

АДАПТИВНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА З НЕЛІНІЙНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

Г.В. Павлов*, докт.техн.наук, І.Л. Вінниченко**, М.В. Покровський***, канд.техн.наук
 Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
 пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54001, Україна,
 e-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com, i.l.vinnichenko@gmail.com

Розроблено адаптивну мікропроцесорну систему керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора, що дає змогу, реалізуючи м'яку комутацію силових транзисторів, сформувати низькочастотну синусоїдальну вихідну напругу з низьким коефіцієнтом гармонік та завдяки адаптивному регулюванню розширити робочий діапазон зовнішньої характеристики перетворювача. Визначено скоректоване значення відносної вихідної напруги, що враховується при формуванні послідовності керуючих імпульсів, які подаються на ключові елементи схеми, при виході за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики перетворювача. Бібл. 8, рис. 3.

Ключові слова: перетворювач частоти, резонансний інвертор, адаптивна система керування, зовнішня характеристика.

Перетворювачі частоти (ПЧ) є одним із широко розповсюджених видів вторинних джерел живлення, що пояснюється можливістю значного поліпшення експлуатаційних характеристик і масогабаритних показників, енергоефективністю електрообладнання, яке працює на підвищеній частоті, що особливо важливо для рухомих або автономних об'єктів, зокрема, водного та повітряного транспорту [2, 7]. Зниження динамічних втрат при підвищенні робочої частоти перетворювача, досягнення мінімального коефіцієнта гармонік вихідних напруги і струму та забезпечення електромагнітної сумісності перетворювача із мережею та користувачем досі є актуальними задачами при проектуванні вторинних джерел живлення. Для таких джерел актуальною є проблема розширення діапазону робочих струмів, коли зовнішня характеристика перетворювача залишається жорсткою [7]. У цій роботі розглядається перетворювач частоти на основі резонансного інвертора.

Поєднання принципів часо-імпульсної модуляції та м'якої комутації силових транзисторів дає змогу значно знизити динамічні втрати та забезпечити бажану форму напруги на виході перетворювача [3, 6]. Принцип формування вихідної напруги шляхом згладжування високочастотних синусоїдальних імпульсів на резонансному конденсаторі [1, 5, 8] дає змогу реалізувати це поєднання. При цьому використовуються мікропроцесорні системи керування, які можуть працювати в умовах електромагнітних завад при робочих струмах до 100 кА та вище [4].

Закон формування послідовності імпульсів для нелінійного управління резонансним інвертором, що дає змогу отримати синусоїдальну напругу на виході перетворювача із низьким коефіцієнтом гармонік [1], визначається рівнянням

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos\left(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}\right), \quad (1)$$

яке пов'язує характеристики вихідної напруги з параметрами перетворювача через використання відносного часу $n_i = t_i/T_r$, відносної частоти $k_f = f_{out}/f_r$ і відносної вихідної напруги $k_u = (2U_{out_m})/U_s$, де t_i – час від початку півхвилі опорної синусоїди, T_r та f_r – період та частота резонансного контуру.

Аналіз роботи ПЧ, що реалізує формування вихідної напруги шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, дав змогу побудувати сімейство зовнішніх характеристик резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти [5], представлених на рис. 1, де прийнято наступні позначення: $U^* = 2U_{out_m} / U_s$, $I^* = I_{out_m} / I_{r_m} = 1 / k_i$, U_{out_m} – амплітудне значення вихідної напруги, U_s – напруга на вході резонансного інвертора, I_{out_m} – амплітудне значення струму навантаження, I_{r_m} – амплітудне значення змінної складової струму в резонансному контурі, $k_i = I_{r_m}/I_{out_m}$ – кое-

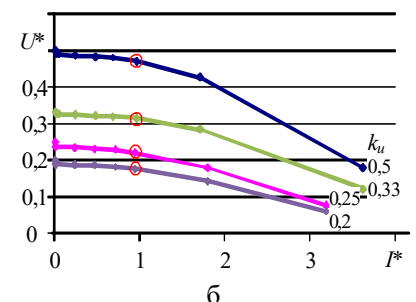
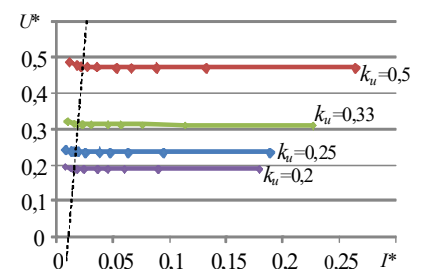


