

Построение наблюдателя потока ротора асинхронного двигателя на основе двумерной свертки*

А.П. Бурков, Е.В. Красильникьянц, кандидаты техн. наук, А.А. Смирнов, асп.

Рассматриваются вопросы, связанные с построением наблюдающего устройства для контроля значений модуля и угла поворота вектора магнитного потока ротора асинхронного двигателя на основе двумерной свертки по временному и пространственному аргументам. Показана взаимосвязь критического момента асинхронного двигателя с постоянной времени ротора и временем транспортного запаздывания. Предложена схема наблюдателя потока ротора на основе измерителей положения ротора и тока статора.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, распределенная система, импульсная переходная функция, нестационарное звено.

Development of Rotor Magnetic Field Observer in Induction Motor in Terms of Bidimensional Convolution Function

A.P. Burkov, E.V. Krasilnickyanc, candidates of science, A.A. Smirnov, postgraduate student

This article is devoted to the question, associated with observer construction for monitoring the values of rotor magnetic vector magnitude and angular deflection of induction motor oriented on bidimensional convolution on temporal and spatial actual parameters. The interrelation of induction motor breakdown torque and rotor characteristic time and transportation lag is shown. The system of rotor running stream observer on the basis of gage rotor position and stator current is put forward.

Keywords: asynchronous motor, distributed system, impulsive admittance function, nonstationary component.

Составление и анализ математических моделей асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором является одним из наиболее важных этапов анализа и синтеза цифровых регуляторов. В [1, 2, 3] представлено математическое описание в форме дифференциальных уравнений равновесия для некоторого числа обмоток статора и ротора, взаимосвязь между которыми непрерывно изменяется в функции угла поворота ротора относительно статора. Формально подобная система является системой линейных нестационарных уравнений, однако наличие обратных связей и добавление дифференциальных уравнений механики привода не позволяет получить общее решение.

Для упрощения математических моделей трехфазная система статора и беличья клетка ротора обычно приводятся к эквивалентным двухфазным.

Современные системы векторного управления асинхронным двигателем (АД), как правило, строятся на основе прямого или косвенного измерения магнитного потока ротора [3]. Непосредственный контроль магнитного потока впервые был применен в [4], однако вследствие сложности его реализации на практике используются косвенные методы, основанные на измерениях напряжения, тока, положения или частоты вращения ротора. Расчетные методы основаны на представлении магнитного потока в виде двухкомпонентного вектора, где одна компонента соответст-

вует моментобразующей, а вторая – реактивной составляющей магнитного потока.

Наиболее распространенным в настоящее время является описание динамики асинхронного двигателя на основе векторных дифференциальных уравнений, дополненных комплексными коэффициентами, учитывающими поворот вектора потока машины в функции скольжения поля [1, 2]:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_1, \\ \bar{U}_2 &= \bar{i}_2 R_2' + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \bar{\Psi}_2, \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{i}_1 L_1 + \bar{i}_2 L_m, \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{i}_1 L_m + \bar{i}_2 L_2',\end{aligned}\quad (1)$$

где ω_k – скорость вращения осей выбранной координатной системы; ω – скорость вращения ротора; p_n – число пар полюсов двигателя.

Недостатком системы (1) можно считать сложность понимания, обусловленную появлением в числе аргументов комплексных переменных, и зависимость решения от скорости, тем более, что при определении электромагнитного момента двигателя используется лишь действительная часть решения.

Недостатки аналитической теории векторного управления были отмечены в работах С. Ямамуры [4, 5], который предложил «спиральный» векторный метод анализа. Спиральный вектор – экспонен-

циальная функция времени с комплексным показателем:

$$x = A^{\delta t} \quad \delta = -\lambda + j\omega, \quad (2)$$

с помощью которого автор предлагает описывать динамические и статические переменные. Применяемая методика расчетов предусматривает введение комплексных переменных на начальном этапе расчетов и отбрасывание мнимой части при их завершении. Автор показывает, что переменные состояния трехфазной асинхронной машины могут быть определены в терминах всего двух переменных – по одной для статора и ротора, при этом указывается, что аналитическое решение полученных уравнений показывает очень хорошее понимание электромагнитных переходных процессов.

Недостатком изложенных выше методов является применение в описаниях электромагнитных процессов комплексных переменных, входящих в уравнения в качестве аргументов наряду с пространственными векторами и операторами дифференцирования. Вторым недостатком можно считать то, что в системах подобного типа не учитывается распределенный характер токов ротора, индуцированных токами статора, что наиболее существенно в динамических режимах разгона и ускорения.

