

Висновки: 1. Для аналізу процесів в ЕТС доцільно застосовувати однокрокові як явні, так і неявні методи інтегрування.

2. Для забезпечення необхідної точності розрахунків необхідно обчислювати та контролювати локальну похибку.

3. Запропоновані модифікації явного і неявного однокрокових методів Ейлера–Коші, які порівняно з відомими методами забезпечують вищу точність обчислень, а локальні похибки для оцінки їх точності визначаються за простими виразами і не вимагають додаткових обчислень, що дає змогу створити ефективні алгоритми реалізації у вигляді програмних комплексів для аналізу перехідних процесів в ЕТС.

1. Перхач В.С. Математичні задачі електроенергетики. – 3-тє вид., перероб. і доп. – Львів: Вища шк., 1989. – 464 с. 2. Чуа Л.О., Лин Пен-Мин. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы: Пер. с англ. – М.: Энергия, 1980. – 640 с. 3. Лысяк Г.Н, Равлык О.М., Пазына Я.С. Способ оценки локальной погрешности при численном решении уравнений состояния электрических цепей явными одношаговыми методами // Электронное моделирование. – 2003. – Т. 25, № 4. – С. 75–88. 4. Hairer E., Wanner G. Solving Ordinary Differential Equations II. Stiff and Differential – Algebraic Problems // Springer series in computational mathematics. – 1996. – Ser. 2, vol 14. – P. 616. 5. Сегеда М.С., Равлик О.М., Равлик Н.О. Цифрова модель аналізу електромагнітних процесів електричної мережі з СТК на основі неявних однокрокових методів // Технічна електродинаміка. – К., 2003. – № 4. – С. 65–68. 6. Лысяк Г.М., Равлик О.М., Сегеда М.С. Аналіз аварійних процесів в електричній мережі 750 кВ // Технічна електродинаміка. – К., 2003. – № 1. – С. 49–52.

УДК: 62-83::621.313.3

І.В. Сметана, А.О. Лозинський

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕМА

ДОСЛІДЖЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ

© Сметана І.В., Лозинський А.О., 2005

Розглянуто чутливість систем з векторним керуванням до зміни параметрів двигуна та до точності ідентифікації координат стану під час експлуатації електроприводу. Показано перехідні характеристики таких систем за допомогою засобів математичного моделювання. Також проведено порівняльний аналіз відомих схем векторного керування з точки зору їх чутливості до параметричних збурень та до точності ідентифікації координат стану.

In the given article the sensitivity of the FOC systems to the parameters disturbances and state variables identification accuracy during drive performance is considered. The transient characteristics of those systems using mathematical modeling are shown. It is also made a comparative analysis of the well-known vector control schemes from the point of their sensitivity to the parameters disturbances and state variables identification accuracy.

Вступ та постановка проблеми. Для оцінки впливу розкиду параметрів та точності ідентифікації координат стану в процесі експлуатації системи електроприводу з векторним керуванням на її характеристики необхідним є проведення аналізу чутливості. Важливість дослідження чутливості систем з векторним керуванням до параметричних збурень простежується в [1, 2]. Проте автори переважно проводять аналіз експериментів при зміні параметрів, користуючись фізичними або математичними моделями систем. Зокрема в [1] графічно показано зміну характеристик електроприводу DTC

за неточної ідентифікації потокозчеплення статора; в [2] записано аналітичний вираз контуру регулювання потокозчеплення ротора з врахуванням структури естиматора для визначення його коефіцієнтів зворотного зв'язку, причому чутливість показана графічно як співвідношення виходу естиматора та сигналу завдання за різних частот обертання. В [3, 4] на основі описаних в [5] методів знаходження параметричної L^2 -чутливості та чутливості до зміни окремого параметра нам вдалось кількісно порівняти та проаналізувати міру чутливості класичних схем векторного керування (*FOC* – *Field Oriented Control*) до параметричних збурень та точності ідентифікації координат стану. Результати цих досліджень цілком відображають наведені в літературі дані та співвідношення чутливості таких систем. Проте в цьому випадку для аналізу було застосовано так звані спрощені моделі систем FOC, які дають змогу подати окремі контури регулювання координат системи у векторно-матричній формі. Для підтвердження такого аналізу доцільним є проведення відповідних експериментів на моделях, що враховують такі особливості систем з векторним керуванням:

- дискретність автономного інвертора напруги з силовими ключами, що живиться від джерела постійної напруги;
- широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) трифазної напруги живлення двигуна;
- блоки обмеження регуляторів координат для забезпечення необхідного діапазону роботи електроприводу;
- блоки перетворення координат на основі прямих та інверсних рівнянь Парка–Кларка;
- блоки ідентифікації координат, які не піддаються безпосередньому вимірюванню, спроектовані на основі математичних залежностей.

Для врахування цих особливостей аналіз чутливості до параметричних збурень та до точності ідентифікації координат стану пропонується провести для найбільш розповсюджених схем електроприводів з векторним керуванням, якими є :

- пряме векторне керування (*DFOC* – *Direct Field Oriented Control*);
- непряме векторне керування (*IFOC* – *Indirect Field Oriented Control*);
- пряме керування моментом (*DTC* – *Direct Torque Control*).

Це дасть змогу не лише наочно оцінити характеристики систем керування за зміни параметрів та за неточної ідентифікації координат, а й порівняти їх зміну з кількісними оцінками чутливості, наведеними в [3, 4].

Виклад основного матеріалу. Модель прямого векторного керування DFOC. Структура системи з векторним керуванням включає в себе інвертор напруги, асинхронний двигун, блоки ідентифікації координат та блоки регуляторів. Для моделювання системи прямого векторного керування DFOC прийнято відомі допущення [6]. Блок ідентифікації в класичній системі DFOC являє собою традиційний розімкнутий естиматор складових потокозчеплення ротора в координатах α - β , що працює за так званою моделлю “за напругою”, зображений у вигляді такої системи рівнянь:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \int (U_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\alpha} + C; \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \int (U_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot I_{s\beta} + C. \end{cases} \quad (1)$$

Для знаходження модуля і кута положення вектора потокозчеплення здійснено перехід до полярних координат за відомими залежностями:

$$\begin{cases} |\vec{\psi}| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}; \\ \varphi_\psi = \arctg\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}\right). \end{cases} \quad (2)$$

Модель класичної системи прямого векторного керування (DFOC) в середовищі Matlab/Simulink матиме вигляд, показаний на рис. 1. До складу моделі DFOC входять такі блоки:

- модель асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором з врахуванням вищенаведених допущень (бібліотека Simulink);
- коло постійного струму та модель автономного інвертора напруги з IGBT ключами та зворотними діодами (бібліотека Simulink);
- блок ШІМ-формування напруги статора, який змодельовано алгоритмом двополярної асиметричної ШІМ з частотою перемикання ключів інвертора 5 кГц, що дає змогу отримати синусоїдальний фазний струм (рис. 2);
- блок компенсації нелінійностей;
- блок естиматора складових потокозчеплення ротора – система рівнянь (1);
- блоки перетворення координат (пряме та інверсне перетворення Парка);
- перехід до полярних координат – система рівнянь (2);
- регулятори координат системи з насиченням, що синтезовані згідно з передавальними функціями, наведеними в [3].

