

DOI: 10.31319/2519-2884.40.2022.11

УДК 62-83:681.513.5

**О.В. Ключев**<sup>1</sup>, к.т.н., доцент, kluev2006@ukr.net

**О.В. Садовой**<sup>2</sup>, д.т.н., професор, sadovoyav@ukr.net

**Ю.В. Сохіна**<sup>1</sup>, к.т.н., доцент, jvsokhina@gmail.com

<sup>1</sup> Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

<sup>2</sup> Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», м. Дніпро

## СПОСТЕРІГАЧ ШВИДКОСТІ ОБЕРТАННЯ РОТОРА АСИНХРОННОГО ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДУ

*У статті здійснений синтез спостерігача швидкості обертання ротора асинхронного вентильного каскаду (АВК) для застосування його в бездавачевій системі релейно-векторного керування. У якості вихідних математичних моделей використані рівняння електромагнітних процесів в асинхронній машині, формули координатних перетворень і ідентифікатора кута положення ротора АВК. Синтез спостерігача заснований на другому методі Ляпунова, який дозволяє визначити структуру функції адаптації, яка настроює адаптивну модель таким чином, що різниця між виходами адаптивної й еталонної моделей прямує до нуля, тобто функція адаптації, яка використовує вектор потокозчеплення статора, забезпечує асимптотичну стійкість збуреного руху.*

**Ключові слова:** асинхронна машина, релейно-векторне керування, спостерігач швидкості, функція Ляпунова, асимптотична стійкість.

*In the article, the synthesis of the observer of the speed of rotation of the rotor of an asynchronous gate cascade (AGC) was carried out for its application in a sensorless relay-vector control system. The equations of electromagnetic processes in an asynchronous machine, the formulas for coordinate transformations and the identifier of the position angle of the rotor AGC were used as initial mathematical models. The observer synthesis is based on the second Lyapunov method, which allows to determine the structure of the adaptation function, which adjusts the adaptive model in such a way that the difference between the outputs of the adaptive and reference models tends to zero, i.e. the adaptation function, using the stator flux vector, ensures the asymptotic stability of the perturbed motion.*

**Keywords:** asynchronous machine, relay-vector control, speed observer, Lyapunov function, asymptotic stability.

### Постановка проблеми

Замкнута за швидкістю ротора система векторного керування асинхронною машиною (АМ) припускає наявність датчика на її валу. Однак на практиці часто виникають задачі регулювання частоти обертання асинхронних електроприводів (ЕП), при розв'язанні яких застосування датчиків координат механічного руху технічно нераціонально або неможливо. У такому випадку необхідно скористатися одним з алгоритмів бездавачевого векторного керування АМ, які припускають прямий вимір тільки електричних величин. Для якісного векторного полеорієнтованого керування асинхронною машиною по роторному колу необхідна ідентифікація опорного вектора потокозчеплення і двох механічних координат: кута повороту ротора і швидкості обертання. Більшість методів бездавачевого векторного керування АМ засновані на тих або інших математичних моделях електромагнітних процесів в електричній машині і сполучають обчислення оцінки частоти обертання з поточною ідентифікацією опорного вектора потокозчеплення АМ, інформацію про кутове положення якого необхідно знати для реалізації принципу векторного керування [1].

В електроприводах з векторним керуванням по ротору, наприклад в асинхронному вентильному каскаді (АВК), крім швидкості обертання і кутового положення опорного вектора потокозчеплення статора необхідно визначати також кутове положення ротора відносно статора. Методика обчислення тригонометричних функцій кута повороту ротора АВК і швидкості приводиться в [2]. Однак для визначення швидкості обертання потрібно проводити опера-

цію диференціювання струмів, що в системах з релейним керуванням представляє самостійну непросту задачу. Для визначення швидкості обертання можливо використовувати спостерігачі, засновані на порівнянні векторів потокозчеплень [1,3]. Однак спостерігачі швидкості обертання як правило використовуються в асинхронних ЕП з керуванням по статору, де не потрібно обчислювати кут повороту ротора для реалізації векторної системи керування. У такий спосіб виникає ідея побудови спостерігача, що оцінював би не тільки швидкість обертання, але і кут повороту ротора для створення бездавачевого асинхронного ЕП з векторним керуванням за ротором.

#### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Широке розповсюдження одержали спостерігачі швидкості обертання в ЕП на основі АМ з короткозамкненим ротором, у яких керування здійснюється по статору. Бездавачеві системи електроприводів змінного струму, які відповідають сучасним вимогам, створені для підйомно-транспортних механізмів, ЕП головного руху токарних верстатів [4]. Для синтезу спостерігачів швидкості обертання широке використання одержав метод MRAS (Model Reference Adaptive System) [5], у якому на основі другого методу Ляпунова формується функція адаптації, яка забезпечує асимптотичну збіжність адаптивної моделі до еталонної.

У якості бездавачевого пристрою оцінки швидкості обертання можуть застосовуватися штучні нейронні мережі, реалізовані на цифрових сигнальних процесорах [6]. Можливо здійснювати визначення швидкості обертання шляхом обчислення динамічного моменту на валу ротора АМ за умови сталості магнітного потоку. Аналіз стійкості загальної динаміки в цьому випадку виконується методом сингулярних збурень [7].

#### Формулювання мети дослідження

У роботі ставиться задача на підставі рівнянь електромагнітних процесів в АМ, виразів координатних перетворень і другого методу Ляпунова синтезувати ідентифікатор кута повороту і швидкості обертання ротора АВК для бездавачевої релейно-векторної системи керування.

