

Ю.О. Миколаєнко, асп., О.В. Бялобржеський, канд.техн.наук

(Україна, м. Кременчук, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського)

## СТРУКТУРА СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ КОМПЕНСУЮЧИМ ПРИСТРОЄМ В КОЛІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

**Вступ.** Одним із напрямків енергозбереження в тягових електротехнічних комплексах з асинхронними двигунами (ТЕТК АД) є повернення електроенергії при рекуперативному гальмуванні [1]. Головним недоліком рекуперації є те, що втрати електричної енергії в тяговій контактній мережі становлять приблизно 15...30%. Більш раціонального використання енергії рекуперації і більш високого економічного ефекту можна досягти, застосувавши компенсуючий пристрій (КП) в системі ТЕТК [2]. Покриття дефіциту чи відбір надлишку енергії, що виникає в силових колах ТЕТК під час реалізації режимів електричного гальмування або розгону, потребує раціональної організації керуванням КП в структурі системи керування ТЕТК у цілому. При цьому робота КП не повинна погіршувати статичні та динамічні характеристики виконавчого механізму.

**Постановка задачі.** Енергозбереження в ТЕТК АД реалізується шляхом розробки схем та способів частотного керування тяговим асинхронним двигуном, які забезпечують мінімізацію втрат шляхом підтримки мінімального ковзання в двигуні. Використання перетворювачів частоти в ланцюзі постійного струму є ефективним інструментом для реалізації способів частотного керування, а накопичувальних пристроїв для підтримки рівня напруги у ланцюзі постійного струму – ефективним засобом забезпечення режиму перетворювача. Проте для гасіння надлишкової енергії застосовуються реостатні схеми, а дефіцит енергії покривається мережею живлення [1]. Таким чином, уведення керованого КП зі стабілізацією рівня напруги у ланцюзі постійного струму шляхом контролю і керування напрямом та кількістю енергії у ланцюзі може бути інструментом для виключення процесу передачі відповідної енергії через мережу та втрат, які супроводжують цей процес.

**Вибір силової схеми та системи автоматичного керування.** Принцип частотного регулювання, при якому частота й напруга живлення двигуна можуть змінюватися відповідно до встановленого співвідношення незалежно один від одного, є найбільш ефективним способом керування швидкістю асинхронних двигунів. При цьому регулювання напруги, потокозчеплення статора та ротора призводить до незначної зміни величини ковзання, що знижує значення втрат [3].

З появою статичних напівпровідникових перетворювачів виникла реальна можливість створення частотно-регульованих систем перетворювач частоти – асинхронний двигун, які ефективно використовують в структурі ТЕТК рухомого складу.

Використовують такі способи формування сигналів керування ключами перетворювача частоти – автономного інвертора в ТЕТК АД [4,5]:

1) традиційна широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) на основі порівняння сигналів керування з опорним сигналом:

- класичний алгоритм синусоїдальної ШІМ;
- ШІМ з предмодуляцією сигналу третьої гармоніки;

2) векторний спосіб модуляції.

У першому (традиційному) способі модулятор містить генератор опорного сигналу носія частоти ШІМ, суматори, нуль-органи й формувачі дискретних сигналів. У функції формувачів дискретних сигналів входить розподіл імпульсів керування між ключами й формування затримок перемикачів ключів з метою виключення наскрізних струмів. При синусоїдальній формі вхідних задаючих сигналів на виході інвертора формуються напруги, еквівалентні (усереднені на періоді модуляції) значення яких змінюються за синусоїдальним законом [6]. Цей метод використовується в ТЕТК за умов швидкостей розгону та маневрування [7].

У другому способі методологія побудови векторних модуляторів базується на векторному уявленні сукупності вихідних напруг інвертора. Ключі інвертора напруги, що відносяться до однієї фази навантаження, працюють строго в протифазі й перемикаються миттєво. У цьому разі інвертор можна подати у вигляді трьох двопозиційних ключів, кожний з яких підключає відповідну фазу навантаження або до додатного, або до від'ємного полюса джерела постійної напруги залежно від тривимірного вектора вхідних сигналів керування. Використання такого методу регулювання напруги АД ТЕТК раціональне на високих швидкостях руху [8].