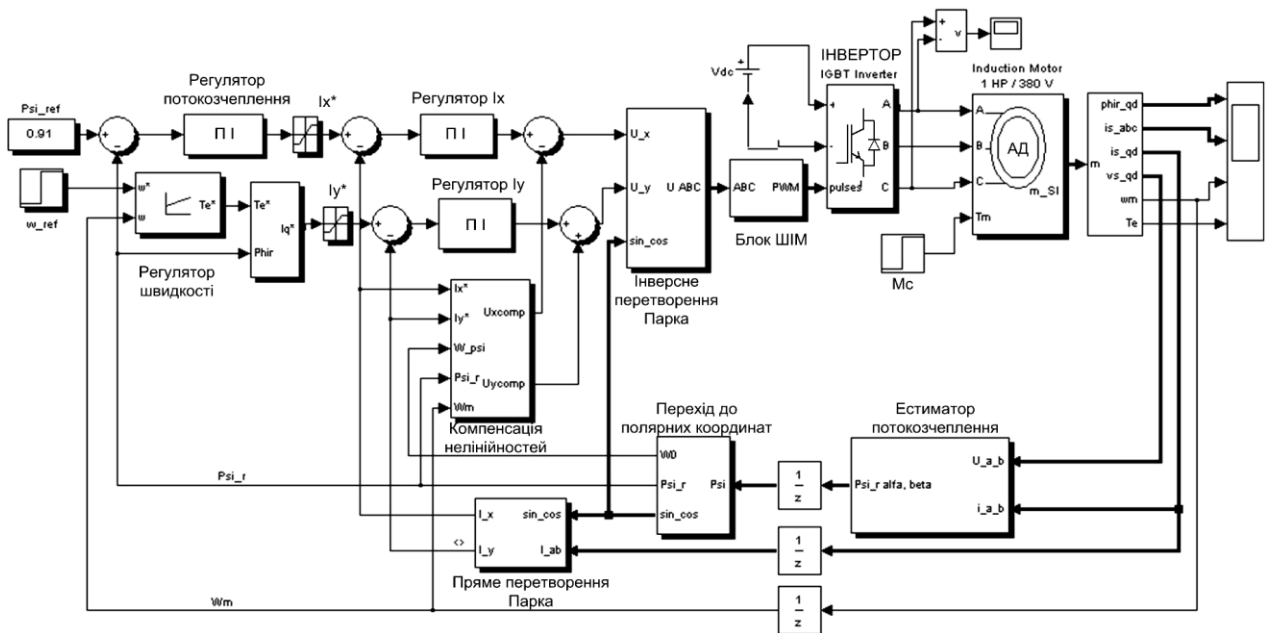


Рис. 1. Модель класичної системи DFOC в середовищі Matlab/Simulink

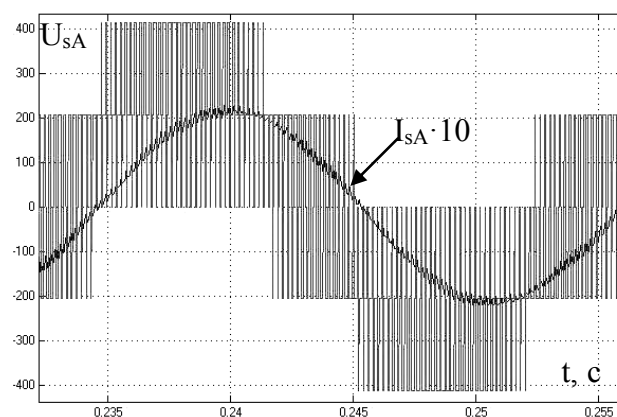


Рис. 2. ШІМ напруга та струм фази статора

Окрім того, для обмеження пускових струмів додатково введено два блоки обмеження сигналів завдання на складові струму по осях x-y. Створена модель адекватно відображає процеси в системі, що підтверджується характером зміни координат системи DFOC при пуску, накиді навантаження та регулюванні швидкості обертання (рис. 3).

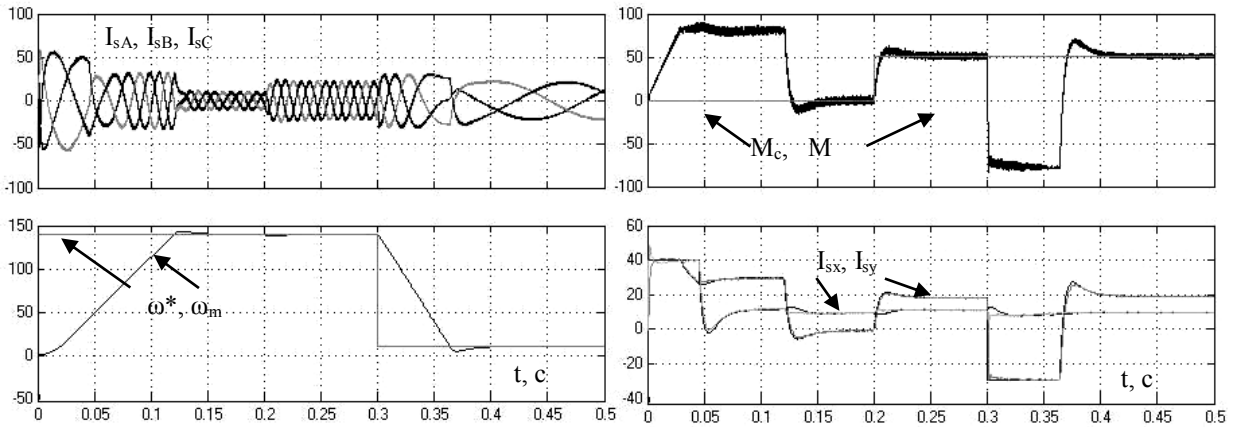


Рис. 3. Перехідні характеристики системи векторного керування DFOC асинхронним двигуном потужністю 7,5 кВт (дані двигуна див. в додатку 1)

Для ілюстрації викладеного в [3, 4] аналізу чутливості до зміни параметрів на прикладі системи DFOC було проведено два експерименти – пуск і накид навантаження при: нагріванні двигуна (зміна параметрів R_s , R_r); перевантаженні та насиченні двигуна (зміна параметрів L_m , $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$) (див. додаток 2), результати яких показано на рис. 4.

