

УДК 621.314.1:621.383.51

DOI: 10.25140/2411-5363-2018-3(13)-196-208

*Костянтин Тительмаєр, Максим Хоменко***ПОРІВНЯННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ДВОФАЗНИМ ДВОНАПРАВЛЕНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З ЧЕРГУВАННЯМ ФАЗ**

Актуальність теми дослідження. Останніми роками спостерігається різке збільшення використання поновлювальних джерел електроенергії. Основні топології перетворювачів добре розглянуті та досліджені. Проте мало уваги приділяється методам керування двонаправлених перетворювачів для малої потужності. Тому є потреба в аналізі та порівнянні методів керування неізольованих перетворювачів для подальшого виявлення і застосування найбільш оптимальних.

Постановка проблеми. У процесі розроблення портативних систем живлення на базі відновлювальних джерел, розробникам доводиться вирішувати завдання побудови високоефективних та швидкодійних систем керування.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Були розглянуті останні публікації у відкритому доступі та в базі IEEE Xplore, які стосуються методів керування двонаправленими перетворювачами постійної напруги.

Виділення недосліджених частин загальної проблеми. Аналіз та вибір оптимального методу керування неізольованих двонаправлених перетворювачів.

Постановка завдання. Провести огляд та аналіз методів керування неізольованих двонаправлених перетворювачів постійної напруги.

Виклад основного матеріалу. Показана малосигнальна модель двофазного двонаправленого перетворювача та виведена динамічна модель його станів. Проведено огляд основних методів керування, а саме класичний метод із використання ПД-регулятора та метод із передбаченням по моделі. Порівняно результати моделювання цих методів для двонаправленого перетворювача.

Висновки відповідно до статті. Результати порівняння показують, що метод передбачення по моделі показує кращі динамічні характеристики, однак вимагає більших затрат на розрахунки, що варто враховувати при проектуванні системи загалом.

Ключові слова: *dc-dc перетворювач; двонаправлений перетворювач; неізольований перетворювач; відновлювальні джерела електроенергії; методи керування.*

Рис.: 6. Табл.: 2. Бібл.: 28.

Актуальність теми досліджень. Останніми роками спостерігається різке збільшення використання поновлюваних джерел енергії (ПДЕ) та всіх видів електричних транспортних засобів (ЕТЗ). Зростання генерованої потужності за 2016 рік склали: фотоелектричні перетворювачі (ФЕП) збільшилася на 22 %, становивши 227 ГВт; вітротурбіни зросла на 14,5 %, становивши 433 ГВт [1–3]. Наприклад, зараз Німеччина виробляє близько 40 % споживаної електроенергії за допомогою поновлюваних джерел; Коста-Ріка у 2015 році досягла 99 % генерації поновлюваної електроенергії. Альтернативні джерела живлення (компактні вітротурбіни або тонкоплівкові ФЕП) стали тенденцією розвитку для портативних застосувань [3–4]. Ковдра з гнучких ФЕП, яке може встановлюватись на будь-якій поверхні [4], буде досить корисною в багатьох застосуваннях для підзарядки портативних електронних пристроїв.

Постановка проблеми. Загалом, технології, описані вище, вимагають двонаправлений інтерфейс живлення з мінімальними втратами між двома шинами постійної напруги або шиною та пристроєм зберігання енергії (акумулятор, суперконденсатор тощо). Для цих цілей необхідно використовувати двонаправлені перетворювачі постійної напруги (ДППН). У застосуваннях із невеликим коефіцієнтом підвищення або пониження напруги, загальноприйнятим є використання неізольованих перетворювачів [11; 12]. У порівнянні з ізольованими перетворювачами, неізольований забезпечує більш високий ККД, високу питому потужність, менші габарити й меншу вартість.

Одне з поширених рішень збільшення питомої потужності полягає у збільшенні частоти перемикання напівпровідникових пристроїв. Але звичайний Si напівпровідникові перемикачі мають обмежену частоту перемикання, близько 200-300 кГц, за рахунок поганих динамічних властивостей. Щоб подолати цю проблему використання широкозонних гетероструктур, таких як AlGaIn/GaN є гарним рішенням [13–15]. Унікальні властивості цих напівпровідників (широка заборонена зона, високі значення рухливості носія та швидкість насичення, високий коефіцієнт теплопровідності та ін.) привели до виникнення пристроїв на їх основі, які мають рекордні значення потужності, напруги та струму, а також частоти перемикання (1-2 МГц). Висока частота комутації дозволяє використовувати надзвичайно

TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

малі пасивні елементи. Водночас, згідно з [9], втрати в пасивних елементах стають усе більше критичні і обмежують частоту комутації. Подальше вдосконалення DSP-мікропроцесорів для генерації високочастотної ШІМ до 2 МГц (HRPWM функція в сімействі Piccolo, Texas Instruments) без використання додаткової CPLD або FPGA дає змогу зменшити вартість та підвищити питому потужність [16].

На рис. 1 показана типова система з трьома портами, яка має гнучку ФЕП панель, акумуляторні батареї та навантаження. Це рішення з низьким рівнем вихідної потужності що буде розроблено для різних портативних застосувань. Вартість, розмір та об'єм такого пристрою визначають доцільність застосування таких пристроїв [5–10]. У цьому конкретному випадку система базується на двофазному ДППН із магнітозчепленими індуктивностями.