#### Виклад основного матеріалу

Електромагнітні процеси, які протікають в електричній машині, містять інформацію про механічні змінні, яка може бути отримана шляхом виміру електричних параметрів статора і ротора. Нехай дана узагальнена змінна  $\vec{\xi}$ , яка представляє деяку електричну величину: напругу, потокозчеплення, струм. Зазначений вектор може бути записаний в двох системах координат:  $\alpha\beta(\vec{\xi}_{\alpha\beta})$  і  $dq(\vec{\xi}_{dq})$ . Відомо, що для будь-якого вектора  $\vec{\xi}$  функції  $\vec{\xi}_{\alpha\beta}$  і  $\vec{\xi}_{dq}$  зв'язані співвідношенням [2]

$$\vec{\xi}_{dq} e^{j\gamma} = \vec{\xi}_{\alpha\beta} \quad \Rightarrow \quad \xi^2 e^{j\gamma} = \vec{\xi}_{\alpha\beta} \vec{\xi}_{dq}^*, \quad (1)$$

де  $\vec{\xi}^*$  — вектор комплексно-сполучений вектору  $\vec{\xi}$ .

Квадрат модуля вектора  $\vec{\xi}$  може бути обчислений по кожному з двох співвідношень

$$\xi^2 = \vec{\xi}_{dq} \vec{\xi}_{dq}^*; \quad \xi^2 = \vec{\xi}_{\alpha\beta} \vec{\xi}_{\alpha\beta}^*. \quad (2)$$

З виразів (1) маємо

$$e^{j\gamma} = \frac{\vec{\xi}_{\alpha\beta} \vec{\xi}_{dq}^*}{\xi^2}. \quad (3)$$

Перейдемо в (3) від векторної форми запису до проекцій векторів

$$e^{j\gamma} = \cos \gamma + j \sin \gamma = \frac{(\xi_{\alpha} + j \xi_{\beta})(\xi_d - j \xi_q)}{\xi^2} = \frac{\xi_{\alpha} \xi_d + \xi_{\beta} \xi_q}{\xi^2} + j \frac{\xi_{\beta} \xi_d - \xi_{\alpha} \xi_q}{\xi^2}. \quad (4)$$

Тоді значення косинуса і синуса кута повороту осі  $d$  ротора відносно осі  $\alpha$  статора будуть визначатися за формулами

$$\cos \gamma = \frac{\xi_{\alpha} \xi_d + \xi_{\beta} \xi_q}{\xi^2}; \quad \sin \gamma = \frac{\xi_{\beta} \xi_d - \xi_{\alpha} \xi_q}{\xi^2}. \quad (5)$$

Тангенс кута  $\gamma$  визначається виразом

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{\xi_\beta \xi_d - \xi_\alpha \xi_q}{\xi_\alpha \xi_d + \xi_\beta \xi_q}. \quad (6)$$

З іншого боку, з метою одержання формули для визначення швидкості обертання ротора можна записати

$$\frac{d \operatorname{tg} \gamma}{dt} = \frac{d\gamma/dt}{\cos^2 \gamma} = \frac{\omega}{\cos^2 \gamma} = \frac{\omega \xi^4}{(\xi_\alpha \xi_d + \xi_\beta \xi_q)^2}. \quad (7)$$

Диференціюючи вираз (6) за часом і проводячи спрощення, будемо мати

$$\frac{d \operatorname{tg} \gamma}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{\xi_\beta \xi_d - \xi_\alpha \xi_q}{\xi_\alpha \xi_d + \xi_\beta \xi_q} \right) = \frac{(\xi'_\beta \xi_\alpha + \xi'_d \xi_q - \xi'_\alpha \xi_\beta - \xi'_q \xi_d) \xi^2}{(\xi_\alpha \xi_d + \xi_\beta \xi_q)^2}. \quad (8)$$

Дорівнявши результати перетворень (7) і (8), після розв'язання отриманої тотожності відносно швидкості обертання ротора, одержимо співвідношення для її визначення

$$\omega = \frac{\xi'_\beta \xi_\alpha - \xi_\beta \xi'_\alpha}{\xi^2} - \frac{\xi'_q \xi_d - \xi_q \xi'_d}{\xi^2}. \quad (9)$$

Перший доданок у (9) представляє швидкість обертання вектора  $\vec{\xi}$  відносно осі  $\alpha$ , тобто  $d\delta/dt$ , а другий доданок у цьому виразі визначає швидкість обертання вектора  $\vec{\xi}$  відносно осі  $d$ , тобто  $d\theta/dt$ . Взаємне розташування вектора  $\vec{\xi}$  й ортогональних осей статора ( $\alpha, \beta$ ) і ротора ( $d, q$ ) АМ, показано на рис. 1.

Незважаючи на те, що в якості  $\vec{\xi}$  можна брати будь-яку змінну електричної машини, для спрощення керуючої частини електропривода краще використовувати опорний вектор, за яким орієнтується система керування. У такому випадку величини  $\xi_\alpha, \xi_\beta$  і  $\xi$  у векторних системах керування, які розраховуються в блоці векторного аналізатора, будуть використовуватися й у розрахунках за формулами (5), (9), що позбавляє від необхідності проводити обчислення зазначених змінних для іншого вектора, а також може не знадобитися проводити додаткові виміри.