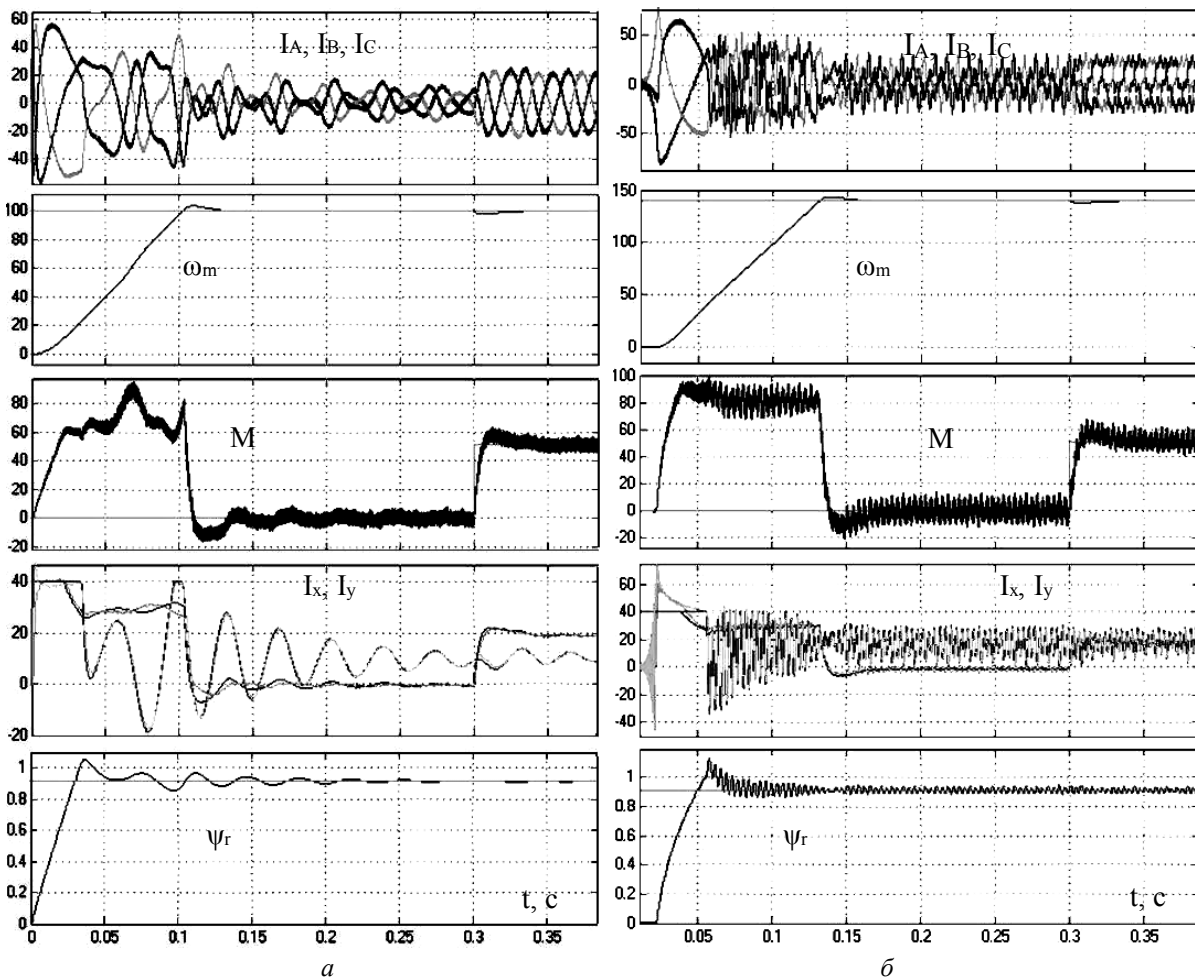


Рис. 4. Характеристики системи DFOC:
 а – при нагріванні двигуна (зміна параметрів R_s , R_r);
 б – при насиченні та перевантаженні двигуна (зміна параметрів L_m , $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$)

Як бачимо з рис. 4, навіть за незначних змінах параметрів двигуна (додаток 2) характеристики системи DFOC погіршуються. Зокрема при насиченні двигуна, як зрозуміло з рис. 4, б, значно зростає рівень шумів в регульованих струмах. Це супроводжується збільшенням пульсацій електромагнітного моменту двигуна, шумів у фазних струмах та в потоці, що, своєю чергою, збільшує втрати в двигуні, зменшуючи ККД електроприводу. Під час нагрівання обмоток двигуна (рис. 4, а) значно погіршується форма фазних струмів статора, що відображається і на інших координатах. Зокрема, як зрозуміло з рис. 4, а, найбільший вплив нагрівання двигуна має на потокову складову струму статора в системі керування, що впливає і на потік, і на момент. Особливо це проявляється під час пуску та за неробочого ходу, де складова струму намагнічування є значною.

Модель непрямого векторного керування IFOC. У системі непрямого векторного керування IFOC положення вектора потокозчеплення визначається опосередкованим способом [6]:

$$\phi_{\Psi} = \int \left(\omega + \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{I_{sy}}{I_{sx}} \right) dt. \quad (3)$$

При цьому, враховуючи більшу швидкодію внутрішнього контуру струму, для блока оцінки частоти ковзання складові I_{sx} та I_{sy} приймаються із сигналів завдання. Нами було створено модель IFOC в середовищі Matlab/Simulink, структурну схему якої зображено на рис. 5.

