

УКД 621.314.214

БЕЗПЕРЕРВНІ НАБЛИЖЕНІ МОДЕЛІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗМІННОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ З АКТИВНОЮ КОРЕКЦІЄЮ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

А.К.Шидловський, академік НАН України, **А.Ф.Жаркін**, член-кор. НАН України, **А.Г.Пазєєв**, канд.техн.наук,

**Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.**

Розроблено безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності для аналізу електромагнітних процесів у вихідних колах таких перетворювачів. Показано, що використання наближених моделей дозволяє при забезпеченні досить високої точності розрахунків миттєвих значень вихідної напруги суттєво зменшити час, який витрачається на оптимізацію параметрів елементів перетворювачів. Бібл. 5, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: безперервні наближені моделі, перетворювачі змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності, миттєві значення вихідної напруги.

Вступ. При постійно зростаючих вимогах до якості електричної енергії у мережах електроживлення та для покращення електромагнітної сумісності (ЕМС) з мережею живлення сучасних пристроїв силової перетворювальної техніки все більшого застосування знаходять перетворювачі змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності. У них за рахунок імпульсного регулювання на підвищених частотах забезпечується формування вхідного струму з наближеною до синусоїди формою без зсуву по фазі від вхідної напруги. В останні роки такі перетворювачі часто називають активними коректорами коефіцієнта потужності (АККП). Сучасні АККП забезпечують величину вхідного коефіцієнта потужності, близьку до 0,99, що відповідає значенням коефіцієнта гармонік вхідного струму на рівні одиниць відсотків. Тобто такі АККП практично не створюють негативного впливу на мережу живлення та з великим запасом задовольняють вимогам сучасних стандартів щодо ЕМС з мережею [5]. Разом з покращенням ЕМС з мережею живлення при використанні АККП існує можливість відносно простими засобами забезпечити на виході АККП стабілізовану напругу необхідного рівня, що спрощує проектування вторинних джерел електроживлення, таких, як високо-частотні інвертори, перетворювачі або регулятори постійної напруги.

На сьогодні відома значна кількість схем силової частини АККП [1, 2, 4], які поєднують принцип формування вхідного струму та забезпечення стабілізованої постійної вихідної напруги. Специфіка використання АККП обумовлює їхні певні особливості. З одного боку, примусове формування вхідного струму однозначно визначає характер зміни миттєвих значень вхідної потужності. З іншого – значення потужності на виході може бути або постійним у сталих режимах, або змінюватися довільно у широких межах, причому сама зміна може відбуватися миттєво. Такий характер процесів викликає деяке протиріччя щодо забезпечення задовільної якості як вхідного струму, так і вихідної напруги. Еталонний сигнал струму в АККП дорівнює добутку еталонного синусоїдного сигналу та сигналу зворотного зв'язку. З позиції забезпечення стабілізованої вихідної напруги при перемиканнях навантаження необхідно швидко змінювати сигнал зворотного зв'язку, що призводить до виникнення небажаних перехідних процесів на вході. З позиції ЕМС з мережею живлення необхідно забезпечити постійні значення сигналу зворотного зв'язку в сталих режимах та значення, що змінюються повільно (хоча б протягом декількох періодів) в перехідних режимах. До того ж, в реальних перетворювачах пульсації вихідної напруги, що проходять по ланцюгах зворотного зв'язку, викликають спотворення сигналу зворотного зв'язку, що обумовлює необхідність його корекції ланцюгами з інтегральними передавальними характеристиками. Такі заходи покращують якість вхідного струму, але погіршують динамічні показники стабільності вихідної напруги. Вказані особливості АККП та необхідність пошуку компромісів між якістю вхідного

струму і вихідної напруги обумовлюють необхідність проведення значної кількості циклів розрахунків для оптимізації параметрів АККП у сталих та в перехідних режимах.

Для аналізу роботи перетворювачів АККП широке застосування знаходять методи моделювання роботи електронних пристроїв за допомогою стандартних пакетів програм, таких як Simulinc, Micro Cap, MatLab. При цьому аналізу підлягає схема, параметри якої максимально наближені до схем реальних пристроїв. Але розрахунки у таких пакетах вимагають значних обчислювальних ресурсів і навіть за сучасного розвитку обчислювальної техніки потребують значного часу, особливо при проведенні багатьох циклів обчислень.

