

А.В. Григорьев, зав. каф. «Электропривод и автоматизация» (КузГТУ)
г. Кемерово

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОФАЗНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 16-38-00929 мол_а).

Проблема синтеза управляющих конструкций многофазными электрическими машинами в настоящее время не решена до конца. Так, например, в работах [1] и [2] производится синтез управляющих конструкций пяти- и шестифазной электрических машин на основе анализа возможных состояний ключей инвертора, текущих и заданных значений регулируемых координат, а также при помощи преобразований к эквивалентной двухфазной электрической машине. Преобразование к эквивалентной двухфазной электрической машине помогает упростить модель, но синтезируемые на основе упрощенной модели конструкции управляющих устройств не позволяют использовать всех возможностей инвертора и электрической машины. Основной проблемой при синтезе управляющих устройств многофазными электрическими машинами является сложность их математического описания. Так, например, в [3] представлена модель обобщенного электромеханического преобразователя с переменными коэффициентами, не приводимая к форме Коши. Это обстоятельство не позволяет синтезировать управляющие устройства многофазными электрическими машинами известными методами и в большинстве работ (см. обзор [4]) предлагается подход, основанный на упрощении модели многофазной электрической машины. Таким образом, задача получения обобщенной модели электрической машины, представленной в форме Коши является актуальной.

У многофазных электрических машин есть две основные области применения: для привода мощных механизмов в виду отсутствия электрических преобразователей требуемой мощности, а также для применений, требующих высокой надежности электропривода.

Основными достоинствами многофазных электрических машин являются следующие [4]:

1. Пространственные гармонические составляющие электромагнитного поля статора у многофазных машин имеют меньшую величину, чем у трехфазных машин.

2. Надежность многофазных машин выше, чем трехфазных. При коротком замыкании на одной из фаз трехфазной машины ее дальнейшая работа возможна со значительным снижением мощности (на 67%). Если

произойдет замыкание одной из фаз 15-ти фазной машины, то снижение мощности будет всего на 7%.

3. Многофазные электрические машины менее восприимчивы к гармоническим искажениям тока статора, чем трехфазные машины. Указанные искажения приводят к появлению четных гармонических составляющих в электромагнитном моменте двигателя.

В связи со спецификой применений многофазных машин представляет научный интерес задача синтеза управляющих устройств многофазной машиной с любым числом фаз на статоре и роторе, обеспечивающих высокую надежность электропривода и возможность работы от двух источников питания: управляемого и неуправляемого. Для синтеза управляющих устройств объектами, описываемыми дифференциальными уравнениями применяют методы скоростного градиента, методы, основанные на скользящих режимах, методы, основанные на функциях Ляпунова, методы теории оптимального управления, методы динамического программирования. Все указанные методы проработаны для объектов, модель которых представлена в форме Коши. Обзор литературных источников показал, что в настоящее время авторами не предложена обобщенная модель многофазной электрической машины в естественных аффинных системах координат. Большинство авторов используют преобразования Э. Кларк или К.Л. Фортестья, которые заменяют исходную модель в аффинной системе координат на модель с переменными в нескольких ортогональных системах координат (симметричные составляющие). В работе [5] показано, что симметричные составляющие только первой прямой последовательности пространственного вектора тока статора приводят к формированию электромагнитного момента, остальные – на формирование электромагнитного момента влияния не оказывают, поэтому в соответствующих выражениях не учитываются. Данное обстоятельство позволяет применить уже разработанные системы управления (например, системы векторного управления, системы прямого управления моментом) с соответствующими преобразователями координат.

Однако данные модели не позволяют моделировать аварийные режимы многофазного электродвигателя (обрыв и короткое замыкание фазы), а также синтезировать системы управления, устойчивые к данным режимам.

Исходная модель машины при учете гальванических и индукционных связей будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_s,$$

$$\mathbf{U}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_r,$$

$$\Psi_s = \mathbf{L}_{\sigma s} \mathbf{I}_s + \mathbf{M}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{M}_{rs} \mathbf{I}_r,$$

$$\Psi_r = \mathbf{M}_{sr} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{\sigma r} \mathbf{I}_r + \mathbf{M}_{rr} \mathbf{I}_r,$$

$$M = p \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{\partial M_{ij}^{sr}(\varphi_r)}{\partial \varphi_r} i_i^s i_j^r,$$

где

$\mathbf{U}_s = (U_1^s \ U_2^s \ U_3^s \ U_4^s \ U_5^s \ \dots \ U_n^s)^T$ - вектор фазных напряжений статора,