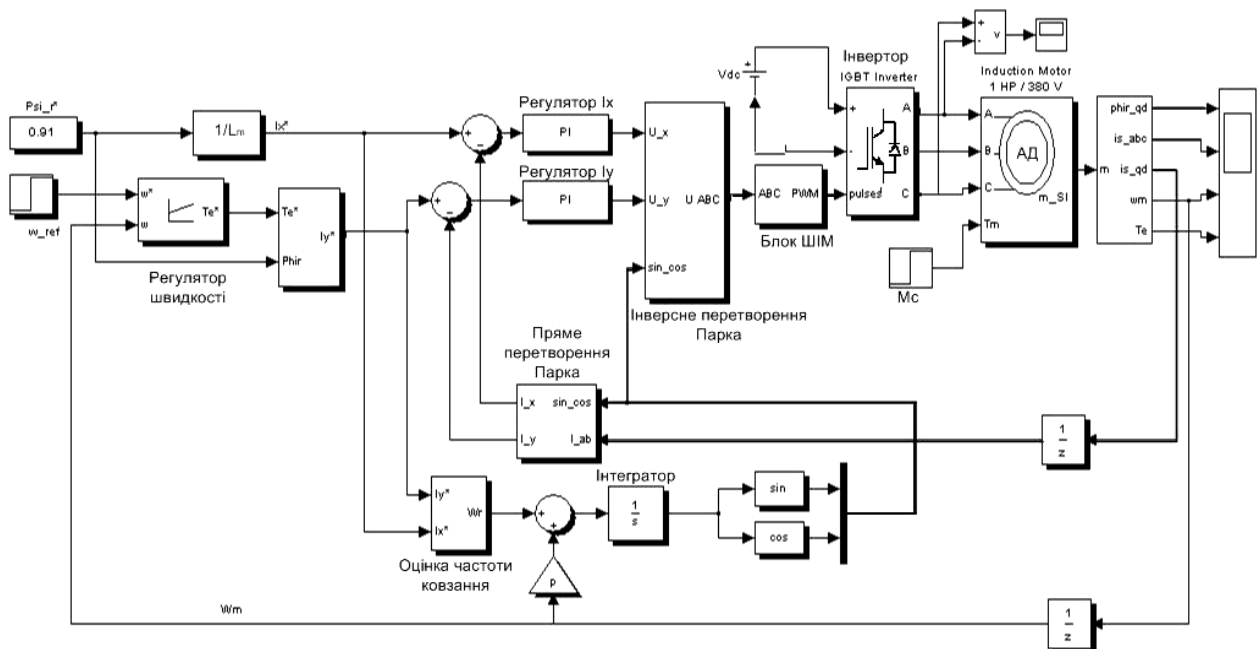


Рис. 5. Модель системи IFOC в середовищі Matlab/Simulink

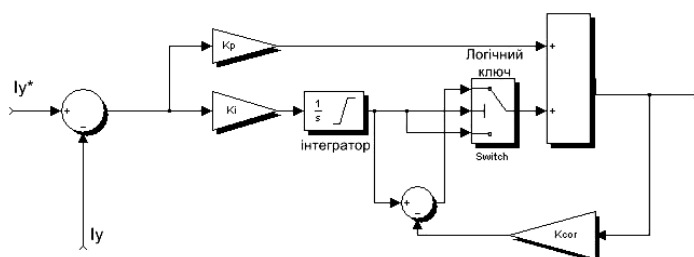


Рис. 6. ПІ-регулятор з інтегральним корегуванням в середовищі Matlab/Simulink

Система IFOC є функціонально простішою за DFOC, проте внаслідок значної нелінійності – складніша в налагодженні. Зокрема для забезпечення необхідного відпрацювання сигналів завдання контурів струму, необхідним є застосування ПІ-регуляторів струму з інтегральним корегуванням, зображених на рис. 6. Це уможливило уникнути входження регулятора складової струму I_{sy} в насичення при пуску, коли контур регулювання I_{sx} ще не вийшов на усталений режим. Перехідні характеристики координат системи IFOC при пуску та нахвильї навантаження зображено на рис. 7.

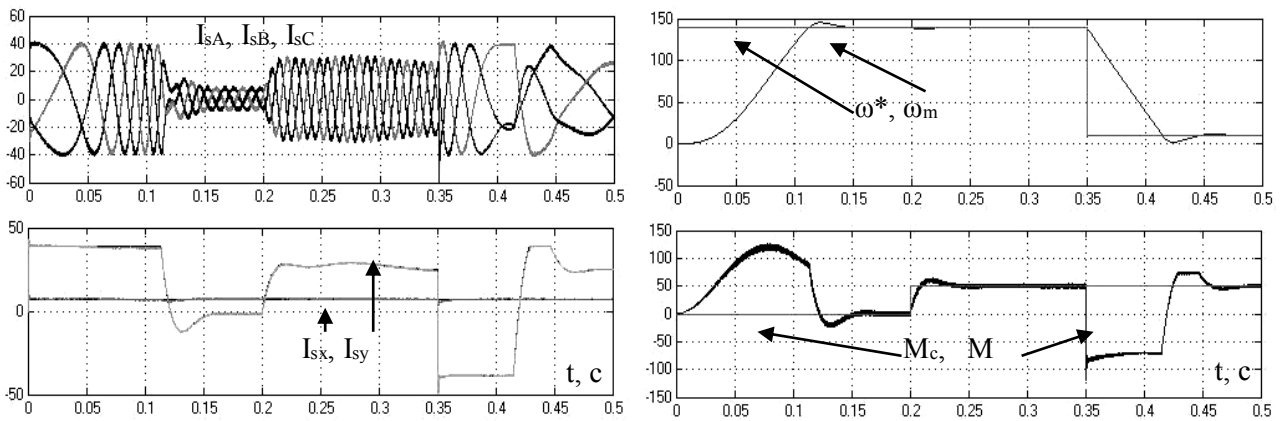


Рис. 7. Перехідні характеристики системи векторного керування IFOC асинхронним двигуном потужністю 7,5 кВт

З погляду чутливості до розлагоджень та характеру впливу зміни параметрів на характеристики системі IFOC властиві такі ж недоліки, як і DFOC. Окрім того, за непрямої оцінки положення вектора потокозчеплення необхідною є інформація про сталу часу ротора. Тому система IFOC порівняно з DFOC має підвищену чутливість до зміни параметрів кола ротора двигуна, а особливо до зміни опору ротора. Характеристики системи IFOC при розлагодженні параметрів зображено на рис. 8.