Для зменшення часу, що витрачається на аналіз електромагнітних процесів та оптимізацію параметрів елементів перетворювачів, використовуються наближені методи аналізу релейних імпульсних систем, такі як методи гармонічного балансу, методи осереднення та інші [3]. Знаходять також застосування комбіновані методи. В них на початковому етапі розрахунки проводять за наближеними методами і отримані результати використовують для попереднього вибору параметрів елементів. При цьому основну увагу при розробці математичних моделей приділяють процесам, що підлягають аналізу [1]. Для використання такого підходу до аналізу електромагнітних процесів у вихідних ланцюгах АККП пропонується на початковому етапі використовувати безперервні наближені моделі (БНМ), які повинні забезпечувати достатню точність визначення миттєвих значень вихідної напруги та відображати вплив системи зворотного зв'язку на вхідний струм у усіх режимах роботи АККП. Застосування наближених моделей повинно значно скоротити обсяг розрахунків та час пошуку прийнятних значень параметрів і відповідно зменшити затрати на проектування.

Метою роботи є розробка безперервних наближених моделей для аналізу електромагнітних процесів у вихідних ланцюгах АККП, що дозволять забезпечити можливість вибору параметрів вихідного фільтру та системи керування з огляду на дотримання необхідної якості вихідної напруги та вхідного струму у статичних та динамічних режимах роботи перетворювачів.

Розробка безперервної математичної моделі АККП. Розробку БНМ проведемо на прикладі однофазного АККП, структурну схему якого представлено на рис. 1 [2]. Оскільки принципи роботи різноманітних схем АККП схожі, можна очікувати, що наближені моделі, які розроблено для цієї схеми, будуть прийнятні і для інших схем АККП.

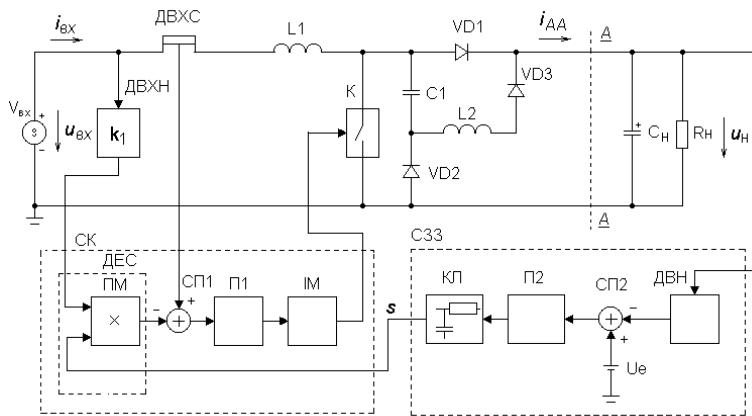


Рис. 1

(ДЕС). До другого входу ПМ надходить сигнал $k_1 u_{ex}(t)$ з датчика вхідної напруги (ДВХН) (k_1 – коефіцієнт перетворення вхідної напруги в еталонний сигнал). У відповідності до добутку сигналів s та $k_1 u_{ex}(t)$ на виході ДЕС формується еталонний сигнал струму $sk_1 u_{ex}(t)$. Він порівнюється в системі порівняння (СП1) з сигналом $\alpha i_{ex}(t)$ від датчика вхідного струму (ДВХС) (α – коефіцієнт передачі ДВХС). Сигнал різниці підсилюється в підсилювачі (П1) та надходить до імпульсного модулятора (ІМ). На виході ІМ та СК формується імпульсна послідовність на підвищеній частоті, що керує роботою ключа змінного струму (К). При використанні релейного принципу імпульсної модуляції умови комутацій ключа можуть бути записані у вигляді:

$$|sk_1 u_{ex}(t)| \leq |\alpha i_{ex}(t)| \leq |sk_1 u_{ex}(t)| + \Delta I, \quad (1)$$

Принцип роботи АККП детально описано у [2], то ж нагадаємо головне. Система керування (СК) та система зворотного зв'язку (СЗЗ) побудовані за найбільш поширеними серед АККП схемами, які є відносно простими та мають задовільні регульовальні параметри [2, 4]. На вході перетворювача діє близька до синусоїдної вхідна напруга $u_{ex}(t)$ та існує вхідний струм $i_{ex}(t)$. На виході СЗЗ формується сигнал зворотного зв'язку s . Він надходить до одного з входів аналогового перемножувача (ПМ), який є складовою датчика еталонного сигналу

де ΔI – задане відхилення вхідного струму від еталону. Реалізація умов комутацій (1) дозволяє формувати наближену до синусоїдальної форму струму на вході АККП. Від’ємний зворотній зв’язок по вихідній напрузі дозволяє за рахунок керування амплітудою еталонного сигналу вхідного струму, а значить і величиною потужності, що споживається від мережі живлення, отримати на виході стабілізовану напругу.

