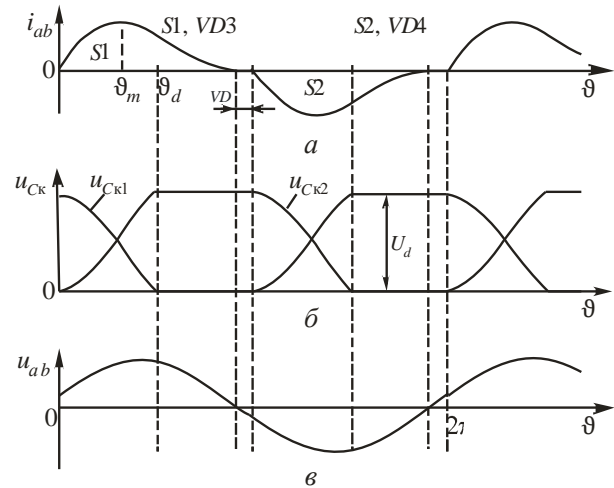


Рисунок 2 – Часові діаграми струмів і напруг у схемі інвертора

Аналіз і розрахунок інвертора спрощуються, якщо взяти до уваги характерні йому властивості: а) енергія та потужність, що споживається від джерела живлення, і та, що віддається у навантаження за допомогою конденсаторів Ck1, Ck2, незмінні та не залежать від параметрів навантаження; б) напруга U_{Ck} на конденсаторах незмінна на інтервалі $\tau = \pi - \vartheta_d$ і може розглядатися як відсічена знизу та зверху на рівні $U_d/2$; в) при навантаженні у вигляді коливального контуру для підтримки постійної потужності треба, щоб навантажувальний контур був налагоджений у резонанс.

Згідно з першою властивістю для потужності інвертора має силу співвідношення (2).

За заданої напруги джерела живлення U_d та потужності P комутувальний конденсатор C_k має величину

$$C_k = P / (U_d^2 f). \quad (3)$$

Відповідно до другої властивості амплітуда першої гармоніки напруги (рис. 2) визначається виразом

$$U_{Ckm} = \frac{U_d/2}{\cos \frac{\pi - \vartheta_d}{2}}. \quad (4)$$

При активному навантаженні або при налаштованому в резонанс навантажувальному контуру амплі-

туди напруг u_{ab} і $u_c = u_n$ відповідно дорівнюють [5, 6]:

$$U_{abm} = U_{C_{km}} / \sin \delta; \quad (5)$$

$$U_{nm} = U_{abm} \cos \delta, \quad (6)$$

де δ – кут зсуву фаз між першими гармоніками інвертованого струму i_{\sim} і напруги u_{ab} .

За відомими параметрами навантаження можна визначити ємність компенсуючого конденсатора, еквівалентний опір навантажувального контуру та комутувальну індуктивність L_k .

На інтервалі $\vartheta = 0 \div \vartheta_d$ частота власних коливань інвертора повинна бути набагато вищою за частоту керування, тобто $\omega_{C_k} / \omega > 1$, щоб забезпечити спадання струму до нуля до початку паузи λ_{VD} . Встановлено, що при величині інтервалу $\lambda_{VD} = 0,1\pi$ може бути прийнятним співвідношення частот

$$\omega_{C_k} / \omega > 1,2 \dots 1,4.$$

При цьому для $\text{tg} \delta$ робоче значення буде $\text{tg} \delta = 1,5 \dots 1,6$.

Треба відмітити, що при навантаженні у вигляді коливального контуру з високою добротністю Q ($\cos \varphi = 0,05$ та менше) спостерігається дуже швидкий спад струму на інтервалі $\vartheta = \vartheta_d \div \pi - \lambda_{VD}$, при якому природне продовження струмового імпульсу (лінія перетину) та фактична його часова діаграма зближуються та визначаються малим співвідношенням

$$\omega_{C_k} / \omega \rightarrow 1,1 \dots 1,2. \quad (7)$$

При розрахунку інвертора може бути запропонована наступна послідовність обчислювальних процедур.

1. Задаємо інтервал паузи λ_{VD} залежно від паспортного часу вимикання КП і робочої частоти інвертора, наприклад, $\lambda_{VD} = 0,1\pi$.

2. Обираємо початкове значення відношення частот, що дорівнює $\omega_{C_k} / \omega = 1,3$, яке у процесі розрахунку уточнюється.

3. Приймаємо $\text{tg} \delta > \omega_{C_k} / \omega$; $\text{tg} \delta = 1,5 \dots 1,6$.