Існують певні варіанти побудови систем векторного керування для АД, серед яких є системи векторного керування асинхронним двигуном з безпосередньою орієнтацією за полем і з моделлю роторного кола; система з непрямою орієнтацією за полем; система прямого керування моментом; система частотно-струмового керування; цифрова релейно-векторна система керування. Векторне керування для ТЕТК АД використовується у разі підвищених вимог до динамічних характеристик регулювання, наприклад, реалізацію певного прискорення. Для системи енергозберігаючого ТЕТК АД була вибрана система векторного керування з непрямою орієнтацією за полем [2], яка наведена на рис. 1. При реалізації принципу з непрямою орієнтацією за полем виконується автоматична самоорієнтація змінних у замкненій системі керування. Динамічні характеристики таких систем значно кращі, ніж у системах частотного керування [5].

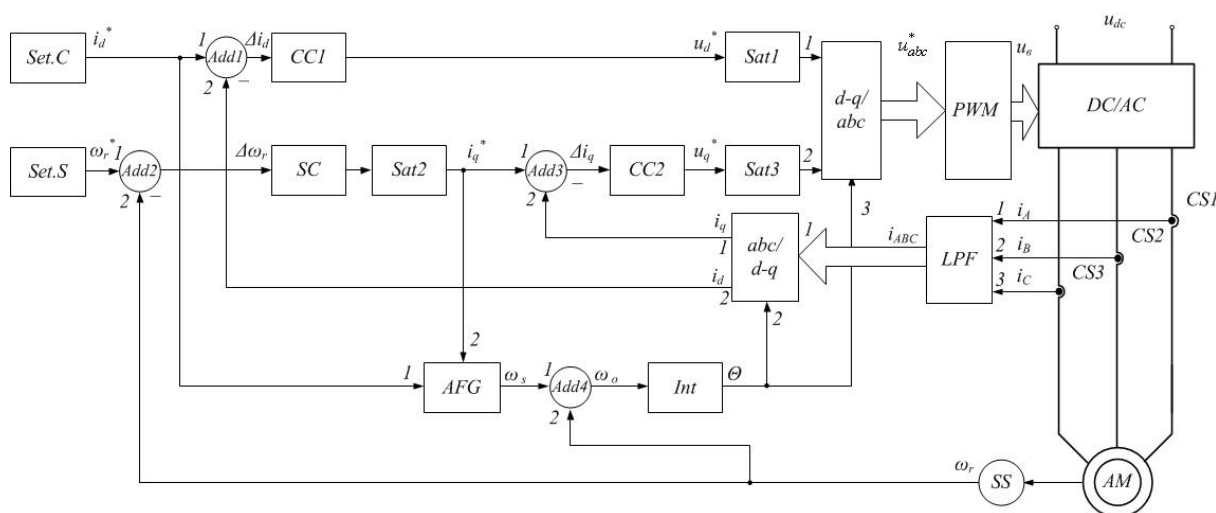


Рис. 1. Силова схема ТЕТК АД з векторною системою керування

Керування в системі відбувається за проєкціями узагальненого вектора струму в статорній обмотці двигуна  $AM$   $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , які контролюються датчиками струму  $CS1$ – $CS3$ . Сигнали з датчиків струму  $CS1$ – $CS3$  поступають на вхід низькочастотного фільтра другого порядку  $LPF$ , який забезпечує фільтрацію вищих гармонік струму статора і має передатну функцію такого вигляду [2]

$$G(s) = \frac{k\omega_c}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c}, \quad (1)$$

де  $k$  – коефіцієнт підсилення;  $\omega_c$  – частота зрізу;  $\xi$  – коефіцієнт демпфування.

Сигнал основної гармоніки струму з виходу  $LPF$  подається на вхід першого координатного перетворювача  $ABC/d-q$ , на виході якого формуються проєкції узагальненого вектору струму.

При цьому, регулювання змінної  $i_d$  відповідає зміні реактивної складової статорного струму, а  $i_q$  – зміні активної складової статорного струму.

