

УДК 621.34

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В СОСТАВЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ НЕПОДВИЖНОМ РОТОРЕ**Д. С. ОДНОЛЬКО***Учреждение образования «Белорусский национальный технический университет», г. Минск***Введение**

На сегодняшний день большинство электроприводов (ЭП) рабочих механизмов базируются на использовании асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором (КЗР), что обусловлено рядом преимуществ, свойственных данному виду электродвигателей [1]. Реализация современных алгоритмов управления такими электромеханическими системами требует информации о значениях параметров электрических машин. В сложившихся условиях, вследствие массового производства частотно-регулируемого асинхронного электропривода (ЧРАЭП) и его широкого внедрения в различных отраслях хозяйства, во всем мире и в Республике Беларусь уделяется большое внимание косвенному определению (идентификации) электромагнитных параметров АД. Обычно часть параметров рассчитывается на основании каталожных данных [2] или определяется экспериментально с использованием специального оборудования [3]. Однако в большинстве случаев проведение специальных тестов невозможно в реальных условиях работы, поэтому параметрическая идентификация АД при инициализации системы ЧРАЭП (предварительная идентификация) является одной из стандартных функций, интегрированных в программное обеспечение современных ЭП.

В литературе представлено достаточно большое количество публикаций, посвященных методам предварительной параметрической идентификации АД [4]–[6]. При этом зачастую используются алгоритмы при неподвижном роторе, что является более целесообразным в условиях реального внедрения, так как проведение идентифицирующего теста на вращающейся машине зачастую недопустимо по технологическим причинам. Наиболее удачными в этом смысле являются способы, основанные на питании обмоток АД неподвижными векторами выходного напряжения преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), при этом важно адаптировать такие алгоритмы к особенностям функционирования ЧРАЭП, а именно: наличию ШИМ питающего напряжения. Такие алгоритмы были предложены в работе [4]–[7], где вычисления активного сопротивления и полной индуктивности статора, а также активного сопротивления ротора выполняются в режиме питания обмоток статора постоянным напряжением, которое формировалось посредством автономного инвертора напряжения (АИН) с векторной ШИМ. Вместе с тем в отмеченных работах идентификационный тест состоит из двух циклов намагничивания машины: при первом намагничивании оценивается активное сопротивление статора, далее двигатель размагничивается и выполняется повторное намагничивание, в результате чего оцениваются остальные параметры АД. Для оценки взаимной индуктивности предлагается использовать известное типовое соотношение между взаимной и полной индуктивностью для двигателей общепромышленной серии, либо выполнять ее вычисление при работе машины на холостом ходу.

Целью данной работы является разработка алгоритма полной параметрической идентификации АД, позволяющего выполнять полную оценку параметров за один цикл, что обеспечивает сокращение времени идентификации. Алгоритм синтезирован с использованием метода наименьших квадратов (МНК) и выполняется в режиме неподвижного ротора АД. При этом структура алгоритма позволяет обеспечить удобную интеграцию идентификационной модели в программное обеспечение современного ЭП.

Математическая модель АД

При намагничивании АД постоянным током в неподвижной системе координат статора $\alpha-\beta$ возбуждается только одна фаза обобщенной двухфазной машины, например, α . Тогда уравнения работы АД с учетом общепринятых упрощающих предположений [2] имеют следующий вид:

$$\frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha}; \quad (1)$$

$$\sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -R_s i_{s\alpha} - \alpha(\sigma L_s + L_m k_r) i_{s\alpha} + \alpha \Psi_{s\alpha} + u_{s\alpha}, \quad (2)$$

где $i_{s\alpha}$, $u_{s\alpha}$, $\Psi_{s\alpha}$ – проекции векторов тока, напряжения и потокосцепления статора на ось α ; $\alpha = R_r / L_r$ – величина, обратная электромагнитной постоянной времени короткозамкнутого ротора; $k_r = L_m / L_r$ – коэффициент связи ротора; L_r , L_s , L_m – полная индуктивность ротора, статора и цепи намагничивания; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ – коэффициент рассеяния статора и ротора.