4. Визначаємо добротність

$$Q = \frac{\omega L_k}{R_e} = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_{C_k}} \right)^2 \left[\text{tg} \delta \pm \sqrt{\text{tg}^2 \delta - \left(\frac{\omega}{\omega_{C_k}} \right)^2} \right]. \quad (8)$$

5. При заданих потужності та частоті обчислюємо ємність комутувального конденсатора C_k , використовуючи (3).

6. Згідно з обраним значенням $\text{tg} \delta$ визначаємо еквівалентний опір навантаження:

$$R_e = 1 / (\omega C_k \text{tg} \delta).$$

7. При навантаженні у вигляді коливального контуру розлад ξ_0 при резонансі контуру ($\text{tg} \psi = 0$) дорівнює [5, 6]:

$$\xi_0^2 = \frac{\text{tg} \varphi + \text{ctg} \varphi}{\text{tg} \varphi}.$$

8. Визначаємо відносний еквівалентний опір контуру [5, 6]:

$$R'_e = \frac{\xi_0^2 \text{ctg} \varphi}{(\xi_0^2 - 1) + \text{ctg}^2 \varphi}.$$

9. За визначеними значеннями R_e і R'_e обчислюємо ємність паралельного конденсатора C :

$$C = \frac{R'_e}{\omega R_e}.$$

10. З умови резонансу визначаємо необхідну величину індуктивності навантаження:

$$L_n = 1 / \xi_0^2 \omega^2 C.$$

11. За відомим $\cos \varphi$ навантаження обчислюємо активний опір $r_n = \text{ctg} \varphi \cdot \omega L_n$.

12. При заданій потужності та параметрах навантаження визначаємо необхідну напругу U_{nm} :

$$U_{nm} = \sqrt{2 P r_n} / \cos \varphi.$$

13. З виразів (4) і (6) визначаємо інтервал $\pi - \vartheta_d$, який дорівнює:

$$\pi - \vartheta_d = 2 \arccos \frac{U_d \cos \delta}{2 U_{nm}} \quad (9)$$

і момент ϑ_d вмикання дозуючих діодів.

Значення ϑ_d можна визначити з умови

$$u_{C_k}(\vartheta_d) = \frac{1}{\omega C_k} \int_0^{\pi - \vartheta_d} i(\vartheta) d\vartheta = \frac{U_d}{2}, \quad (10)$$

використовуючи для струму співвідношення

$$\vartheta_m = \frac{\arcsin \text{tg} 2Q(\omega_{C_k} / \omega)}{(\omega_{C_k} / \omega)}$$

$$i(\vartheta) = \frac{U_d / 2 + U_{C_k}(0)}{\omega_{C_k} / \omega \omega L_k} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} \sin \omega_{C_k} / \omega \vartheta = \frac{U_d}{\omega_{C_k} / \omega} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} \sin \omega_{C_k} / \omega \vartheta,$$

де $U_{C_k}(0) = U_d / 2$,

за виразом

$$\vartheta_d = \frac{\pi}{(\omega_{C_k} / \omega)} = \frac{\arcsin \text{tg} 2Q(\omega_{C_k} / \omega)}{(\omega_{C_k} / \omega)}. \quad (11)$$

14. За визначеним з (11) значенням уточнюємо відношення ω_{C_k} / ω , після чого розв'язуємо рівняння

$$\vartheta_d(\omega_{C_k} / \omega) + \arcsin \text{tg} 2Q(\omega_{C_k} / \omega) = \pi. \quad (12)$$

Розв'язок починаємо з підстановки у (12) значення ω_{C_k} / ω , що дорівнює спочатку обраному в п. 2. Якщо (12) це не задовольняє, задаємося новим значенням ω_{C_k} / ω , потім вибираємо значення $\text{tg} \delta$, потім перераховуємо Q за виразом (8).

Таблиця – Результати розрахунку та комп’ютерного моделювання електричних параметрів інвертора

$r_n = 0,05 \text{ Ом}, L_n = 2,3 \text{ мкГн}, L_{к1} = 9,2 + 1,9 = 11,1 \text{ мкГн}, C_{к1} = C_{к2} = 1,5 \text{ мкФ}$										
Величина	$\vartheta_m,$ °ел	$\vartheta_d,$ °ел	$U_{нм},$ В	$I_d,$ А	$I_{мКП},$ А	$I_{оКП},$ А	$I_{мдд},$ А	$I_{одд},$ А	$P,$ кВт	$I(\pi - \lambda_{VD}),$ А
Розрахунок	46	93	230	30	151	33,2	81	3,23	15	2,3
Комп’ютерний експеримент	49	95	231	30	156	33,2	88	3,8	15	1,8

15. Обчислюємо необхідну величину комутувальної індуктивності:

$$L_k = \frac{QR_e}{\omega}$$

16. Напруги U_{ab} і U_{C_k} дорівнюють (5) і (6).