Загальний аналіз електромагнітних процесів у вихідних ланцюгах АККП, який є імпульсною нелінійною системою автоматичного керування з двома величинами регулювання, досить громіздкий. У зв’язку з цим, наведемо загальні міркування, що дозволяють при аналізі вихідних параметрів перетворювача використовувати наближені моделі. Прийmemo традиційні для аналізу електромагнітних процесів в АККП допущення про нескінченну потужність вхідного джерела синусоїдної вхідної напруги ($u_{ex}(t) = U_m \sin \omega t$) та ідеальність елементів перетворювача [4]. Через те, що на практиці величина ΔI обирається значно меншою за амплітуду еталону струму, прийmemo у першому наближенні, що $\Delta I \rightarrow 0$, тобто частота імпульсної модуляції нескінченна. У виразі (1) для спрощення викладок прийmemo $\alpha = 1$. У такому разі вхідний струм перетворювача буде визначатися виразом $i_{ex}(t) = s k_1 u_{ex}(t)$. Оскільки величина сигналу s змінюється відносно повільно, при прийнятих допущеннях отримаємо визначений характер зміни миттєвої вхідної потужності $p_{ex}(t)$ як добуток синусоїдних вхідної напруги та вхідного струму

$$p_{ex}(t) = u_{ex}(t) i_{ex}(t) = s k_1 U_m^2 \sin^2 \omega t. \quad (2)$$

Внаслідок того, що значення зворотного сигналу не можуть бути довільними, для спрощення подальших викладок прийmemo $s \in [0, 1]$.

Оцінимо запаси енергії в реактивних елементах. Реактивну потужність Q_L дроселів L_1 та L_2 на частоті мережі живлення можна знайти по першій гармоніці струму за виразом $Q_L = 0,5 I_m^2 \omega L$, де I_m – амплітуда вхідного струму. Проведений у [2] аналіз електромагнітних процесів показав, що напруга $u_{C1}(t)$ на накопичувальному конденсаторі C_1 на позитивній півхвилі вхідної напруги дорівнює нулю, а на негативній у першому наближенні визначається виразом $u_{C1}(t) = U_n + |U_m \sin \omega t|$, де U_n – середнє значення вихідної напруги. Реактивну потужність Q_{C1} конденсатора C_1 у першому наближенні можна оцінити за першою гармонікою напруги $u_{C1}(t)$ за виразом $Q_{C1} = 0,5 U_m^2 \omega C_1$. Як показали проведені розрахунки, ці реактивні потужності на порядок менші за номінальну потужність перетворювача, тому прийmemo, що запаси енергії в реактивних елементах L_1, L_2 та C_1 дорівнюють нулю. За такої умови можна вважати, що миттєва еквівалентна потужність $p_{екв}(t)$ у перетині АА схеми на рис. 1, яка надходить до вихідних ланцюгів, тобто паралельно включених конденсатора C_n та навантаження R_n , дорівнює вхідній потужності $p_{ex}(t)$. Таким чином отримаємо зв’язок між вихідною напругою $u_n(t)$, еквівалентною потужністю $p_{екв}(t) = p_{ex}(t)$ та струмом, що надходить у вихідні ланцюги $i_{AA}(t)$ (струм у перетині АА схеми на рис. 1). Струм $i_{AA}(t)$ можна визначити з виразу $i_{AA}(t) = \frac{p_{екв}(t)}{u_n(t)} = \frac{p_{ex}(t)}{u_n(t)}$. Під-

ставимо у цей вираз значення $p_{ex}(t)$ з (2) та отримаємо:

$$i_{AA}(t) = s k_1 U_m^2 \sin^2 \omega t / u_n(t). \quad (3)$$

Величина коефіцієнта k_1 обирається для виконання умови рівності середнього значення вхідної потужності P_{ex} номінальній вихідній потужності $P_{нном}$ при $s = 1$ та при мінімальній вхідній напрузі. За цих умов вираз для визначення k_1 має вигляд

$$k_1 = 2 P_{нном} / U_{m \min}^2, \quad (4)$$

де $U_{m \min}$ – амплітуда мінімальної вхідної напруги. Вирази (3) та (4) визначають залежність струму $i_{AA}(t)$ від таких параметрів, що задаються на початку проектування, як $P_{нном}$, $U_{m \min}$ та U_n (оскільки $u_n(t) \approx U_n$).