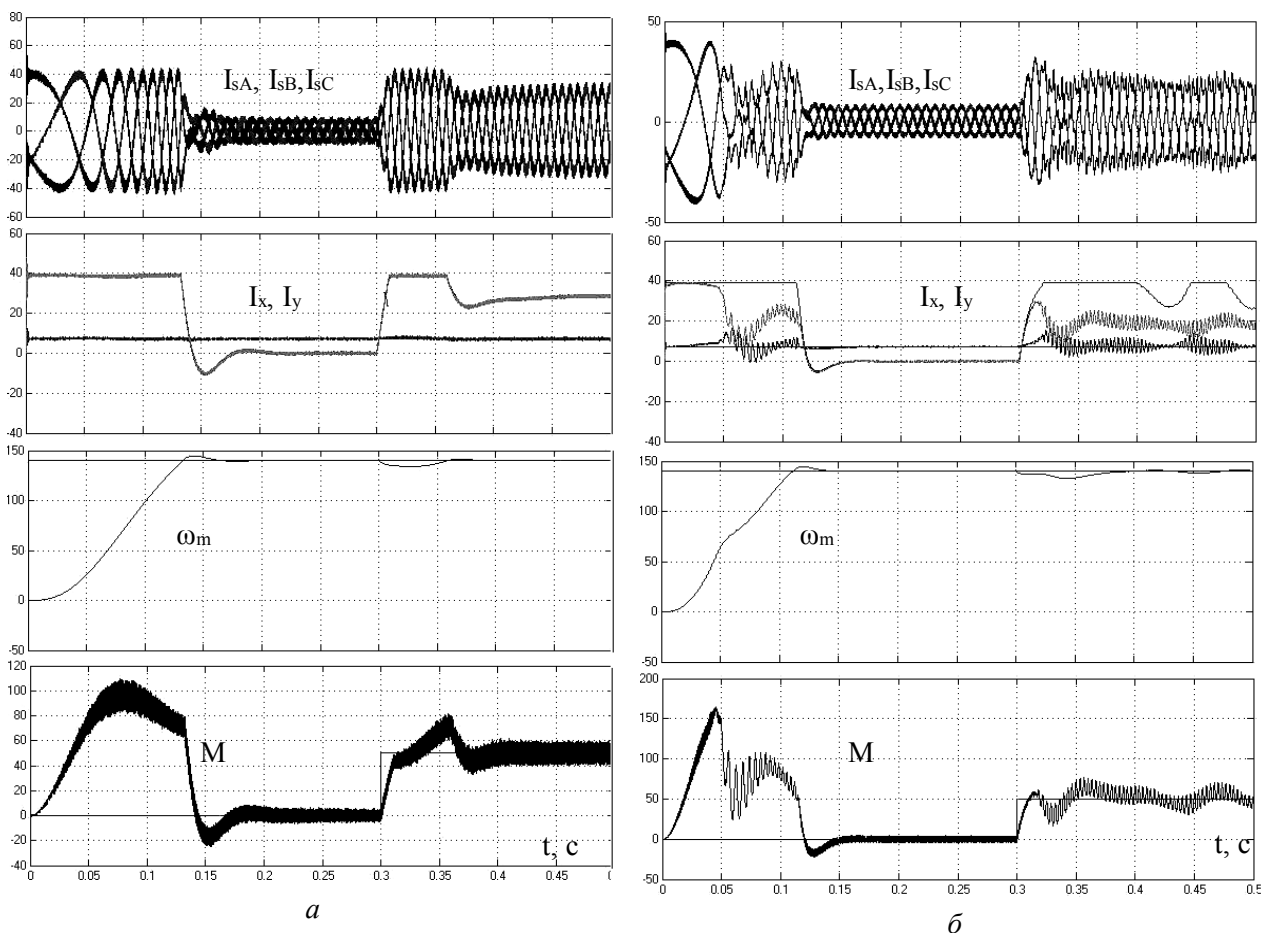


Рис. 8. Характеристики системи IFOC:
 а – при насиченні двигуна (зміна параметрів L_m , $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$);
 б – при нагріванні двигуна (зміна параметрів R_s , R_r)

Як бачимо із рис. 8, б, при нахилі навантаження з нагрітим двигуном, окрім значного погіршення гармонічного складу струму, система IFOC стає коливною, а регулятори складових струму статора заходять в насичення. Це не лише істотно погіршує динаміку, а й впливає на точність регулювання швидкості та моменту. За значного розкиду активних опорів обмоток двигуна система стає некерованою по контурах складових струму, що може призвести до втрати стійкості. Насичення двигуна, окрім підвищення рівня шумів, впливає також і на динамічні характеристики (рис. 8, б).

Модель прямого керування моментом DTC. Стратегія DTC полягає у виборі вектора напруги k -го такту залежно від необхідності збільшення чи зменшення моменту та потоку та від положення вектора потокозчеплення статора [6, 7]. Оскільки може бути лише 6 різних просторових векторів напруги, сформованих інвертором, положення потокозчеплення ідентифікується в так званих секторах. На рис. 9 показано положення вектора потокозчеплення статора, що відповідає 2-му сектору. Кут γ_s можна визначити, знаючи проекції вектора потокозчеплення статора на координатну систему α - β . Просторове положення вектора напруги статора для k -го такту вибирається залежно від:

- сигналу з дискретного регулятора моменту dm ;
- сигналу з дискретного регулятора потоку $d\psi$;
- номера сектора S , в якому в даний момент знаходиться вектор потокозчеплення статора (визначається за табл. 1).

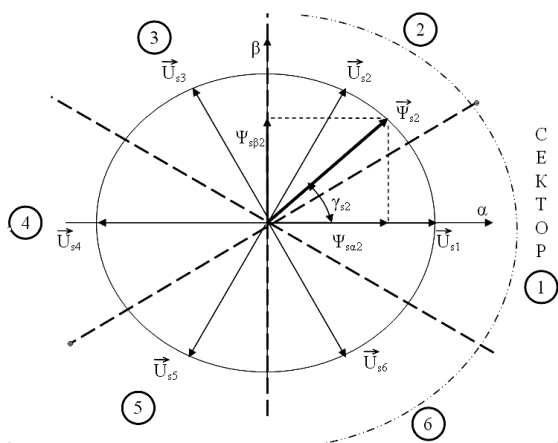


Рис. 9. Визначення сектора положення вектора потокозчеплення

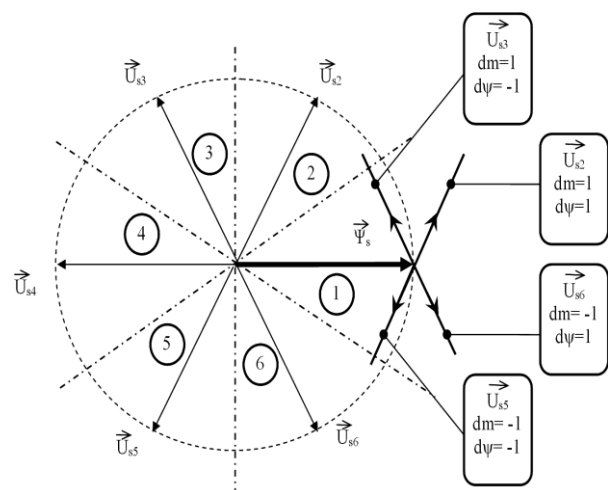


Рис. 10. Визначення вектора напруги статора для першого сектора ($S=1$)

Таблиця 1

Визначення сектора положення вектора потокозчеплення статора

Межі кута γ_s	\geq	330	30	90	150	210	270
	$<$	30	90	150	210	270	330
Сектор	№	1	2	3	4	5	6

Отже, для одного сектора залежно від сигналів dm і $d\psi$ може бути сформовано чотири активних та два нульові вектори напруги статора (рис. 10). Таблиця керування для кожного сектора, представляється тривимірною матрицею станів ключів інвертора (табл. 2) [7].

Оскільки нульовий вектор можна сформувати двома станами інвертора (7 і 0 вектори), то для зменшення кількості комутацій силових напівпровідникових ключів вибирають варіант, за якого необхідно зробити найменше перемикань. Таким чином, нами було складено модель DTC в середовищі Matlab/Simulink, яка зображена на рис. 11. При цьому для зручності силову частину змодельовано в середовищі Simulink/PLECS [11].

