

УДК 621.314

М.А. Яцун, А.М. Яцун, В.М. Ігнатюк, М.М. Євсюк
 Національний університет "Львівська політехніка",
 Луцький державний технічний університет

МОДУЛЯЦІЯ СТРУМІВ В ОБМОТЦІ СТАТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗА НАЯВНОСТІ ДЕФЕКТІВ У ДЕКІЛЬКОХ СТРИЖНЯХ КЛІТКИ РОТОРА

© Яцун М.А., Яцун А.М., Ігнатюк В.М., Євсюк М.М., 2003

Визначені обертові просторові гармоніки магніторушійної сили, додаткові і повні струми в обмотці статора асинхронного двигуна за наявності дефектів у декількох стрижнях короткозамкнутої клітки ротора.

Are defined the rotate space harmonics of magnetic driving force, additional and full currents in the stator windings of induction motor when the defects are in few bars of rotor squirrel-cage winding.

Постановка проблеми. У асинхронних короткозамкнених двигунах при пошкодженні стрижнів клітки ротора під час його обертання виникає модуляція струмів, які споживає із мережі обмотка статора. Для оцінки можливості діагностування технічного стану клітки ротора під час експлуатації потрібно отримати і дослідити аналітичні залежності характеристик модуляції від кількості, розмірів і розміщення дефектів у стрижнях. У відомій літературі [1] така модуляція струмів у обмотці статора від дефектів у стрижнях клітки ротора пояснюється періодичною зміною магнітного опору фаз статора під час обертання ротора, але кількісні співвідношення відсутні.

Аналіз останніх досліджень. Розподіл додаткових струмів у клітці ротора за наявності дефектів у декількох її стрижнях досліджений у літературі [7]. Тоді внаслідок дефектів несиметрія клітки зумовлена збільшенням комплексних опорів $\underline{Z}_c$ декількох стрижнів (першого, i -го, m -го) на величину відповідно $\underline{Z}_{d1}$, $\underline{Z}_{di}$ і $\underline{Z}_{dm}$ і комплексні опори дефектних стрижнів починають дорівнювати $\underline{Z}_c + \underline{Z}_{d1}$, $\underline{Z}_c + \underline{Z}_{di}$, $\underline{Z}_c + \underline{Z}_{dm}$. Звичайно зростають переважно лише активні опори цих стрижнів, тобто $\underline{Z}_{d1} = R_{d1}$, $\underline{Z}_{di} = R_{di}$ і $\underline{Z}_{dm} = R_{dm}$. Відповідно зменшаться комплексні струми в дефектних стрижнях порівняно зі струмами $\dot{I}_{c1c}$, $\dot{I}_{cic}$ і $\dot{I}_{cmc}$ у цих стрижнях за відсутності дефектів, а також зміняться струми в усіх інших елементах короткозамкнутої клітки ротора. Дефекти суттєво впливають на розподіл струмів і техніко-економічні характеристики асинхронних двигунів [1-7].

Постановка завдання. Метою дослідження є отримання аналітичних залежностей між додатковими опорами (дефектами) у декількох (трьох) довільно розташованих стрижнях клітки ротора й амплітудами і початковими фазами додаткових і повних струмів в обмотці статора при різних навантаженнях (ковзаннях) двигуна, параметрах обмотки статора і клітки ротора і різній кількості пар полюсів. Приймаємо припущення, що напруга живлення і струм неробочого ходу при незначному порушенні симетрії короткозамкнутої клітки ротора залишаються незмінними. Стан магнітної системи будемо враховувати коефіцієнтом насичення. Аналіз проводитимемо за основними (першими) гармоніками магнітної індукції, електрорушійних сил і струмів у клітці ротора.