На основі виразів (3), (4) та структурної схеми АККП з рис. 1 побудуємо безперервну наближену модель (БНМ). Представимо силову частину АККП разом з джерелом вхідної напруги та СК

керованим джерелом струму $j(t, s)$, який дорівнює $i_{AA}(t)$. СЗЗ залишимо без змін. Отримаємо БНМ1, узагальнена структурна схема якої показана на рис. 2. Підставимо значення k_1 з виразу (4) у (3) та отримаємо вираз, що визначає струм $i_{AA}(t)$, а, значить, і струм $j(t, s)$

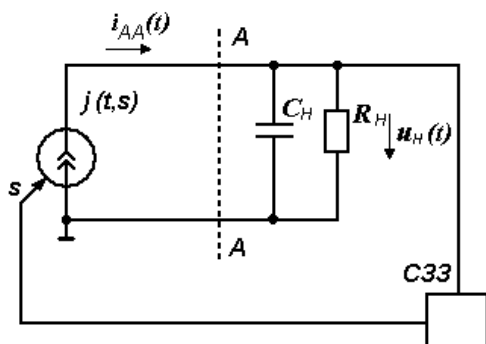


Рис. 2

шої, що пропорційна еталонному сигналу, та другої, що пропорційна ΔI . Причому значення другої складової дорівнюють мінімальній вхідній потужності при $s=0$. Потужність, що визначається величиною ΔI , при побудові БНМ можна врахувати шляхом введення, наприклад, в схему БНМ1 додаткового джерела струму $j_2(t, \Delta I)$, який змінюється згідно з виразом

$$j_2(t, \Delta I) = (2P_{\text{ex min}} / u_H(t)) \sin^2 \omega t, \quad (6)$$

де $P_{\text{ex min}}$ – середнє значення мінімальної вхідної потужності. В такому випадку отримаємо наближену модель з двома джерелами струму БНМ2, узагальнену структурну схему якої зображено на рис. 3. У ній струм джерела $j_1(t, s) = j(t, s)$ і визначається виразом (5). Можна показати, що для обраного способу формування вхідного струму $P_{\text{ex min}} = \Delta I U_m / \pi$. Підставимо це значення $P_{\text{ex min}}$ у вираз (6), та отримаємо

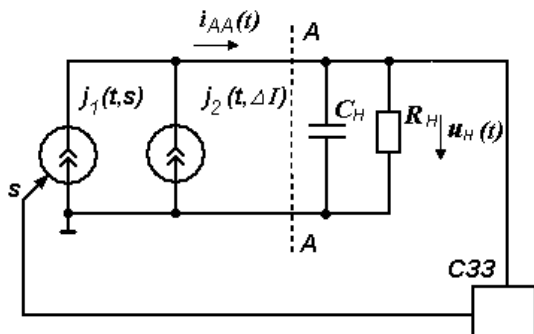


Рис. 3

$$j_2(t, \Delta I) = (2\Delta I U_m / \pi u_H(t)) \sin^2 \omega t. \quad (7)$$

Використання БНМ1 дозволяє проводити аналіз впливу параметрів СЗЗ, C_H та R_H на якість вихідної напруги та опосередковано – на якість вхідного струму (за рахунок можливості проведення аналізу впливу сигналу s на струм $j(t, s)$), а при використанні БНМ2 існує можливість врахувати додатково вплив на характер електромагнітних процесів такого узагальнюючого параметра СК як ΔI .