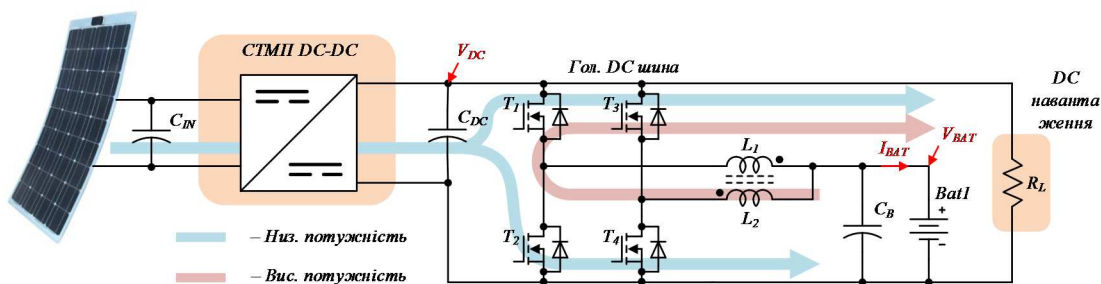


Рис. 1. Загальний вигляд графа станів розподільної мережі без врахування комутаційного обладнання та пристроїв релейного захисту

Як результат, якість керування рівнем напруги на загальній dc шині є вирішальним фактором у загальній якості та продуктивності системи. Ця стаття показує порівняння класичного методу керування з ПІД-регулятором та методу на основі передбачення за моделлю для керування напругою на dc шині.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Є небагато науково-дослідницьких робіт, присвячених моделям двонаправлених перетворювачів зі спареними індукторами [19; 22]. Повна модель запропонованої топології була проаналізована за допомогою методу усереднення мало сигнальної лінеаризованої моделі в просторі станів у безперервному режимі або в режимі граничної провідності [17; 18; 20; 21].

Виділення недосліджених частин загальної проблеми. Таким чином, актуальною є задача порівняння методів керування неізолюваними двонаправленими перетворювачів електроенергії для використання в портативних системах електроживлення на базі фотоелектричних перетворювачів.

Постановка завдання (цілей статті). Мета статті полягає в огляді й аналізі та порівнянні методів керування двофазними двонаправленими перетворювачами постійної напруги з чередуванням фаз.

Виклад основного матеріалу. На рис. 2 показані еквівалентні стани двофазного двонаправленого перетворювача із магнітозв'язаними індукторами, які працюють у режимі безперервної провідності в напрямку розряду батареї. Індуктори представлені за допомогою еквівалентної схеми, яка містить: ідеальний трансформатор із коефіцієнтом трансформації $N1:N2$ (1:1 для нашого та більшості випадків), індуктивність намагнічування L_M та індуктивність розсіювання L_L . Така модель була обрана для зменшення порядку системи та спрощення обчислень.

Резистори R_{Sn} являють собою опори відкритих транзисторів $R_{DS(on)}$ та послідовного опору індуктивностей R_{LS} . Оскільки загальна система передбачає роботу на вулиці за будь-якої температури, акумулятори LiFePO4 були вибрані для підвищення надійності та безпеки. V_B складається з двох послідовно з'єднаних елементів, кожна з яких становить 3,3 В (максимум 6,6 В).

Рисунок 2, а відповідає інтервалу, коли проводять транзистор T_2 та T_3 (індуктивність L_L накопичує енергію). Оскільки в цьому випадку робочий цикл основних транзисторів $D_S < 0,5$ (вхідна напруга 6,6 В, вихідна напруга 12 В), рис. 2, б представляє другий та четвертий інтервали. Рисунок 2, в відповідає третьому інтервалу, коли проводять транзистор T_1 та T_4 (індуктивність L_L накопичує енергію). І, нарешті, на рис. 2, г показано другий і четвертий інтервали, коли робочий цикл $D_S > 0,5$ (напруга V_B падає нижче 6 В).

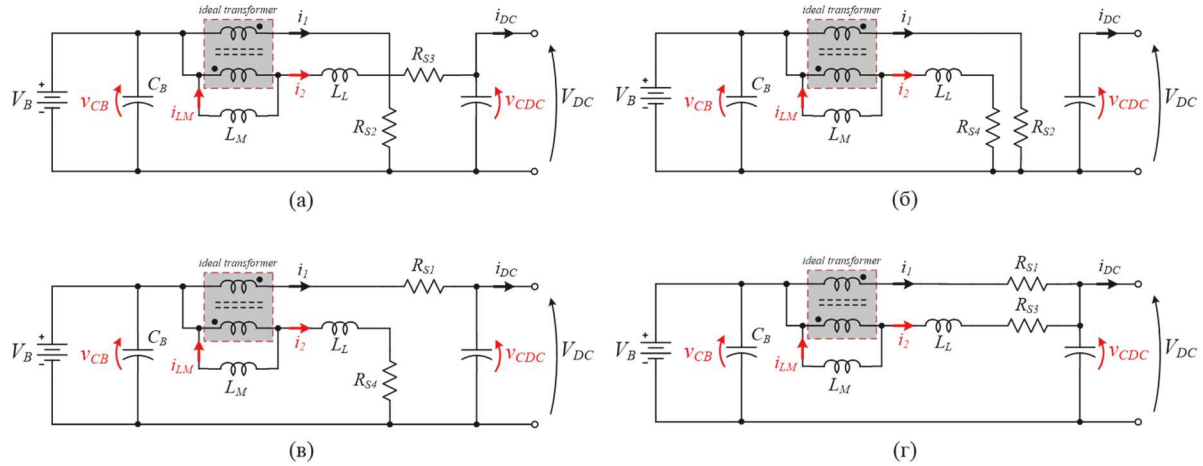


Рис. 2. Еквівалентні стани двофазного ДППН у робочих режимах: режим 1 (а), режим 2 та 4 (б, г) та режим 3 (в)

Будь-яка усереднена модель у просторі станів може бути представлена в матричній формі:

$$\begin{aligned} x^T(t) &= [i_2 \quad i_{LM} \quad V_{CDC}]; \\ u^T(t) &= [i_{DC} \quad V_B]; \\ y^T(t) &= [i_2 \quad i_B \quad V_{DC}]. \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) + E_i u(t), \end{cases} \tag{2}$$

де K, A_i, B_i, C_i, E_i – коефіцієнти матриць на i -ому інтервалі; $x(t)$ – сталий вектор; $u(t)$ – вектор вхідних змінних; $y(t)$ – вектор вихідних змінних.