Заданий сигнал реактивної складової струму  $i_d^*$  із задатчика струму  $Set.C$  надходить на перший вхід першого суматора  $Add1$ , на виході якого формується похибка  $\Delta i_d$ .

Ця похибка є вхідним сигналом регулятора струму  $CC1$  [2]

$$H_{CC1}^d = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{T_s R_s}{2T_{kc} k_{fc} k_{sc}} + \frac{1}{(2T_{kc} k_{fc} k_{sc} / R_s) s} = \frac{u_d^*}{\Delta i_d}, \quad (2)$$

де  $T_s$  – постійна часу кола ротора;  $T_{ks}$  – некомпенсована постійна часу;  $k_{fc}$  – коефіцієнт передачі перетворювача частоти по амплітуді напруги;  $k_{sc}$  – коефіцієнт передачі датчика струму;  $R_s$  – активний опір фази статора.

Вихідний сигнал регулятора  $CC1$  надходить на вхід обмежувача  $Sat1$ , який обмежує амплітуду на рівні  $\pm 1,5u_{ds}^*$ , що забезпечує обмеження струму у динамічних режимах. У результаті на перший вхід блоку другого координатного перетворювача  $d-q/ABC$  поступає задана проєкція керуючої напруги за віссю  $d$ .

Сигнал швидкості  $\omega_r^*$ , який у загальному випадку формується системою керування верхнього рівня, генерується задатчиком швидкості *Set.S*. У результаті порівняння заданого та поточного значення швидкості суматором *Add2*, формується сигнал похибки  $\Delta\omega_r$ .

На основі похибки регулятор швидкості *SC*, який налаштований на симетричний оптимум (СО) та має передавальну функцію вигляду [2]

$$H_{SC} = k_{wp} + \frac{k_{wi}}{s} = \frac{JL_r k_{sv}}{3Z_p L_m k_{ss} T_{ks}} + \frac{JL_r k_{sv}}{12Z_p L_m k_{ss} T_{ks}^2 s} = \frac{i_q^*}{\Delta\omega_r}, \quad (3)$$

де  $J$  – момент інерції;  $T_{ks}$  – некомпенсована постійна часу, с;  $k_{sv}$  – коефіцієнт передачі перетворювача частоти за амплітудою напруги;  $k_{ss}$  – коефіцієнт передачі датчика швидкості;  $L_r$  – індуктивність ротора;  $L_m$  – взаємна індуктивність;  $Z_p$  – пари полюсів, формує сигнал завдання струму  $i_q^*$ . Цей сигнал обмежується елементом *Sat2*, на рівні  $\pm 1,5i_q^*$ .

На базі заданих проєкцій струмів  $i_d^*$  та  $i_q^*$  в блоці *AFG* визначається поточне значення частоти ковзання за формулою

$$\omega_s = \frac{i_d R_r}{i_q L_r}, \quad (4)$$

де  $R_r$  – активний опір ротора;  $L_r$  – індуктивність ротора.

Частота поля статора на вході суматора *Add4* визначається як

$$\omega_0 = \omega_s + \omega_r. \quad (5)$$

Шляхом інтегрування на виході блока *Int* формується сигнал положення узагальненого вектора  $\theta$ , який надходить на входи 2 першого, та 3 другого координатного перетворювачів.

Заданий сигнал струму  $i_q^*$  поступає на перший вхід третього суматора *Add3*, на другий вхід якого надходить сигнал  $i_q$  з першого координатного перетворювача *ABC/d-q*. Далі формується сигнал похибки на виході суматора  $\Delta i_q$ , поступає на регулятор струму *CC2*, який має передавальну функцію вигляду

$$H_{CC1}^d = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{T_s R_s}{2T_{kc} k_{fc} k_{sc}} + \frac{1}{(2T_{kc} k_{fc} k_{sc} / R_s) s} = \frac{u_d^*}{\Delta i_d}, \quad (6)$$

Для виключення перевантаження сигнал обмежується блоком *Sat3* на рівні  $\pm 1,5u_q^*$ . Вихідний сигнал обмежувача *Sat3* надходить на другий вхід другого координатного перетворювача *d-q/ABC*, на виході якого формується напруга задання інвертора *DC/AC*.