Причиной использования подобных выражений является, по всей видимости, невозможность описания образующего момент пространственного сдвига магнитного потока в асинхронном двигателе в рамках теории систем с сосредоточенными параметрами.

Поскольку прямое измерение потока асинхронного двигателя [6] представляет собой значительные трудности, целесообразно более подробно исследовать математическую модель асинхронного привода в целях уточнения динамического описания переходных процессов.

Более наглядная форма математической модели асинхронного привода может быть построена на основе совместного решения системы дифференциальных уравнений в частных производных для электродвигателя и системы обычных дифференциальных уравнений для механической части. Для получения более простой и обозримой модели целесообразно использовать математическую модель, включающую элементы с распределенными параметрами, что позволяет исключить из рассмотрения комплексные переменные.

Моментобразующая компонента вектора тока ротора формируется в результате взаимодействия двух одновременно протекающих процессов – затухания системы кольцевых токов, индуцированных статором в роторе, и транспортирования этих токов относительно волны тока статора, в общем случае, с переменной скоростью. Известно, что процесс транспортирования с переменной скоростью

может быть описан дифференциальным уравнением в частных производных первого порядка [7, 8].

Математическую модель переходных процессов, протекающих в роторе асинхронного двигателя, целесообразно строить на основе структурной теории распределенных систем, описанной в [8]. В рамках данной теории вращающийся ротор асинхронного двигателя, пронизываемый магнитным полем статора, можно представить как линейный распределенный блок с входным сигналом $\omega(x,t)$ и выходным $Q(x,t)$, где $\omega(x,t)$ – величина магнитодвижущих сил (МДС) статора; $Q(x,t)$ – распределение токов по поверхности ротора; x – точки пространства, принадлежащие множеству значений дуги полюсного деления D статора; t – время. Выходная величина блока может быть вычислена следующим образом:

$$Q(x,t) = \int_{-\infty}^t \int_D G(x,t,\xi,\tau) w(\xi,\tau) d\xi d\tau. \quad (3)$$

В общем случае ядро интегрального преобразования зависит от четырех аргументов: двух временных – входного и выходного τ , t , и двух пространственных – входного и выходного ξ , x . Функцию $G(x,t,\xi,\tau)$ принято называть импульсной переходной функцией (ИПФ) или функцией Грина, представляющей выходной сигнал распределенного блока на единичное импульсное возмущение в виде дельта-функции. В ряде случаев выражение (3) называют двухмерной сверткой. Для систем с сосредоточенными параметрами ИПФ имеет тот же вид, но без пространственных переменных ξ , x . Вычисление выходного сигнала в этом случае принято называть интегралом Дюамеля.

Прямые вычисления по указанным формулам сложнее, чем использование дифференциальных или операторных уравнений, однако могут применяться и в случаях, когда дифференциальные уравнения системы имеют переменные коэффициенты. Можно показать, в частности, что при неустановившихся режимах движения (ускорение и замедление ротора) именно такая ситуация имеет место.

Значения ИПФ могут быть получены путем анализа систем дифференциальных уравнений в частных производных при численном моделировании путем прямых измерений и другими способами. В большинстве случаев для описания динамики электромагнитных процессов ротора применяется дифференциальное уравнение первого порядка, ИПФ которого имеет вид затухающей экспоненты. В частном случае движения с постоянной скоростью для учета

распределенного характера процесса может использоваться линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами 1-го порядка, описывающее процесс переноса вещества, энергии или поля вдоль оси x с постоянной скоростью при одновременном изменении состояния под воздействием распределенного возмущения $f(x, t)$:

$$a \frac{\partial Q(x, t)}{\partial t} + b \frac{\partial Q(x, t)}{\partial x} + cQ(x, t) = w(x, t), \quad (4)$$

$$Q(x, 0) = Q_0(x), \quad Q(0, t) = g(t), \quad x \geq 0, \quad t \geq 0.$$

Согласно [8], функция Грина для этой системы имеет вид

$$G(x, \xi, t) = 1(x - \xi) \exp \left[-\frac{c}{b}(x - \xi) \right] \delta[bt - a(x - \xi)]. \quad (5)$$

Анализ выражения (4) показывает, что при $c = 0$ решение системы (4) тривиально. Значение выходной величины $Q(x, t)$ равно значениям входной $\omega(x, t)$, сдвинутым в плоскости x, t вдоль направления $b \cdot t - a$. Однако наличие свободного члена, обусловленного рассеянием энергии в роторе, приводит к тому, что эти значения, кроме сдвига, имеют затухание по экспоненциальному закону, пропорциональное разности между входным и выходным пространственными аргументами ξ, x . Для решения (4) при $Q(0, t) = 0$ все значения функции равны 0, т.е. $Q(x, t) = 0$, при условии $x - \xi < 0$.