Рівняння електромагнітних контурів АВК в осях  $u, v$  приводяться в [2]

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \quad \vec{U}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r; \quad (10)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \quad \vec{\Psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s. \quad (11)$$

При орієнтації системи керування за вектором потокозчеплення статора  $\vec{\Psi}_s$  змінну  $\vec{\xi}$  ототожнимо з цим вектором. Одержимо співвідношення для визначення проєкцій опорного вектора  $\vec{\Psi}_s$  на координатні осі  $\alpha, \beta$  і  $d, q$ . Вважаючи  $\omega_k = 0$ , перейдемо в систему координат

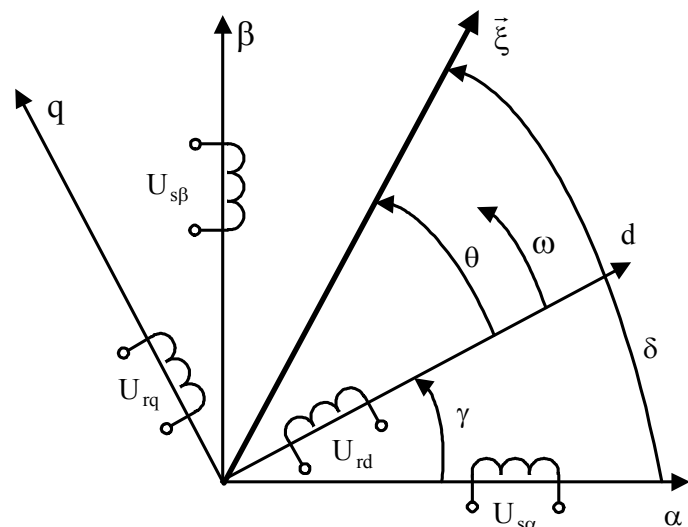


Рис. 1. Взаємне розташування вектора  $\vec{\xi}$  і осей  $\alpha, \beta$  статора та  $d, q$  ротора

$\alpha, \beta$ , у якій рівняння рівноваги напруг статорного кола, узяті з рівнянь (10), у скалярній формі запишуться так

$$U_{s\alpha} = p\Psi_{s\alpha} + R_s I_{s\alpha}; \quad U_{s\beta} = p\Psi_{s\beta} + R_s I_{s\beta}, \quad (12)$$

де  $p = d/dt$  — оператор диференціювання.

Друге рівняння системи (10) електричної рівноваги роторного кола у вигляді проекцій при  $\omega_k = \omega$  буде наступним

$$U_{rd} = p\Psi_{rd} + R_r I_{rd}; \quad U_{rq} = p\Psi_{rq} + R_r I_{rq}. \quad (13)$$

Запишемо рівняння потокозчеплень (11) в осях  $d, q$

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; & \Psi_{rd} &= L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \\ \Psi_{sq} &= L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; & \Psi_{rq} &= L_r I_{rq} + L_m I_{sq}. \end{aligned} \quad (14)$$

Виразимо з першої пари рівнянь проекції струму статора і підставимо їх співвідношення в наступні два рівняння. Тоді після перетворень одержимо

$$\Psi_{rd} = k_s \Psi_{sd} + L_\delta I_{rd}; \quad \Psi_{rq} = k_s \Psi_{sq} + L_\delta I_{rq}, \quad (15)$$

де  $k_s = L_m/L_s$ ;  $L_\delta = (L_s L_r - L_m^2)/L_s$ .

Якщо у формулах (13) замість  $\Psi_{rd}$  і  $\Psi_{rq}$  записати вирази (15), то приходимо до рівностей

$$U_{rd} = k_s p \Psi_{sd} + L_\delta p I_{rd} + R_r I_{rd}; \quad U_{rq} = k_s p \Psi_{sq} + L_\delta p I_{rq} + R_r I_{rq}. \quad (16)$$

Розрахункові залежності (5) для вектора  $\vec{\Psi}_s$  запишуться в такий спосіб

$$\cos \gamma = \frac{\widehat{\Psi}_{s\alpha} \widehat{\Psi}_{sd} + \widehat{\Psi}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s^2}; \quad \sin \gamma = \frac{\widehat{\Psi}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{sd} - \widehat{\Psi}_{s\alpha} \widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s^2}. \quad (17)$$

Складові у формулах (17) визначаються за співвідношеннями, які випливають з рівнянь (12), (16) при розв'язанні їх відносно проекцій вектора потокозчеплення статора

$$\widehat{\Psi}_{s\alpha} = \int (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt; \quad \widehat{\Psi}_{s\beta} = \int (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt; \quad \widehat{\Psi}_s^2 = \widehat{\Psi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\Psi}_{s\beta}^2. \quad (18)$$

$$\widehat{\Psi}_{sd} = \frac{1}{k_s} \int (U_{rd} - R_r I_{rd}) dt - L''_\delta I_{rd}; \quad \widehat{\Psi}_{sq} = \frac{1}{k_s} \int (U_{rq} - R_r I_{rq}) dt - L''_\delta I_{rq}, \quad (19)$$

де  $L''_\delta = (L_s L_r - L_m^2)/L_m$ .

Тут з «капелюшком» пишуться змінні, які не вимірюються датчиками, а обчислюються.

Швидкість обертання ротора обчислюється за формулою (9), яка приймає вигляд

$$\omega = \frac{p \widehat{\Psi}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{s\alpha} - \widehat{\Psi}_{s\beta} p \widehat{\Psi}_{s\alpha}}{\widehat{\Psi}_s^2} - \frac{p \widehat{\Psi}_{sq} \widehat{\Psi}_{sd} - \widehat{\Psi}_{sq} p \widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s^2}, \quad (20)$$

де

$$p \widehat{\Psi}_{s\alpha} = U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}; \quad p \widehat{\Psi}_{s\beta} = U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}; \quad (21)$$

$$p \widehat{\Psi}_{sd} = \frac{U_{rd} - R_r I_{rd}}{k_s} - L''_\delta p I_{rd}; \quad p \widehat{\Psi}_{sq} = \frac{U_{rq} - R_r I_{rq}}{k_s} - L''_\delta p I_{rq}. \quad (22)$$

Формули (21), (22) виходять з виразів (12) і (16) при розв'язанні їх відносно похідних проекцій потокозчеплення статора.