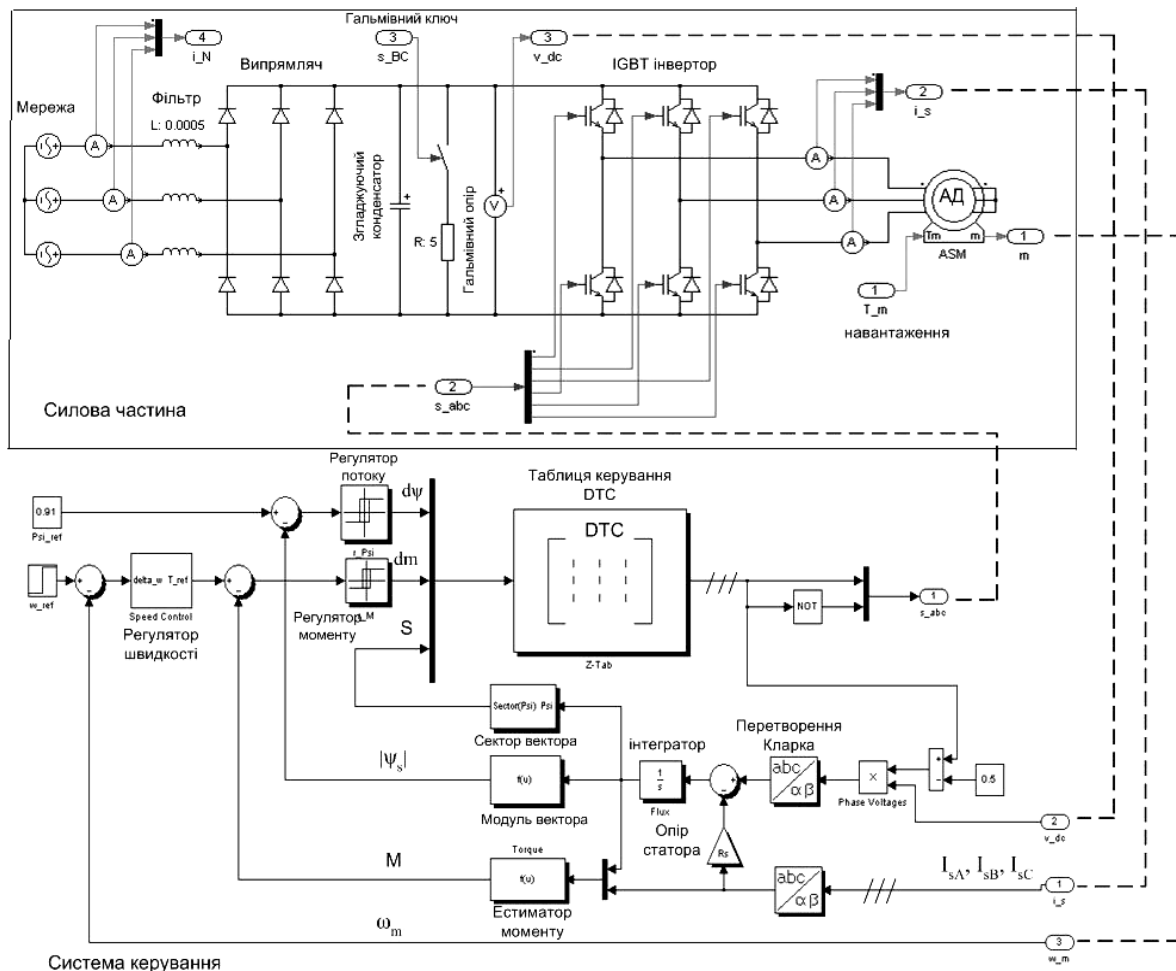


Рис. 11. Модель DTC в середовищі Matlab PLECS/Simulink

Таблиця 2

Таблиця керування системи DTC

Сигнали виходу регуляторів		№ сектора S					
		1	2	3	4	5	6
dψ = 1	dm = 1	U _{s2}	U _{s3}	U _{s4}	U _{s5}	U _{s6}	U _{s1}
	dm = 0	0	0	0	0	0	0
	dm = -1	U _{s6}	U _{s1}	U _{s2}	U _{s3}	U _{s4}	U _{s5}
dψ = -1	dm = 1	U _{s3}	U _{s4}	U _{s5}	U _{s6}	U _{s1}	U _{s2}
	dm = 0	0	0	0	0	0	0
	dm = -1	U _{s5}	U _{s6}	U _{s1}	U _{s2}	U _{s3}	U _{s4}

Перехідні характеристики системи DTC під час пуску, накиді навантаження та регулюванні швидкості обертання відповідають наведеним в літературі залежностям [6, 7] для системи DTC (рис. 12).

Як сказано в [3, 4], релейні системи з гістерезисними регуляторами мають меншу параметричну чутливість. Це можна спостерігати на рис. 13, а.

Як зрозуміло з цього рисунка, навіть за одночасної зміни активних та індуктивних опорів двигуна, система DTC є нечутливою, що зумовлено наявністю гістерезисних регуляторів потокозчеплення та моменту двигуна. Проте за неточної ідентифікації вектора потокозчеплення статора характеристики електроприводу з DTC значно погіршуються (рис. 13, б). Більше того, при накиді навантаження, внаслідок накопичення похибки в ідентифікації кута, а відтак і сектора положення вектора потокозчеплення, система стає некерованою та виходить з ладу. Це зумовлено

