

РЕЗОНАНСНИЙ ІНВЕРТОР ІЗ ЗВОРОТНИМИ ДІОДАМИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

*В. І. Сенько, д.т.н., проф., К. В. Трубіцин., ст. викл.
Національний технічний університет України (НТУУ «КПІ»)
пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна
М. М. Юрченко., д.т.н., проф., О. М. Юрченко., д.т.н., проф.,
Інститут електродинаміки НАН України
пр. Перемоги, 56, 03057, м. Київ, Україна
E-mail: yuon@jed.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 у електротехнологічних установках.

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

Вступ. Електротехнологічні процеси і установки (ЕТУ) на наш час широко застосовуються в усіх сферах суспільного виробництва, і від їх ефективності залежить рішення найважливіших народногосподарських задач по прискоренню темпів технічного прогресу, інтенсифікації виробництва, різкому підвищенню продуктивності праці і раціональному використанню паливно-енергетичних ресурсів. Проблема електроживлення ЕТУ стоїть надто гостро, бо такі установки у порівнянні з іншими споживачами електричної енергії володіють рядом специфічних особливостей: великою різноманітністю режимів роботи, наявністю ЕТУ з різкозмінним імпульсним нелінійним характером навантаження, широким діапазоном потужностей, напруг і частот та рядом ін.

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

Мета роботи. Розробка математичної моделі резонансного інвертора з зворотними діодами (АІР з ЗД), яка дозволяє проводити розрахунок перетворювальних пристроїв для електротехнологічних установок.

Матеріал і результати дослідження. 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 із 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. В якості ключових приладів (S) в АІР з 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 при умові їх примусової комутації [6].

Схеми АІР з 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 з зворотними діодами та роздільним комутувальним конденсатором. Окрім основних зворотних діодів $VD1$ і $VD2$, ввімкнених паралельно $S1$ і $S2$, в схемі є діоди $VD3$ і $VD4$, ввімкнені паралельно комутувальним конденсаторам C_{k1} і C_{k2} . Діоди $VD3$ і $VD4$ виявляють суттєвий вплив на електромагнітні процеси в інверторі.

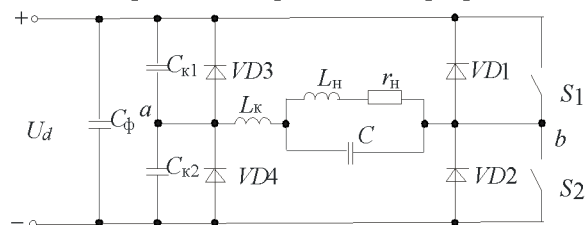


Рисунок 1 – Напівмостова схема АІР з ЗД і розділеним комутувальним конденсатором

На рис. 2 представлені часові діаграми, з яких впливає: з кривої змінного струму i_{\sim} в колі a - v видні послідовність роботи та струми ключів $S1$ і $S2$ та діодів $VD3$ і $VD4$; напруг $U_{C_{k1}}$, $U_{C_{k2}}$; напруги $U_n = U_C$ при резонансі навантажувального коливального контуру.

Змінний струм i_{\sim} у перший півперіод формується з 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 $\vartheta = \pi - \lambda_{VD}$ і до кінця півперіоду змінний струм $i_{\sim} = 0$. У другому інтервалі одночасної роботи $S1$ і $VD3$ коло змінного струму закорочено через них і плюсову шину інвер-

тора. Причиною відкриття діода $VD3$ в момент ϑ_d є повний розряд конденсатора і спадання напруги $U_{C_{k1}}$ до нуля. У цей же момент напруга на конденсаторі C_{k2} , який заряджається в інтервалі $\vartheta = 0 \div \vartheta_d$, досягає значення, рівного U_d .

У другому півперіоді імпульс змінного струму формується зі струму ключа $S2$ та струму одночасно працюючих $S2, VD4$, а на інтервалі $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD} \div 2\pi$ $i_{\sim} = 0$. При цьому конденсатор C_{k2} розряджується до нуля, а C_{k1} 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.

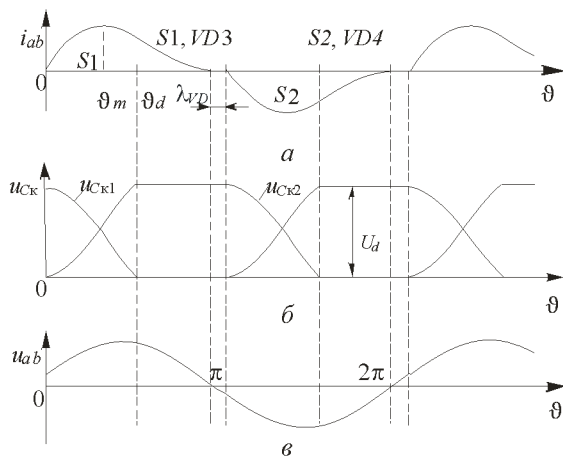


Рисунок 2 – Часові діаграми струмів і напруг в схемі інвертора

Як видно, конденсатори C_{k1} і C_{k2} 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_{C_k} , накопичена в комутувальних конденсаторах, і потужність P , яка віддається через них від джерела живлення у навантаження, може бути визначена із співвідношень:

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

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

З виразів (1) і (2) стає зрозумілим, що енергія накопичується та передається незмінними порціями (дозами), а потужність у навантаженні є постійною і не залежить від його параметрів. Тому інвертор і називається резонансним інвертором 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 електро-

дуговому зварюванні, де особливо характерні 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 АРІ без зворотних діодів в режимі переривчастого струму. Поряд із 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 в схемі необхідна, тому що з різних причин інвертор може переходити в режим закриття з не нульовим струмом. У цьому випадку змінний струм замикається через діод $VD2$ і фільтрувальний конденсатор C_ϕ у перший півперіод, і через $VD1$ і C_ϕ — у другий, запобігаючи перенапругам на ключових приладах.