Виклад основного матеріалу. У випадку колового обертового магнітного поля, створеного трифазною симетричною системою струмів у трифазній симетричній обмотці статора, для комплексних струмів у стрижнях (i, m) клітки ротора за відсутності дефектів одержимо [4]:

$$\begin{aligned}\dot{I}_{cic} &= \dot{I}_{c1c} \exp[-j2\pi p(i-1)/n] = \dot{I}_{c1c} a_i; \\ \dot{I}_{cmc} &= \dot{I}_{c1c} \exp[-j2\pi p(m-1)/n] = \dot{I}_{c1c} a_m,\end{aligned}\quad (1)$$

де p – кількість пар полюсів обертового магнітного поля; n – кількість стрижнів у клітці ротора. Тут напрям обертання ротора і порядок нумерації стрижнів вибраний у позитивному напрямі кутової координати α (проти ходу годинникової стрілки).

Вхідні комплексні струми ланцюгових схем між дефектними стрижнями визначаються виразами [4]:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{c1c} D_1/D; \quad \dot{I}_i = \dot{I}_{c1c} D_i/D; \quad \dot{I}_m = \dot{I}_{c1c} D_m/D, \quad (2)$$

де

$$D = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{1i} & a_{1m} \\ a_{i1} & a_{ii} & a_{im} \\ a_{m1} & a_{mi} & a_{mm} \end{vmatrix}; \quad D_1 = \begin{vmatrix} h_1 & a_{1i} & a_{1m} \\ h_i & a_{ii} & a_{im} \\ h_m & a_{mi} & a_{mm} \end{vmatrix}; \quad D_i = \begin{vmatrix} a_{11} & h_1 & a_{1m} \\ a_{i1} & h_i & a_{im} \\ a_{m1} & h_m & a_{mm} \end{vmatrix}; \quad D_m = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{1i} & h_1 \\ a_{i1} & a_{ii} & h_i \\ a_{m1} & a_{mi} & h_m \end{vmatrix};$$

$$a_{11} = d_{11} + c_{11}b_{11}; \quad a_{ii} = d_{ii} + c_{ii}b_{ii}; \quad a_{mm} = d_{mm} + c_{mm}b_{mm};$$

$$a_{1i} = c_{11}b_{1i} + d_{1i} - b_{ii}; \quad a_{im} = c_{ii}b_{im} + d_{im} - b_{mm}; \quad a_{m1} = c_{mm}b_{m1} + d_{m1} - b_{11};$$

$$a_{1m} = -b_{im}; \quad a_{i1} = -b_{m1}; \quad a_{mi} = -b_{1i};$$

$$h_1 = a_m g_{im} - a_i c_{11} g_{1i} - a_i \underline{Z}_{di}; \quad h_i = g_{m1} - a_m c_{ii} g_{im} - a_m \underline{Z}_{dm}; \quad h_m = a_i g_{1i} - c_{mm} g_{m1} - \underline{Z}_{d1};$$

$$b_{11} = \frac{\underline{Z}_0 \{(\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{ch}[(i-2)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \operatorname{sh}[(i-2)\gamma_1]\}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(i-2)\gamma_1] + (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(i-2)\gamma_1]};$$

$$b_{ii} = \frac{\underline{Z}_0 \{(\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \operatorname{sh}[(m-i-1)\gamma_1]\}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(m-i-1)\gamma_1]};$$

$$b_{mm} = \frac{\underline{Z}_0 \{(\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{ch}[(n-m)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \operatorname{sh}[(n-m)\gamma_1]\}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(n-m)\gamma_1] + (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(n-m)\gamma_1]};$$

$$b_{1i} = -\frac{\underline{Z}_0 (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c)}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(i-2)\gamma_1] + (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(i-2)\gamma_1]};$$

$$b_{im} = -\frac{\underline{Z}_0 (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c)}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(m-i-1)\gamma_1]};$$

$$b_{m1} = -\frac{\underline{Z}_0 (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c)}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(n-m)\gamma_1] + (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(n-m)\gamma_1]};$$

$$g_{1i} = \frac{\underline{Z}_0 \underline{Z}_{di}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(i-2)\gamma_1] + (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(i-2)\gamma_1]};$$

$$g_{im} = \frac{\underline{Z}_0 \underline{Z}_{dm}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(m-i-1)\gamma_1]};$$

$$g_{m1} = \frac{\underline{Z}_0 \underline{Z}_{d1}}{\underline{Z}_0 \operatorname{ch}[(n-m)\gamma_1] + (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \operatorname{sh}[(n-m)\gamma_1]};$$