В выражение (2) входит недоступная для прямого измерения переменная $\Psi_{s\alpha}$, поэтому косвенное определение потокосцепления статора можно выполнить, используя разностную модель процессов в асинхронном приводе на основании (1). Наиболее простой метод получения разностного уравнения – использование приближенного метода интегрирования, считая правую часть дифференциального уравнения незначительно изменяющейся в течение цикла. Очевидно, точность такого метода тем выше, чем меньше длительность цикла Δ . Таким образом, $\Psi_{s\alpha}$ могут быть вычислены согласно выражению

$$\Psi_{s\alpha}(m) = \Psi_{s\alpha}(m-1) + \Delta(u_{s\alpha}(m) - R_s i_{s\alpha}(m)), \quad (3)$$

где Δ – длительность цикла интегрирования; m – номер цикла интегрирования.

Математический аппарат метода наименьших квадратов (МНК)

Критерий МНК – минимизация суммы квадратов невязок между наблюдаемой выходной переменной и ее оценкой, записанной в виде зависимости от входной переменной и определяемых параметров.

Для нахождения неизвестного скалярного параметра λ необходимо математическую модель объекта идентификации привести к виду

$$z_n = q_n \lambda + e_n,$$

где z_n и q_n – выходная и входная скалярные переменные, зависящие от переменных объекта идентификации, измеренных с некоторой точностью и относящихся к определенному моменту времени $n\Delta t$; Δt – период дискретности цифрового управления; n – номер дискретного интервала цифрового управления ($n = 1, 2, \dots, r$); r – число

измерений; e_n – ошибка измерений на n -м интервале дискретности цифрового управления.

Задача заключается в определении наилучшей оценки $\hat{\lambda}_r$ параметра λ . Согласно МНК, наилучшей является оценка $\hat{\lambda}_r$, при которой сумма квадратов отклонений измеренных значений переменной z_n от значений $q_n \hat{\lambda}_r$ минимальна. Следовательно, оценивание параметра λ осуществляется таким образом, чтобы оценка $\hat{\lambda}_r$ минимизировала критерий качества оценивания $J_r(\hat{\lambda}_r)$:

$$J_r(\hat{\lambda}_r) = \sum_{n=1}^r e_n^2 = \sum_{n=1}^r (z_n - q_n \hat{\lambda}_r)^2 \rightarrow \min.$$

Необходимым условием минимума является обращение в ноль частной производной от $J_r(\hat{\lambda}_r)$ по $\hat{\lambda}_r$, что задается выражением:

$$\frac{\partial J_r(\hat{\lambda}_r)}{\partial \hat{\lambda}_r} = 0. \quad (4)$$

Решение оптимизационной задачи (4) имеет вид [8]:

$$\hat{\lambda}_r = \left(\sum_{n=1}^r q_n^2 \right)^{-1} \left(\sum_{n=1}^r q_n z_n \right). \quad (5)$$

Рекуррентный вариант выражения (5) для пошагового получения МНК-оценки получен согласно [9]:

$$\hat{\lambda}_r = \hat{\lambda}_{r-1} + g_r^{-1} q_r (z_r - q_r \hat{\lambda}_{r-1}); \quad (6)$$

$$g_r = g_{r-1} + q_r^2, \quad (7)$$

где $g_0 = 1/\varepsilon$ – начальное значение g , при этом ε выбирается произвольно в пределах возможностей вычислительного устройства и мало влияет на результат (в работе принято $\varepsilon = 1000$); $\hat{\lambda}_0$ – начальная оценка искомого параметра (в работе принято $\hat{\lambda}_0 = 0$); $\hat{\lambda}_r$, $\hat{\lambda}_{r-1}$ – оценка искомого параметра на r и $r-1$ шаге вычислений; z_r , q_r – выходная и входная скалярные переменные на r шаге вычислений.

Предварительная обработка кривой фазного тока статора

Непосредственному определению электромагнитных параметров АД предшествует процедура формирования двух массивов данных о значениях тока статора фазы α , которая сопровождается сохранением полученных данных в блоке идентификации для последующего обращения к данной информации на соответствующих этапах идентифицирующего теста.