З виразів (22) випливає, що при ідентифікації швидкості обертання потрібно виконувати таку небажану при релейному керуванні операцію, як диференціювання струмів ротора. Уникнути диференціювання струмів можливо, якщо для ідентифікації швидкості обертання використовувати спеціально синтезований для цього спостерігач. За основу візьмемо методику синтезу спостерігача швидкості обертання для асинхронного ЕП з керуванням по статору [3]. У випадку АВК, у якому керування ведеться по ротору, а статор безпосередньо підключається до мережі, основна ідея синтезу зберігається, але додається необхідність обчислення проекцій век-

тора напруги статора на осі  $d, q$ . На відміну від викладеного у [3] як еталонну приймемо модель ротора з рівняннями (19) і одержимо рівняння адаптивної моделі статора.

Спочатку запишемо рівняння рівноваги напруг статора в осях  $d, q$ , які виходять з першого рівняння (10) при  $\omega_k = \omega$

$$U_{sd} = R_s I_{sd} + p \Psi_{sd} - \omega \Psi_{sq}; \quad U_{sq} = R_s I_{sq} + p \Psi_{sq} + \omega \Psi_{sd}. \quad (23)$$

З першої пари рівнянь (14) випливає

$$I_{sd} = \frac{\Psi_{sd} - L_m I_{rd}}{L_s}; \quad I_{sq} = \frac{\Psi_{sq} - L_m I_{rq}}{L_s}. \quad (24)$$

Після підстановки виразів (24) у (23) приходимо до рівнянь

$$p \Psi_{sd} = -\frac{R_s}{L_s} \Psi_{sd} + k_s R_s I_{rd} + \omega \Psi_{sq} + U_{sd}; \quad p \Psi_{sq} = -\frac{R_s}{L_s} \Psi_{sq} + k_s R_s I_{rq} - \omega \Psi_{sd} + U_{sq}. \quad (25)$$

Рівняння (25) приймаються за адаптивну модель статора, що буде підбудовуватися під еталонну модель ротора (19).

Визначимо закон адаптації, виходячи з умови стійкості спостерігача. Електромагнітні процеси в статорі описуються рівняннями (25), що у матричній формі приймають вигляд

$$\frac{dX}{dt} = AX + a_{s21} I_r + U_s, \quad (26)$$

$$\text{де } A = \begin{pmatrix} -R_s/L_s & \omega \\ -\omega & -R_s/L_s \end{pmatrix}; \quad a_{s21} = k_s R_s; \quad I_r = (I_{rd} \quad I_{rq})^T; \quad X = (\Psi_{sd} \quad \Psi_{sq})^T; \quad U_s = (U_{sd} \quad U_{sq})^T.$$

Коефіцієнти матриці об'єкта  $A$  залежать від параметрів схеми заміщення і реальної швидкості обертання ротора. Матричне рівняння моделі статора буде

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + a_{s21} I_r + U_s, \quad (27)$$

де  $\hat{X} = (\hat{\Psi}_{sd}^S \quad \hat{\Psi}_{sq}^S)^T$  — оцінка вектора потокозчеплення статора,  $\hat{A}$  — оцінка матриці об'єкта (26).

Якщо вважати параметри схеми заміщення АМ постійними і відомими, то рівняння моделі статора відрізняється від рівняння, яке описує статор тільки тим, що в ньому замість реальної швидкості  $\omega$  використовується її оцінка  $\hat{\omega}$ . Тому матриці  $\hat{A}$  і  $A$  будуть відрізнятися тільки тими коефіцієнтами, які залежать від  $\omega$ . Швидкість обертання та її оцінка тут і далі представлені в електричних рад/с.

Тепер запишемо рівняння помилки потокозчеплення моделі статора. Для цього введемо наступні позначення. Помилка визначення потокозчеплення

$$e = X - \hat{X} = \begin{pmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \hat{\Psi}_{sd}^S \\ \hat{\Psi}_{sq}^S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta \Psi_{sd} \\ \Delta \Psi_{sq} \end{pmatrix}. \quad (28)$$

Оскільки вважаємо модель ротора еталонною, то можна записати

$$\begin{pmatrix} \Delta \Psi_{sd} \\ \Delta \Psi_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^S \\ \hat{\Psi}_{sq}^R - \hat{\Psi}_{sq}^S \end{pmatrix}. \quad (29)$$

Матриця помилки визначення матриці стану об'єкта

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{pmatrix} 0 & \Delta \omega \\ -\Delta \omega & 0 \end{pmatrix}, \quad (30)$$

де  $\Delta \omega = \hat{\omega} - \omega$ .

Віднімаючи з рівняння, що описує статор АМ, рівняння моделі статора, одержимо

$$\frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = AX - \hat{A}\hat{X}. \quad (31)$$

Підставивши в це рівняння  $X = e + \hat{X}$  і  $\hat{A} = A + \Delta A$ , приходимо після перетворень до рівняння, яке описує відхилення спостерігача

$$\frac{de}{dt} = Ae - \Delta A \hat{X}. \quad (32)$$

При різних видах функції адаптації  $F(e)$  система (32) може описувати стійкий або коливальний процес. Для реалізації процесу керування збурений рух спостерігача (32) повинний залишатися стійким. Одержимо умови стійкості з аналізу функції Ляпунова.

Як функцію Ляпунова динамічного об'єкта (32) приймемо вираз

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{\lambda} = \Delta \Psi_{sd}^2 + \Delta \Psi_{sq}^2 + \frac{\Delta \omega^2}{\lambda}. \quad (33)$$

З виразу (33) видно, що функція  $V$  є позитивно визначеною. Тепер знайдемо повну похідну за часом функції (33)

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d}{dt} \left( e^T e + \frac{\Delta \omega^2}{\lambda} \right) = \left( \frac{de^T}{dt} \right) e + e^T \left( \frac{de}{dt} \right) + \frac{1}{\lambda} \left( \frac{\partial (\hat{\omega} - \omega)^2}{\partial \hat{\omega}} \frac{d\hat{\omega}}{dt} + \frac{\partial (\hat{\omega} - \omega)^2}{\partial \omega} \frac{d\omega}{dt} \right). \quad (34)$$