$d_{11} = (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c) \text{ch}[(i-2)\gamma_1]; \quad c_{11} = -(\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c) \text{sh}[(i-2)\gamma_1]/\underline{Z}_0; \quad d_{ii} = -(\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k);$
 $d_{ii} = (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c) \text{ch}[(m-i-1)\gamma_1]; \quad c_{ii} = -(\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c) \text{sh}[(m-i-1)\gamma_1]/\underline{Z}_0; \quad d_{im} = -(\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k);$
 $d_{mm} = (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c) \text{ch}[(n-m)\gamma_1]; \quad c_{mm} = -(\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c) \text{sh}[(n-m)\gamma_1]/\underline{Z}_0; \quad d_{m1} = -(\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k);$
 $\underline{Z}_0 = \sqrt{\underline{Z}_k(\underline{Z}_k + 2\underline{Z}_c)}; \quad \text{th}\gamma_1 = \sqrt{\underline{Z}_k(\underline{Z}_k + 2\underline{Z}_c)}/(\underline{Z}_k + \underline{Z}_c); \quad \underline{Z}_k - \text{комплексний опір елемента}$
 короткозамкненого кільця між двома сусідніми стрижнями.

Відповідно струми у бездефектних стрижнях (k) визначаються як різниці струмів у сусідніх елементах короткозамкненого кільця: $\dot{I}_{ck} = \dot{I}_{k-1} - \dot{I}_k = \underline{D}_k \dot{I}_{clc} = \dot{I}_{clc} \underline{D}_k \exp(j\varphi_{Dk})$.

На основі рівняння ланцюгової схеми і після підстановки для цих струмів одержимо: при $1 < k < i$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{k1} &= \dot{I}_1 \text{ch}[(k-1)\gamma_1] - (\dot{U}_1/\underline{Z}_0) \text{sh}[(k-1)\gamma_1]; \\ \dot{I}_{ck1} &= 2\text{sh}(\gamma_1/2) \{ (\dot{U}_1/\underline{Z}_0) \text{ch}[(k-3/2)\gamma_1] - \dot{I}_1 \text{sh}[(k-3/2)\gamma_1] \}; \end{aligned} \quad (3)$$

при $i < k < m$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ki} &= \dot{I}_i \text{ch}[(k-i)\gamma_1] - (\dot{U}_i/\underline{Z}_0) \text{sh}[(k-i)\gamma_1]; \\ \dot{I}_{cki} &= 2\text{sh}(\gamma_1/2) \{ (\dot{U}_i/\underline{Z}_0) \text{ch}[(k-i-1/2)\gamma_1] - \dot{I}_i \text{sh}[(k-i-1/2)\gamma_1] \}; \end{aligned} \quad (4)$$

при $m < k \leq n$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{km} &= \dot{I}_m \text{ch}[(k-m)\gamma_1] - (\dot{U}_m/\underline{Z}_0) \text{sh}[(k-m)\gamma_1]; \\ \dot{I}_{ckm} &= 2\text{sh}(\gamma_1/2) \{ (\dot{U}_m/\underline{Z}_0) \text{ch}[(k-m-1/2)\gamma_1] - \dot{I}_m \text{sh}[(k-m-1/2)\gamma_1] \}; \end{aligned} \quad (5)$$