В этом, наиболее простом случае система (4) описывает динамику множества технологических объектов с транспортным запаздыванием, таких как конвейеры, туннельные нагревательные печи и т.д. Эта же система может быть использована и для описания динамики линейного асинхронного или дугостаторного двигателей, в случае, когда длина зоны обмотки статора много больше длины зоны ротора. Однако в случае стандартного асинхронного двигателя плотность индукционных токов в конце зоны транспортирования равна плотности в ее начале. При этом левое граничное условие $Q(0, t)$ равно правому граничному условию:

$$Q(0, t) = Q(l, t), \quad (6)$$

что соответствует замыканию распределенного блока единичной обратной связью. Можно показать, что импульсная характеристика распределенного блока в этом случае становится бесконечной и выходной сигнал данного блока в дополнение к свойству транспортирования приобретает и свойство круговой перестановки значений $Q(x, t)$ по пространственной координате x . Таким образом, вычисление (3) в рассматриваемом случае может быть сведено к интегрированию по временной и пространственной координатам значений $\omega(x, t)$, причем значения, задержанные на время τ , подвергаются круговой перестановке. Если, кроме того, функция $\omega(x, t)$ может быть представлена в виде произведения двух функций, каждая из ко-

торых зависит лишь от одного аргумента, двойной интеграл может быть вычислен путем отдельного интегрирования по каждому аргументу.

Приближенное решение интегрального уравнения (3) может быть получено при переходе к дискретной форме путем введения дискретных функций по пространственным и временным аргументам φ, t . Если разбить пространственный интервал l на достаточно большое число N интервалов величиной $\Delta\varphi$, можно получить решение задачи перестановки отсчетов. Известно, что в дискретной форме существует так называемая «круговая», или «циклическая», свертка [9], осуществляющая перестановку значений дискретной функции в одномерном варианте:

$$y(n\Delta\varphi) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l\Delta\varphi)h((n-l)\Delta\varphi). \quad (7)$$

В случае, если $h(n\Delta\varphi)$ представлено в виде последовательности длины N и $h(n\Delta\varphi) < 0$ при $n = n_0$, значения $y(n\Delta\varphi)$ представляют собой круговую перестановку значений $x(n\Delta\varphi)$ на n_0 отсчетов. Таким образом, функция $h(n\Delta\varphi)$ в форме единичного импульса в точке n_0 играет роль дельта-функции при перестановке отсчетов.

С другой стороны, существует возможность использовать дискретный аналог обычной свертки (интеграла Дюамеля) на бесконечном интервале времени:

$$y(n\Delta t) = \sum_{l=0}^{\infty} x(l\Delta t)h((n-l)\Delta t). \quad (8)$$

Задавая значения $h(n\Delta\varphi)$ соответственно дискретной ИПФ одномерного динамического звена, можно ввести суммирование для вычисления двухмерной реакции системы на воздействия с произвольным характером изменения во времени и пространстве.

Уравнение, аналогичное (4), может быть построено и для обмотки статора асинхронного двигателя, при этом взаимодействие токов ротора и статора значительно усложняет нахождение ИПФ ротора. Расчетная схема может быть значительно упрощена, если предположить, что питание обмотки статора производится от источника тока (режим динамического торможения).

Для проведения расчетов принимаем следующие допущения:

1) учитывается лишь одна пространственная координата – вдоль поперечного сечения ротора;

2) число стержней беличьей клетки ротора бесконечно велико;

3) число полюсов магнитной системы равно двум;

4) индуктивное и активное сопротивление ротора равномерно распределены вдоль поверхности;

5) распределение магнитодвижущих сил со стороны статора имеет синусоидальную форму;

6) плотность тока имеет экспоненциальное распределение вдоль поверхности ротора;

7) насыщение магнитной системы и вытеснение тока в роторе отсутствуют.