Рис. 1

©Павлов Г.В., Вінниченко І.Л., Покровський М.В., 2018

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>, ** <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>,

*** <https://orcid.org/0000-0002-6851-3748>

фіцієнт струму. Очевидно, що зовнішня характеристика має досить жорсткий характер при достатньо широкому діапазоні навантаження, проте має проміжки (до пунктирної лінії на рис. 1, *a* та після виділених точок на рис. 1, *b*, де криві мають помітний нахил). Отже, проміжок від пунктирної лінії до виділених точок умовно назовемо робочим діапазоном зовнішньої характеристики, коли має чинність закон керування (1) та вихідна напруга відповідає бажаній формі, амплітуді та частоті.

Метою роботи є розробка адаптивної системи керування, що дасть змогу формувати вихідну напругу бажаної форми, амплітуди та частоти із низьким коефіцієнтом гармонік при значній зміні навантаження не тільки у робочому діапазоні зовнішньої характеристики, але й поза його межами.

При розробці структурної схеми системи керування ПЧ на основі резонансного інвертора з нелінійним регулюванням необхідно враховувати, що вхідними даними для формування керуючої послідовності є напруга на виході випрямляча (або коректора коефіцієнта потужності (ККП) у випадку його використання), струм навантаження і бажані амплітуда та частота напруги на навантаженні. Розглянемо способи урахування флуктуацій цих характеристик.

Флуктуації вхідної напруги інвертора будуть визначатися як коливаннями напруги мережі живлення, так і типом випрямляча (В): однофазного, трифазного, півмостового або ін. Для компенсації коливань напруги мережі живлення доцільно використовувати коректор коефіцієнта потужності ККП, який генерує стабільну постійну напругу на шині та забезпечує електромагнітну сумісність пристрою із мережею живлення. Проте ККП ускладнює та обтяжує конструкцію ПЧ на основі резонансного інвертора, тому в деяких випадках його використання може бути недоцільним. Застосування цифрової системи керування дасть змогу програмно скоригувати керуючу послідовність відповідно до поточного значення напруги на вході інвертора у випадку, коли замість ККП використовується випрямляч.

Флуктуації струму навантаження можуть виникнути при зміні характеру або величини опору навантаження у часі. В робочому діапазоні зовнішньої характеристики (рис. 1) коливання струму не спричинять змін вихідної напруги. При виході за межі робочого діапазону вихідної характеристики необхідно скоригувати вихідну напругу і відповідну керуючу послідовність, що розраховується. Для контролю величини опору навантаження доцільно використовувати струм через навантаження.

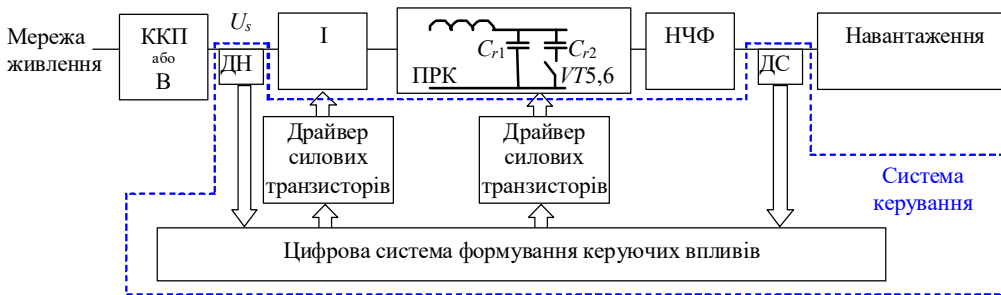


Рис. 2

Запропоновано структурну схему системи керування ПЧ на основі резонансного інвертора з нелінійним регулюванням, показану на рис. 2. До складу системи входять наступні блоки: датчики напруги (ДН) та струму (ДС); драйвери силових транзисторів для комутації основних та

додакових ключів інвертора (І) та переключення конденсаторів C_{r1} і C_{r2} послідовного резонансного контура (ПРК) з метою зміни його власної частоти коливань; цифрова система формування керуючих впливів, що дасть змогу на базі даних, отриманих із датчиків ДС та ДН, динамічно формувати синусоїдальну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік на виході низькочастотного фільтра (НЧФ).