де

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \frac{\dot{I}_1 \{ (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \text{ch}[(i-2)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \text{sh}[(i-2)\gamma_1] \} - \dot{I}_i (\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c) + a_i \underline{Z}_{di}}{\text{ch}[(i-2)\gamma_1] + [(\underline{Z}_{di} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k)/\underline{Z}_0] \text{sh}[(i-2)\gamma_1]}; \\ \dot{U}_i &= \frac{\dot{I}_i \{ (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \text{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \text{sh}[(m-i-1)\gamma_1] \} - \dot{I}_m (\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c) + a_m \underline{Z}_{dm}}{\text{ch}[(m-i-1)\gamma_1] + [(\underline{Z}_{dm} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k)/\underline{Z}_0] \text{sh}[(m-i-1)\gamma_1]}; \\ \dot{U}_m &= \frac{\dot{I}_m \{ (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k) \text{ch}[(n-m)\gamma_1] + \underline{Z}_0 \text{sh}[(n-m)\gamma_1] \} - \dot{I}_1 (\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c) + \underline{Z}_{d1}}{\text{ch}[(n-m)\gamma_1] + [(\underline{Z}_{d1} + \underline{Z}_c + \underline{Z}_k)/\underline{Z}_0] \text{sh}[(n-m)\gamma_1]}. \end{aligned}$$

Струми у дефектних стрижнях визначають за виразами

$$\dot{I}_{cl} = \dot{I}_{clc} \underline{D}_1 \exp(j\varphi_{D1}) = \dot{I}_m \text{ch}[(n-m)\gamma_1] - \frac{\dot{U}_m}{\underline{Z}_0} \text{sh}[(n-m)\gamma_1] - \dot{I}_1; \quad (6)$$

$$\dot{I}_{ci} = \dot{I}_{clc} \underline{D}_i \exp(j\varphi_{Di}) = \dot{I}_1 \text{ch}[(i-2)\gamma_1] - \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_0} \text{sh}[(i-2)\gamma_1] - \dot{I}_i; \quad (7)$$

$$\dot{I}_{cm} = \dot{I}_{clc} \underline{D}_m \exp(j\varphi_{Dm}) = \dot{I}_i \text{ch}[(m-i-1)\gamma_1] - \frac{\dot{U}_i}{\underline{Z}_0} \text{sh}[(m-i-1)\gamma_1] - \dot{I}_m. \quad (8)$$

Магнітне поле, зумовлене додатковими струмами у клітці ротора, є нерухомим відносно нього, пульсує з частотою ковзання sf , де f – основна частота змінного струму, і незалежно від кількості пар полюсів на статорі має тільки один період. Пульсуючу магніторушійну силу (МРС) від додаткових струмів можна розкласти у ряд Фур'є на

просторові гармоніки [6], які пульсують із частотою додаткових струмів і мають кількість пар полюсів, що дорівнює порядковому номеру відповідних гармонік, тобто

$$\begin{aligned} F_d &= \sum_{v=1}^{\infty} [F_{dv1} \sin(v\alpha) + F_{dv2} \cos(v\alpha)] = \\ &= \sum_{v=1}^{\infty} [F_{dv1m} \sin(s\omega t + \varphi_{v1}) \sin(v\alpha) + F_{dv2m} \sin(s\omega t + \varphi_{v2}) \cos(v\alpha)] \end{aligned} \quad (9)$$

Комплексні амплітуди складових v -ї просторової гармоніки пульсуючої MPC від додаткових струмів у короткозамкненій клітці ротора асинхронного двигуна за наявності дефектів визначаються виразами [6]:

$$\begin{aligned} \dot{F}_{dv1m} &= F_{dv1m} \exp \varphi_{v1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \int_0^{\alpha_1} \dot{I}_{c1} \sin(v\alpha) d\alpha + \sum_{q=2(q-1)\alpha_1}^n \int_0^{\alpha_1} \left[\dot{I}_{c1} / 2 + \sum_{k=2}^q \dot{I}_{ck} \right] \sin(v\alpha) d\alpha \right\}; \\ \dot{F}_{dv2m} &= F_{dv2m} \exp \varphi_{v2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \int_0^{\alpha_1} \dot{I}_{c1} \cos(v\alpha) d\alpha + \sum_{q=2(q-1)\alpha_1}^n \int_0^{\alpha_1} \left[\dot{I}_{c1} / 2 + \sum_{k=2}^q \dot{I}_{ck} \right] \cos(v\alpha) d\alpha \right\}, \end{aligned} \quad (10)$$