На підставі рис. 2, з урахуванням (1), (2) та склавши системи диференціальних рівнянь для кожного стану за допомогою законів Кірхгофа, можна отримати матриці A, B, C та E для кожного інтервалу:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -2R_S & -R_S & -1 \\ -R_S & -R_S & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; & A_2 &= \begin{bmatrix} -2R_S & -R_S & 0 \\ -R_S & -R_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ A_3 &= \begin{bmatrix} -2R_S & -R_S & 1 \\ -R_S & -R_S & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}; & A_4 &= \begin{bmatrix} -2R_S & -R_S & 0 \\ -R_S & -R_S & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{3}$$

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Далі усереднена система рівнянь для одного періоду перемикання в матричній формі:

$$\begin{cases} \frac{d\langle x(t) \rangle_T}{dt} = A_{av} \langle x(t) \rangle_T + B_{av} \langle u(t) \rangle_T, \\ \langle y(t) \rangle_T = C_{av} \langle x(t) \rangle_T + E_{av} \langle u(t) \rangle_T \end{cases}, \quad (6)$$

де $A_{av}, B_{av}, C_{av}, E_{av}$ – середні коефіцієнти матриць на i -тому інтервалі:

$$\begin{cases} A_{av} = \langle D_s(t) \rangle (K^{-1}A_1) + \langle D'_s(t) \rangle (K^{-1}A_{24}) + \langle D_s(t) \rangle (K^{-1}A_3) \\ B_{av} = \langle D_s(t) \rangle (K^{-1}B_1) + \langle D'_s(t) \rangle (K^{-1}B_{24}) + \langle D_s(t) \rangle (K^{-1}B_3), \\ C_{av} = C; E_{av} = 0 \\ D_A(t) + D_S(t) = 1, \end{cases} \quad (7)$$

де $D_S(t) = 1 - D_A(t)$ – інтервал паузи.

Отже, усереднені матриці станів досліджуваної системи є наступними:

$$A_{av} = \begin{bmatrix} -2R_S/L_L & -R_S/L_L & 0 \\ -R_S/L_M & -R_S/L_M & (1-D_S)/L_M \\ 0 & (-1+D_S)/C_{DC} & 0 \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$B_{av} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/L_M \\ -1/C_{DC} & 0 \end{bmatrix}; C_{av} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_{av} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Крім того, усі усереднені стани, вхідна напруга та керуючий сигнал представляють у вигляді постійної та змінної складової малих амплітуд із частотою значно нижче, ніж частота перемикання перетворювача:

$$\begin{cases} \langle x(t) \rangle_T = X + \tilde{x}(t); \langle u(t) \rangle_T = U + \tilde{u}(t); \langle y(t) \rangle_T = Y + \tilde{y}(t); \\ \langle D_s(t) \rangle_T = D_S + \tilde{d}(t); \langle D'_s(t) \rangle_T = 1 - 2D_S - \tilde{d}(t). \end{cases} \quad (9)$$

Простий тест для того, щоб знайти рішення рівнянь у стаціонарному стані, де всі похідні дорівнюють нулю:

$$\begin{cases} 0 = A_{av}X + B_{av}U; \\ Y = C_{av}X + E_{av}U. \end{cases} \quad (10)$$

Підставляючи (6) у рівняння (2) та враховуючи (3)-(5), ігноруючи малу частину другого порядку і віднімаючи рівняння для стаціонарного режиму отримуємо такий результат:

$$K \frac{d}{dt} \tilde{X} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + \begin{bmatrix} (K^{-1}A_1 - K^{-1}A_{24} - K^{-1}A_3)X + \\ + (K^{-1}B_1 - K^{-1}B_{24} - K^{-1}B_3)U \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}. \quad (11)$$

Тоді, застосувавши перетворення Лапласа до (8), ми можемо записати вираз для малосигнальних моделей:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = (sI - A)^{-1} \cdot B\tilde{u}(s) + (sI - A)^{-1} \cdot M \cdot \tilde{D}(s); \\ M = \left[(K^{-1}A_1 - K^{-1}A_{24} - K^{-1}A_3)X + (K^{-1}B_1 - K^{-1}B_{24} - K^{-1}B_3)U \right]; \\ \tilde{y}(s) = C \cdot \tilde{x}(s) = C(sI - A)^{-1} \cdot B\tilde{u}(s) + C(sI - A)^{-1} \cdot M\tilde{D}(s), \end{cases} \quad (12)$$

де I – діагональна одинична матриця. Зважаючи на (12) та враховуючи, що вхідні вектори на початку рівні нулю, функція передавальна функція для моделі малого сигналу в загальному випадку має вигляд:

$$\begin{bmatrix} G_{i2}(s) \\ G_{iB}(s) \\ G_{VDC}(s) \end{bmatrix}_{\tilde{u}(s)=0} = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot M. \quad (13)$$

Одним із найпростіших і ефективних рішень для керування напівпровідниковими перетворювачами в багатьох випадках є класичний ПД регулятор. На першому наближенні, структура системи керування представлена на Рис. 3 – замкнена система керування з ПД регулятором.

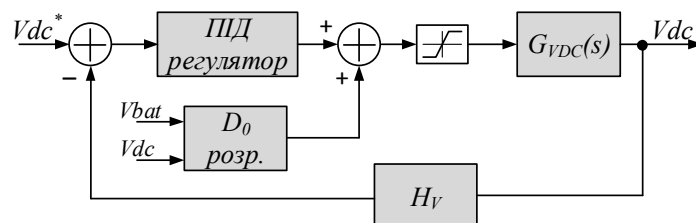


Рис. 3. Структура системи керування на основі ПД-регулятора

Представлена система керування двонаправленим перетворювачем була налаштована за допомогою програми *Matlab SISOtool*. Основними критеріями є мінімальне перевищення вихідної напруги і мінімальна статична похибка. Система не може бути налаштована на бажані параметри лише з П регулятором, тому використовувався ПД-регулятор.

Для перевірки коректності роботи системи керування й обраних параметрів регулятора було проведено моделювання. Параметри системи представлені в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри моделювання системи

Параметр	Значення
Вхідна напруга, V_B	6,6 В
Вихідна напруга, V_{DC}	12 В
Індуктивності, L_1, L_2	3,5 мкГн
Коефіцієнт магнітозчеплення, k	-0.4
Частота перемикавання, f_{SW}	50 кГц
Ємність головної шини, C_{DC}	1100 мкФ
Максимальна вихідна потужність, P_{MAX}	100 Вт
Максимальна потужність від ФЕП, P_{PV}	10 Вт
Опір, R_S	20 мОм

Для спрощення моделювання частота перемикавання була обрана в 10 разів меншою, ніж частота перемикавання реальної системи, а номінали пасивних компонентів, відповідно, збільшені в 10 разів. По-перше, було перевірено номінальний запуск на 100 % від максимального навантаження. Як показано на рис. 4, а напруга головної шини досягає контрольного значення менш ніж за 1,5 мс зі значним перерегулюванням, і стає допустимою за приблизно 2 мс. Короткочасний імпульс струму акумулятора на початку перехідного періоду (рис. 4, б) може пояснюватися великою вихідною ємністю схеми оптимізатора. Наступним

TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

кроком було дослідження регулювання при зміні навантаження. З цією метою навантаження було змінено з зарядки на розрядку на 100 % від його максимального значення за один крок. На рис. 4, а показано, що великі зміни навантаження практично не впливають на регульовану напругу. Коливання напруги головної шини становить лише 0,5 В, або 4,2 % від опорної напруги. На рис. 4, б показано додатковий приріст струму акумулятора через падіння напруги на внутрішньому опорі акумулятора.