$\mathbf{U}_r = (U_1^r \ U_2^r \ U_3^r \ U_4^r \ U_5^r \ \dots \ U_m^r)^T$ - вектор фазных напряжений ротора,

$\mathbf{I}_s = (i_1^s \ i_2^s \ i_3^s \ i_4^s \ i_5^s \ \dots \ i_n^s)^T$ - вектор фазных токов статора,

$\mathbf{I}_r = (i_1^r \ i_2^r \ i_3^r \ i_4^r \ i_5^r \ \dots \ i_m^r)^T$ - вектор фазных токов ротора,

$$\mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_1^s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2^s & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & R_n^s \end{pmatrix}, \mathbf{R}_r = \begin{pmatrix} R_1^r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2^r & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & R_m^r \end{pmatrix}, \mathbf{L}_{\sigma s} = \begin{pmatrix} L_1^{\sigma s} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_2^{\sigma s} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & L_n^{\sigma s} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{L}_{\sigma r} = \begin{pmatrix} L_1^{\sigma r} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_2^{\sigma r} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & L_m^{\sigma r} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{ss} = \begin{pmatrix} M_{11}^{ss} & M_{12}^{ss} \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & M_{1n}^{ss} \cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{n}\right) \\ M_{21}^{ss} \cos\left(-\frac{2\pi}{n}\right) & M_{22}^{ss} & \dots & M_{2n}^{ss} \cos\left(\frac{2\pi(n-2)}{n}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1}^{ss} \cos\left(-\frac{2\pi(n-1)}{n}\right) & M_{n2}^{ss} \cos\left(-\frac{2\pi(n-2)}{n}\right) & \dots & M_{nn}^{ss} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{rr} = \begin{pmatrix} M_{11}^{rr} & M_{12}^{rr} \cos\left(\frac{2\pi}{m}\right) & \dots & M_{1n}^{rr} \cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{m}\right) \\ M_{21}^{rr} \cos\left(-\frac{2\pi}{m}\right) & M_{22}^{rr} & \dots & M_{2n}^{rr} \cos\left(\frac{2\pi(m-2)}{m}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1}^{rr} \cos\left(-\frac{2\pi(m-1)}{m}\right) & M_{n2}^{rr} \cos\left(-\frac{2\pi(m-2)}{m}\right) & \dots & M_{mm}^{rr} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{rs} = \begin{bmatrix} M_{11}^{sr} \cos(\varphi_{sr}) & M_{12}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{13}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{1m}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ M_{21}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n}\right) & M_{22}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{23}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{2n}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & M_{n2}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{n3}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{nm}^{sr} \cos\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial \mathbf{M}_{rs}(\varphi_r)}{\partial \varphi_r} = \begin{bmatrix} M_{11}^{sr} \sin(\varphi_{sr}) & M_{12}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{13}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{1m}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ M_{21}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n}\right) & M_{22}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{23}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{2n}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2\pi}{n} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & M_{n2}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{2\pi}{m}\right) & M_{n3}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{4\pi}{m}\right) \dots & M_{nm}^{sr} \sin\left(\varphi_{sr} - \frac{2(n-1)\pi}{n} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix}$$

$M_{sr} = M_{rs}^T$; n – число фаз статора; m – число фаз ротора; p – число пар полюсов обмотки статора и ротора; R_i^s, R_j^r – активное сопротивление i -ой обмотки статора и j -ой обмотки ротора; L_i^{ss}, L_j^{ss} – индуктивность рассеяния i -ой обмотки статора и j -ой обмотки ротора; M_{ik}^{ss}, M_{jw}^{rr} – взаимная индуктивность i -ой обмотки статора относительно k -ой обмотки статора и j -ой обмотки ротора относительно w -ой обмотки ротора при условии нулевого угла между нормальными к плоскостям поперечных сечений их катушек; M_{ij}^{sr} – взаимная индуктивность i -ой обмотки статора относительно j -ой обмотки ротора при условии нулевого угла между нормальными к плоскостям поперечных сечений их катушек; M_{ji}^{rs} – взаимная индуктивность j -ой обмотки статора относительно i -ой обмотки ротора при условии нулевого угла между нормальными к плоскостям поперечных сечений их катушек; $i = 1..n, j = 1..m, k = 1..n, w = 1..m$.