17. Визначаємо максимальний $I_{мКП}$ та середній

$I_{оКП}$ струми КП:

$$I_{мКП} = \frac{U_d}{\omega_{C_k}/\omega \omega L_k} e^{\frac{\vartheta_m}{2Q}} \sin \omega_{C_k}/\omega \vartheta_m,$$

де ϑ_m – момент часу, в який струм КП досягає максимального значення;

$$I_{оКП} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i(\vartheta) d\vartheta = U_d f C_k \left(1 + e^{-\frac{\pi - \lambda_{VD}}{2Q}} \right). \quad (13)$$

18. Обчислюємо середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \vartheta_d} i(\vartheta) d\vartheta = U_d f C_k.$$

19. Максимальне $I_{мдд}$ і середнє $I_{одд}$ значення струмів через дозувальні діоди відповідно дорівнюють:

$$I_{мдд} = i(\vartheta_d) = \frac{U_d}{\omega_{C_k}/\omega \omega L_k} e^{\frac{\vartheta_d}{2Q}} \sin \omega_{C_k}/\omega \vartheta_d;$$

$$I_{одд} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \vartheta_d} i_{дд}(\vartheta) d\vartheta = U_d f C_k e^{-\frac{\lambda}{2Q}},$$

де $\lambda = \frac{\pi\omega}{\omega_{C_k}}$ – інтервал провідності КП.

Вираз для струму $I_{одд}$ можна одержати зі співвідношення:

$$I_{одд} = I_{оКП} - I_d = U_d f C_k e^{-\frac{\lambda}{2Q}}.$$

Як видно, струм і потужність пропорційні частоті. Ця обставина успішно використовується для регулювання потужності та захисту інвертора від перенавантаження.

Експериментальні дослідження. При проведенні комп’ютерного та реального досліджень інвертора, розрахунку за наведеною методикою встановлено хороше співпадіння обчислювальних і одержаних у результаті експериментів елементів і величин. Розбіжність складає 5–10 %. Єдина велика розбіжність у визначенні індуктивності L_k – різниця

комп’ютерного моделювання та експерименту складає ≈ 25 %. Мале значення L_k одержано при комп’ютерному моделюванні через велику паузу λ_{VD} та наявність інтервалів з негативними значеннями струму одночасно працюючих КП і ЗД при короткозамкненому колі змінного струму на «+» або «-» шину. Цей стан електромагнітного процесу характерний для випадку, коли коло змінного струму має не тільки індуктивність L_k , активний опір $r_n(R_e)$, але й конденсатор C . Пояснення процесів і необхідність збільшення L_k складається в наступному.

При нульовому струмі КП на початку паузи λ_{VD} напруга повинна дорівнювати нулю у тій же точці. Це означає, що зсув фаз між змінним струмом і напругою u_C дорівнює λ_{VD} . У той же час, перша гармоніка $i_{\sim(1)}$ змінного струму має фазу φ_1 , яка звичайно більша за λ_{VD} , так що дійсний зсув фаз між двома величинами $\psi = \varphi_1 - \lambda_{VD}$ виявляється випереджаючим, тобто реакція навантаження інвертора є ємнісною. При цьому навантажувальний коливальний контур створює еквівалентний конденсатор $C_{екв}$. Ємність цього конденсатора необхідно компенсувати індуктивністю L_k , яку треба збільшити на ΔL_k . Збільшення ΔL_k обчислюють, якщо визначені кут φ_1 і зсув фаз ψ (λ_{VD} відоме за завданням), зі співвідношення:

$$\Delta L_k = \frac{\text{tg}\psi R_e}{\omega} = \frac{\text{tg}(\varphi_1 - \lambda_{VD}) R_e}{\omega};$$

$$\varphi_1 = 1,35 \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{C_k}} \right) = 2,12 \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{C_k}} \right) \text{ рад} =$$

$$= 121,5 \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{C_k}} \right)^\circ \text{ ел.}$$

Так, у АРІ розглянутого типу з дозуванням енергії та навантаженням у вигляді коливального контуру необхідно вибирати коливальну індуктивність L_k , яка складається формально з двох частин:

$$L_k = L_{кв} + \Delta L_k,$$

де $L_{кв}$ – знайдене за наведеною методикою попереднє значення індуктивності.