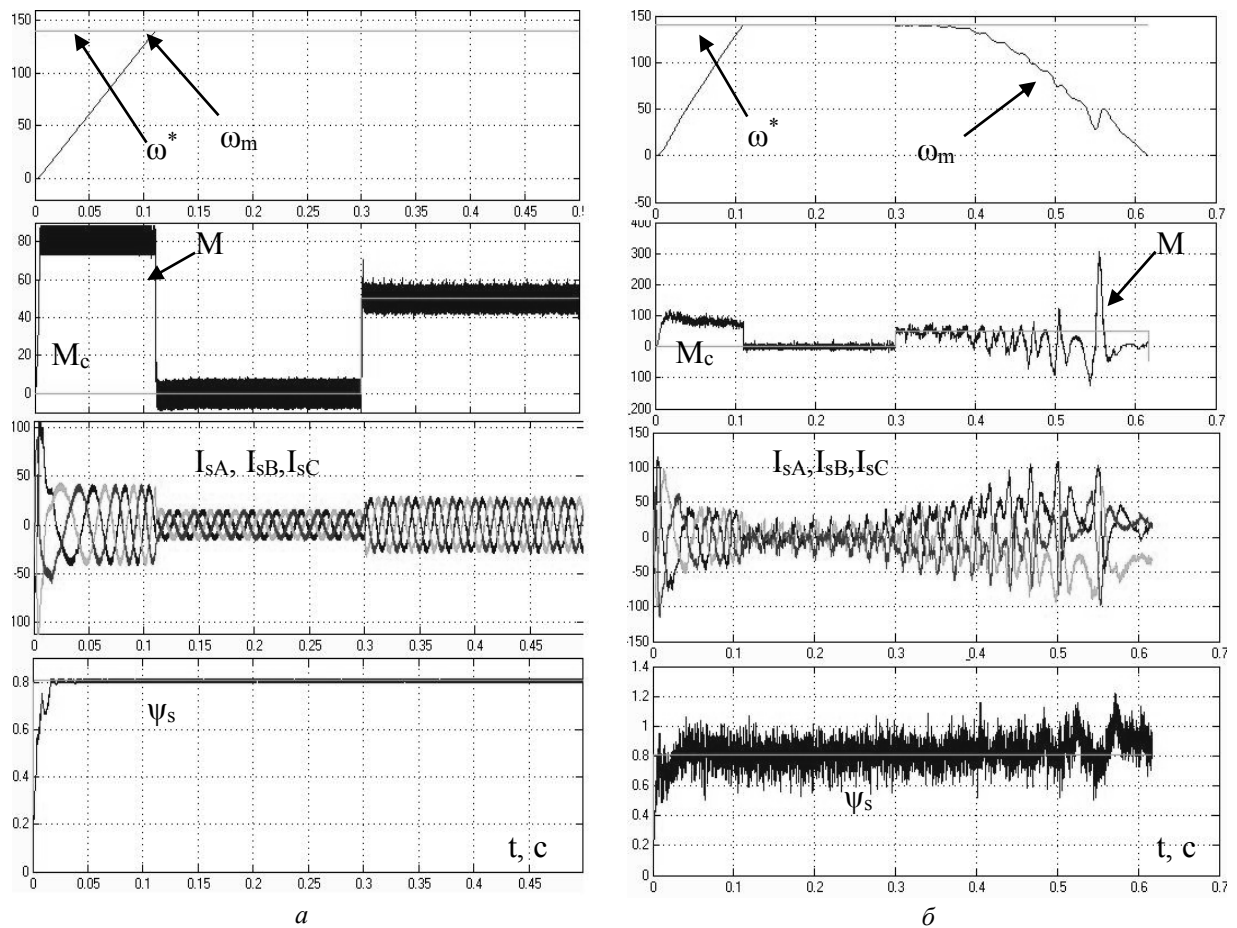


Рис. 13. Характеристики системи DTC:
 а – при насиченні та нагріванні двигуна (зміна параметрів R_s , R_r , L_m , $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$);
 б – за неточної ідентифікації вектора потокозчеплення статора (10 % похибки положення та 10 %-ий шум модуля вектора)

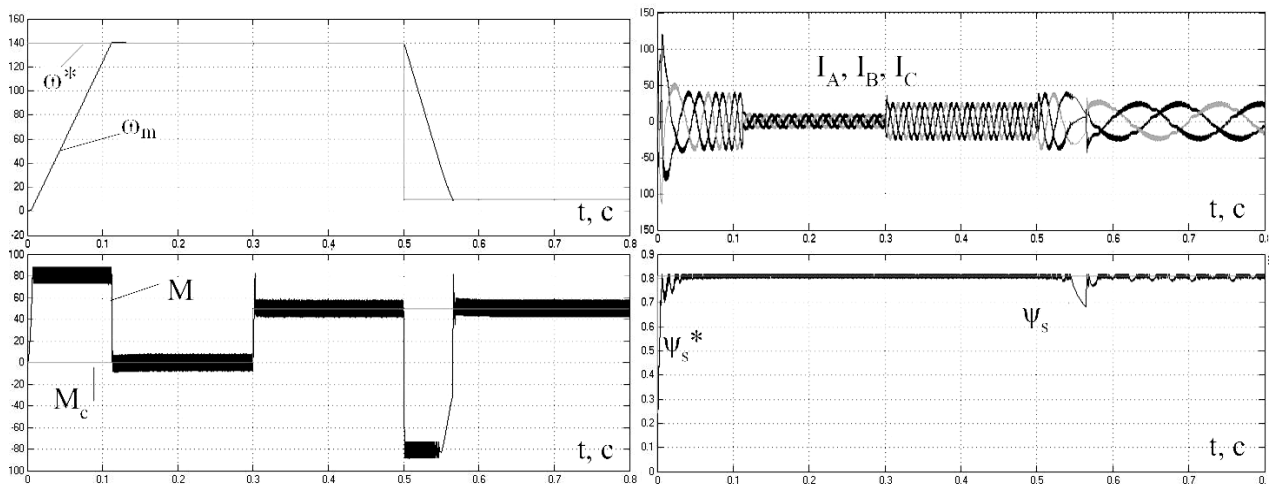


Рис. 12. Перехідні характеристики системи керування DTC асинхронним двигуном потужністю 7,5 кВт

прикладанням хибного вектора напруги згідно з таблицею перемикачів, особливо в моменти переходу з одного сектора в інший, як це показано на рис. 14. Реальний вектор потокозчеплення статора двигуна ψ_{sd} перебуває в k -му секторі, а сигнал потокозчеплення на виході з естиматора ψ_{se} , внаслідок наявності похибки в ідентифікації кута, – в $(k+1)$ -му секторі. Отже, для сигналу ψ_{se} таблиця керування сформує інший вектор напруги U_{sz} , спрямований на швидке збільшення моменту та зменшення потоку. Сьогодні цей вектор є хибним і призводить до виходу моменту та

потоків двигуна за межі регулювання, як це показано на рис. 14. Пізніше, коли вектор потокозчеплення двигуна потрапить в (k+1)-й сектор, система намагатиметься повернути регульовані координати в установлені межі, доки вектор знову не опиниться на межі двох секторів. І далі, при збільшенні похибки система не встигатиме відпрацювати контури регулювання потоку та моменту і поступово стане некерованою, що можна спостерігати з рис. 13, б.

Отже, для системи DTC насамперед необхідно є швидка і точна оцінка кута положення вектора потокозчеплення; неточна (10 % похибки) ідентифікація потокозчеплення в релейній системі DTC значно погіршує відпрацювання заданого моменту (рис. 13, б). Це свідчить про її високу чутливість до точності інформації про вектор потокозчеплення статора та потребує застосування підходів до підвищення точності ідентифікації, як наприклад, застосування спеціальних інтеграторів та фільтрів [8]. Тому для системи DTC є дуже важливою точна інформація про опір статора. Проте на відміну від двох попередніх систем, ця система є нечутливою під час розлагодження параметрів в процесі експлуатації.