Модель многофазной машины, выраженная через симметричные составляющие представлена в работах [4, 5] и здесь не приводится. Модель многофазной машины, выраженная через симметричные составляющие, помимо допущений, принятых для первой исходной модели, подразумевает следующие допущения: машина симметрична, т.е. активные сопротивления и индуктивности рассеяния фазных обмоток статора равны, активные сопротивления и индуктивности рассеяния фазных обмоток ротора равны; максимальные взаимные индуктивности каждой пары фазных обмоток статора и ротора равны M_{\max}^{sr} ; все фазные обмотки статора соединены в одной точке; все фазные обмотки ротора также соединены в одной общей точке; если используется другая схема соединения фазных обмоток, то преобразования К.Л. Фортеस्कью будут иметь другой вид (например, для электрической машины с двумя трехфазными обмотками на статоре матрица преобразований представлена в работах [4, 6]).

Для синтеза управляющих устройств первая модель не подходит, так как не выражена в форме Коши и имеет переменные параметры (взаимные индуктивности). Вторая модель (на основе симметричных составляющих) позволяет произвести синтез управляющих устройств, однако наличие в модели всего двух управляющих воздействий U_{ds} и U_{qs} приводит к

необходимости использования дополнительно векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) на основе декомпозиции результирующего вектора напряжения (т.е. разложения результирующего вектора в базисе фазных напряжений обмотки статора).

В связи с этим предлагается следующая модель многофазной электрической машины, которая позволит синтезировать управляющие устройства в естественных аффинных системах координат (в базисе фазных потокоцеплений обмотки статора).

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{s1}}{dt} &= U_{s1} - R_{s1}i_{s1} + \frac{2}{n}\omega_0 \sum_{i=1}^n \Psi_{si} \sin\left(\frac{2\pi(i-1)}{n}\right), \\
 \frac{d\Psi_{s2}}{dt} &= U_{s2} - R_{s2}i_{s2} + \frac{2}{n}\omega_0 \sum_{i=1}^n \Psi_{si} \sin\left(\frac{2\pi(i-2)}{n}\right), \\
 &\dots \\
 \frac{d\Psi_{sn}}{dt} &= U_{sn} - R_{sn}i_{sn} + \frac{2}{n}\omega_0 \sum_{i=1}^n \Psi_{si} \sin\left(\frac{2\pi(i-n)}{n}\right), \\
 \frac{d\Psi_{r1}}{dt} &= U_{r1} - R_{r1}i_{r1} + \frac{2}{m}(\omega_0 - p\omega) \sum_{j=1}^m \Psi_{rj} \sin\left(\frac{2\pi(j-1)}{m}\right), \\
 \frac{d\Psi_{r2}}{dt} &= U_{r2} - R_{r2}i_{r2} + \frac{2}{m}(\omega_0 - p\omega) \sum_{j=1}^m \Psi_{rj} \sin\left(\frac{2\pi(j-2)}{m}\right), \\
 &\dots \\
 \frac{d\Psi_{rm}}{dt} &= U_{rm} - R_{rm}i_{rm} + \frac{2}{m}(\omega_0 - p\omega) \sum_{j=1}^m \Psi_{rj} \sin\left(\frac{2\pi(j-m)}{m}\right),
 \end{aligned}$$

где ω_0 – круговая частота вращения системы координат, связанной с переменными статора.

При m отличной от n решение указанной системы уравнений получить затруднительно. Поэтому в данной работе рассматривается случай, когда $m = n$. Тогда, предполагая, что машина сконструирована таким образом, чтобы $M^{sr}_{ij} = M^{ss}_{ij} = M^{rr}_{ij} = M^{sr}_{max}$ при любых i и j , получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{s1} &= \left(L_{sl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} \right) i_{s1} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} i_{r1}, \\
 \Psi_{s2} &= \left(L_{sl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} \right) i_{s2} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} i_{r2}, \\
 &\dots \\
 \Psi_{si} &= \left(L_{sl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} \right) i_{si} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} i_{ri}, \\
 \Psi_{r1} &= \left(L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} \right) i_{r1} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} i_{s1}, \\
 &\dots \\
 \Psi_{r2} &= \left(L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} \right) i_{r2} + \frac{n}{2} M^{sr}_{max} i_{s2},
 \end{aligned}$$

...

$$\Psi_{ri} = \left(L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} \right) i_{ri} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} i_{si}.$$

Решение представленной системы уравнений представлено ниже:

$$i_{si} = \frac{\left(L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} \right)}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})} \Psi_{si} - \frac{\frac{n}{2} M^{sr}_{\max}}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})} \Psi_{ri},$$

$$i_{ri} = \frac{\left(L_{sl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} \right)}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})} \Psi_{ri} - \frac{\frac{n}{2} M^{sr}_{\max}}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})} \Psi_{si}.$$