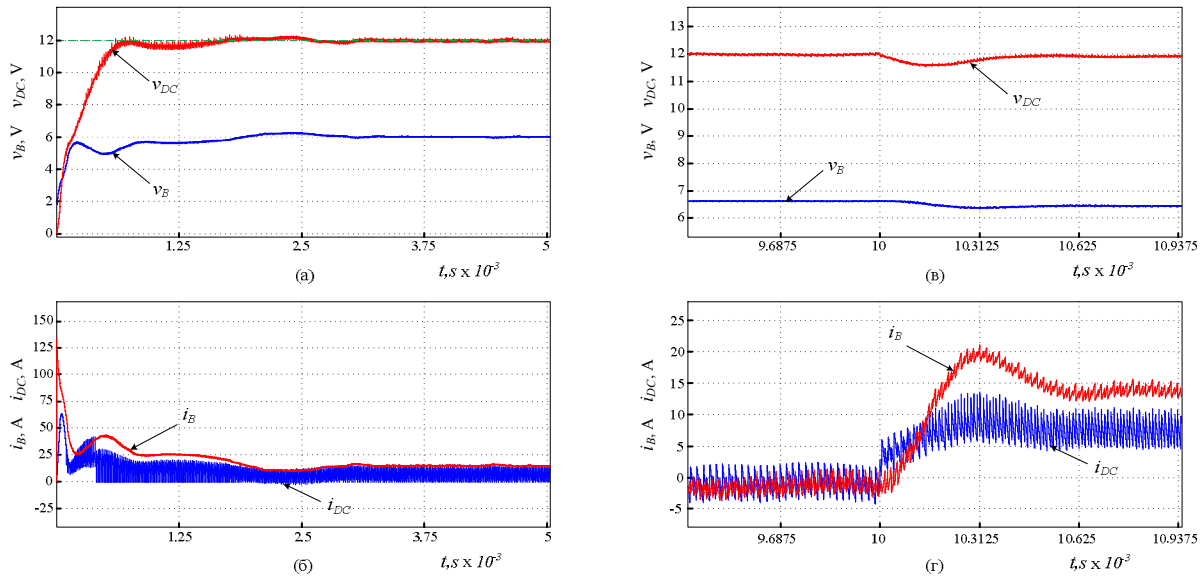


Рис. 4. Результати моделювання системи з ПІД-регулятором: перехідний процес початку роботи зі 100 % навантаженням (а, б), перехідний процес переходу системи від режиму заряду акумулятора до розряду (в, г)

Загалом запропонований алгоритм передбачення за моделлю (ПМ) може бути описаний таким чином: вимірюються основні параметри системи (напруга головної шини, напруга і струм акумулятора) та один параметр (струм навантаження) передбачається за заданою моделлю. Ці дані подаються на вхід дискретної моделі системи, вони вираховують передбачення станів системи та прогнозують напругу головної шини для різних значень шпаруватості. Потім застосовується вагова функція та обмеження, результат вагової функції є предметом мінімізації, функція, яка дає мінімальне значення, визначає шпаруватість керуючого сигналу, нарешті, генерується ШІМ-сигнал та розподіляється серед транзисторів перетворювача постійної напруги [23–28]. Структура запропонованої системи керування показана на рис. 5.

Використовуючи отримані раніше матриці (3)-(5), перейдемо до дискретної системи за допомогою перетворення Ейлера:

$$\begin{aligned} F &= I + T_s A, \\ G &= T_s B. \end{aligned} \tag{14}$$

де T_s – період перемикання перетворювача.

Матриці F та G будуть мати однаковий вигляд для значень шпаруватості $D_s > 0,5$ та $D_s < 0,5$. Тому вектори системи в дискретному вигляді можна представити як:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Fx(k) + Gv(k), \\ y(k) &= Cx(k). \end{aligned} \tag{15}$$

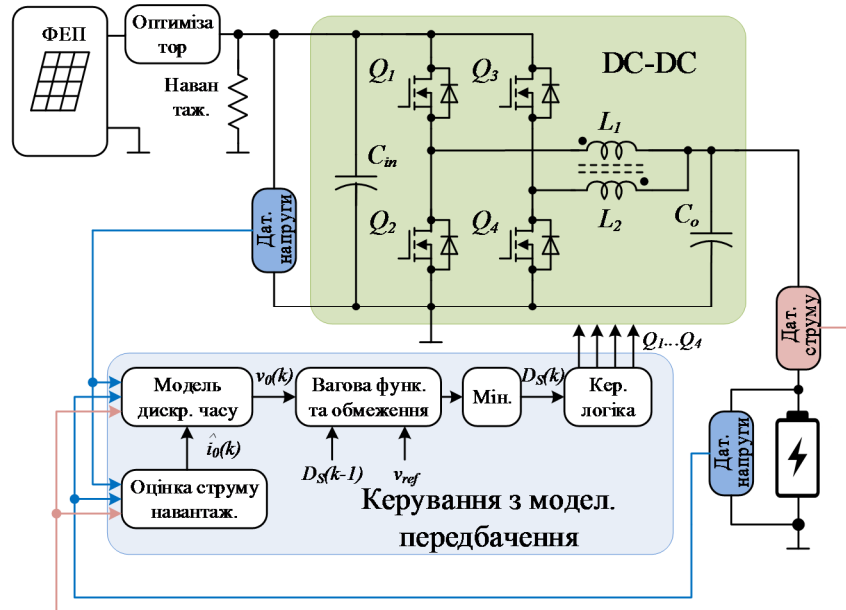


Рис. 5. Структурна схема запропонованого контролера ПМ для двонаправленого перетворювача