При питании АД от преобразователя частоты (ПЧ) с равномерной однополярной модуляцией [5] по обмоткам двигателя протекает ток, сопровождаемый высокочастотными пульсациями, который содержит также постоянную составляющую $I_{\text{src const}}$, определяемую в виде

$$I_{s\alpha \text{ const}} = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^N i_{s\alpha}(n) \Delta t, \quad (8)$$

где $i_{s\alpha}(n)$ – значение тока статора фазы α , соответствующее n -му интервалу дискретности цифрового управления; N – число дискретных интервалов цифрового управления, расположенных в одном периоде ШИМ; T – период ШИМ.

Полученная согласно формуле (8) информация о постоянных составляющих фазного тока за время намагничивания машины сохраняется в идентификаторе в виде матрицы – строки $I_{s\alpha \text{ const}}^{1 \times k_\mu}$, каждый элемент которой представляет собой значение постоянной составляющей фазного тока на соответствующем периоде ШИМ:

$$I_{s\alpha \text{ const}}^{1 \times k_\mu} = [I_{s\alpha \text{ const}}^1, I_{s\alpha \text{ const}}^2, \dots, I_{s\alpha \text{ const}}^{k_\mu}], \quad (9)$$

где $I_{s\alpha \text{ const}}^i$ – постоянная составляющая фазного тока статора на i -м периоде ШИМ, $i \in [1, k_\mu]$; k_μ – количество периодов ШИМ, прошедших в течение предварительного намагничивания двигателя:

$$k_\mu = \frac{T_\mu}{T},$$

где T_μ – длительность предварительного намагничивания АД.

Вместе с тем в идентификаторе сохраняется информация о мгновенных значениях фазного тока статора $i_{s\alpha}$ на интервалах цифрового управления.

Период ШИМ содержит интервалы проводящего и непроводящего состояния АИН. Введем следующие обозначения: n_p – номер интервала дискретности цифрового управления, соответствующий проводящим состояниям АИН в течение предварительного намагничивания двигателя; T_p – продолжительность проводящего состояния АИН на полупериоде ШИМ:

$$T_p = \frac{T}{2} \gamma_p,$$

где γ_p – относительная продолжительность проводящего состояния АИН при формировании неподвижного вектора напряжения заданной величины U_m [10]:

$$\gamma_p = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} \sin \frac{\pi}{3},$$

где U_m – модуль обобщенного фазного напряжения, который является управляющим сигналом для АИН с векторной ШИМ в режиме предварительного намагничивания АД ($U_m = U_{s\alpha \text{ const}}$); $U_{s\alpha \text{ const}}$ – постоянная составляющая напряжения статора фазы α ; U_{dc} – напряжение звена постоянного тока ПЧ; k_p – количество интервалов проводящего состояния АИН в течение предварительного намагничивания двигателя в случае векторной ШИМ с трехуровневым компаратором [10], [11]:

$$k_p = 2k_\mu;$$

k_n – количество интервалов цифрового управления n_p , соответствующих j -му интервалу проводящего состояния АИН:

$$k_n = \frac{T_p}{\Delta t}.$$

Информация о мгновенных значениях фазного тока сохраняется в виде матрицы:

$$i_{s\alpha}^{k_p \times k_n} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^{11} & i_{s\alpha}^{12} & \dots & i_{s\alpha}^{1k_n} \\ i_{s\alpha}^{21} & i_{s\alpha}^{22} & \dots & i_{s\alpha}^{2k_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ i_{s\alpha}^{k_p 1} & i_{s\alpha}^{k_p 2} & \dots & i_{s\alpha}^{k_p k_n} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где $i_{s\alpha}^{k_p \times k_n}$ – матрица мгновенных значений тока статора фазы α на интервалах цифрового управления n_p , соответствующих проводящим состояниям АИН в течение предварительного намагничивания двигателя; $i_{s\alpha}^{j, n_p}$ – значение фазного тока статора на n_p -м интервале цифрового управления, соответствующем j -му интервалу проводящего состояния АИН, $n_p \in [1, k_n]$, $j \in [1, k_p]$.

Синтез алгоритма идентификации электромагнитных параметров АД

Суммарное активное сопротивление статора R_s , в которое входит также эквивалентное сопротивление силового преобразователя частоты, определяется на основании (1), при этом оценка параметра начинается после наступления установившегося состояния намагничивания машины постоянным током. Тогда

$$U_{s\alpha \text{ const}} = R_s I_{s\alpha \text{ const}}, \quad (11)$$

где $U_{s\alpha \text{ const}}$, $I_{s\alpha \text{ const}}$ – постоянные составляющие напряжения и тока статора фазы α , соответствующие установившемуся режиму намагничивания АД.