Для использования (3) при вычислении переходного процесса построим ИПФ по уравнению (2). Форма $\omega(x,t)$ воздействия в (3) в принципе может иметь любой вид, однако в двигателе форма МДС определяется распределением витков в пазах статора и формой питающих токов [10]. Пусть форма возмущающего воздействия относительно текущего значения тока статора имеет вид

$$F(\varphi, t) = F_0 \sin(2\pi\varphi / l) \times 1(t). \quad (9)$$

Дифференциальное уравнение для элемента системы индукционных токов ротора имеет вид

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{\partial I_r(\varphi, t)}{\partial t} + \frac{L_r}{R_r} \omega_s(t) \frac{\partial I_r(\varphi, t)}{\partial \varphi} + I_r(\varphi, t) = F(\varphi, t) \quad (10)$$

при

$$I_r(\varphi, 0) = I_0(\varphi), \quad I_r(0, t) = I_r(l, t), \quad 0 < \varphi < l, \quad t \geq 0. \quad (11)$$

Импульсную переходную характеристику можно определить для (10) в случае, если при достигнутом установившемся режиме $\omega_s = const$ в начальный момент времени магнитный поток статора был «выключен», т. е. $F(\varphi, t) = 0$. При этом начальное условие имеет вид

$$I_r(\varphi, 0) = \sin(2\pi\varphi / l). \quad (12)$$

Форма ИПФ (3) для решения (9),(10),(11) в графическом виде представлена на рис. 1, где поперечные сечения графика представляют собой синусоиды, амплитуды которых убывают по экспоненциальному закону, имеют фазовый сдвиг, пропорциональный текущему времени. В целом решение представляет собой набор ИПФ обычной экспоненциальной формы, развернутых вдоль наклонных прямых, так называемых «характеристик», а сама ИПФ является произ-

ведением двух функций, одна из которых зависит от времени, а вторая – от угла поворота. Последнее свойство позволяет проводить приближенное вычисление переходного процесса путем совместного использования круговой (по пространственной координате) и линейной (по временной) сверток.

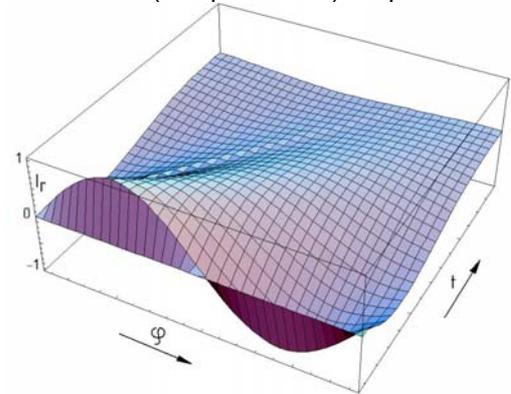


Рис. 1. Распределение индукционных токов ИПФ ротора

Система кольцевых токов, возникающая в роторе, при воздействии единичного импульса МДС с пространственным распределением синусоидальной формы меняет свое расположение относительно потока статора при вращении ротора (рис. 2). Кольцевые токи вида I_{r1} , индуцированные в начальный момент времени, плоскость которых перпендикулярна направлению магнитного потока статора, не создают вращающего момента. При этом для токов вида I_{r2} , которые были наведены ранее, плоскость вследствие вращения ротора оказалась повернута на угол α относительно потока статора, создается вращающий момент. Суммирование всех элементарных токов вдоль всей поверхности ротора с учетом угла расположения α относительно магнитного потока статора определяет мгновенные значения активной и реактивной составляющих токов ротора.

Один и тот же элемент кругового тока при вращении ротора относительно статора может определять активную и (или) реактивную составляющую потока (рис. 2).

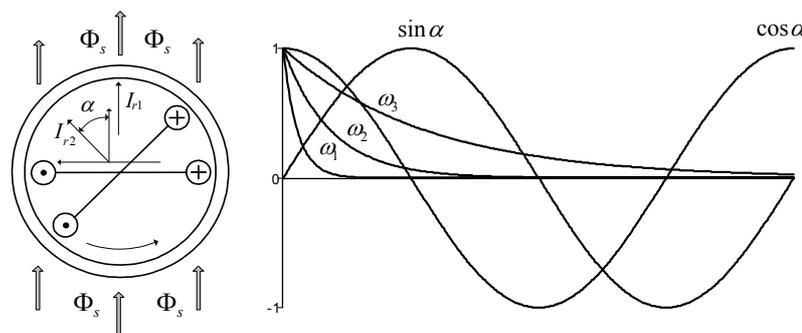


Рис. 2. Распределение токов вдоль поверхности ротора и образование крутящего момента при транспортировании индукционных токов с различными скоростями