Выражение для электромагнитного момента многофазной машины отсюда будет следующим:

$$M = p \frac{\partial W(\varphi_{sr})}{\partial \varphi_{sr}} = p \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{\partial M_{ij}^{sr}(\varphi_{sr})}{\partial \varphi_{sr}} i_{si} i_{rj} = p M^{sr}_{\max} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left[\sin\left(\frac{2(j-i)\pi}{n} \right) i_{si} i_{rj} \right] =$$

$$= p M^{sr}_{\max} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left[\sin\left(\frac{2(j-i)\pi}{n} \right) (A \Psi_{si} - B \Psi_{ri}) (C \Psi_{rj} - B \Psi_{sj}) \right] =$$

$$= \frac{p M^{sr}_{\max}}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left[\sin\left(\frac{2(j-i)\pi}{n} \right) \Psi_{si} \Psi_{rj} \right].$$

где φ_{sr} – угловое положение ротора относительно статора (в данном случае переменные представлены в одной системе координат, поэтому принято, что $\varphi_{sr} = 0$);

$$\frac{\partial M_{ij}^{sr}(\varphi_{sr})}{\partial \varphi_{sr}} = -M^{sr}_{\max} \sin\left(\frac{2(j-1)\pi}{m} - \frac{2(i-1)\pi}{n} \right); \quad i \in [1; n]; \quad j \in [1; m];$$

$$A = \frac{\left(L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} \right)}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})}, \quad B = \frac{\frac{n}{2} M^{sr}_{\max}}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})},$$

$$C = \frac{\left(L_{sl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} \right)}{L_{sl} L_{rl} + \frac{n}{2} M^{sr}_{\max} (L_{rl} + L_{sl})}.$$

Для проверки модели электропривода на базе многофазной машины в данной работе используется основное уравнение движения электропривода (уравнение одномассовой механической подсистемы электропривода):

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c,$$

где J – момент инерции ротора электродвигателя и нагрузки; ω – круговая частота вращения ротора; M_c – момент сопротивления, создаваемый нагрузкой.

Для проверки предложенной модели в данной работе используется компьютерное моделирование 5-ти фазной асинхронной электрической машины при помощи трех моделей: исходной, модели, основанной на симметричных составляющих, предлагаемой. Первая модель, в виду использования меньшего числа допущений, принята за эталонную и используется для проверки двух других.

Параметры пятифазного асинхронного электродвигателя (в соответствии с [7]): $U_{ном} = 100$ В, $P_{ном} = 2$ кВт, $I_{ном} = 7,5$ А, $M_{ном} = 13,26$ Нм, $p = 2$, $R_s = 1,26$ Ом, $R_r = 1,03$ Ом, $L_{sl} = 4,76$ мГн, $L_{rl} = 1,7$ мГн, $M_{max}^{sr} = 151,5$ мГн, $J = 0,015$ кг*м², $n = 5$.

Приложение, реализующее проверку моделей разработано на языке Object Pascal в среде Delphi (рис. 1).