Требуемый уровень задания модуля обобщенного фазного напряжения U_m , формируемого по средствам АИН с векторной ШИМ, предлагается определять следующим образом. Известно, что у АД ток намагничивания I_μ в номинальном режиме приблизительно равен току холостого хода I_0 , при этом известна формула [1], [2]:

$$I_\mu = I_{s, \text{ном}} \sqrt{1 - \cos \varphi_{\text{ном}}},$$

где $I_{s, \text{ном}}$ – номинальный ток статора АД; $\cos \varphi_{\text{ном}}$ – номинальный коэффициент мощности двигателя.

На основании одной из известных методик (например, [2]) с некоторой погрешностью определяется активное сопротивление статора R_s^* , либо берется из каталожных данных, если таковые приводятся. Тогда требуемая величина U_m определяется как

$$U_m = R_s^* I_\mu.$$

Очевидно, что при таком задании U_m исключить насыщение главной магнитной цепи машины возможно при условии, если постоянная составляющая статорного тока $I_{s\alpha \text{ const}}$ в установившемся режиме намагничивания АД не будет значительно превышать номинального значения намагничивающей составляющей тока I_μ , что зависит от точности предварительной информации о значении R_s^* .

На основании (5) и (11) с учетом информации (9) активное сопротивление будет определяться как

$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= \left(\sum_{i=k_e}^{k_\mu} (I_{s\alpha \text{ const}}^i)^2 \right)^{-1} \left(\sum_{i=k_e}^{k_\mu} U_{s\alpha \text{ const}}^i I_{s\alpha \text{ const}}^i \right) = \\ &= \left(\sum_{i=k_e}^{k_\mu} (I_{s\alpha \text{ const}}^i)^2 \right)^{-1} \left(\sum_{i=k_e}^{k_\mu} I_{s\alpha \text{ const}}^i \right) U_{s\alpha \text{ const}}, \end{aligned}$$

где $I_{s\alpha \text{ const}}^i$ – соответствующие элементы матрицы $I_{s\alpha \text{ const}}^{1 \times k_\mu}$; k_e – количество периодов ШИМ, прошедших до момента достижения установившегося значения фазного тока при намагничивании АД (в работе принято $k_\mu - k_e = 100$).

Суммарная индуктивность рассеяния машины σL_s определяется на основании (2) с учетом всегда выполняющихся на практике соотношений, соответствующих проводящему состоянию преобразователя с ШИМ при неподвижном роторе АД [5]:

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \gg R_s i_{s\alpha}, & \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \gg \alpha (\Psi_{s\alpha} - (\sigma L_s + L_m k_r) i_{s\alpha}); \\ u_{s\alpha} \gg R_s i_{s\alpha}, & u_{s\alpha} \gg \alpha (\Psi_{s\alpha} - (\sigma L_s + L_m k_r) i_{s\alpha}). \end{cases} \quad (12)$$

Тогда на основании (2) с учетом (5) и (12), информации (9) и формулы дифференцирования сигнала по времени:

$$\begin{aligned} \hat{\sigma L}_s &= \left(\sum_{j=1}^{k_p} \sum_{n_p=2}^{k_n} \left(\frac{i_{s\alpha}^{j, n_p} - i_{s\alpha}^{j, (n_p-1)}}{\Delta t} \right)^2 \right)^{-1} \left(\sum_{j=1}^{k_p} \sum_{n_p=2}^{k_n} u_{s\alpha}^{j, n_p} \frac{i_{s\alpha}^{j, n_p} - i_{s\alpha}^{j, (n_p-1)}}{\Delta t} \right) = \\ &= \left(\sum_{j=1}^{k_p} \sum_{n_p=2}^{k_n} \left(\frac{i_{s\alpha}^{j, n_p} - i_{s\alpha}^{j, (n_p-1)}}{\Delta t} \right)^2 \right)^{-1} \left(\sum_{j=1}^{k_p} \sum_{n_p=2}^{k_n} \frac{i_{s\alpha}^{j, n_p} - i_{s\alpha}^{j, (n_p-1)}}{\Delta t} \right) u_{s\alpha}, \end{aligned}$$

где $u_{s\alpha}$ – фазное напряжение статора, определяемое как $u_{s\alpha} = 2U_{dc}/3$; $i_{s\alpha}^{j, n_p}$ – соответствующие элементы матрицы $i_{s\alpha}^{k_p \times k_n}$.