Оцінка точності розрахунків миттєвих значень вихідної напруги АККП при використанні

БНМ. Для перевірки можливості використання запропонованих БНМ було проведено комплекс розрахунків у пакеті схемотехнічного моделювання МС7. При цьому порівнювалися миттєві значення вихідної напруги БНМ та миттєві значення вихідної напруги розрахункової схеми АККП, яку було побудовано безпосередньо за структурною схемою перетворювача, що показана на рис. 1 з використанням елементів та функціональних блоків зі стандартної бібліотеки елементів МС7. Вихідна напруга розрахункової схеми АККП $u_H(t)$ позначена на представлених нижче графіках результатів розрахунків як $v(uout)$.

Для розрахунків у пакеті МС7 використовувалися розроблені у відповідності до структурних схем БНМ1 та БНМ2 розрахункові схеми БНМ. Розрахунки проводилися для фіксованого значення вхідної напруги, тому було прийнято $U_{\text{min}} = U_m$. У такому випадку вираз (5) має вигляд

$$j(t, s) = (2sP_{\text{ном}} / u_H(t)) \sin^2 \omega t. \quad (8)$$

Використовувалися однакові схеми СЗЗ БНМ і розрахункової схеми АККП. Вихідна напруга БНМ1 позначена на графіках як $u_H(t) = v(uc2)$, а вихідна напруга БНМ2 – як $u_H(t) = v(uc3)$.

Для визначення точності розрахунків вихідної напруги наближених моделей у порівнянні з обчисленнями на розрахунковій схемі АККП використовувалися значення відносних похибок $\delta_{БНМ1}$ та $\delta_{БНМ2}$ розрахунків вихідної напруги

$$\delta_{БНМ1} = \left(1 - \frac{v(uc2)}{v(uout)}\right) \times 100\%, \quad \delta_{БНМ2} = \left(1 - \frac{v(uc3)}{v(uout)}\right) \times 100\%. \quad (9)$$

Було проведено значну кількість розрахунків для різних сполучень параметрів моделей. Деякі з результатів, які є найбільш характерними, наведені нижче. Варіанти сполучень значень L_1, L_2, C_1 та ΔI розрахункової схеми АККП представлені у таблиці.

Варіант	№ рис.	L_1, L_2 мГн	C_1 мкФ	ΔI А	R_n Ом
<i>a</i>	4	10	1,0	0,66	245
<i>б</i>	5	20	1,0	0,33	245
<i>в</i>	6	40	1,0	0,66	245
<i>г</i>	7	20	0,5	0,33	1225

Параметри СК обиралися такими, щоб забезпечити певні значення ΔI . Значення R_n у схемах БНМ1 та БНМ2, а також значення ΔI у схемі БНМ2 обирались у відповідності до варіанту сполучень параметрів розрахункової схеми АККП. Інші параметри були незмінними, а саме:

$U_m=310$ В, $C_n=600$ мкФ. Коефіцієнт k_1 був розрахований за виразом (4) при $U_{exmin}=U_m$ для $P_{ном}=500$ Вт. Параметри СЗЗ були обрані для забезпечення номінальної вихідної напруги 350 В, а як КЛ використовувався інтегруючий RRC ланцюг з параметрами $R_1=R_2=10$ кОм, $C_3=5$ мкФ. Результати розрахунків за усіма схемами представлені на рис. 4–7.