Если время затухания ИПФ мало по сравнению со временем транспортирования (кривая ω_1), то преимущество имеет реактивная составляющая. При увеличении скорости движения (кривая ω_2) значение активной составляющей увеличивается. В случае, если значение ИПФ для данной скорости достаточно велико, при углах α , больших π , активная составляющая снижается вследствие изменения знака синуса (кривая ω_3). Характер изменения активной и реактивной составляющих определяется отношением постоянной времени ротора T_R к времени транспортирования токов ротора T_T на длине дуги полюсного деления l .

Применение двумерной свертки позволяет построить переходную функцию (ПФ) для ступенчатого изменения линейной скорости ротора АД. Вычисления производились на массиве размерностью 360×1000 точек для φ и t . Начальные значения скорости вращения ротора и тока ротора приняты равными нулю, а магнитный поток статора – установившимся на номинальном значении (ротор предварительно намагничен). Переходные процессы в этом случае соответствуют режиму динамического торможения АД. Двухмерное распределение системы ПФ индукционных токов ротора, возникающее при равномерном вращении ротора и воздействии МДС токов статора вида (6), представлено на рис. 3.

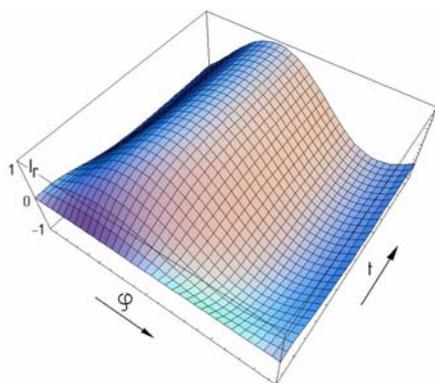


Рис. 3. Переходный процесс изменения распределения индукционных токов I_R в роторе асинхронного двигателя

Анализ полученных графиков (рис. 3) показывает, что установившееся распределение токов ротора имеет в любой момент времени синусоидальную форму, однако возникает сдвиг максимального значения синусоиды относительно максимума распределения тока статора в сторону вращения, что, очевидно, приводит к появлению тормозного момента. Время переходного процесса соответствует постоянной времени токов рассеяния обмотки ротора.

Следует отметить, что решение системы (4) не является векторной функцией и, в принципе, может быть использовано для любой формы пространственного распределения и временной зависимости $F(\varphi, t)$. Тем не менее

для случая синусоидального пространственного распределения $F(\varphi, t)$ можно построить векторную ИПФ, использование которой позволит существенно упростить вычисления.

Выделим набор дискретных моментов времени t_0, t_1, \dots, t_n (рис. 1). В каждый из этих моментов времени пространственное распределение токов ротора имеет синусоидальное распределение с амплитудами I_0, I_1, \dots, I_n , уменьшающимися по экспоненциальному закону, и фазовые углы $\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_n$, пропорциональные скорости скольжения Ω_1 . Сопоставив каждой паре I_i, φ_i действительный вектор с компонентами X, Y , можно получить набор векторов, с достаточной точностью описывающий двумерную ИПФ, представленную на рис. 1, при этом параметрами векторной ИПФ будут являться лишь две пространственные координаты X, Y и время t . В случае движения с большей скоростью Ω_2 форма векторной ИПФ изменится (рис. 4).

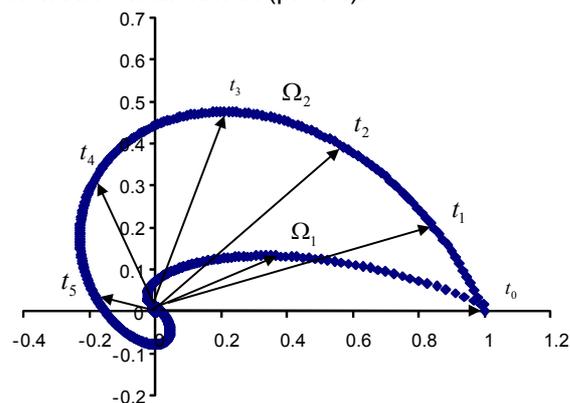


Рис. 4. Годографы векторной ИПФ токов I_R в роторе асинхронного двигателя при двух значениях скорости скольжения