Для определения полной индуктивности статора L_s воспользуемся следующей зависимостью:

$$\Psi_{s\alpha \text{ const}} = L_s I_{s\alpha \text{ const}} + L_m I_{r\alpha \text{ const}},$$

где $I_{r\alpha \text{ const}}$ – постоянная составляющая проекции тока ротора на ось α .

При установившемся значении фазного тока статора в режиме намагничивания АД постоянным током постоянную составляющую тока ротора с некоторым приближением можно считать равной нулю ($I_{r\alpha \text{ const}} \approx 0$). Тогда

$$\hat{L}_s = \Psi_{s\alpha \text{ const}}^{k_e} / I_{s\alpha \text{ const}}^{k_e},$$

где $\Psi_{s\alpha \text{ const}}^{k_e}$, $I_{s\alpha \text{ const}}^{k_e}$ – постоянные составляющие потокосцепления и тока статора, соответствующие периоду ШИМ в момент достижения током статора установившегося значения.

Определение $\Psi_{s\alpha \text{ const}}^{k_e}$ выполнено согласно выражению

$$\Psi_{s\alpha \text{ const}}^{k_e} = \sum_{i=1}^{k_e} T \left(U_{s\alpha \text{ const}} - \hat{R}_s I_{s\alpha \text{ const}}^i \right) = T \sum_{i=1}^{k_e} \left(U_{s\alpha \text{ const}} - \hat{R}_s I_{s\alpha \text{ const}}^i \right).$$

Определение постоянной времени ротора T_r выполняется на основании (2), (3), (5) согласно рекуррентному варианту МНК (6), (7) после идентификации \hat{R}_s , $\hat{\sigma L}_s$, \hat{L}_s , при этом оценивается параметр $\alpha = 1/T_r$, что более удобно для практической реализации вычислительного алгоритма:

$$\begin{cases} \hat{\alpha}_i = \hat{\alpha}_{i-1} + g_i^{-1} q_i (z_i - q_i \hat{\alpha}_{i-1}); & g_i = g_{i-1} + q_i^2; \\ z_i = \hat{\sigma L}_s \frac{I_{s\alpha \text{ const}}^i - I_{s\alpha \text{ const}}^{i-1}}{T} + \hat{R}_s I_{s\alpha \text{ const}}^i - U_{s\alpha \text{ const}}; \\ q_i = \Psi_{s\alpha \text{ const}}^i - \left(\hat{\sigma L}_s + \hat{L}_m \hat{k}_r \right) I_{s\alpha \text{ const}}^i; & \Psi_{s\alpha \text{ const}}^i = \Psi_{s\alpha \text{ const}}^{i-1} + T \left(U_{s\alpha \text{ const}} - \hat{R}_s I_{s\alpha \text{ const}}^i \right), \end{cases}$$

где $\hat{L}_m = \hat{L}_s - (\hat{\sigma L}_s / 2)$ – оцененное значение взаимной индуктивности; $\hat{k}_r = \hat{L}_m / \hat{L}_r$ – оцененное значение полной индуктивности ротора, причем $\hat{L}_r \approx \hat{L}_s$.

Результаты имитационного эксперимента

Для оценки работоспособности предложенного идентификатора АД выполнены имитационные эксперименты в среде MATLAB для трех двигателей различной мощности: АИР71А4 (0,55 кВт), АИР132М4 (11 кВт), АНР315S4 (160 кВт) [12]. Структура имитационной модели включает: модель трехфазного АД с КЗР; модель трехфазного двухуровневого АИН с векторной ШИМ с трехуровневым компаратором; подсистему идентификации параметров АД; устройства регистрации переменных; блок квантования измеряемых сигналов по времени. Подсистема идентификации организована в виде отдельно написанного *m*-файла, который имитирует работу вычислительного устройства, выполняющего алгоритм оценки. Условия моделирования выбраны следующие: длительность дискретного времени $\Delta t = 25 \cdot 10^{-6}$ с; частота ШИМ $f = 0,1$ кГц; напряжение звена постоянного тока $U_{dc} = 100$ В.