Система на рис. 5 не має датчика струму навантаження і використовує процедуру оцінювання замість прямого вимірювання. Тому такий підхід призводить до зменшення площі друкованої плати та кращої ефективності завдяки спрощенню схеми перетворювачів та відсутності додаткових втрат потужності у датчику струму. Крім того, параметри навантаження не були включені в дискретну модель системи, але струм навантаження розглядався як вхідна змінна цієї моделі, що робить систему незалежною від характеристик навантаження. Спостерігач Луенбергера другого порядку може бути використаний для оцінки струму навантаження. Спостерігач можна описати як:

$$\hat{x}_e(k+1) = \Phi \hat{x}_e(k) + \Gamma u_e(k) + H e(k), \tag{16}$$

$$\hat{y}_e(k) = M \hat{x}_e(k), \tag{17}$$

де $\hat{x}_e = [i_{DCO}, v_{DCO}]^T$ – вектор спостережуваного стану, що складається зі спостережуваного струму навантаження i_{DCO} та спостережуваної напруги постійного струму v_{DCO} . $u_e = [i_{L1}, i_{L2}]^T$ – вхідний вектор, який складається зі струмів магнітозчеплених індуктивностей. $e = y_e - \hat{y}_e$ – помилка між вимірюваним виходом системи $y_e = v_{DC}$ та вихідним вектором $\hat{y}_e = v_{DCO}$. Матриці Φ , Γ та M виражаються таким чином:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -T_S & 1 \\ c_{DC} & \end{bmatrix}, \Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T_S D_S & T_S D_S \\ c_{DC} & c_{DC} \end{bmatrix}, M = [0 \ 1]. \tag{18}$$

Матриця $H = [h1 \ h2]^T$ являє собою постійний коефіцієнт підсилення спостерігача, коефіцієнти $h1$ та $h2$ слід вибирати так, щоб полюси системи $\Phi \cdot H \cdot M$ лежали всередині одиничного кола. Розміщення полюсів має важливе значення для роботи спостерігача. Найшвидший час стабілізації (час, коли помилка між реальним і спостережуваним струмом буде близька до нуля), можна отримати, якщо обидва полюси цієї системи ро-

TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

зміщені в центрі одиничного кола. У цьому випадку вихід спостерігача буде вирішуватися лише на двох етапах квантування.

Алгоритм ПМ використовує стратегію відхилення горизонту для обчислення робочого циклу для поточного етапу вибірки. Для того щоб отримати довготривалий прогноз без надмірного обчислювального навантаження, була використана екстраполяційна стратегія. Завдяки цій стратегії весь прогнозний горизонт N_p поділяється на дві частини: горизонт перемикання N_s – кількість кроків, в яких робочий цикл може змінюватися, і екстраполяційний горизонт N_e – кількість кроків, коли робочий цикл має свою кінцеву цінність, отриману на останньому кроці перемикання. Крім того, весь діапазон напруги на конденсаторі головної шини поділений на дві області з різним кроком квантування робочого циклу. Грубе квантування використовується, коли напруга істотно відрізняється від контрольного значення. Точне квантування застосовується, коли напруга перебуває в заздалегідь визначеній області, близькій до опорної напруги (у цій статті ця область визначається як $\pm 20\%$ опорної напруги). Тому адекватна точність керуючого сигналу може бути досягнута при збереженні відносно невеликої кількості рівнів квантування робочого циклу. Отже, обчислювальна складність однієї контрольної ступені ПМ можна знайти з формули

$$N_{comp} = \sum_{i=0}^{N_s-1} N_q^{(N_s-i)} + N_q^{N_s} N_e. \quad (19)$$

де N_{comp} – загальна кількість вимірів напруги v_{DC} для одного контрольного кроку алгоритму ПМ, N_q – кількість рівнів квантування робочого циклу.

Наприклад, прогнозний горизонт з 4 кроками та 10 рівнями квантування і без екстраполяції вимагає 11 110 обчислень напруги, тоді як той же прогнозний горизонт з однаковою кількістю рівнів квантування, але з 2 кроками перемикання та 2 етапами екстраполяції вимагає лише 310 розрахунків напруги шини постійної напруги.

Інша справа щодо розрахунку робочого циклу стосується належного вибору центру регіону, де потрібно перерахувати шпаруватість (через те, що використовується невелика кількість рівнів квантування, вони не охоплюють весь спектр дозволених робочих циклів). Центральну точку регіону, що становить інтерес, можна було б обчислити за допомогою вимірюваної величини напруги акумулятора v_B , опорної напруги v_{ref} та спостережуваного струму навантаження.

$$D_s(N_q/2) = \frac{v_B}{v_{ref} + 2Ri_{DCO}}. \quad (20)$$

Перераховані робочі цикли є об'єктом жорстких вхідних обмежень, і значення, які порушують верхню або нижню межу дозволеного регіону, відкидаються. Крім того, застосовуються м'які обмеження, що забороняють надмірні зміни робочого циклу.

Функція вартості була вибрана таким чином, що вона забороняє зміну помилки за кінцевим прогнозним горизонтом, включаючи суму абсолютних значень.

$$J(k) = \sum_{i=k}^{k+N_p-1} \left(p_a \|v_{ref} - v_{DC}(i+1|k)\| + p_b \|D_s(i-1) - D_s(i)\| \right), \quad (21)$$

де p_a – вага помилки вихідної напруги та p_b – вага зміни робочого циклу.

Унаслідок мінімізації (21) отримано оптимальну вихідну і вхідну послідовність. Перше значення $D_s(k)$ з оптимальної послідовності застосовується до перетворювача, а горизонт зміщується на одиницю, вимірюються нові значення напруги та струму, тоді алгоритм ПМ починається із самого початку.

Запропонований алгоритм ПМ був реалізований у Matlab Simulink. Використовуючи модель Matlab, була досліджена ефективність алгоритму керування. Параметри пе-

ретворювача наведені в табл. 1. Що стосується ПМ регулятора, горизонтал прогнозування є $N_p = 4$ (з $N_s = 2$ та $N_e = 2$), вибрані вагові коефіцієнти витрат $p_a = 1$ і $p_b = 0,5$.