Ці сигнали є задавальними для блока *PWM*, на виході якого формуються комутуючі імпульси на основі порівняння з опорною напругою

$$u_{carr} = -\frac{2}{\pi} \arctg \left[ \operatorname{tg} \left( f_{mod} 2\pi t - \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (7)$$

де  $f_{mod}$  – частота модуляції.

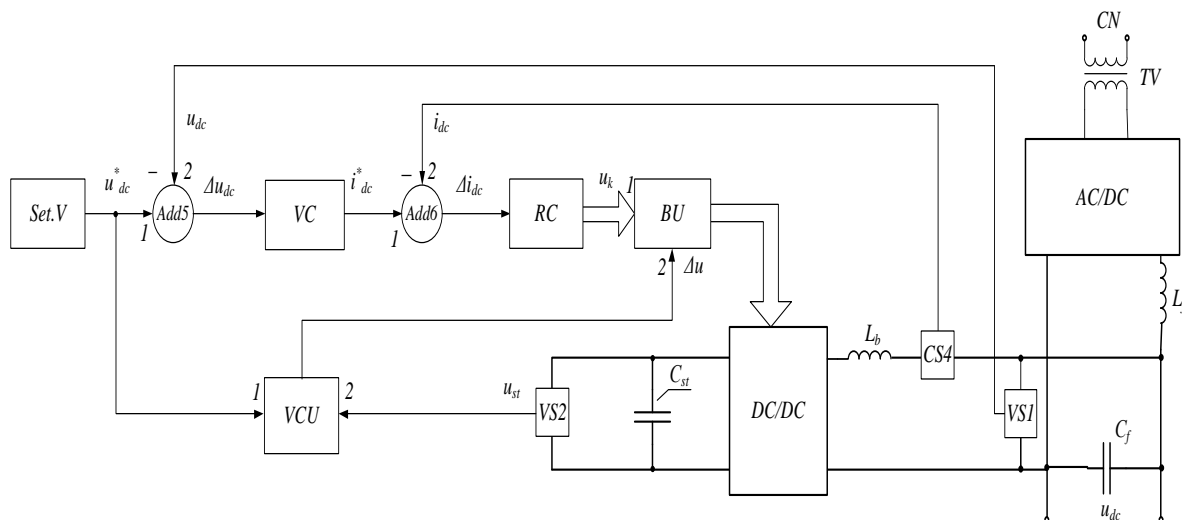
Наприклад, для вентилів фази *A*

$$\begin{aligned} u_{VTa}^+ &= 1 \text{ if } (u_{carr} > u_a^*) \text{ else } 0; \\ u_{VTa}^- &= 0 \text{ if } (u_{carr} > u_a^*) \text{ else } 1. \end{aligned} \quad (8)$$

Комутуючі імпульси для вентилів фаз *B* та *C* формуються відповідно.

**Розробка силової частини ТЕТК АД та система керування компенсуючим пристроєм.** Під час керованого розгону двигуна конденсатор у ланцюзі постійного струму  $C_f$  перетворювача частково розряджається, що супроводжується зниженням напруги  $u_{dc}$ , а під час гальмування спостерігається зворотній

процес. Таким чином, завдання КП – забезпечити рівень напруги в ланці постійного струму. Для цього в коло постійного струму паралельно конденсатору  $C_f$  через датчик струму  $CS4$  та буферний реактор  $L_b$  уведений перетворювач  $DC/DC$  з накопичуючим конденсатором  $C_{st}$ . Алгоритм функціонування силової частини схеми розглянутий у роботі [9]. Схема пристрою із системою керування наведені на рис. 2. Для живлення ТЕТК у статичних режимах руху використовують випрямляч  $AC/DC$ , який через знижувальний трансформатор  $TV$  з'єднаний з контактною мережею  $CN$ .