Будемо вважати, що адаптація здійснюється значно швидше, ніж змінюється частота обертання ротора [1]. Тоді швидкість ротора  $\omega$  можна вважати умовно постійною, а похідну  $d\omega/dt$  рівною нулю. У цьому випадку вираз для похідної (34) прийме вигляд

$$\frac{dV}{dt} = \left( \frac{de^T}{dt} \right) e + e^T \left( \frac{de}{dt} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \quad (35)$$

З урахуванням (32) вираз (35) запишеться так

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= (Ae - \Delta A \hat{X})^T e + e^T (Ae - \Delta A \hat{X}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \\ &= e^T A^T e + e^T A e - \hat{X}^T \Delta A^T e - e^T \Delta A \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \end{aligned} \quad (36)$$

Якщо підставити повні вирази матриць у співвідношення (36) і зробити всі перемноження матриць, то після перетворень одержимо

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -\frac{2}{T_s} \left( (\hat{\Psi}_{sd}^R)^2 + (\hat{\Psi}_{sd}^S)^2 - 2\hat{\Psi}_{sd}^R \hat{\Psi}_{sd}^S + (\hat{\Psi}_{sq}^R)^2 + (\hat{\Psi}_{sq}^S)^2 - 2\hat{\Psi}_{sq}^R \hat{\Psi}_{sq}^S \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} + \\ &+ 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R - \hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R) = -\frac{2}{T_s} (\Delta \Psi_{sd}^2 + \Delta \Psi_{sq}^2) + 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R - \hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (37)$$

Розіб'ємо вираз (37) на два доданки

$$dV/dt = S_1 + S_2, \quad (38)$$

де

$$S_1 = -\frac{2}{T_s} (\Delta \Psi_{sd}^2 + \Delta \Psi_{sq}^2); \quad S_2 = 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R - \hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \quad (39)$$

Тепер проаналізуємо знак похідної  $dV/dt$ . Очевидно, що значення  $S_1$  завжди негативне. Отже, для забезпечення від'ємності похідної функції  $V$  достатньо забезпечити рівність нулю величини  $S_2$ . Запишемо цю умову так

$$S_2 = -2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0. \quad (40)$$

Звідси

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R. \quad (41)$$

Запишемо вираз (41) у наступному вигляді

$$\dot{\omega} = \lambda \int (\widehat{\Psi}_{sq}^S \widehat{\Psi}_{sd}^R - \widehat{\Psi}_{sd}^S \widehat{\Psi}_{sq}^R) dt = \lambda \int \begin{vmatrix} \widehat{\Psi}_{sq}^S & \widehat{\Psi}_{sd}^S \\ \widehat{\Psi}_{sq}^R & \widehat{\Psi}_{sd}^R \end{vmatrix} dt = -\lambda \int (\widehat{\Psi}_s^S \times \widehat{\Psi}_s^R) dt. \quad (42)$$

Таким чином, одержали закон адаптації для системи (32). Цей закон можна забезпечити, якщо в регулюючому адаптері використовувати І-регулятор, а краще більш швидкий ПІ-регулятор. В операторному вигляді для ПІ-регулятора закон адаптації буде виглядати так

$$\dot{\omega} = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) (\widehat{\Psi}_{sq}^S \widehat{\Psi}_{sd}^R - \widehat{\Psi}_{sd}^S \widehat{\Psi}_{sq}^R). \quad (43)$$

Регулюючий адаптер являє собою пропорційно-інтегруючу ланку, на вхід якої подається величина векторного добутку векторів потокозчеплення статора  $\widehat{\Psi}_s^S$  і  $\widehat{\Psi}_s^R$ , визначені з моделей статора і ротора відповідно. Геометрично величина векторного добутку двох векторів дорівнює подвоєній площі трикутника між ними. Регулятор (43) підтримує цю площу рівною нулю і тим самим прагне сполучити вектор потокозчеплення моделі статора з вектором потокозчеплення моделі ротора. У такий спосіб функція  $V$  (33) є функцією Ляпунова для розроблюваного спостерігача, а вираз (43) є законом адаптації, який забезпечує його усталену роботу. Параметри регулятора (43), тобто коефіцієнти підсилення  $K_p$  і  $K_i$ , підбираються експериментально, що в даній роботі робилося шляхом багаторазового розрахунку на математичній моделі динамічних режимів спроектованого ЕП і вибором придатних значень цих коефіцієнтів, виходячи з необхідних показників якості перехідних процесів.

Проекції вектора напруги статора на осі  $d, q$  знаходяться за відомими у векторному керуванні формулам координатних перетворень

$$U_{sd} = U_{s\alpha} \cos \gamma + U_{s\beta} \sin \gamma; \quad U_{sq} = U_{s\beta} \cos \gamma - U_{s\alpha} \sin \gamma. \quad (44)$$

Функціональні блоки ідентифікатора механічних координат АВК та їх взаємозв'язок показані на рис. 2. Вхідними сигналами для ідентифікатора є вимірювані величини напруг і струмів статора і ротора. Далі з моделей статора (18) і ротора (19) знаходяться проекції вектора