Для моделирования работы идентификатора в условиях неточной информации о токе статора на сигнал тока накладывается случайный сигнал с нулевым математическим ожиданием. В данном случае используется шум с нормальным законом распределения и максимально возможным отклонением – 2 % от номинального значения тока, что позволит судить о помехоустойчивости алгоритмов идентификации.

Результаты имитационного эксперимента показаны на рис. 1 и приведены в таблице.

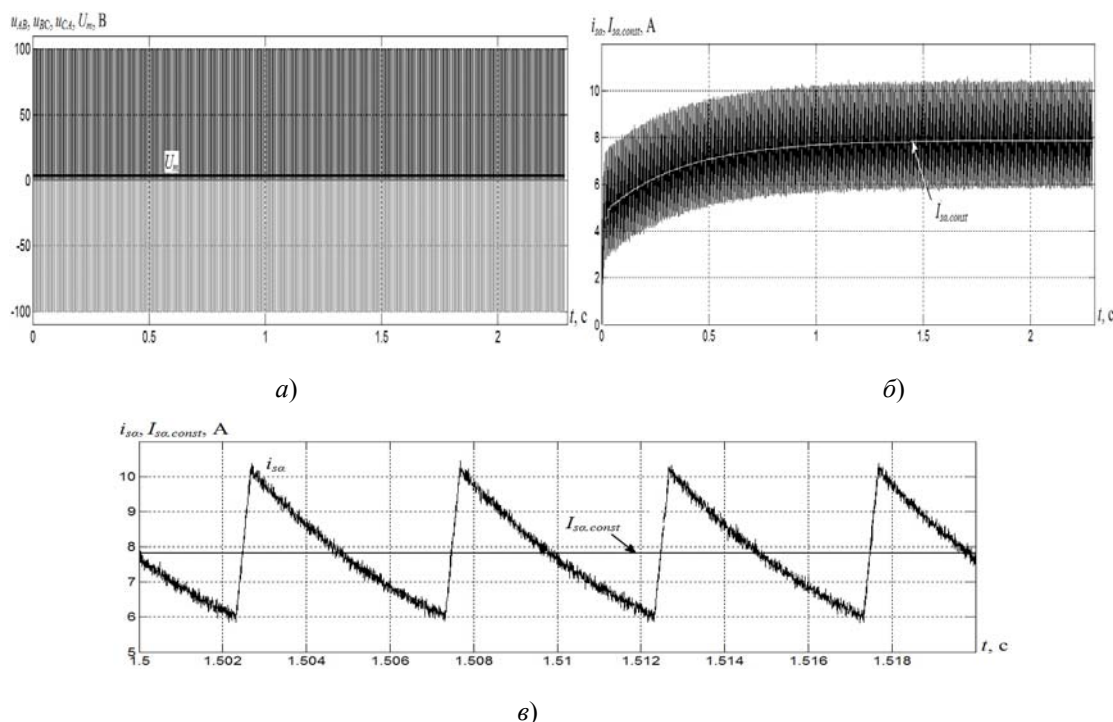


Рис. 1. Режим предварительного намагничивания двигателя АИР132М4:
 а – временная диаграмма модулированных линейных напряжений на выходе АИН и постоянной составляющей напряжения фазы α ; б – временная диаграмма мгновенных значений и постоянных составляющих тока статора фазы α ;
 в – укрупненный фрагмент временной диаграммы мгновенных значений и постоянных составляющих тока статора фазы α

Результаты параметрической идентификации АД в составе ЧРЭП при неподвижном роторе (имитационный эксперимент)