**Рис.2. Схема ТЕТК АД із системою керування компенсуючим пристроєм**

Перетворювач постійної напруги  $DC/DC$  конструктивно являє собою однофазний мостовий трансформатор. Напруга конденсатора  $C_{st}$  пов'язана з параметрами режиму ланки постійного струму:

$$\begin{cases} u_{st}F + L_b \frac{d\left(\frac{i_{dc}}{F}\right)}{dt} = u_{Cf} = u_{dc}; \\ u_{st} = \frac{1}{C_{st}} \int F i_L dt. \end{cases} \quad (8)$$

де  $u_{st}$  – напруга на компенсуючому пристрої;  $u_{dc}$  – напруга на вході автономного інвертора;  $L_b$  – індуктивність буферного дроселя;  $u_{Cf}$  – напруга на фільтрі;  $i_L$  – струм буферного дроселя;  $C_{st}$  – ємність компенсуючого пристрою;  $F$  – комутаційна функція.

Напруга в колі постійного струму визначається системою керування верхнього рівня. У даному випадку введено задатчик напруги  $Set.V$ , сигнал з виходу якого надходить на перший вхід суматора  $Add5$ , а на другий вхід – цього суматора надходить сигнал першого датчика напруги  $VSI$ . У результаті порівняння визначається відхилення

$$\Delta u_{dc} = u_{dc}^* - u_{dc}, \quad (9)$$

яке відпрацьовується регулятором напруги  $VC$  [2] і має такий вигляд:

$$H_{VC}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_v C_f}{3T_{kv}} + \frac{k_v C_f}{12sT_{kv}^2} = \frac{i_{dc}^*}{\Delta u_{dc}}, \quad (10)$$

де  $T_{kv}$  – некомпенсована постійна часу;  $k_v$  – коефіцієнт передачі перетворювача за амплітудою напруги;  $C_f$  – ємність фільтра.

Різниця вихідного сигналу регулятора напруги  $VC$  з фактичним значенням струму КП, контрольованого датчиком струму  $CS4$ , складає відхилення струму КП, яке формується на виході суматора  $Add6$ :

$$\Delta i_{dc} = i_{dc}^* - i_{dc}. \quad (11)$$

Сигнал з виходу суматора  $Add6$  є вхідним сигналом для релейного регулятора струму  $RCC$ , напруга на виході якого

$$u_{k.br} = \begin{cases} 1 & \text{при } \Delta i_{dc} > \Delta i_{dc}^*, \Delta i_{dc}' > 0; \\ 0 & \text{при } \Delta i_{dc} < \Delta i_{dc}^*, \Delta i_{dc}' > 0; \end{cases} \quad (12)$$

$$u_{k.acc} = \begin{cases} 1 & \text{при } \Delta i_{dc} > -\Delta i_{dc}^*, \Delta i_{dc}' < 0; \\ 0 & \text{при } \Delta i_{dc} < -\Delta i_{dc}^*, \Delta i_{dc}' < 0. \end{cases}$$

де  $\Delta i_{dc}^*$  – ширина зони гістерезису релейного регулятора, приймається такою, що дорівнює  $\Delta i_{dc}^* = 0,05 I_{dc.nom}$  розрахункового струму автономного інвертора;  $\Delta i_{dc}'$  – похідна струму автономного інвертора.

Для виключення порушень при роботі  $DC/DC$  перетворювача, за умови неприпустимого зниження напруги до рівня  $u_{st} \leq u_{dc}^*$ , введено елемент  $BU$ , який блокує імпульси керування  $DC/DC$  перетворювача:

$$u_{BU} = \begin{cases} 1 & \text{при } u_{st} > u_{dc}^*; \\ 0 & \text{при } u_{st} \leq u_{dc}^*. \end{cases} \quad (13)$$

Таким чином, імпульси керування транзисторами

$$u_{VT.br} = u_{k.br} \cup u_{BU};$$

$$u_{VT.acc} = u_{k.acc} \cup u_{BU}. \quad (14)$$

**Розроблення імітаційної моделі.** Для дослідження електроенергетичних процесів в системі ТЕТК АД з векторною системою керування, яку зображено на рис. 1, 2 розроблена імітаційна модель в пакеті візуального програмування PowerSIM.