де α – кут у геометричних градусах, відрахований від осі фази А на статорі, на якій у початковий момент часу розміщений перший стрижень клітки ротора; $\alpha_1 = 2\pi/p$.

Кожну (v -ту) просторову гармоніку додаткової пульсуючої MPC (її складові) розкладемо на дві однакові за величиною обертові гармоніки MPC (прямую і зворотну), які обертаються відносно ротора з кутовою частотою $s\omega/v$ у протилежних напрямках, де $\omega = 2\pi f$ – колова частота. Відповідно вираз (9) набуває вигляду:

$$F_d = \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ F_{v1m} [\cos(s\omega t - v\alpha + \varphi_{v1}) - \cos(s\omega t + v\alpha + \varphi_{v1})] + \right. \\ \left. + F_{v2m} [\sin(s\omega t - v\alpha + \varphi_{v2}) + \sin(s\omega t + v\alpha + \varphi_{v2})] \right\}, \quad (11)$$

де $F_{v1m} = F_{dv1m}/2$ і $F_{v2m} = F_{dv2m}/2$.

Відносно статора обертові гармоніки MPC обертаються у напрямі основного магнітного поля з кутовою частотою відповідно $\omega(1-s)/p + s\omega/v = [1 - (1-p/v)s]\omega/p$ (прямі обертові гармоніки) і $\omega(1-s)/p - s\omega/v = [1 - (1+p/v)s]\omega/p$ (зворотні обертові гармоніки). При несучій частоті ω зазначені частоти є боковими. Тому відносно статора додаткова MPC визначається виразом:

$$F_{dp} = \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ F_{v1m} [\cos\{[1 - (1-p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v1}\} - \cos\{[1 - (1+p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v1}\}] + \right. \\ \left. + F_{v2m} [\sin\{[1 - (1-p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v2}\} + \sin\{[1 - (1+p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v2}\}] \right\}. \quad (12)$$

MPC F_{dp} урівноважується MPC F_{dc} від додаткових струмів в обмотці статора. Тому

$$F_{dc} = - \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ F_{v1m} [\cos\{[1 - (1-p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v1}\} - \cos\{[1 - (1+p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v1}\}] + \right. \\ \left. + F_{v2m} [\sin\{[1 - (1-p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v2}\} + \sin\{[1 - (1+p/v)s]\omega t + p\alpha + \varphi_{v2}\}] \right\}. \quad (13)$$

Відомо [5], що трифазна симетрична система струмів створює обертову MPC, величина якої на один полюс за першою гармонікою у точці повітряного проміжку з координатою α у момент часу t

$$F = \left[\sqrt{2}/(\pi p) \right] m I w_1 K_{o61} \sin(\omega t + p\alpha), \quad (14)$$

де відлік координати α (геометричного кута) береться від осі фази А із струмом $i = I\sqrt{2} \sin \omega t$; p, m, w_1 – кількість відповідно пар полюсів, фаз і витків у фазі статора; K_{o61} – обмотковий коефіцієнт.