Параметры АД	$R_s, \text{ Ом}$	$1/T_r, \text{ c}^{-1}$	$L_s, \text{ Гн}$	$\sigma L_s, \text{ Гн}$	$L_m, \text{ Гн}$
АИР71А4 ($P_{\text{ном}} = 0,55 \text{ кВт}, U_m = 13,7 \text{ В}$)					
Справочные	14,69	25,15	0,7515	0,116	0,6935
Экспериментальные	14,69	22,05	0,749	0,106	0,696
Относительная ошибка, %	0,0	12,3	0,3	8,6	0,3
АИР132М4 ($P_{\text{ном}} = 11 \text{ кВт}, U_m = 4,7 \text{ В}$)					
Справочные	0,596	4,44	0,0885	0,052	0,0859
Экспериментальные	0,597	4,57	0,0866	0,052	0,084
Относительная ошибка, %	-0,2	-2,9	2,1	0,0	2,2
АНР315S4 ($P_{\text{ном}} = 160 \text{ кВт}, U_m = 1,7 \text{ В}$)					
Справочные	0,0197	2,41	0,0082	0,0006	0,0079
Экспериментальные	0,0208	2,62	0,0078	0,00063	0,0075
Относительная ошибка, %	-5,6	-8,7	4,9	-5,0	5,1

Результаты идентификационных тестов, проведенных на моделях трех различных АД, позволяют судить о приемлемой точности предложенных алгоритмов. Учетные помехи измерения тока практически не оказывают влияние на процесс идентификации активного сопротивления статора и индуктивностей машины. Вместе с тем оценка постоянной времени ротора выполняется с заметно меньшей, но достаточной для последующей настройки системы управления привода точностью.

Заключение

1. Разработанный алгоритм полной параметрической идентификации АД в составе ЧРЭП при неподвижном роторе, основанный на измерении мгновенного значения тока фазы статора, позволяет вычислять непосредственно за один цикл предварительного намагничивания двигателя весь комплекс электромагнитных параметров машины.

2. Предложенная структура алгоритма на основании МНК позволяет обеспечить удобную интеграцию идентификационной модели в программное обеспечение современного ЭП.

3. Анализ функционирования алгоритма методом имитационного моделирования подтверждает его эффективность в качестве процедуры параметрической идентификации в процессе предварительной наладки ЭП.

Литература

1. Копылов, И. П. Электрические машины : учеб. для вузов / И. П. Копылов. – 6-е изд., стер. – М. : Высш. шк., 2009. – 6007 с.
2. Фираго, Б. И. Расчеты по электроприводу производственных машин и механизмов / Б. И. Фираго. – Минск : Техноперспектива, 2012. – 639 с.
3. Родькин, Д. И. Энергодиагностика асинхронных машин / Д. И. Родькин, Ю. В. Ромашин // Вісник КДУ імені Михайла Остроградського. – Випуск 3/2010 (62). – Частина 2. – С. 128–137.
4. Orłowska-Kowalska, T. Application of Evolutionary Algorithms with Adaptive Mutation to the Identification of Induction Motor Parameters at Standstill / T. Orłowska-Kowalska, J. M. Lis // EUROCON, 2007. – The International Conference on «Computer as a Tool», 9–12 Sept. 2007. – P. 1786–1791.
5. Пивняк, Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск : НГУ, 2006. – 470 с.
6. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / С.-петерб. электротехн. компания ; сост.: А. Е. Козярук, А. Г. Рудаков. – СПб., 2004.
7. Браславский, И. Я. Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя / И. Я. Браславский, З. Ш. Шиматов, Е. И. Барац // Электротехника. – 2001. – № 11. – С. 35–39.
8. An online rotor time constant estimator for the induction machine / W. Kaiyu [et al.] // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2007. – Vol. 15, № 2. – P. 339–348.
9. Цыпкин, Я. З. Информационная теория идентификации / Я. З. Цыпкин. – М. : Наука ; Физматлит, 1995. – 336 с.
10. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург : УРО РАН, 2000. – 654 с.
11. Чубуков, К. А. Исследование и разработка вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах напряжения с двигательной нагрузкой : дис. ... канд. тех. наук: 05.09.12 / К. А. Чубуков. – Чебоксары, 2010. – 149 с.
12. Технические характеристики асинхронных двигателей серии АИР // Электрон. электротехн. б-ка. – Режим доступа: <http://www.electrolibrary.info/main/adair2.htm>. – Дата доступа: 16.08.2012.

Получено 16.10.2013 г.