Основними збуреннями, що можуть вплинути на характеристики перетворювача, є флуктуація вхідної напруги півмостового резонансного інвертора U_s та зміна характеру або величини опору навантаження у часі. Тому однією із найважливіших задач системи є корекція керуючої послідовності імпульсів відповідно до поточного значення напруги U_s . Для цього при визначенні моменту початку кожного поточного несучого імпульсу зчитується поточне значення U_s , яке враховується законом керування (1), завдяки чому не відбувається відхилення реального поточного значення вихідної напруги перетворювача від бажаного.

Як показано у [5], перетворювач забезпечує вихідну напругу із бажаними параметрами на досить тривалому проміжку зовнішньої характеристики (робочий діапазон зовнішньої характеристики рис. 1). Проте можливі випадки, коли здійснюється вихід за межі робочої області. Тому основним завданням адаптивної системи керування є формування вихідної напруги бажаної форми з низьким коефіцієнтом несинусоїдальності перетворювача при виході за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики.

Розглянемо спочатку випадок, коли коефіцієнт струму $k_i = I_{r,m}/I_{out,m}$ менше одиниці, тобто максимальний струм через резонансну індуктивність $I_{r,m}$ менше бажаної амплітуди струму через навантаження $I_{out,m}$. Цей випадок відповідає діапазону зовнішньої характеристики перетворювача (рис. 1), що знаходиться праворуч від точки злomu характеристики $I^* = 1$ та характеризується різким спадом амплітуди вихідної напруги із збільшенням струму навантаження (зниженням його опору). При цьому індуктивність резонансного контура обмежуватиме вхідний струм і, таким чином, значення вихідних струму і напруги перетворювача будуть нижчі за бажані.

Для визначення керуючого впливу для регулювання вихідної напруги врахуємо залежність коефіцієнта струму k_i від опору навантаження R_{out} , що має наступний вигляд [5]:

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} = \frac{R_{out} \cdot U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (2)$$

Задамо малі прирощення коефіцієнта струму k_i (Δk_i), опору навантаження R_{out} (ΔR_{out}) та амплітуди вихідної напруги U_{out_m} (ΔU_{out_m}). Зміна опору навантаження – це збурення, вплив якого на k_i та на вихідну напругу за умови виходу за межі робочого діапазону (робочий діапазон відповідає $k_i \geq 1$) зовнішньої характеристики перетворювача частоти, система керування повинна нейтралізувати. Тоді вираз (2) буде мати наступний вигляд:

$$k_i + \Delta k_i = \frac{(R_{out} + \Delta R_{out}) \cdot (U_{out_m} + \Delta U_{out_m})}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (3)$$

Із залежності (3) випливає, що ΔU_{out_m} можна використовувати як керуючий вплив для нейтралізації збурення. Розкриваючи дужки, отримуємо

$$\Delta k_i \approx \frac{\Delta R_{out} \cdot U_{out_m} + R_{out} \cdot \Delta U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (4)$$

Оскільки збурення Δk_i необхідно звести до нуля, то

$$\Delta U_{out_m} = -U_{out_m} \cdot \Delta R_{out} / R_{out}. \quad (5)$$

Отже, керуючий вплив повинен бути прямо пропорційним збуренню ΔU_{out_m} . Тоді, враховуючи, що коефіцієнт струму k_i менше одиниці на часовому проміжку, коли миттєве значення вихідного струму перевищує амплітудне значення струму через резонансний дросель $i_{out}(t) > I_{r_m}$, для формування керуючої послідовності імпульсів у законі керування (1) необхідно використовувати скоректоване значення відносної вихідної напруги k_u'

$$k_u' = \frac{U_{out_m} + \Delta U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s} = \frac{2U_{out_m}}{U_s} (1 - \Delta R_{out} / R_{out}). \quad (6)$$

Таким чином, регулювання вихідної напруги шляхом введення скоректованого значення відносної вихідної напруги k_u' буде давати позитивний результат, поки шпаруватість несучих імпульсів не буде дорівнювати мінімально можливому значенню ($m = 1$). Умовою зміни закону керування є відношення амплітуди резонансного струму до поточного значення вихідного струму $k_{i_t} = I_{r_m} / i_{out}(t) < 1$.