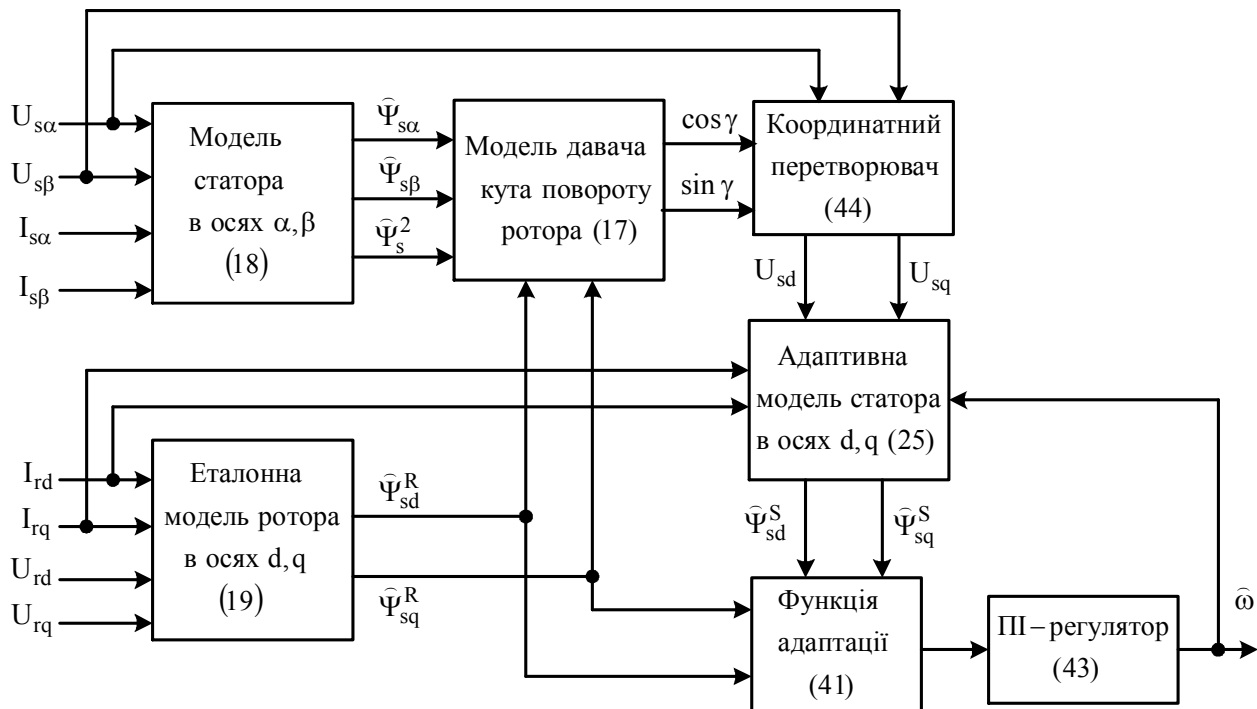


Рис. 2. Функціональна схема ідентифікатора швидкості вращения вала АВК

потокосцеплення статора на осі  $\alpha, \beta$  і  $d, q$ , які використовуються в моделі датчика кута повороту ротора для обчислення синуса і косинуса кута його повороту відносно статора. Для адаптивної моделі статора (25) необхідно обчислювати проекції вектора напруги статора на осі  $d, q$ , що робить координатний перетворювач по формулах (44). Одержавши оцінки вектора потокосцеплення статора в осях  $d, q$  через моделі ротора (19) і статора (25) можливо обчислити функцію адаптації (41), у результаті інтегрування якої регулятором (43) виходить сигнал оцінки швидкості ротора АВК.

У програмі Matlab/Simulink складена математична модель АВК із векторним керуванням, до складу якої крім стандартних блоків системи векторного керування і релейних регуляторів входить модель ідентифікатора координат з датчиком кута повороту ротора і спостерігача швидкості обертання. Технічні данні АМ типу 4AK160S4Y3 у складі АВК наступні:  $P_n = 11 \text{ кВт}$ ,  $U_{\text{лн}} = 380 \text{ В}$ ,  $n_c = 1500 \text{ об/хв}$ ,  $U_2 = 305 \text{ В}$ .

Система керування двоканальна: у каналі реактивної потужності працює один релейний регулятор струму намагнічування, а в каналі активної потужності два послідовно включених регулятори – внутрішній релейний регулятор активної складової струму ротора і зовнішній лінійний ПІ-регулятор швидкості. На рис. 3, 4 представлені графіки перехідних процесів в АВК, у системі керування якого зворотні зв'язки за механічними координатами замкнуті через синтезований ідентифікатор. На рисунку 3 показані графік швидкості обертання ротора і сигнал на виході спостерігача швидкості. З цього рисунка видно висока якість роботи алгоритму (43) спостерігача швидкості, у якому числові значення коефіцієнтів підсилення приймалися такими:  $K_p = 200$ ,  $K_i = 50000$ .

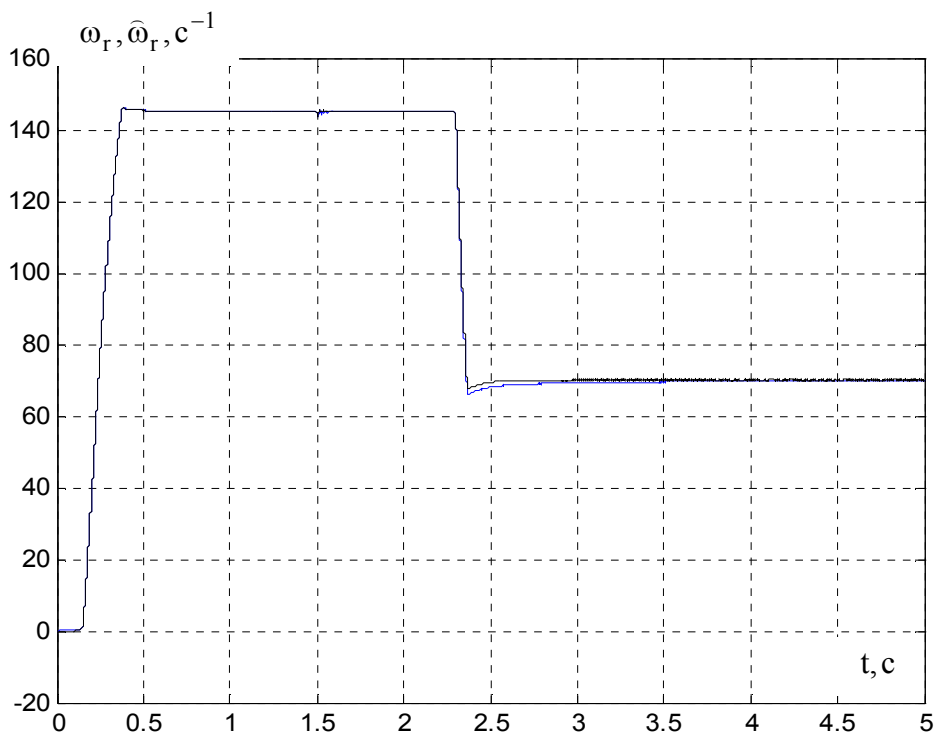


Рис. 3. Графік перехідного процесу швидкості  $\omega_r$  і сигнал спостерігача швидкості  $\hat{\omega}_r$