Силова частина ТЕТК складена з типових напівпровідникових та електричних елементів та включає: вхідний фільтр  $C_f = 0,02\Phi$  з початковою напругою  $U_{dc} = 3,3\text{кВ}$ ; буферний реактор  $L_b = 0,00011\text{Гн}$ ; ємність  $C_{st} = 0,2\Phi$  (пропорційна сумі моментів інерції двигуна та зведених до його вала рухомих мас  $C \equiv J_\delta + J_{np}$ ); перетворювач постійної напруги  $DC/DC$ , інвертор  $DC/AC$ , вентилі якого прийняті ідеальними; датчики струму  $CS (i_a, i_b, i_c, i_{dc})$ ; датчики напруги  $VS C (u_a, u_b, u_c, u_{dc}, u_{st})$  та швидкості  $SS (n_r)$  є ідеалізованими з одиничним коефіцієнтом передачі;  $AM$  типу НТА-1200 з номінальними параметрами:  $U_{ном} = 2183\text{В}$ ,  $I_{ном} = 385\text{А}$ ,  $P_{ном} = 1200\text{В}$ ,  $\eta = 95,7\%$  [7]; момент навантаження, який пропорційний моменту швидкості.

Для дослідження електроенергетичних параметрів використані блоки розрахунку активної  $p$  та реактивної  $q$  потужностей [8].

#### Дослідження режимів роботи комплексу.

Для оцінки ефективності запропонованого рішення реалізовано режим розгону (час моделювання  $t^* = 1,5$  с, рис. 3.а) та режим гальмування (час моделювання  $t^* = 0,5$  с, рис. 3.б) шляхом формування заданого значення швидкості при фіксованому значенні реактивної складової струму. Отримані графіки показують, що під час розгону від компенсуючого пристрою напруга на ньому падає, а під час гальмування – накопичується, при цьому напруга в ланцюзі постійного струму залишається незмінною. Тому можна сказати, що з використанням компенсуючого пристрою забезпечується як регулювання процесу розгону та гальмування двигуна із заданим максимальним струмом в його обмотках, так і стабілізація напруги ланцюга постійного струму. При цьому спостерігається необхідний рівень як реактивної, так і активної складових струму.