Розглянемо проміжок низьких струмів зовнішньої характеристики (рис. 1), що виходить за її робочий діапазон. Причин, що зміщують робочу точку в цю область зовнішньої характеристики, щонайменше три: по-перше, індуктивність дроселя фільтра обрано нижче мінімально допустимого значення L_{f_min} [5], значення опору навантаження більше максимально допустимого R_{max} [5] або робота перетворювача відбувається при зниженій бажаній вихідній напрузі [1]. При потраплянні робочої точки в цей діапазон зовнішньої характеристики, крім того, що не забезпечується регульовальна характеристика перетворювача [5], на виході ПЧ виникають викиди напруги не тільки в околі нуля [1].

Зниження спотворень вихідної напруги можна досягти шляхом зміни параметрів вихідного низькочастотного фільтра. Однак індуктивність розраховується з умов енергетичного балансу вихідного і вхідного контурів інвертора і є постійним параметром схеми. А збільшення ємності фільтра призводить до зниження швидкодії перетворювача і відставання по фазі вихідної напруги від бажаної [5]. Тому доцільно здійснювати зміну власної частоти резонансного контура шляхом використання додаткового резонансного конденсатора з ємністю C_{r2} , що не вплине на швидкодію перетворювача та не спричинить відставання по фазі вихідної напруги від бажаної. Таким чином, послідовний резонансний контур складатиметься з незмінної котушки індуктивності та одного або двох резонансних конденсаторів C_{r1} або C_{r2} (див. рис. 2), перемикання яких відбувається завдяки комутації додаткових ключів резонансного контура та викликає зміну власної частоти контура.

Враховуючи все сказане вище, авторами розроблено алгоритм роботи адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з нелінійним керуванням, що реалізується наступним чином. Керуючі послідовності для ключів $VT1 - VT6$ розраховуються мікроконтролером, що входить до складу системи керування перетворювачем, виходячи з параметрів елементів його схеми та параметрів навантаження. Розрахунок часу комутації ключів здійснюється перед кожним наступним несучим високочастотним імпульсом напруги на резонансному конденсаторі і враховує поточне значення напруги U_s , що дозволяє уникнути його впливу на вихідну напругу перетворювача. Для відстеження зміни опору навантаження перед розрахунком моменту початку кожного наступного несучого імпульсу вимірюється поточне значення струму навантаження, що порівнюється із гранично допустимим для робочого діапазону зовнішньої характеристики. Результат порівняння впливає на вибір алгоритму регулювання вихідної напруги. Якщо поточна робоча точка не виходить за межі робочого діапазону, то розрахунок моменту початку наступного несучого імпульсу здійснюється відповідно до закону (1) при незмінних параметрах елементів схеми. При виході за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики здійснюється корекція закону керування чи зміна параметрів резонансного інверто-

ра шляхом перемикання конденсаторів резонансного контура, що є ознаками адаптивного керування. Коли виникає необхідність формування зниженої напруги на навантаженні, задається нове значення бажаної вихідної напруги U_{ref} згідно з яким розраховується нова послідовність керуючих імпульсів, а також здійснюється зміна параметрів резонансного інвертора шляхом перемикання конденсаторів резонансного контура. Таким чином, цифрова адаптивна система керування в реальному часі формує бажану синусоїдальну напругу на виході перетворювача частоти.

Принципова схема запропонованої системи керування перетворювачем показана на рис. 3, а. На вхід перетворювача подається мережева напруга з частотою 50 Гц, яка надходить до блока живлення, що представляє собою оберненоходовий перетворювач та формує постійну напругу +15 В для живлення мікросхем дискретної логіки та операційного підсилювача. На вхід резонансного інвертора приходять постійна напруга 400 В із виходу ККП PFC, використання якого дає змогу забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею та забезпечити постійну напругу високої точності на вході інвертора. Проте, якщо замість коректора коефіцієнта потужності буде використано випрямляч із фільтром, який не дасть змоги стабілізувати напругу U_s із точністю ККП, алгоритм роботи запропонованої системи керування забезпечить низький коефіцієнт гармонік вихідної напруги. Трансформатор струму CT2 разом із прицевійним випрямлячем NE5532, до якого входять елементи схеми R1, R3, R5, DA1 та D1, виконують функцію датчика вихідного струму перетворювача. Струмозахист транзисторів VT1 та VT2 здійснюється завдяки трансформатору струму CT1 за рахунок тригера 74HC74 (DD1) та елементів АБО-НІ (DD3.1-2), що входять до складу мікросхеми 74HC17. Функції керування, а саме формування керуючої послідовності імпульсів для забезпечення вихідної синусоїдальної напруги перетворювача частоти, виконує мікроконтролер STM32F103, керуючі імпульси з якого надходять на входи драйверів силових ключів VT1–VT6, для яких обрано IGBT-транзистори FGH40N60SMD. Як драйвери транзисторів можуть бути використані мікросхеми H1 – IR2113 та H2 – Skyper32.