Порівнюючи (13) і (14), для додаткових струмів у фазі А обмотки статора одержимо:

$$i_d = -[\pi p / (m w_1 K_{o61})] \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ F_{v1m} [\cos\{[1 - (1 - p/v)s]\omega t + \varphi_{v1}\} - \cos\{[1 - (1 + p/v)s]\omega t + \varphi_{v1}\}] + \right. \\ \left. + F_{v2m} [\sin\{[1 - (1 - p/v)s]\omega t + \varphi_{v2}\} + \sin\{[1 - (1 + p/v)s]\omega t + \varphi_{v2}\}] \right\}. \quad (15)$$

Комплексна амплітуда основної обертової гармоніки МРС симетричної клітки ротора на один полюс визначається виразом [5]:

$$\dot{F}_{ppm} = \dot{F}_{pm} e^{j(p\alpha - \pi/2)}, \text{ де } \dot{F}_{pm} = n \dot{I}_{clc} / (\sqrt{2} \pi p) \quad (16)$$

Вона урівноважується відповідною комплексною амплітудою основної обертової гармоніки МРС симетричної обмотки статора на один полюс

$$\dot{F}_c = -\dot{F}_{ppm} = \dot{F}_{pm} e^{j(p\alpha + \pi/2)} = n \dot{I}_{clc} / (\sqrt{2} \pi p) e^{j(p\alpha + \pi/2)}, \quad (17)$$

коли комплексна амплітуда основного струму у фазі А

$$\dot{I}_m = [n \dot{I}_{clc} / (\sqrt{2} m w_1 K_{o61})] e^{j\pi/2}. \quad (18)$$

Тоді відносні комплексні амплітуди v -х гармонік додаткових струмів у статорі за наявності дефектів у декількох стрижнях клітки ротора

$$\dot{I}_{dv1}^* = \dot{I}_{dv1m} / \dot{I}_m = \mp \sqrt{2} \pi p F_{v1m} e^{j\varphi_{v1}} / (n \dot{I}_{clc}); \\ \dot{I}_{dv2}^* = \dot{I}_{dv2m} / \dot{I}_m = -\sqrt{2} \pi p F_{v2m} e^{j(\varphi_{v2} - \pi/2)} / (n \dot{I}_{clc}), \quad (19)$$

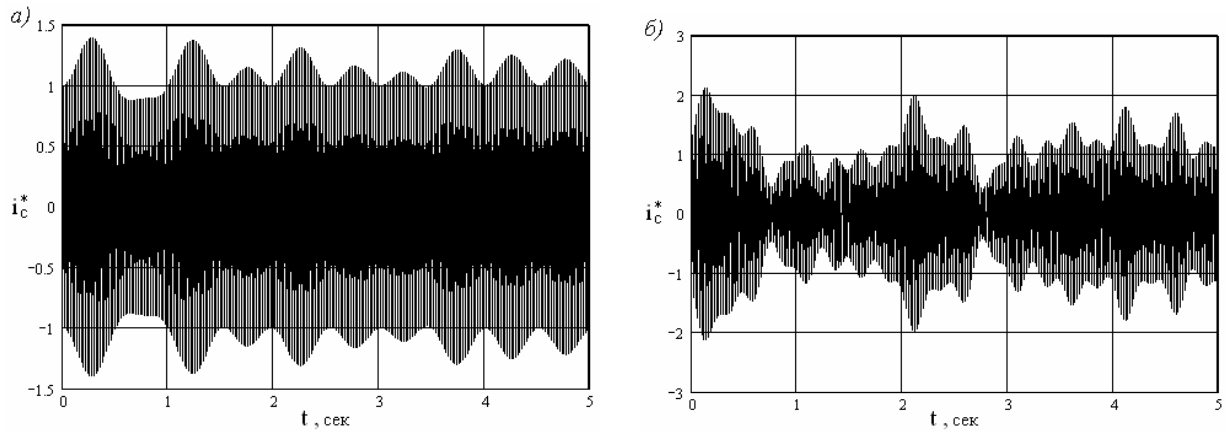
де $\dot{I}_{dv1m} = \mp [\pi p / (m w_1 K_{o61})] F_{v1m} e^{j(\varphi_{v1} + \pi/2)}$ і $\dot{I}_{dv2m} = -[\pi p / (m w_1 K_{o61})] F_{v2m} e^{j\varphi_{v2}}$.