Були досліджені ті ж самі перехідні процеси, що і для ПД регулятора: початок роботи з 100 % навантаженням (рис. 6, а, б) та зміна режиму роботи системи від заряду до розряду акумулятора (рис. 6, в, г). Як видно з рис. 6, а, напруга досягає контрольного значення менше, ніж через 1,5 мс без значного перевищення. Пульсації вихідної напруги становлять 150 мВ, а система має статичну похибку близько 60 мВ. Статична помилка пояснюється тим, що алгоритм ПМ не має інтегральної компоненти, а напруга прогнозування відрізняється від вимірюваного значення через спрощену модель перетворювача (не враховує всі паразитні параметри), яка використовується в процедурі прогнозування.

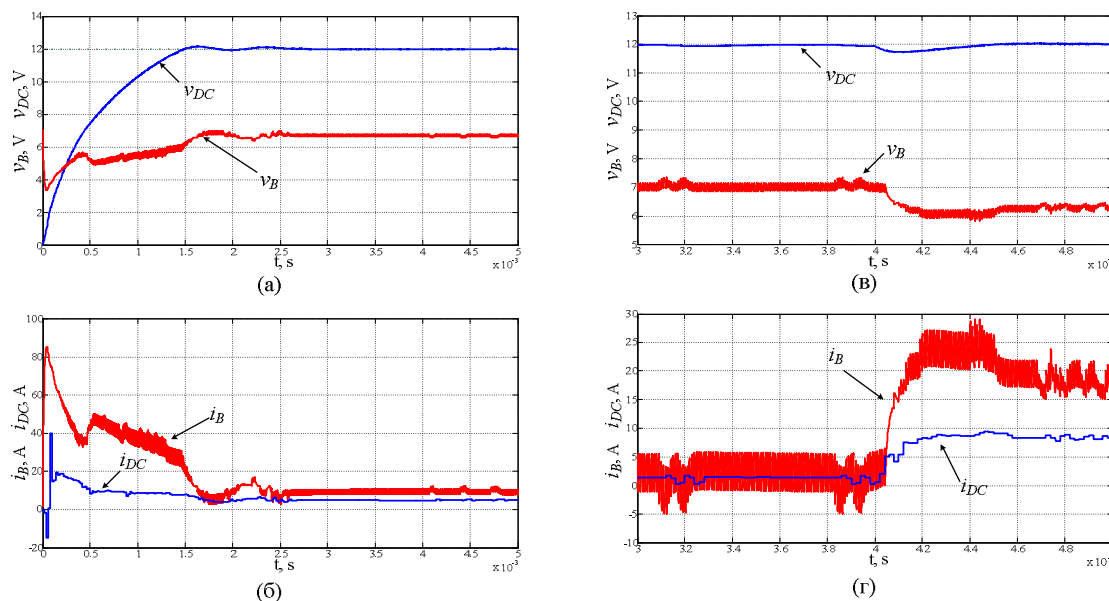


Рис. 6. Результати моделювання системи з регулятором ПМ: перехідний процес початку роботи зі 100 % навантаженням (а, б), перехідний процес переходу системи від режиму заряду акумулятора до розряду (в, г)

Короткочасний імпульс струму акумулятора на початку перехідного періоду (рис. 6, б) може пояснюватися великою ємністю вихідного конденсатора ланцюга оптимізатора фотоелектричних панелей, що розглядається алгоритмом ПМ як навантаження. На рис. 6, в, г показано зміну навантаження з 10 до 100 % його максимальної величини за один крок. З рис. 6, в можна побачити, що великі зміни навантаження практично не впливають на регульовану напругу (спад напруги лише 0,3 В, або 2,5 % від опорної напруги). На рис. 6, г показано додатковий ріст струму акумулятора через падіння напруги на внутрішньому опорі акумулятора.

У табл. 2 наведено порівняння параметрів систем при перехідних процесах для ПД регулятора та регулятора з передбаченням по моделі.

Таблиця 2

Порівняння параметрів систем при перехідних процесах для ПД-регулятора та регулятора з передбаченням за моделлю

Параметр	Значення (ПД)	Значення (ПМ)
Пульсації вихідної напруги	200 мВ	150 мВ
Статична похибка	70 мВ	60 мВ
Перерегулювання при зміні режимів роботи	450 мВ (3,8 %)	300 мВ (2,5 %)
Час старту	2 мс	1.5 мс

TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

Висновки відповідно до статті. Результати порівняння регуляторів на основі ПІД контролера та з передбаченням по моделі, представлені в табл. 2, показують що метод ПІМ показує кращі результати для цієї системи за всіма представленими критеріями. Однак треба зазначити, що регулятор ПІМ потребує значно більших обчислювальних затрат, що може стати завадою до його використання в портативних системах та системах з малою обчислювальною здатністю. Тому вибір оптимального регулятора полягає в комплексному врахуванні як можливостей самої системи, так і кінцевих якісних показників напруги або струму.