На рис. 4 представлені перехідні процеси наступних змінних: модуля потокосцеплення статора, реактивної складової струму ротора, струму намагнічування, електромагнітного моменту, активної складової струму ротора. Пуск до номінальної швидкості здійснюється з замкненим накоротко статором і живленням ротора АМ від перетворювача частоти із системою век-



торного керування. Причому збудження АВК із боку ротора і його розгін здійснюються одночасно. До валу прикладений вентиляторний момент навантаження. Після того як ротор досяг сталої швидкості й електромагнітні перехідні процеси закінчилися статорне коло АВК підключається безпосередньо до мережі в момент часу 1,5 с. Це породжує короточасний сплеск коливань поточозчеплення статора і реактивної складової струму ротора. При цьому струм намагнічування, як сума реактивних складових струмів статора і ротора, утримується регулятором струму намагнічування на постійному рівні. Потім відбувається зниження швидкості обертання ротора АВК. Стабілізація струму намагнічування забезпечує швидке вгасання коливань поточозчеплення статора, що обумовлює форму електромагнітного моменту в протифазі практично співпадаючою з формою активної складової струму ротора.

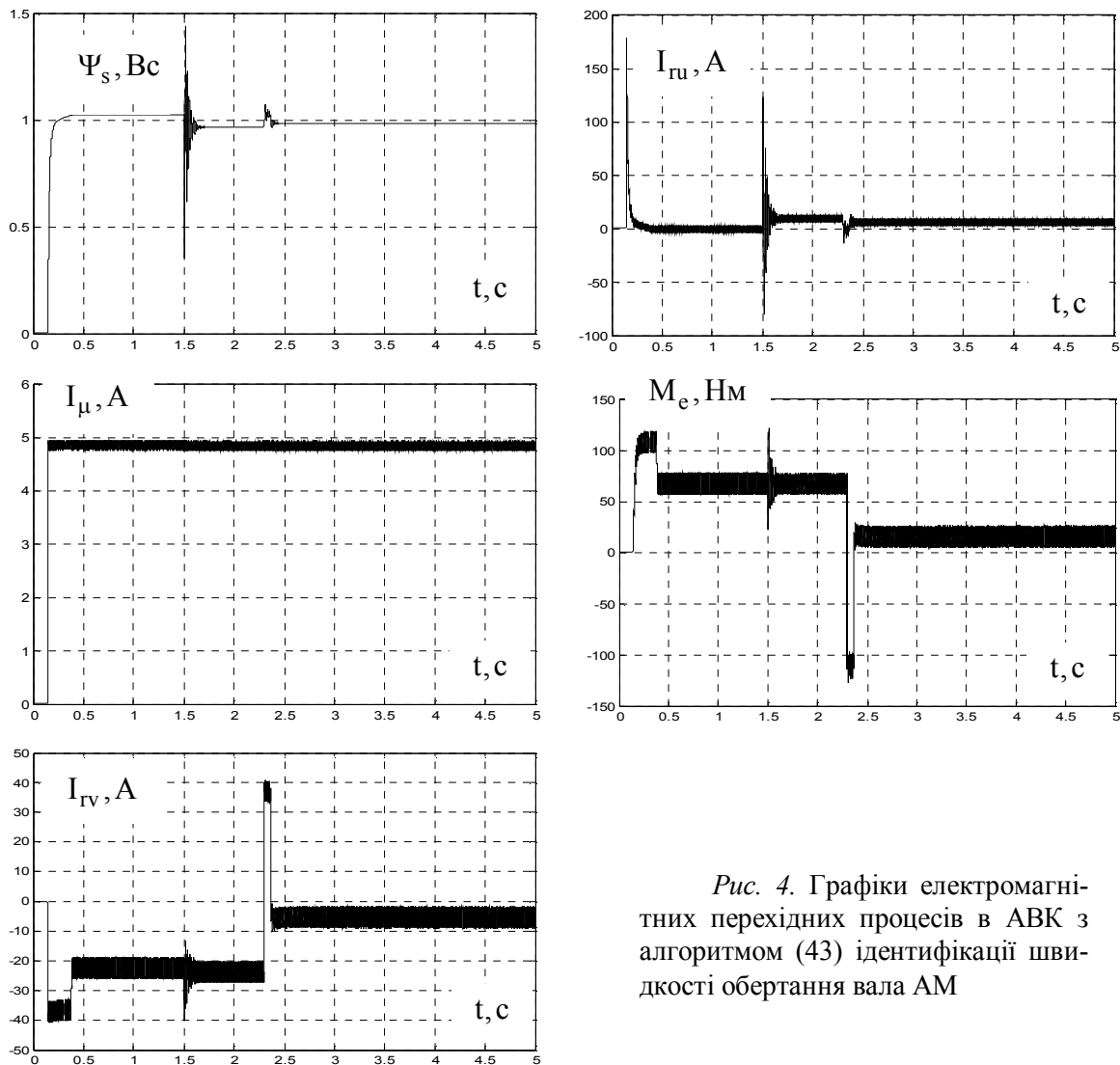


Рис. 4. Графіки електромагнітних перехідних процесів в АВК з алгоритмом (43) ідентифікації швидкості обертання вала АМ

#### Висновки та перспективи подальших досліджень

Дослідження динаміки АВК із запропонованим спостерігачем швидкості обертання ротора підтверджує його асимптотичну стійкість, стійкість усієї системи керування при замиканні зворотним зв'язком за швидкістю обертання ротора через спостерігач і високу точність її ідентифікації. Таким чином, замість формули (20) для ідентифікації швидкості обертання вала двигуна в АВК можливо використовувати алгоритм спостереження (43). Подальші дослідження доцільно направити на створення спостерігача швидкості обертання ротора АВК повного порядку, у якому функція адаптації буде являти собою векторний добуток векторів поточозчеплення статора і неузгодженостей струмів ротора.