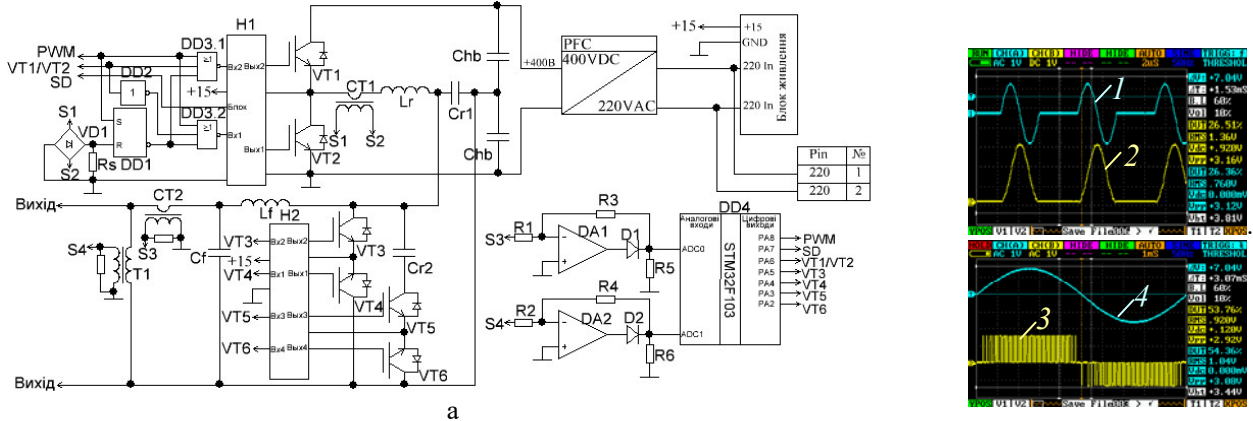


Рис. 3

Розроблено експериментальний зразок перетворювача частоти та проведено його експериментальні випробування. Осцилограми імпульсів резонансного струму (1) і напруги (2) – (3) та вихідної напруги (4) при роботі перетворювача на активне навантаження показано на рис. 3, б. Для отримання осцилограм як датчик струму використано трансформатор струму AS-100 1:50 із навантажувальним резистором 50 Ом, а для масштабування напруги – подільник напруги з коефіцієнтом масштабування 1:30. Експериментальні випробування перетворювача частоти з адаптивною системою керування показали адекватність його роботи та продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%. Коефіцієнт гармонік вихідної напруги становить 2,5 %.

Висновки. У роботі запропоновано адаптивну систему керування, яка дає змогу формувати вихідну синусоїдальну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік при зміні навантаження в широкому діапазоні. Система керування формує послідовність керуючих імпульсів згідно з законом керування (1) у робочому діапазоні зовнішньої характеристики перетворювача. При виході робочої точки за верхню межу робочого діапазону використовується скоректоване значення відносної напруги, що дає змогу скомпенсувати провал напруги за рахунок збільшення кількості імпульсів за проміжок часу, коли амплітуда струму навантаження перевищує амплітуду резонансного струму. При виході робочої точки за нижню межу робочого діапазону зовнішньої характеристики здійснюється зміна власної частоти резонансного контура за рахунок підключення додаткового резонансного конденсатора. Експериментальні дослідження адаптивної системи керування засвідчили розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики перетворювача на 10%.

1. Павлов Г.В., Винниченко И.Л., Обрубов А.В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 14–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.014>
2. Резников С.Б., Бочаров В.В., Корнилов А.Б. Многофазные циклоконвертеры с коррекцией коэффициента мощности для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов. *Труды МАИ*. 2011. Вып. 71. URL: www.mai.ru/science/trudy/ (дата звернення 21.03.2018).
3. Юрченко, О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Модель резонансного транзисторного ін-

вертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією. *Технічна електродинаміка*. 2011. № 1. С. 24 – 30.