При отсутствии вращения начальное направление вектора остается неизменным, а амплитуда уменьшается по экспоненциальному закону (рис. 4). В этом случае отсутствует перенос значений $I(\varphi, t)$ вдоль пространственной координаты. При равномерном вращении годограф векторной ИПФ является логарифмической спиралью, что соответствует «спиральному вектору», предложенному в [4], с тем отличием, что обе компоненты вектора находятся в области действительных переменных. Кроме того, для вычисления (10) необходимо запоминать прошлые значения векторов тока статора, поворачивать их на угол, пропорциональный пройденному за данное время пути, и суммировать на бесконечном интервале времени. Операцию запоминания и свертки можно выполнить с помощью двух аperiodических звеньев – по одному для

каждой компоненты вектора. Поворот входных сигналов апериодических звеньев осуществляется путем вращения вектора тока статора на угол вращения. Чтобы получить суммарный вектор тока ротора относительно вектора тока статора, выходные сигналы апериодических звеньев необходимо вращать на тот же угол в обратном направлении. Система уравнений векторной формы двумерной свертки имеет следующий вид:

$$Y(t) = \cos[-\alpha(t)] \int_{-\infty}^t h(\tau)f(t-\tau)\cos[\alpha(t-\tau)]d\tau, \quad (13)$$

$$X(t) = \sin[-\alpha(t)] \int_{-\infty}^t h(\tau)f(t-\tau)\sin[\alpha(t-\tau)]d\tau,$$

где $h(t)$ – импульсная переходная функция затухания индукционных токов; $f(t)$ – значение модуля вектора тока статора; $\alpha(t)$ – разность углов поворота вала двигателя и вектора тока статора в электрических градусах.

Векторная форма записи двумерной свертки позволяет получить графики переходных процессов для активной X и реактивной Y составляющих тока ротора при скачке скорости скольжения поля (рис. 5).

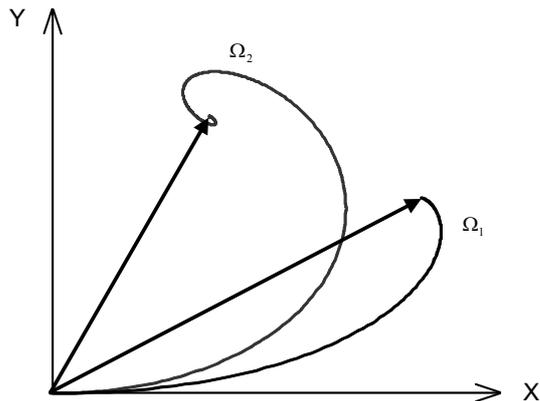


Рис. 5. Годографы вектора тока ротора для двух значений скачков скорости скольжения поля

При увеличении скорости скольжения поля снижается модуль вектора индукционного тока, происходит его поворот в сторону скольжения, увеличиваются колебания и перекрестные связи между активной и реактивной составляющими (рис. 5).

Параметры установившегося режима активной компоненты индукционных токов цифровой модели системы уравнений (10), (11) представлены на рис. 6.

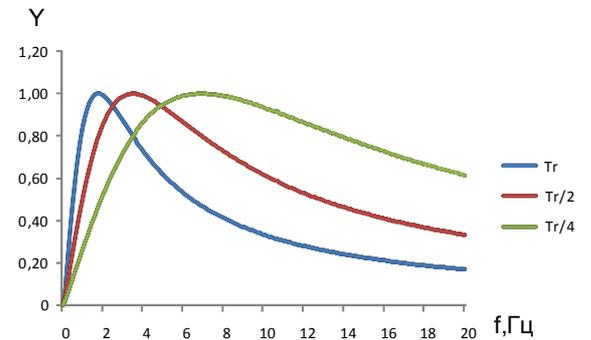


Рис. 6. Зависимость активной компоненты индукционных токов векторной модели от частоты скольжения для трех значений постоянной времени ротора

Анализ полученных зависимостей показывает, что внешний вид статических характеристик векторной модели соответствует характеристикам асинхронного двигателя, причем экстремум зависимостей для каждой кривой достигается при равенстве времени транспортирования и постоянной времени ротора.

Полученная модель ротора асинхронного двигателя может быть использована для построения динамической модели наблюдателя на основе текущей информации о векторе тока статора двигателя и угле поворота вала ротора асинхронного двигателя (рис. 7).