### Список використаної літератури

1. Панкратов В.В., Котин Д.А. Синтез адаптивных алгоритмов вычисления скорости асинхронного электропривода на основе второго метода Ляпунова. *Электричество*. 2007, № 8, С. 48–53.
2. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В. Системи керування асинхронними вентилями каскадами. Кам'янське: ДДТУ, 2018. 294 с.
3. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе. М. Самиздат, 2015. 80 с.
4. Виноградов А., Сибирцев А., Журавлёв С. Бездатчиковый электропривод подъёмно-транспортных механизмов. *Силовая Электроника*. 2007. №1, С. 46–53.
5. Karlovsky P. Lettl J. Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system. *Procedia Engineering*, V.192, 2017, P. 421–426. DOI:10.1016/j.proeng.2017.06.073
6. Oguz Y., Dede M. Speed estimation of vector controlled squirrel cage asynchronous motor with artificial neural networks. *Energy Conversion and Management*, V. 54, Issue 1. 2011, P. 675–686. DOI:10.1016/j.enconman.2010.07.046
7. Montanari M., Peresada S. Tilli A. Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*, V. 41. Issue 10. 2006. P. 1637–1650, DOI:10.1016/j.automatica.2006.05.021

### ROTOR SPEED OBSERVER OF ASYNCHRONOUS GATE CASCADE

Klyuyev O., Sadovoi A., Sokhina Y.

#### Abstract

The vector control system of an asynchronous motor, which is closed in terms of the rotor speed, assumes the presence of a sensor on the shaft of the electric machine. However, in practice, often there are problems of regulating the speed of rotation of asynchronous electric drives, in the solution of which the use of mechanical movement coordinate sensors is technically irrational or impossible. In this case, it is necessary to use one of the sensorless vector control algorithms, which involve direct measurement of only electrical quantities. In rotor vector control systems, when the stator is connected to the network at the same time, the need to measure the angle of rotation of the rotor relative to the stator is added, which complicates the structure of the observer.

For the synthesis of speed observers in asynchronous electric drives, the approach known in control theory is widely used, in which, based on the second Lyapunov method, an adaptation function is formed that provides asymptotic convergence of the adaptive model to the reference one.

In this paper, the synthesis of the rotor speed observer of an asynchronous gate cascade (AGC) was carried out for its application in a sensorless relay-vector control system. Equations of electromagnetic processes in an asynchronous machine, formulas for coordinate transformations and an identifier for the position angle of the rotor AGC were used as initial mathematical models. The observer synthesis is based on the second Lyapunov method, which allows to determine the structure of the adaptation function, which adjusts the adaptive model in such a way that the difference between the outputs of the adaptive and reference models tends to zero. Thus, the adaptation function, which uses the stator flux vector, ensures the asymptotic stability of the perturbed motion. The proposed speed observer AGC differs from the known observers for stator control in that, along with the speed calculation, the trigonometric functions of the rotor rotation angle are determined, and the structure of the observer includes coordinate transducers that are absent in stator vector control systems, since they do not need to calculate the projections of the voltage vector of one part of the machine onto the orthogonal axes of its other part.

**References**

- [1] Pankratov V.V.& Kotin D.A. (2007) «*Sintez adaptivnyh algoritmov vychisleniya skorosti asinhronnogo elektroprivoda na osnove vtorogo metoda Lyapunova*» [*Synthesis of adaptive algorithms for calculating the speed of asynchronous electric drive based on the second method of Lyapunov*]. Elektrichestvo, № 8. P. 48 – 53, [in Russian].
- [2] Klyuyev O.V.& Sadovoi O.V.& Sokhina Yu.V. (2018) *Systemy keruvannia asynkhronnymy ventylnymy kaskadamy*. [*Control systems of asynchronous gate cascades*]. Kam'ianske: DDTU, 2018. 294 p. [in Ukrainian].
- [3] Kalachev YU. N. (2015) *Nablyudateli sostoyaniya v vektornom elektroprivode*. [*State observers in vector electric drive*]. Moscow. Samizdat, 2015. 80 p, [in Russian].
- [4] Vinogradov A.& Sibircev A.& Zhuravlyov S. (2007) «*Bezdatchikovyj elektroprivod pod'yomno-transportnyh mekhanizmov*» [*Sensorless electric drive of lifting and transport mechanisms*]. Silovaya Elektronika, №1. P. 46–53. [in Russian].
- [5] Karlovsky P. & Lettl J.(2017) *Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system*. Procedia Engineering, V.192, P. 421–426. DOI:10.1016/j.proeng.2017.06.073
- [6] Oguz Y.& Dede M. (2011) *Speed estimation of vector controlled squirrel cage asynchronous motor with artificial neural networks*.- Energy Conversion and Management, V. 54, Issue 1, P. 675–686. DOI:10.1016/j.enconman.2010.07.046
- [7] Montanari M.& Peresada S.& Tilli A. (2006) *Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation*.- Automatica, V. 41, Issue 10, P. 1637–1650. DOI:10.1016/j.automatica.2006.05.021