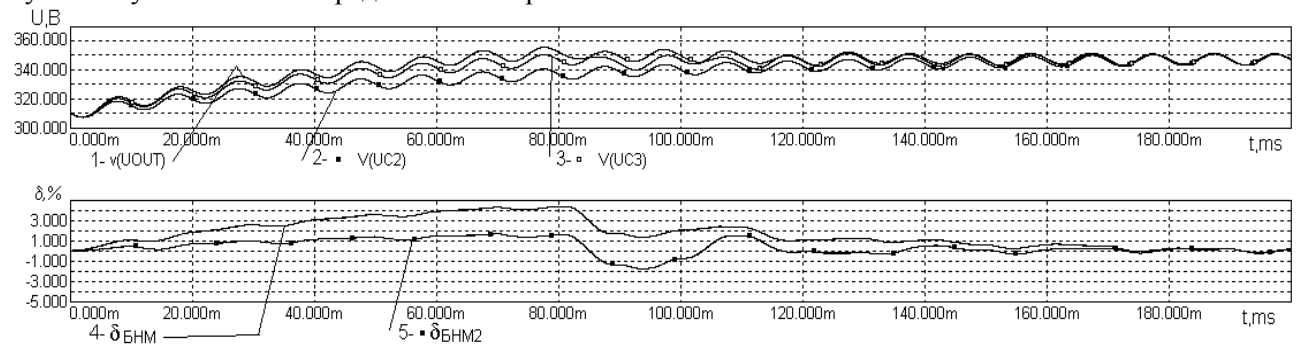


Рис. 4

Криві 1 відповідають вихідній напрузі розрахункової схеми АККП $v(uout)$ (рис. 3), криві 2 – вихідній напрузі схеми БНМ $v(uc2)$ (рис. 4), криві 3 – вихідній напрузі схеми БНМ2 $v(uc3)$ (рис. 5). Криві 4 та 5 відповідають значенням відносних похибок $\delta_{БНМ1}$ та $\delta_{БНМ2}$. Проаналізуємо отримані результати.

Як видно з порівняння кривих 2 та 3 з кривою 1 для режиму включення, при зміні вихідної напруги від рівня амплітудного значення вхідної напруги 310 В (що відповідає початку розрахунків) до рівня номінальної стабілізованої напруги 350 В (що відповідає моментам часу приблизно 120–140 мс) криві вихідної напруги розрахункової схеми АККП та наближених моделей достатньо близькі для всіх сполучень параметрів. Відносна похибка $\delta_{БНМ1}$ (криві 4) не більша за 5%, а відносна похибка $\delta_{БНМ2}$ (криві 5) не більша за 2%. Особливо наочно перебіг процесів, що протікають у схемах, відображують криві вихідної напруги на рис. 7. Як видно, максимум вихідної напруги, що визначається перерегулюванням за рахунок затримки відклику СЗЗ на перевищення вихідною напругою номіналь-