Висновки. Проведений на математичних моделях аналіз підтверджує результати, отримані аналітичним способом. При цьому при зміні активних опорів обмоток статора та ротора двигуна в IFOC та DFOC спостерігається істотне погіршення форми струмів, збільшення коливності моменту та пульсацій при насиченнях магнітопроводу двигуна. Все це негативно впливає як на динамічні, так і на статичні характеристики системи (рис. 4, і 8). В той же час, система DTC практично є робастною до параметричних збурень, що підтверджується залежностями, зображеними на рис. 13, а. При аналізі чутливості системи DTC до точності ідентифікації потоку, спостерігається, що похибка у визначенні вектора напруги (рис. 14) внаслідок помилкової ідентифікації вектора потокозчеплення статора стає причиною істотних пульсацій координат стану, що призводить до розгойдування системи в цілому (рис. 13, б)

Розроблені математичні моделі дають змогу проаналізувати вплив зміни параметрів та інших чинників на координати системи, а також наочно оцінити зміну динамічних та статичних характеристик.

Для усіх вищенаведених систем векторного керування однаково важливими є точна інформація про параметри двигуна у випадку налаштування регуляторів та пристроїв ідентифікації під час налагодження системи керування та точна інформація про координати стану та параметри двигуна під час експлуатації електроприводу.

Враховуючи сказане, для підвищення точності ідентифікації перспективним є застосування штучних нейронних мереж [12], а ідентифікацію параметрів двигуна пропонується здійснювати за алгоритмом, описаним в [10].

Дані асинхронного двигуна

Параметр	P_n , кВт	U_n , В	p_n	I_n , А	R_s , Ом	R_r , Ом	L_m , Гн	$L_{\sigma s}$, Гн	$L_{\sigma r}$, Гн	J , кг·м ²
Значення	7,5	220	2	16,5	0,728	0,706	0,0969	0,0027	0,0027	0,062

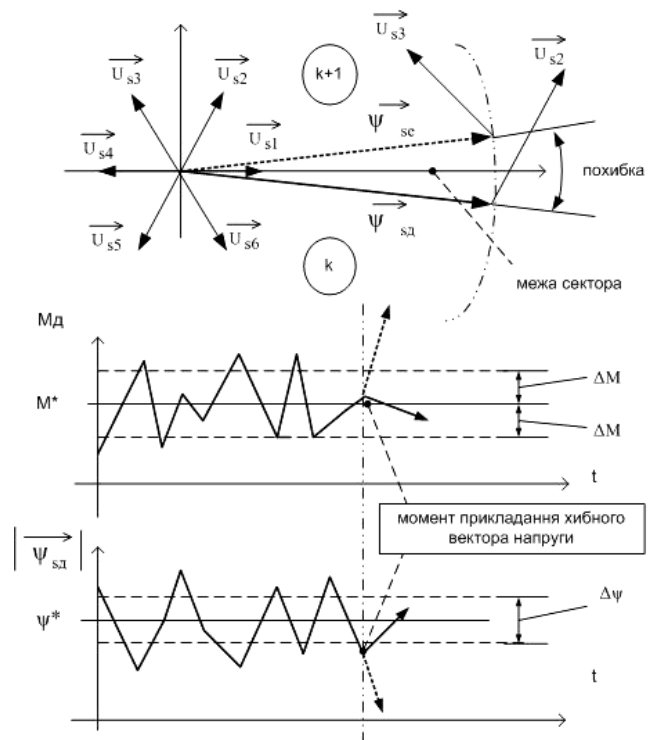


Рис. 14. Формування хвилого вектора напруги внаслідок похибки ідентифікації потокозчеплення в системі DTC

Дані розлагодження параметрів в системі

Параметр	R_s , Ом	R_r , Ом	L_m , Гн	$L_{\sigma s}$, Гн	$L_{\sigma r}$, Гн
Розкид	+0,21	+0,32	-0,0369	-0,0009	-0,0013

Автори роботи висловлюють вдячність колегам з німецького університету FH Giessen-Friedberg проф. F.-W. Garbrecht та проф. M.Klytta за надану можливість роботи програмним забезпеченням MATLAB 6.01(+Simulink) фірми The MathWorks, Inc. під час одномісячного стажування асп. Сметани І.В.

1. Casadei D., Serra G. and Tani A. Sensitivity investigation of a speed sensorless induction motor drive based on stator flux vector control // Conf. Rec. PESC'97, St. Louis, MI, 22–27 June, 1997. – P. 1055–1060. 2. Robyns B., Berthereau F., Cossart G., Chevalier L., Labrique F., Buyse H. A Methodology to Determine Gains of Induction Motor Flux Observers Based on a Theoretical Parameter Sensitivity Analysis // IEEE Trans on Power Elec. – 2000. – Vol. 15, N 6. – P. 983–997. 3. Сметана І.В., Лозинський А.О. Аналіз чутливості систем електроприводу з векторним керуванням на базі АД з к.з. ротором до параметричних збурень // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2003. – № 479. – С. 172–179. 4. Сметана І.В., Лозинський А.О., М. Klytta, F-W. Garbrecht Порівняльний аналіз параметричної чутливості різних схем векторного керування електроприводом змінного струму // Вісн. Нац. техн. ун-ту “Харківський політехн. інститут”. – 2003. – Вид. 10, т. 1. – С. 89–90. 5. Yan W.-Y., Moore J.B. On L^2 -Sensitivity minimization of linear state-space systems // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – Aug. 1992. – Vol. 39. – P. 641–648. 6. Vas P. Vector Control of AC-Machines. Oxford University Press. – 1990. 7. Noguchi T. and Takahashi I. Quick torque response control of an induction motor based on a new concept (in Japanese) // IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach. – Sept. 1984. – Vol. RM84–76. – P. 61–70. 8. Сметана І.В., Лозинський А.О., Klytta M., Garbrecht F-W. Ідентифікація поточкозчеплення асинхронного двигуна з к.з. ротором на основі координат стану // Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика: Вісн. XIII. – 2002. 9. Сметана І.В., Лозинський А.О. Методи ідентифікації координат стану. Аналіз проблем та шляхи їх вирішення // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2003. – № 485. 10. Smetana I.V., Losynsky A.O., M. Klytta, F-W. Garbrecht. Method for parameters identification of an asynchronous machine // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – 2003. – Ч. 3. – С. 68–71. 11. <http://www.plexim.com>. 12. Сметана І.В., Лозинський А.О. Застосування штучних нейронних мереж для підвищення точності ідентифікації поточкозчеплення в системах електроприводу з векторним керуванням // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. – 2004. – Вип. 63. – С. 7–16.