Аналіз і розрахунок інвертора спрощується, 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 C_{k1}, C_{k2} , незмінні та не залежать від параметрів навантаження; б) напруга U_{C_k} 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 в резонанс.

Згідно першої властивості для потужності інвертора має силу співвідношення (2).

При заданій напрузі джерела живлення U_d та потужності P комутувальний конденсатор C_k має величину

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

У відповідності з другою властивістю амплітуда першої гармоніки напруги (рис. 2) визначається виразом

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

При активному навантаженні або при налаштованому в резонанс навантажувальному контуру амплітуди напруг u_{ab} і $u_C = u_H$ відповідно дорівнюють [5, 6]

$$U_{ab m} = U_{C_k m} / \sin \delta, \quad (5)$$

$$U_{H m} = U_{ab m} \cos \delta, \quad (6)$$

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} в залежності 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 обраному значенню $\text{tg}\delta$ 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 ($\text{tg}\varphi=0$) 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

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

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

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

$$U_{HM} = \sqrt{2Pr_H}/\cos\varphi.$$

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

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

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

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

де $U_{C_k}(0) = U_d/2$, за виразом

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

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

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

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).

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 $I_{mКП}$ та середній $I_{0КП}$ струми КП

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

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

$$\vartheta_m = \frac{\arctg 2Q(\omega_{C_k}/\omega)}{(\omega_{C_k}/\omega)}$$

$$I_{0КП} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i(\vartheta) d\vartheta = U_d f C_k \left(1 + e^{-\frac{\pi - \lambda_{VD}}{2Q}} \right). \quad (13)$$

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 $I_{mдд}$ і середнє $I_{0дд}$ значення струмів через дозувальні діоди відповідно дорівнюють

$$I_{mдд} = i(\vartheta_d) = \frac{U_d}{(\omega_{C_k}/\omega)L_k} e^{-\frac{\vartheta_d}{2Q}} \sin\left(\omega_{C_k}/\omega\right)\vartheta_d.$$

$$I_{0дд} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\vartheta_d} i_{дд}(\vartheta) d\vartheta = U_d f C_k e^{-\frac{\lambda}{2Q}},$$

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

Вираз для струму $I_{0дд}$ можна одержати із співвідношення

$$I_{0дд} = I_{0КП} - I_d = U_d f C_k e^{-\frac{\lambda}{2Q}}.$$

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

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 $\approx 25\%$. 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 $i_{(1)}$ 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 конденсатору треба 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), з 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 з 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.

Таблиця 1 – 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 | ϑ_m , °ел | ϑ_d , °ел | $U_{нм}$, В | I_d , А | $I_{mКП}$, А | $I_{0КП}$, А | $I_{mдд}$, А | $I_{0дд}$, 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 |

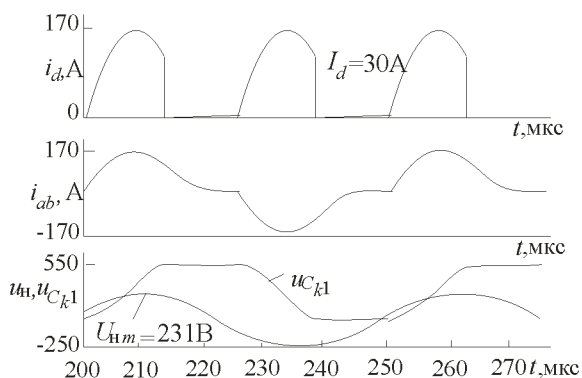


Рисунок 3 – Експериментальні криві струмів і напруг у резонансному інверторі

Висновки. Результати табл. 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 . Підтвержені властивості інвертора по дозуванню енергії, а також вмикання та вимикання КП при нульовому струмі.

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, А.Т. Матчак, В.В. Морчин. – 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. – 209с.

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. – Изд. 2-е испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.

8. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника: учебник для вузов. – М: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

9. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М: Издательский дом Додэка –XXI, 2001. – 384 с.

Стаття надійшла 26.04.2011 р.
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.
Чорним О. П

РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

В. И. Сенько, д.т.н., проф., Трубицин К. В., ст. преп.

Национальный технический университет Украины (НТУУ «КПИ»)

пр. Победы, 37, 03056, г.м. Киев, Украина

Юрченко Н.Н., д.т.н., проф., Юрченко О.Н., , д.т.н., ст..н.с.

Институт электродинамики НАН Украины

пр. Победы, 56, 03057, г. Киев, 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.

RESONANT INVERTER WITH INVERSE DIODES FOR ELECTROTECHNOLOGICAL INSTALLATIONS

V. Senko, Doc. of Sc. (Tech.), Prof., K. Trubicin

National Technical University of Ukraine (NTUU «KPI»)

Peremogy av., 37, 03056, Kyiv, Ukraine

N. Yurchenko, Doc. of Sc. (Tech.), Prof., O. Yurchenko, Doc. of Sc. (Tech.), Assoc. Prof.

Institute of electrodynamics of UNAS

Peremogy av., 56, 03057, Kyiv, Ukraine

E-mail :yuon@ied.org.ua

On the basis of theoretical researches and computing experiments the mathematical models of inverters with inverse diodes are developed which allow to carry out the analysis of processes in a power part and design of converters

Key words: mathematical model, inverter, electrotechnological installation, increased frequency.