Предложенная модель наблюдателя испытывалась при моделировании прямого пуска асинхронного двигателя в программном комплексе Matlab (рис. 8). Проверка производилась с двумя видами моделей асинхронного двигателя – стандартной из пакета Matlab и пользовательской, разработанной для наблюдения внутренних переменных двигателя (рис. 8, AD). Сравнению подлежали компоненты векторов X_R и Y_R , вычисленные с помощью модели двигателя, с компонентами векторов, вычисленными моделью наблюдателя. Графики переходных процессов приведены на рис. 9.

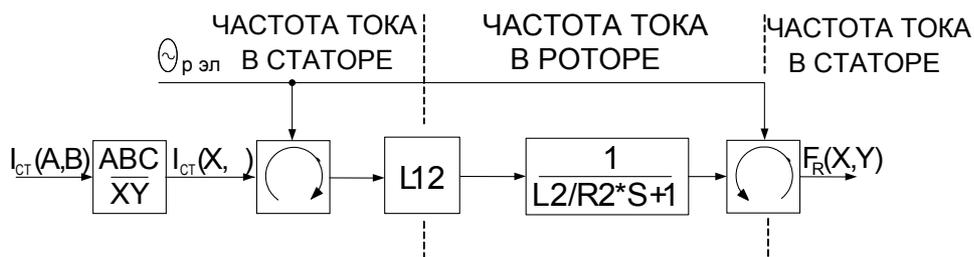


Рис. 7. Структурная схема динамического наблюдателя

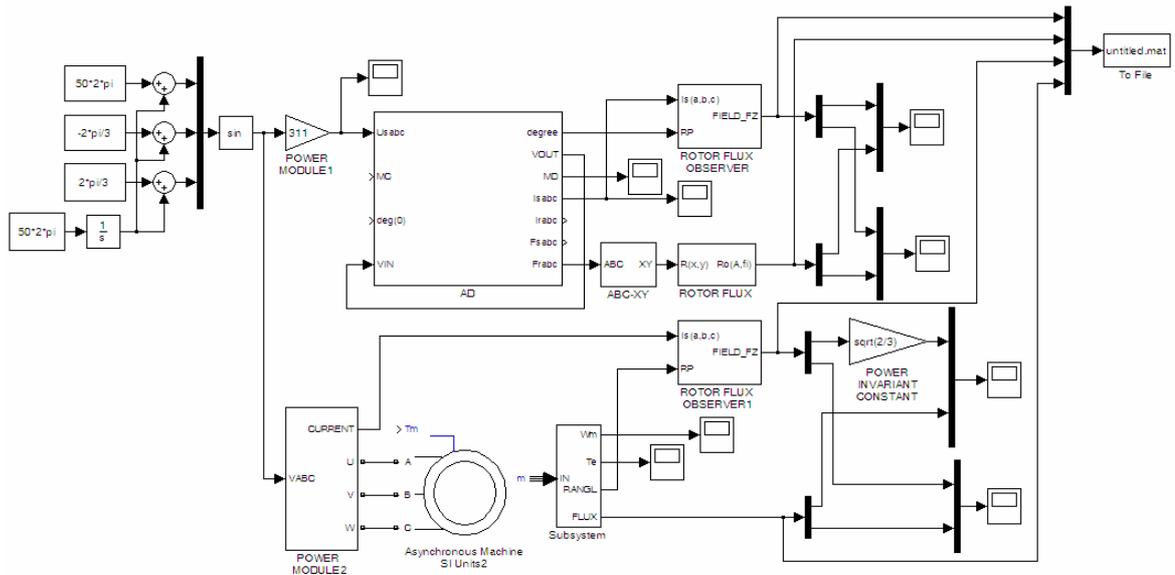


Рис. 8. Модель для исследования работы динамического наблюдателя потока ротора

Несмотря на то, что в процессе разгона быстрое изменение ИПФ не дает возможности провести расчет переходного процесса в общем виде, система уравнений (13) продолжает оставаться справедливой. Результаты моделирования показали, что для пользовательской модели двигателя совпадение результатов было полным. Для стандартной модели двигателя модули потоков модели и наблюдателя отличались в $\sqrt{2/3}$ раза. Данный коэффициент объясняется необходимостью использования нормирующих коэффициентов для обеспечения инвариантности по мощности двух и трехфазных моделей двигателя. Направление вращения потока ротора модели и наблюдателя было противоположным, но угол поворота в любой момент времени был одинаков. Значения активной и реактивной состав-

ляющих тока ротора моделей отмечены сплошными линиями, значения, полученные с помощью наблюдателя, – кружками и треугольниками (рис. 9).