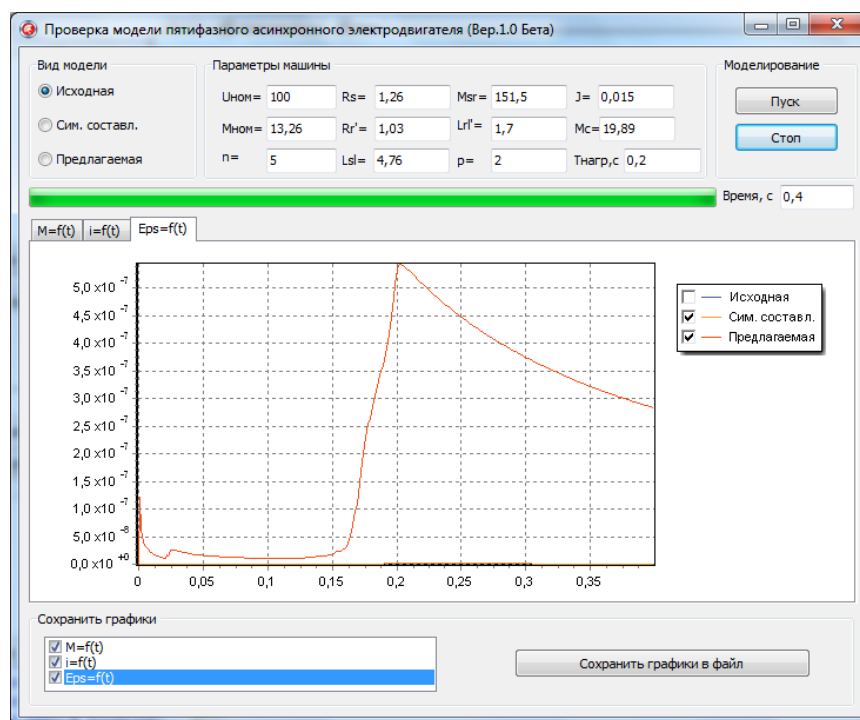


Рис. 1. Вид окна приложения для реализации проверки предлагаемой модели

Условия моделирования: пуск вхолостую, затем наброс нагрузки в 0,2 с на уровне $M_c = 1,5M_{ном}$.

Временная зависимость электромагнитного момента представлена на рис. 2.

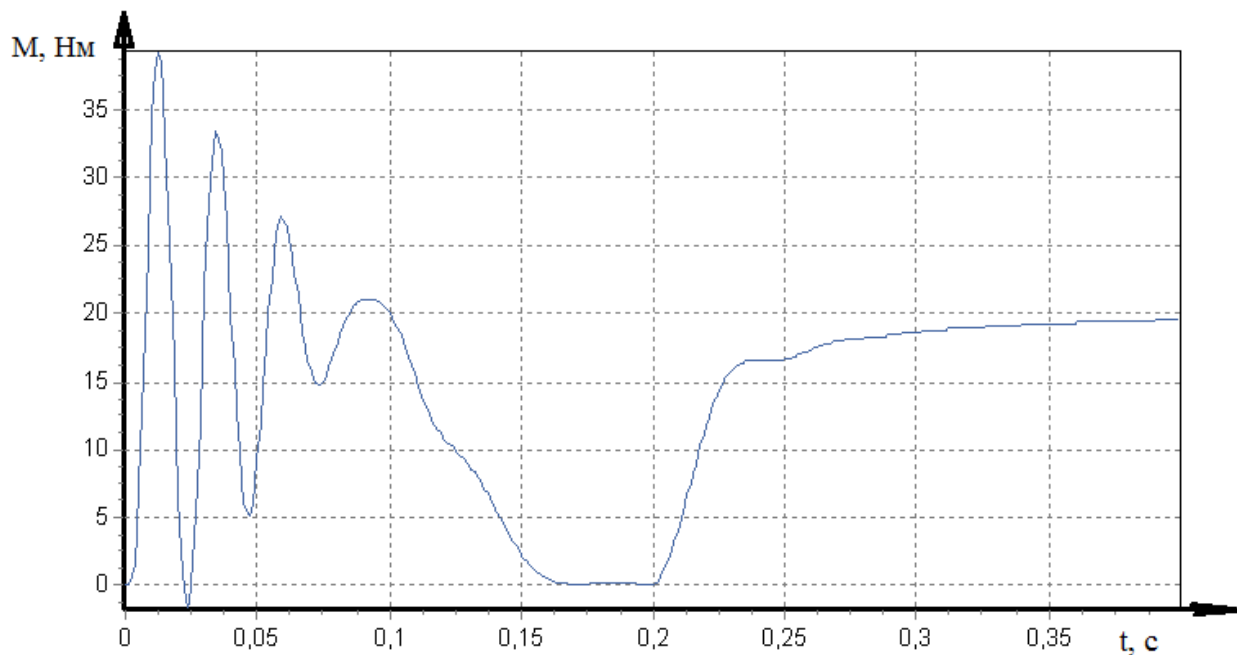


Рис. 2. Временная зависимость электромагнитного момента двигателя при пуске вхолостую и набросе нагрузки в 0,2 с на уровне $M_c = 1,5M_{ном}$

График тока 3-ей фазы статора пятифазного асинхронного электродвигателя представлен на рис. 3.