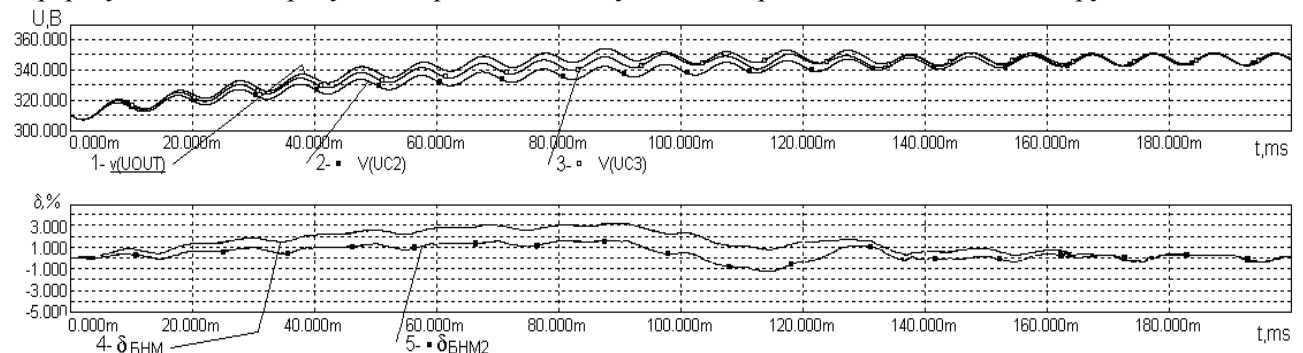


Рис. 5

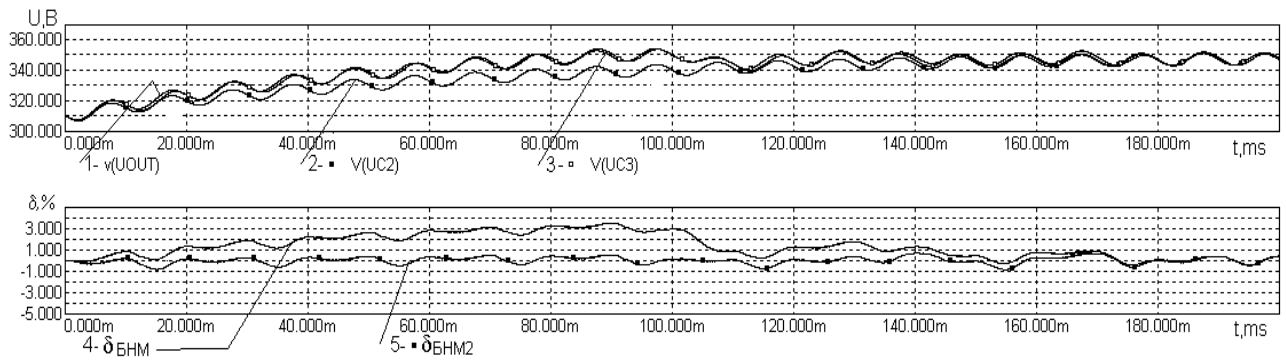


Рис. 6

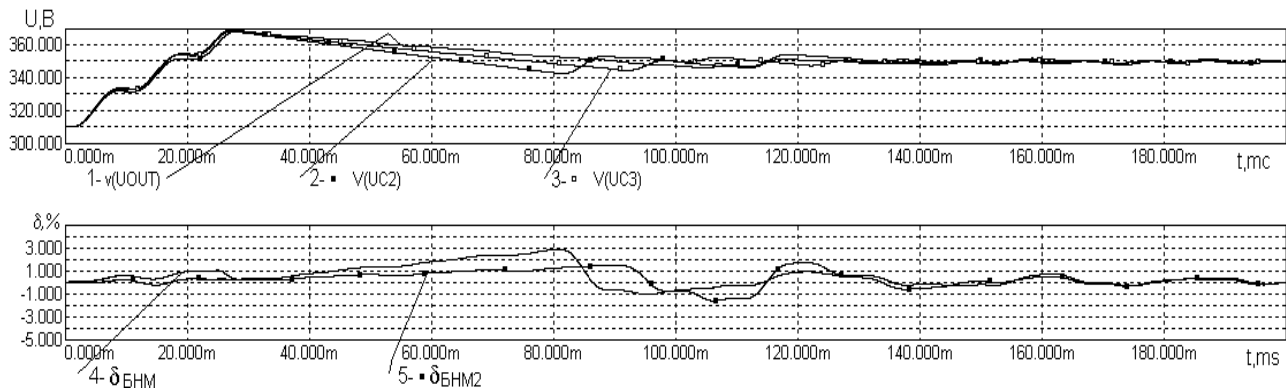


Рис. 7

ного значення, співпадає для всіх трьох схем як за рівнем, так і у часі. Це означає, що рівень потужності та швидкість її зміни за рахунок регулювання по ланцюгах СЗЗ у схемах однаковий, тобто, по відношенню до навантаження схеми наближених моделей "поводять" себе так само, як і розрахункова схема АККП. Близькість форми кривих та отримані значення відносних похибок свідчать про достатню точність наближених моделей для аналізу якості вихідної напруги у перехідних процесах виходу на номінальний режим. Менші значення $\delta_{БНМ2}$ для всіх варіантів розрахунків свідчать про більшу точність БНМ2.

З порівняння кривих 4 видно, що для варіантів (а) (рис. 4) та (в) (рис. 6) максимальні значення $\delta_{БНМ1}$ більші, ніж для інших варіантів. З таблиці видно, що для варіантів (а) та (в) значення ΔI також більші, ніж в інших варіантах (0,66 А проти 0,33 А). В той же час, як видно з порівняння кривих 5 для варіантів (а) та (в), максимальні значення $\delta_{БНМ2}$ відрізняються мало, що пояснюється врахуванням у БНМ2 складової вхідної потужності, яка пропорційна значенням ΔI . Такий результат свідчить про правильність прийнятих при побудові БНМ2 положень та необхідність врахування складової вхідної потужності, що пропорційна ΔI , або при відносно великих значеннях ΔI , або при підвищених вимогах до точності проведення аналізу вихідних параметрів АККП.

Як видно з рисунків, у сталому режимі після закінчення перехідних процесів включення (значення часу більші за 120–140 мс) криві вихідних напруг схем для всіх сполучень параметрів майже співпадають, а відносні похибки розрахунків вихідної напруги наближених моделей менші за 1%. З цього робимо висновок, що для аналізу та розрахунків у сталому режимі підходять обидві запропоновані наближені моделі.

Серед переваг розроблених БНМ головною є швидкість обчислень при використанні ПЕОМ. Так, час розрахунків у пакеті МС7 десяти періодів вхідної напруги для кожного з варіантів таблиці при використанні розрахункової схеми АККП був у 50–70 разів більшим, ніж при розрахунках того ж варіанту при використанні схем БНМ1 або БНМ2. Такий значний вииграш часу дозволяє значно скоротити його витрати при синтезі вихідних ланцюгів АККП.