Таким образом, построение динамического наблюдателя потока ротора асинхронного двигателя для создания систем управления возможно путем использования измерителей тока статора и положения ротора, двух апериодических звеньев с ИПФ, соответствующей постоянной времени ротора и двух звеньев вращения векторов. Поскольку в приводах, предназначенных для высокоточных применений, как правило, используются измерители положения на валу двигателя, решение задач управления моментом двигателя существенно облегчается.

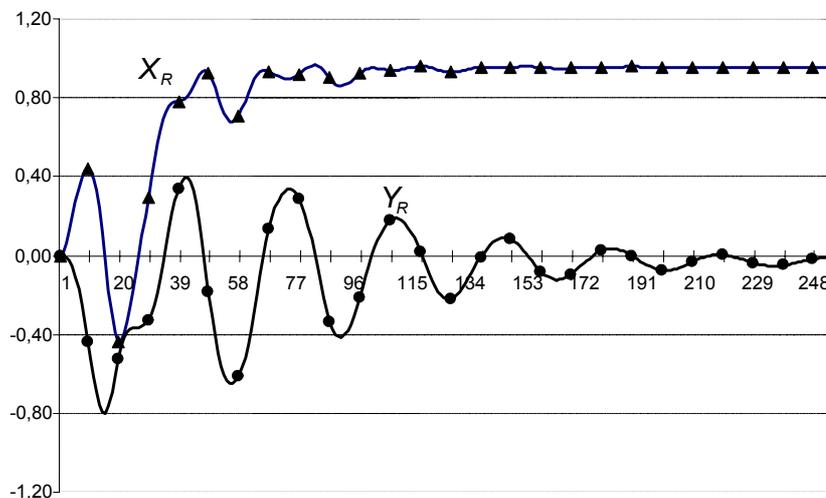


Рис. 9. Изменение активной и реактивной составляющих магнитного потока ротора при моделировании переходного процесса прямого пуска асинхронного двигателя

Заключение

Показано, что возникновение крутящего момента в асинхронном двигателе обусловлено транспортным запаздыванием затухающих кольцевых токов в роторе относительно текущего положения магнитного потока статора.

Импульсная переходная характеристика ротора асинхронного двигателя существенно зависит от скорости транспортирования, изменяясь от апериодической до колебательной.

Предложенная математическая модель наблюдателя магнитного потока ротора асинхронного двигателя на основе измерителей тока статора и положения ротора учитывает нестационарность объекта измерения.

Список литературы

1. **Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г.** Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с.

2. **Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С.** Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 619 с.

3. **Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А.** Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987.

4. **Yamamura S.** Spiral vector theory of AV circuit and machine // Proc. Japan Acad. – 1989. – 65B. – P. 142–145.

5. **Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machine (book)** / Oxford University Press. – Oxford, 1992.

6. **Blaschke F.** Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fuer die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens Zeitschrift. – 1971. – 45. – H10.

7. **Воронов А.А.** Основы теории автоматического управления: особые линейные и нелинейные системы. – 2-е изд. – М.: Энергоиздат, 1981.

8. **Бутковский А.Г.** Структурная теория распределенных систем. – М.: Наука, 1977.

9. **Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.** Цифровая обработка сигналов: справочник. – М.: Радио и связь, 1985.

10. **Шрейнер Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000.

*Данная работа проводилась в рамках Государственного контракта №13.G25.31.0057 «Создание серии высокоскоростных энергоэффективных технологических комплексов с цифровой системой управления для прецизионной обработки деталей сложной конфигурации».

Бурков Александр Павлович,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры электроники и микропроцессорных систем,
адрес: г. Иваново, ул. Рабфаковская, д. 34, А-122а,
телефон (4932) 26-97-52,
e-mail: burkov@eims.ispu.ru

Красильникьянц Евгений Валерьевич,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры электроники и микропроцессорных систем,
телефон (4932) 26-97-52,
e-mail: krev@eims.ispu.ru

Смирнов Александр Андреевич,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
аспирант кафедры электроники и микропроцессорных систем,
телефон (4932) 26-97-52,
e-mail: smirnov@eims.ispu.ru