Список використаних джерел

1. *Renewables 2016 Global Status Report*. Renewable Energy Policy Network for the 21st Century. – Paris, France, March 2016.
2. *Singer M. Consumer View on Plug-in Electric Vehicles – National Benchmark Report* / M. Singer // National Renewable Energy Laboratory. – USA, January 2016.
3. *The Future of Solar Energy*. Energy Initiative Massachusetts Institute of Technology, 2015.
4. *Chopra K. L. Thin Film Solar Cells (A Status Review)* / K. L. Chopra. // Laboratory for Thin Films and Photovoltaics, 2010.
5. *PWM Converter Power Density Barriers* / Kolar J., Drofenik U., Biela J., Heldwein M., Ertl H., Friedli T., Round S. // IEEJ Transaction on Industry Applications. – May 2007. – Vol. 128. – No. 4. – Pp. 9-29.
6. *Kolar J. The deal switch is not enough* / J. Kolar, D. Bortis, D. Neumayr // IEEE 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). – 2016. – Pp. 15-22.
7. *Performance trends and limitations of power electronics systems* / Kolar J., Biela J., Waffler S., Friedli T., Badstuebner U. // In Proc. of the 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems. – 2010. – 16-18 March. – Pp. 1-20.
8. *Measurement and Performance Factor Comparisons of Magnetic Materials at High Frequency* / Hanson A. J., Belk J. A., Lim S., Sullivan C. R., Perreault D. J. // IEEE Trans. on Power Electronics. – Nov. 2016. – Vol. 31, No. 11. – Pp. 7909-7925.
9. *Sullivan C. R. Prospects for Advances in Power Magnetics* / C. R. Sullivan // In Proc. of the 9th IEEE International Conference on Intergrated Power Electronics Systems (CIPS). – 2016. – Pp. 1-9.
10. *Wang H. Reliability of Capacitor for DC-Link Application in Power Electronics Converter – An Overview* / Wang H., Blaabjerg F. // IEEE Trans. on Industry Application. – Sep. 2014. – Vol. 50, No. 5. – Pp. 3569-3578.
11. *A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems* / Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Yershov R. // In Proc. of II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (10-14 Oct.). – 2016. – Pp. 1-7.
12. *Dawood N. B. Review of Different DC to DC Converters Based for Renewable Energy Applications* / N. B. Dawood // International Research Journal of Engineering and Technology. – May 2016. – Vol. 3, No. 3. – Pp. 46-50.
13. *Lidow A. GaN transistors – giving new life to Moore’s law* / A. Lidow // In Proc. of IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC’s (ISPSD). – 2015. – Pp. 1-5.
14. *Si, SiC and GaN power devices: An unbiased view on key performance indicators* / Deboy G., Treu M., Haeberlen O., Neumayr D. // In Proc. of IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM) (3-7 Dec. 2016). – 2016. – Pp. 1-4.
15. *A 1 MHz Half-Bridge Resonant DC-DC Converter Based on GaN FETs and Planar Magnetics* / Guan Y., Wang Y., Xu D., Wang W. // IEEE Trans. on Power Electronics. – June 2016. – Vol. 32. – No. 4. – Pp. 2876-2891.
16. *TMS320x2802x, 2803x Piccolo High Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM)*. Reference Guide – February 2009 – revised October 2011.
17. *Carpita M. Dynamic modeling of a bidirectional DC/DC interleaved converter working in discontinuous mode for stationary and traction supercapacitor application* / Carpita M., De Vivo M., Gavin S. // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – 2012. – Pp. 1306-1313.
18. *Bhardwaj M. Modeling Bi-Directional Buck/Boost Converter for Digital Control Using C2000 Microcontrollers*, Applicationa report, SPRABX5 – January 2015.

19. *Small-signal* analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors / Shin H.-B., Jang E.-S., Park J.-G., Lee H.-W., Lipo T. A. // *IEE Proceedings Electric Power Applications*. – 2005 – Vol. 152, No. 5. – P. 1161-1170.
20. *Dynamic* Analysis of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications / Seyezhai R., Ganta M., Nirupa P., Akshitha T. // *Journal of Engineering and Interdisciplinary*. – 2015. – Vol. 2. – P. 1-9.
21. *Moon S.-H.* Performance improvement of Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charger Using LCLC Filter / Moon S.-H., Jou S.-T., Lee K.-B. // *Journal of Electrical Engineering and Technology*. – 2015 – Vol. 10, No. 2. – P. 1-8.
22. *Controller* Design for Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Coupled Inductors / Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., Khomenko M., Khomenko O. // *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. – 2017. – P. 1-6.
23. *Fuzzy* model predictive control of dc-dc converters / Hazil O., Bououden S., Chadli M., Filali S. // *In AETA 2013: Recent Advances in Electrical Engineering and Related Sciences*. – 2014. – Pp. 423-432.
24. *Karamanakos P.* Model predictive control of the interleaved DC-DC boost converter with coupled inductors / P. Karamanakos, T. Geyer, S. Manias // *Power Electronics and Applications (EPE): 15th European Conference*. – 2013. – Pp. 1–10.
25. *Modelling* and model predictive control of a DC-DC Boost converter / S. Bououden, O. Hazil, S. Filali, M. Chadli // *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). 15th International Conference*. – 2014. – Pp. 643-648.
26. *Direct* Model Predictive Control: A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics / P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, S. Manias // *IEEE Industrial Electronics Magazine*. – 2014. – Vol. 8, Issue 1. – Pp. 32–43.
27. *Tarczewski T.* Grzesiak “Constrained state feedback control of DC-DC power converter based on model predictive approach / T. Tarczewski, Ł. J. Niewiara, L. M. Grzesiak // *Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA). 4th International Symposium*. – 2016. – Pp. 1-6.
28. Pirooz A. Model predictive control of classic bidirectional DC-DC converter for battery applications / A. Pirooz; R. Noroozian // *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC). 2016 7th Conference*. – 2016. – Pp. 517–522.

References

1. Renewables 2016 Global Status Report (March 2016). *Renewable Energy Policy Network for the 21st Century*, Paris, France.
2. Singer, M. (January 2016). *Consumer View on Plug-in Electric Vehicles – National Benchmark Report*. National Renewable Energy Laboratory, USA.
3. *The Future of Solar Energy*. Energy Initiative Massachusetts Institute of Technology (2015).
4. Chopra, K. L. (2010). *Thin Film Solar Cells (A Status Review)*. Laboratory for Thin Films and Photovoltaics.
5. Kolar J., Drofenik U., Biela J., Heldwein M., Ertl H., Friedli T., Round S. (May 2007). PWM Converter Power Density Barriers. *IEEEJ Transaction on Industry Applications*, 128 (4), 9-29.
6. Kolar, J., Bortis, D., Neumayr, D. (2016). The ideal switch is not enough. *IEEE 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)* (pp. 15-22).
7. Kolar J., Biela J., Waffler S., Friedli T., Badstuebner U. (2010). Performance trends and limitations of power electronics systems. *In Proc. of the 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems* (16-18 March 2010) (pp. 1-20).
8. Hanson, A. J., Belk, J. A., Lim, S., Sullivan, C. R., Perreault, D. J. (Nov. 2016). Measurement and Performance Factor Comparisons of Magnetic Materials at High Frequency. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 31 (11), 7909-7925.
9. Sullivan, C. R. (2016). Prospects for Advances in Power Magnetics. *In Proc. of the 9th IEEE International Conference on Intergrated Power Electronics Systems (CIPS)* (pp. 1-9).
10. Wang, H., Blaabjerg, F. (Sep. 2014). Reliability of Capacitor for DC-Link Application in Power Electronics Converter – An Overview. *IEEE Trans. on Industry Application*, 50 (5), 3569-3578.
11. Tytelmaier, K., Husev, O., Veligorskyi, O., Yershov, R. (2016). A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems. *In Proc. of II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering* (10-14 Oct. 2016) (pp. 1-7).

TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES

12. Dawood, N. B. (May 2016). Review of Different DC to DC Converters Based for Renewable Energy Applications. *International Research Journal of Engineering and Technology*, 3 (3), 46-50.
13. Lidow A. (2015). GaN transistors – giving new life to Moore’s law. In *Proc. of IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC’s (ISPSD)* (pp. 1-5).
14. Deboy, G., Treu, M., Haeberlen, O., Neumayr, D. (2016). Si, SiC and GaN power devices: An unbiased view on key performance indicators. In *Proc. of IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)* (3-7 Dec. 2016) (pp. 1-4).
15. Guan, Y., Wang, Y., Xu, D., Wang, W. (June 2016). A 1 MHz Half-Bridge Resonant DC-DC Converter Based on GaN FETs and Planar Magnetics. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 32 (4), 2876-2891.
16. *TMS320x2802x, 2803x Piccolo High Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM)*. Reference Guide – February 2009 – revised October 2011.
17. Carpita, M., De Vivo, M., Gavin, S. (2012). Dynamic modeling of a bidirectional DC/DC interleaved converter working in discontinuous mode for stationary and traction supercapacitor application. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)* (pp. 1306-1313).
18. Bhardwaj, M. (2015). Modeling Bi-Directional Buck/Boost Converter for Digital Control Using C2000 Microcontrollers, Application report, SPRABX5 – January 2015.
19. Shin, H.-B., Jang, E.-S., Park, J.-G., Lee, H.-W., Lipo, T. A. (2005). Small-signal analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 152 (5), 1161-1170.
20. Seyerzhai, R., Ganta, M., Nirupa, P., Akshitha, T. (2015). Dynamic Analysis of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications. *Journal of Engineering and Interdisciplinary*, 2, 1-9.
21. Moon, S.-H., Jou, S.-T., Lee, K.-B. (2015). Performance improvement of Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charger Using LCLC Filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 10 (2), 1-8.
22. Tytelmaier, K., Husev, O., Veligorskyi, O., Khomenko, M., Khomenko, O. (2017). Controller Design for Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Coupled Inductors. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)* (pp. 1-6).
23. Hazil, O., Bououden, S., Chadli, M., Filali, S. (2014). Fuzzy model predictive control of dc-dc converters,” In *AETA 2013: Recent Advances in Electrical Engineering and Related Sciences* (pp. 423-432).
24. Karamanakos, P., Geyer, T., Manias, S. (2013). Model predictive control of the interleaved DC-DC boost converter with coupled inductors. *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference* (pp. 1–10).
25. Bououden, S., Hazil, O., Filali, S., Chadli, M. (2014). Modelling and model predictive control of a DC-DC Boost converter. *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 15th International Conference (pp. 643-648).
26. Karamanakos, P., Geyer, T., Oikonomou, N., Kieferndorf, F. D., Manias, S. (2014). Direct Model Predictive Control: A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8 (1), 32–43.
27. Tarczewski, T., Niewiara, Ł. J., Grzesiak, L. M. (2016). Constrained state feedback control of DC-DC power converter based on model predictive approach. *Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, 4th International Symposium (pp. 1-6).
28. Pirooz, A., Noroozian, R. (2016). Model predictive control of classic bidirectional DC-DC converter for battery applications. *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 7th Conference (pp. 517–522).

UDC 621.314.1:621.383.51

Kostiantyn Tytelmaier, Maksym Khomenko

COMPARISON OF CONTROL METHODS FOR TWO-PHASE INTERLEAVED BIDIRECTIONAL CONVERTER

Urgency of the research. In recent years there has been a sharp increase in the use of renewable energy sources. The main topologies of the converters are well considered and studied. However, little attention is paid to the methods of controlling bidirectional converters for low power. Therefore, there is a need for analysis and comparable control methods for non-isolated converters to further detect and apply the most optimal.

Target setting. In the development of portable power systems based on renewable sources, developers have to solve the task of building high-performance and high-performance control systems.

Actual scientific researches and issues analysis. The latest open access and IEEE Xplore publications related to bidirectional dc-dc converters were reviewed.

Uninvestigated parts of general matters defining. Analysis and selection of optimal control method for non-isolated bi-directional converters..

The research objective. Make a review and analysis of control methods for non-isolated double-directional DC converters.

The statement of basic materials. A low-signal model of a two-phase bidirectional converter is shown and a dynamic model of its states is derived. An overview of the main methods of management, namely, the classic method for using the PID regulator and the model prediction method, are reviewed. Results of system modeling for bidirectional converter were made.

Conclusions. Comparison results show that the model prediction shows better dynamic characteristics, but requires more calculation costs, which should be taken into account when designing the system as a whole.

Keywords: dc-dc converter; bidirectional converter; non-isolated converter; renewable energy sources; control methods.

Fig.: 6. Table: 2. References: 28.

Тительмаєр Костянтин Олександрович – аспірант, асистент кафедри БРАС, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка 95, м. Чернігів, 14035, Україна).

Tytelmaier Kostiantyn – PhD student, assistant of BRAS Department, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenko Str., 14035 Chernihiv, Ukraine).

E-mail: kostya.tytelmaier@gmail.com

ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-7582-0204>

ResearcherID: F-4365-2016

Scopus Author ID: 57188715517

Хоменко Максим Анатолійович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри БРАС, Чернігівський національний технологічний університет (вул. Шевченка, 95, м. Чернігів, 14035, Україна).

Khomenko Maksym – PhD in Technical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of BRAS Department, Chernihiv National University of Technology (95 Shevchenko Str., 14035 Chernihiv, Ukraine).

E-mail: mr.homax@gmail.com

ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-9084-3527>

Scopus Author ID: 55796336900