Остаточно відносно значення повного струму у фазі А статора набуває вигляду

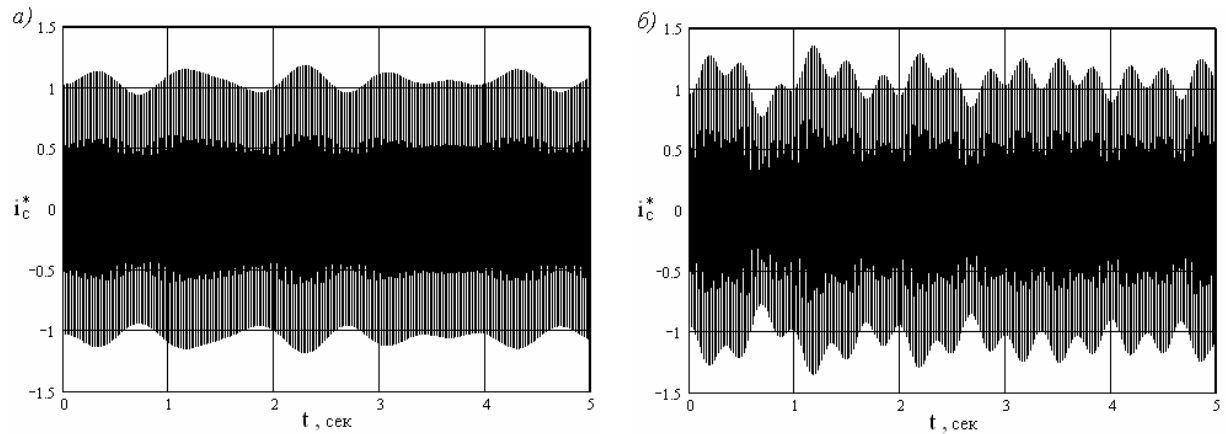
$$i_c^* = \sin(\omega t) + \\ + \frac{\sqrt{2} \pi p}{n} \sum_{v=1}^{\infty} \left\{ F_{v1m}^* [\sin\{[1 - (1 + p/v)s]\omega t + \varphi_{v1}\} - \sin\{[1 - (1 - p/v)s]\omega t + \varphi_{v1}\}] + \right. \\ \left. + F_{v2m}^* [\cos\{[1 - (1 - p/v)s]\omega t + \varphi_{v2}\} + \cos\{[1 - (1 + p/v)s]\omega t + \varphi_{v2}\}] \right\}, \quad (20)$$

де прийнято, що $\dot{I}_{clc} = I_{clc}$, $F_{v1m}^* = F_{v1m} / I_{clc}$ і $F_{v2m}^* = F_{v2m} / I_{clc}$.

На рис. 1 і 2 зображені результати розрахунку у програмному середовищі MathCAD за виразом (20) відносного значення повного струму у фазі статора при обриві трьох стрижнів клітки ротора і різних значеннях кількості пар полюсів ($p = 1, 2, 3$) для випадку, коли ковзання $s = 0,02$, $Z = Z_k / Z_c = 0,02 \exp(-j0,06)$ і $n = 30$. Вони показують, що внаслідок накладання додаткових гармонік струму у фазних струмах статора виникає модуляція коливань. Частота і глибина модуляцій залежать від кількості і розмірів дефектів, їх взаємного розташування, а також від співвідношення кількості пар полюсів і дефектів. Глибина пульсацій значно зростає при розташуванні дефектів підряд (у сусідніх стрижнях), що видно із рис. 1, б.