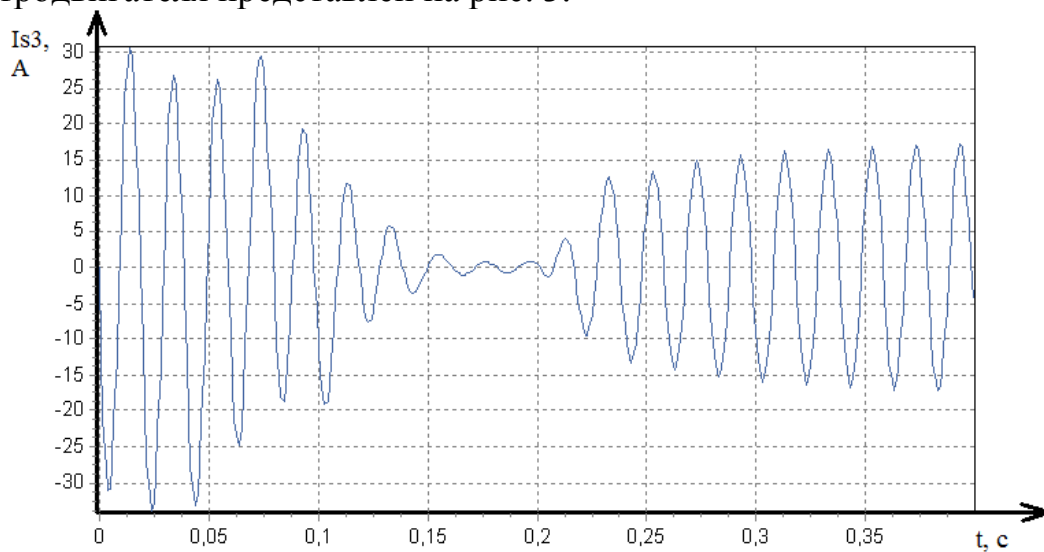


Рис. 3. График тока 3-ей фазы пятифазного асинхронного электродвигателя

Точность моделей оценивалась по следующим формулам:

$$\varepsilon_{M2} = \frac{\int_0^T \frac{|M_2 - M_1|}{|M_1|} dt}{T}, \quad \varepsilon_{M3} = \frac{\int_0^T \frac{|M_3 - M_1|}{|M_1|} dt}{T},$$

где M_1 , M_2 , M_3 – значения электромагнитного момента, полученные по исходной модели, модели на основе симметричных составляющих и предложенной модели; T – время моделирования; ε_{M2} , ε_{M3} – относительные

ошибки модели на основе симметричных составляющих и предлагаемой модели.

Результаты моделирования показали, что предлагаемая модель обладает максимальной неточностью на уровне $5,5 \cdot 10^{-7}$, модель на основе симметричных составляющих точнее – ее показатель не превышает $6,0 \cdot 10^{-8}$.

Таким образом, в работе была получена модель многофазной электрической машины, выраженная в форме Коши в естественном базисе фазных потокосцеплений статора.

Точность предлагаемой модели на порядок меньше точности модели на основе симметричных составляющих, но находится на допустимом уровне (максимальная относительная ошибка не превышает $5,5 \cdot 10^{-7}$ о.е.).

Предлагаемая модель может быть непосредственно использована для синтеза устройств управления электрической машиной без использования промежуточной декомпозиции пространственных векторов управляющих воздействий методами теории скользящих режимов, теории оптимального управления, синергетической теории управления, на основе второй теоремы Ляпунова, метода скоростного градиента и др.

Список литературы:

1. Bojoi, R. Direct Torque Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives / R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo, A. Tenconi // IEEE Transactions on Industry Applications, 2005. – VOL. 41. – No. 6.
2. H. Xu, H.A. Toliyat, L.J. Petersen. DSP-based Direct Torque Control (DTC) of Five-Phase Induction Motors // T. IEE. Japan, 2001. – No. 12. – Vol. 121-D.
3. Копылов, И.П. Электромеханические преобразователи энергии. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
4. Levi, E. Multiphase induction motor drives – a technology status review / E. Levi, I.R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat. // IET Electric Power Applications, 2007. – Vol. 1 – No. 4. – Pp. 489-516.
5. White, D.C. Electromechanical energy conversion / D.C. White, H.H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, Inc. 1959. Уайт, Д.С. Электромеханическое преобразование энергии / Д.С. Уайт, Г.Х. Вудсон; перев. с англ. под ред. С.В. Страхова. – М. – Л.: Энергия, 1964. – 528 с.
6. Nanoty, A. Control of designed developed six-phse induction motor / A. Nanoty, A.R. Chudasama // International Journal of Electromagnetics and Applications, 2012. – №2(5). – pp. 77-84.
7. Pothy, P.A. Power Electronic Converter Control for Multiphase / J.G. Chaudhari, S.B. Bodkhe // Drive System International Journal of Emerging Engineering Research and Technology. – Volume 2, Issue 1, April 2014, PP. 14-19.