За наведеною методикою з процедурою корекції L_k розраховано напівмостовий РІ із ЗД з розділеним комутувальним конденсатором і дозуванням енергії, призначений для індукційного нагрівання, з наступними даними:

$P = 15 \text{ кВт}; f = 20 \text{ кГц}; U_d = 500 \text{ В}; \cos\varphi = 0,17;$

$\lambda_{VD} = 0,1\pi.$

Розрахунки та комп'ютерне моделювання значень елементів і величин електричних параметрів інвертора наведені у таблиці, а часові діаграми струмів і напруг на рис. 3.

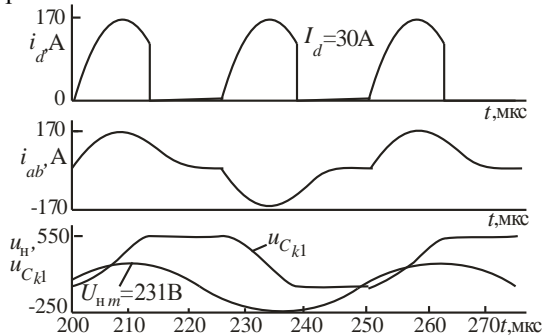


Рисунок 3 – Експериментальні криві струмів і напруг у резонансному інверторі

ВИСНОВКИ. Результати таблиці і рис. 3 дають можливість оцінити методику розрахунку інвертора як достатньо точну. Підтвердженням є цілком прийнятне співпадіння як форми та параметрів імпульсів струму КП і ЗД, так і значень параметрів і форми напруг u_{C_k} , u_n . Підтверджені властивості інвертора по дозуванню енергії, а також вмикання та вимикання КП при нульовому струмі.

RESONANT INVERTER WITH INVERSE DIODES FOR ELECTROTECHNOLOGICAL INSTALLATIONS

V. Senko, K. Trubicin

National Technical University of Ukraine «KPI», Kyiv
prosp. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

N. Yurchenko, O. Yurchenko

Institute of electrodynamics of UNAS

prosp. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail :yuon@ied.org.ua

Based on theoretical studies and mathematical model calculations of the resonant inverter with feedback diodes, which allows the analysis of processes in the power section and the calculation of conversion devices for the electro-installations, submitted recommendations for the use of stand-alone inverter in the electro-installations.

Key words: mathematical model, inverter, electro-installation, an increased frequency.

REFERENCES

1. Balian R.H., Sievers M.A. *Thyristor generators and inverters*. – L.: Energoatomizdat, 1982. – 223 p. [in Russian]
2. Bulatov O.G., Tsarenko A.I., Polyakov V.D. *Thyristor-capacitor power sources for electrical technology*. – M.: Energoatomizdat, 1989. – 200 p. [in Russian]
3. *Thyristor converters for high-frequency electro-installations* / E.I. Berkowitz, G.V. Ivensky, Y.S. Joffe and oth. – L.: Energoatomizdat, 1983. – 208 p. [in Russian]
4. Senko V.I., Sidorov D.S. *Power electronic devices*. – Gabrovo, 1975. – 515 p. [in Bulgarian]
5. Todorov T., Alexiev D., Madzharov N., Ivanov P. *Self-inverters*. – Gabrovo, 1996. – 209 p. [in Bulgarian]

ЛІТЕРАТУРА

1. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. *Тиристорные генераторы и инверторы*. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 223 с.
2. Булатов О.Г., Царенко А.И., Поляков В.Д. *Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии*. – М.: Энергоиздат, 1989. – 200 с.
3. *Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок* / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
4. Сенько В.И., Тодоров Т.С. *Силовые электронные устройства*. – Габрово, 1975. – 515 с.
5. Тодоров Т., Алексиев Д., Маджаров Н., Иванов П. *Автономни инвертори*. – Габрово, 1996. – 209 с.
6. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. *Основы преобразовательной техники*. – М.: Высш. школа, 1980. – 424 с.
7. Зиновьев Г.С. *Основы силовой электроники: Учеб. пособие*. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
8. Воронин П.А. *Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение*. – М.: Издательский дом Додэка – XXI, 2001. – 384 с.
9. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. *Силовая электроника: учебник для вузов*. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

Стаття надійшла 29.01.2012.

Рекомендована до друку
д.т.н., проф. Сінчуком О.М.