4. Nazarova, N., Vinnichenko D. Electrotechnical control and current protection system of the high-voltage pulse-current generator. Proc. of 2017 IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. Pp. 574-577. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100307>.

5. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load. Proc. of 2017 IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. Pp. 554-559. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100300>

6. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. Proc. of IEEE 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2016. Pp. 221-225. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521879>

7. Shi L., Shan C., Wu X., Zhao N. Comparison of solid-state frequency converter and rotary frequency converter in 400 Hz power system. Proc. of International Conference on *Electrical Machines and Systems*. 2011. Pp. 1-5.

8. Wang Chien-Ming, Guan-Chyun Hsieh. A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives. *IEEE Transactions on power electronics*. 2001. Vol. 16. No 3. Pp. 325-334.

УДК 621.314.5

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С НЕЛИНЕЙНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Г.В. Павлов, докт.техн.наук, И.Л. Винниченко, М.В. Покровский, канд.техн.наук

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова,

пр. Героев Украины, 9, Николаев, 54001, Украина. E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com, i.l.vinnychenko@gmail.com

Разработана адаптивная микропроцессорная система управления преобразователем частоты на основе резонансного инвертора, позволяющая, реализуя мягкую коммутацию силовых транзисторов, сформировать низкочастотное синусоидальное выходное напряжение с низким коэффициентом гармоник и, благодаря адаптивному регулированию, расширить рабочий диапазон внешней характеристики преобразователя. Определено скорректированное значение относительного выходного напряжения, которое учитывается при формировании последовательности управляющих импульсов, подаваемых на ключевые элементы схемы, при выходе за пределы рабочего диапазона внешней характеристики преобразователя. Библ. 8, рис. 3.

Ключевые слова: преобразователь частоты, резонансный инвертор, адаптивная система управления, внешняя характеристика

ADAPTIVE CONTROL SYSTEM OF THE FREQUENCY CONVERTER ON THE BASIS OF RESONANT INVERTER WITH NONLINEAR CONTROL

G.V. Pavlov, I.L. Vinnychenko, M.V. Pokrovskiy

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

Heroyiv Ukrainy av., 9, Mykolaiv, 54001, Ukraine.

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com, i.l.vinnychenko@gmail.com

The adaptive microprocessor control system of the frequency converter based on the resonant inverter is developed, which allows, by implementing of the soft switching of power transistors, forming the low-frequency sinusoidal output voltage with low THD and, extending the operating range of the load characteristics of the converter due to the adaptive regulation. The corrected value of the relative output voltage, which is considered during the formation of the control pulses sequence, which goes to the key elements of the circuit, during the escape from the operating range of the load characteristics of the converter, is determined.

References 8, figures 3.

Keywords: frequency converter, resonant inverter, adaptive control system, load characteristic.

1. Pavlov G.V., Vinnichenko I.L., Obrubov A.V. Frequency converter with lower THD of the output voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 14–16. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.014>

2. Reznikov S.B., Bocharov V.V., Kornilov A.B. Multiphase cycloconverts with correction of power factor for power supply systems of fully electrified airplanes. *Trudy MAI*. 2011. No 71. (Rus) URL: www.mai.ru/science/trudy/ (Accessed 21.03.2018).

3. Yurchenko, O.M., Gutsalyuk V.Ya., Gerasimenko P.Yu., Slyesarevskiy I.O. Model of resonant transistor voltage inverter with low frequency pulse modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 1. Pp. 24 – 30. (Ukr)

4. Nazarova, N., Vinnichenko D. Electrotechnical control and current protection system of the high-voltage pulse-current generator. Proc. of 2017 IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. Pp. 574-577. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100307>.

5. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load. Proc. of 2017 IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2017. Pp. 554-559. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100300>

6. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. Proc. of IEEE 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2016. Pp. 221-225. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521879>

7. Shi L., Shan C., Wu X., Zhao N. Comparison of solid-state frequency converter and rotary frequency converter in 400 Hz power system. Proc. of International Conference on *Electrical Machines and Systems*. 2011. Pp. 1-5.

8. Wang Chien-Ming, Guan-Chyun Hsieh. A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives. *IEEE Transactions on power electronics*. 2001. Vol. 16. No 3. Pp. 325-334.

Надійшла 05.03.2018
Остаточний варіант 11.05.2018