*Рис. 1. Модуляція струму у фазі статора при $p = 3$
і обриві трьох стрижнів клітки ротора:
а – обірвані стрижні розташовані симетрично по колу ротора;
б – обірвані стрижні розташовані підряд*



*Рис. 2. Модуляція струму у фазі статора
при обриві трьох симетрично розташованих
стрижнів клітки ротора:
а – $p = 1$; б – $p = 2$*

Висновки. Отримані аналітичні вирази дають змогу дослідити вплив розмірів і взаємного розташування декількох (трьох) дефектів, зображених додатковими опорами у стрижнях клітки ротора, на гармонічний склад (амплітуду, частоту і фазу) пульсацій струму у обмотці статора при різних навантаженнях (ковзаннях) двигуна, параметрах обмотки статора і клітки ротора і різних кількості пар полюсів. Подальші дослідження доцільно проводити у напрямку виявлення найінформативніших величин щодо діагностування дефектів і визначення технічного стану короткозамкненої клітки ротора під час виробництва і експлуатації асинхронних двигунів.

1. Таран В.П. Диагностирование электрооборудования. – К., 1983. – 200 с. 2. Яцун М., Яцун А., Хліпальський Ю. Розподіл струму в короткозамкненій обмотці ротора асинхронного двигуна за наявності дефектів у ній // Електромеханіка. Теорія і практика: Пр. наук.-техн. конф., присвяченої 100-річчю від дня народження видатного українського вченого-

електромеханіка Тихона Губенка. – Львів, 1996. – С. 203–206. 3. Яцун М., Яцун А. Розподіл і симетричні складові додаткових струмів у короткозамкненій обмотці ротора асинхронного двигуна за наявності дефектів в одному стрижні // Теоретична електротехніка. – 2000. – Вип. 55. – С. 124–128. 4. Яцун М., Яцун А. Додатковий електромагнетний момент асинхронного мотора від дефекту у стрижні короткозамкненої обмотки ротора // 4-th INTERNATIONAL MODELLING SCHOOL of AMSE-UAPL. Crimea, Alushta, Ukraine, 10–15 September 1999. 5. Яцун М.А. Просторові гармоніки МРС симетричної клітки ротора асинхронного двигуна // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2001. – № 435. – С. 186–189. 6. Яцун М.А. Просторові гармоніки МРС клітки ротора асинхронного двигуна за наявності дефекту в одному стрижні // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2002. – № 449. – С. 212–216. 7. Яцун М.А., Яцун А.М., Ігнатюк В.М., Євсюк М.М. Додаткові струми у клітці ротора асинхронного двигуна за наявності дефектів у декількох стрижнях // Методи та прилади контролю якості. – 2002. – № 9. – С. 11–14.

УДК 628.313.34

Г.В. Пуйло, С.Н. Пирковский, О.Б. Бабийчук
Одесский национальный политехнический университет

ПРОЕКТНЫЙ СИНТЕЗ ОДНОФАЗНЫХ КОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С АДАПТАЦИЕЙ ОБОБЩЕННОГО ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА

© Пуйло Г.В., Пирковский С.Н., Бабийчук О.Б., 2003

Запропонований підхід до оптимального проектного синтезу однофазного колекторного двигуна з адаптацією узагальненого показника якості. Обґрунтовані переваги запропонованого підходу.

The approach to optimum design synthesis of a single-phase collector motor with adaptation of the generalized index of quality is offered. The advantages of the offered approach are justified.

Несмотря на достижения в теории и практике проектирования однофазных коллекторных двигателей (ОКД), существует ряд проблем, особенно в области их совершенствования и автоматизации проектирования. Конструктивные исполнения многих видов ОКД реализуются с большими запасами активных и конструкционных материалов, вследствие чего металлоемкость и удельные электромагнитные показатели этих ОКД далеки от оптимальных. Поэтому массогабаритные, энергетические и функциональные показатели многих видов выпускаемых промышленностью ОКД уступают лучшим мировым образцам.

Основными причинами, обусловившими такую ситуацию, являются следующие: недостаточная адекватность, универсальность и оперативность проектных математических моделей, используемых в промышленном проектировании многих видов ОКД, отсутствие быстродействующего программного обеспечения для проектных экспресс-исследований, обеспечивающих оперативный поиск и анализ перспективных решений.