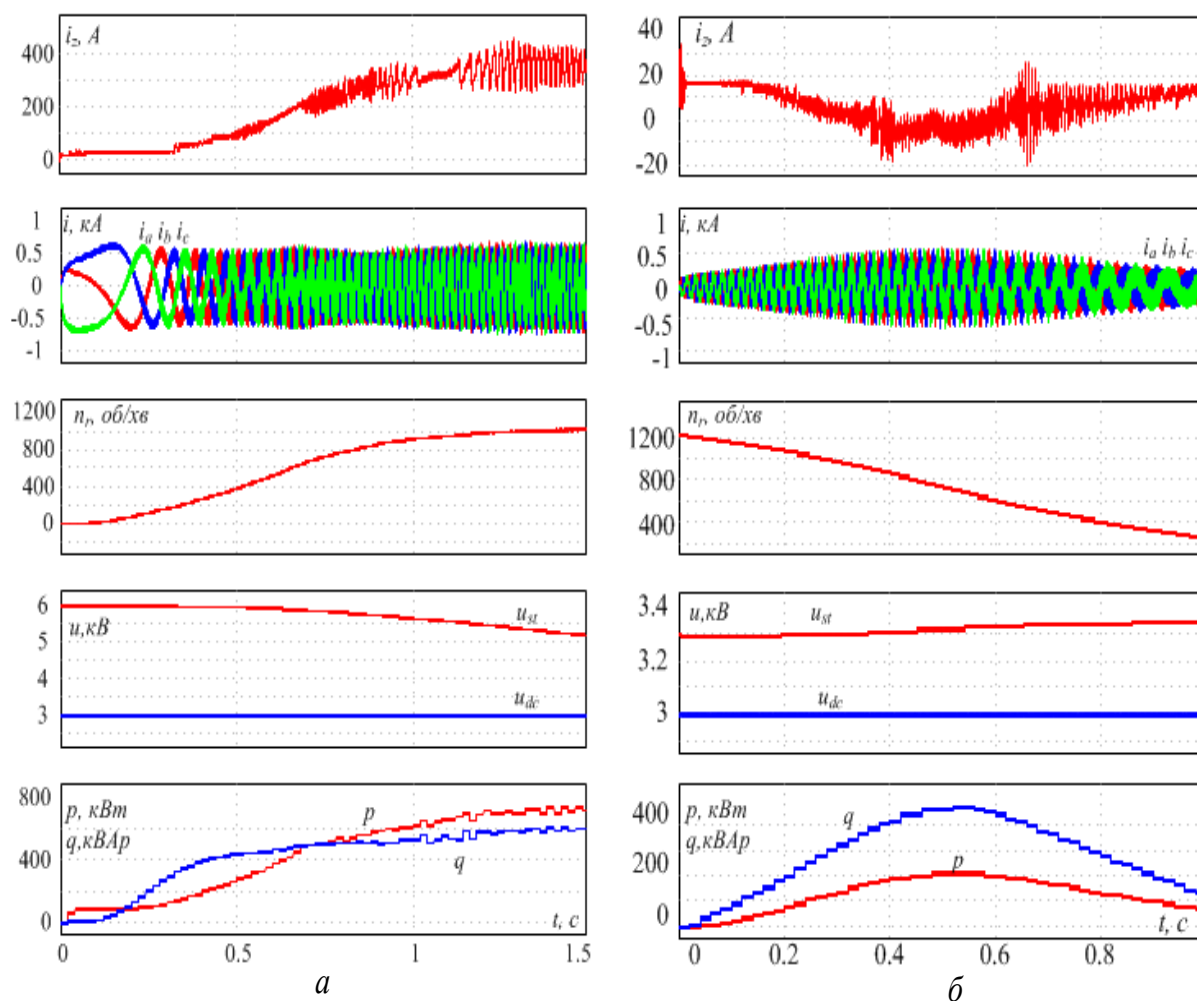


Рис. 3. Графіки моделювання: режиму розгону (а) та гальмування (б)

**Висновки.** Розроблена силова схема перетворювача частоти з компенсуючим пристроєм в ланцюзі постійного струму, яка забезпечує постійність напруги фільтруючого конденсатора за рахунок відбору чи інжекції заряду залежно від режиму роботи електричної машини. За принципом підпорядкованого регулювання синтезовано двоконтурну схему регулювання напруги у ланцюзі постійного струму шляхом керування струмом компенсатора, з контролем рівня напруги накопичуючого конденсатора для підтримки керованості перетворювача.

#### Список літератури

1. Валтонен П.В. Электровоз с асинхронными двигателями / Железнодорожный транспорт. 1986. –№11. – С. 37–40.
2. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводом переменного тока // ГОУВПО "Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина". – Иваново, 2008. – 298 с.
3. Марквардт К.Г. – Электроснабжения электрифицированных железных дорог. Учебник для вузов ж.д. трансп. – М.: Транспорт, 1982. – 528с.
4. Охотников Н.С. Использование накопителей энергии для повышения тяговых свойств электровозов // Вестник ВНИИЖТ. 2010. №5. С. 33 – 36
5. Півняк Г.Г., Волков О.В. Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтно-імпульсною модуляцією: Монографія – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2006. – 470 с.
6. Привалов С. Я. Анализ электрических величин на токоприемнике электровоза в режимах тяги и рекуперации // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – Новосибирск: Новосибирская гос. акад. водного транспорта, 2009, № 1. С. 308 – 311.
7. Система управления и диагностики электровоза ЭП10 / Под ред. С.В. Покровского. – М.: Интекст, 2009. – 356с.
8. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты – Екатеринбург. УРО РАН, 2000. – 645 с.
9. Mopinger F. Инерционные накопители энергии в системах тягового электроснабжения // Железные дороги мира. 2000. №12. С. 41 – 43.

Рекомендовано до друку: д-ром техн. наук, проф. Синчуком О.М.