Висновки. Розроблено наближені моделі перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнта потужності, використання яких при дослідженні якості вихідної напруги забезпечує високу точність визначення миттєвих значень вихідної напруги. Відносні похибки у порівнянні з обчисленнями за допомогою розрахункової схеми АККП становлять у перехідних режимах до 2% для БНМ2 з двома джерелами струму та до 5% – для БНМ1 з одним джерелом струму, а в сталих режимах – менше 1% для обох моделей. Використання зазначених моделей дає змогу значно скоротити

час, що витрачається на аналіз вихідних параметрів (до двох порядків) при збереженні високої точності відображення процесів у системі зворотного зв'язку, що дозволяє рекомендувати їхнє застосування для дослідження та синтезу вихідних ланцюгів перетворювачів при інженерних розрахунках. Крім того, за рахунок дослідження спотворень струму під впливом сигналу зворотного зв'язку розроблені моделі дозволяють проводити аналіз впливу на якість вхідного струму АККП параметрів перетворювача, що використовуються в моделях.

1. Белов Г.А. Синтез системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности // Электротехника. – 2006. – №10. – С. 46–54.
2. Москаленко Г.А., Пазеев А.Г. Преобразователь переменного напряжения в постоянное с непосредственной связью входа и выхода // Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Силова електроніка та енергоефективність". – 1998. – Т.1. – С. 94–98.
3. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – Москва: Физматгиз, 1963. – 968 с.
4. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – Киев: Наукова думка, 1993. – 272 с.
5. ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2008. Електромагнітна сумісність. Частина 3-2. Норми. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше 16 А на фазу) (ІЕС 61000-3-2:2005, ІДТ).

УКД 621.314.214

Непрерывные приближенные модели преобразователей переменного напряжения в постоянное с активной коррекцией коэффициента мощности

А.К.Шидловский, академик НАН Украины, **А.Ф.Жаркин**, член-кор. НАН Украины, **А.Г.Пазеев**, канд.техн.наук, **Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.**

Разработаны непрерывные приближенные модели преобразователей переменного напряжения в постоянное с активной коррекцией коэффициента мощности для анализа электромагнитных процессов в выходных цепях таких преобразователей. Показано, что использование приближенных моделей позволяет, при обеспечении достаточно высокой точности расчета мгновенных значений выходного напряжения, существенно уменьшить время, затрачиваемое на оптимизацию параметров элементов преобразователей. Библ. 5, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: непрерывные приближенные модели, преобразователи переменного напряжения, активная коррекция коэффициента мощности, мгновенное значение выходного напряжения.

Continuous approximate model of AC/DC converters with active power factor correction

A.K.Shydlovskiy, A.F.Zharkin, A.G.Pazieiev,
Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Peremogy pr., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

Developed continuous approximation models of AC/DC converters with active power factor correction for the analysis of electromagnetic processes in the source circuits of converters. It is shown, that the use of approximate models can, while ensuring sufficient precision calculating the instantaneous output voltage, significantly reduce the time required to optimize the parameters of elements of the converters. References 5, table 1, figures 7.

Key words: approximate continuous models, the converter of a variable voltage in constant with active power factor correction, instantaneous value of the output voltage.

1. Belov G.A. Synthesis of control pulse width power factor correction // Elektrotechnika. – 2006. – №10. – P. 46–54. (Rus)
2. Moskalenko G.A., Pazeev A.G. Converter AC voltage into a DC with a galvanic coupling input and output // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta energoefektyvnist". – 1998. – Vol.1. – P. 94–98. (Rus)
3. Tsyypkin Ya.Z. Theory of Linear Pulse Systems. – Moskva: Fizmatgiz, 1963. – 968 p. (Rus)
4. Shidlovskii A.K., Kozlov A.V., Komarov N.S., Moskalenko G.A. Transistor converters with improved electromagnetic compatibility. – Kiev: Naukova dumka, 1993. – 272 p. (Rus)
5. DSTU IEC 61000-3-2:2008. Electromagnetic compatibility. Part 3-2. Norms. Limits for harmonic current emissions (for equipment input current up to 16 A per phase) (IEC 61000-3-2:2005, IDT). (Ukr)

Надійшла 20.06.2011

Received 20.06.2011