

УДК 621.313

АНАЛИЗ НАСТРОЕК КАНАЛА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА В СИСТЕМЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

А.П. КУЗНЕЦОВ, А.В. МАРКОВ, А.С. ШМАРЛОВСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 3 октября 2008

Проанализированы наиболее распространенные способы настройки канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления. Получены экспериментальные зависимости, характеризующие эффективность работы различных регуляторов при вариациях параметров системы. Определены параметры, вариации которых наиболее существенно сказываются на работе системы. Даны некоторые рекомендации по выбору регуляторов.

Ключевые слова: векторное управление, настройка регуляторов, потокосцепление ротора.

Введение

В настоящее время все большее распространение получают системы электропривода на базе асинхронного двигателя (АД). Несмотря на видимую сложность процесса электромеханического преобразования энергии в АД, использование принципа векторного управления позволяет отдельно формировать потокосцепление ротора и моментобразующую составляющую вектора токов статора, что делает управление АД аналогичным управлению двигателем постоянного тока независимого возбуждения.

Система векторного управления строится в виде двух каналов: канала стабилизации модуля потокосцепления ротора Ψ_R и канала управления скоростью вращения ротора [1]. Система осуществляет независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ротора и угловой скорости ротора при сохранении прямой пропорциональности между моментом двигателя и составляющей намагничивающей силы статора, перпендикулярной вектору потокосцепления ротора. Канал управления Ψ_R можно строить как одноконтурным, так и двухконтурным: с внутренним контуром управления по соответствующей составляющей тока статора I_{IX} и с внешним по модулю потокосцепления ротора. Канал управления скоростью вращения ротора также может содержать два контура управления.

Настройки канала регулирования потокосцепления ротора

Линеаризованная структурная схема двухконтурного канала регулирования потокосцепления ротора представлена на рис. 1.

1. Существуют различные способы настройки канала регулирования потокосцепления ротора. Наиболее простым является выполнение последнего одноконтурным с обратной связью по Ψ_R . В этом случае рекомендуется использовать ПИД-регулятор потокосцепления ротора в прямой цепи. Параметры ПИД-регулятора (коэффициент усиления $k_{рп}$, постоянные времени интегрирования $T_{ип}$ и дифференцирования $T_{дп}$) рассчитываются по следующим формулам:

$$k_{рп} = \frac{(T_S + T_R)R_S}{T_{\mu}k_{пч}k_{дп}L_m}, \quad T_{ип} = \frac{T_{\mu}k_{пч}k_{дп}L_m}{R_S}, \quad T_{дп} = \frac{\sigma T_R L_S}{T_{\mu}k_{пч}k_{дп}L_m},$$

где T_μ — эквивалентная постоянная времени контура регулирования.

При такой настройке передаточная функция замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора будет представлять собой апериодическое звено первого порядка с постоянной времени T_μ и коэффициентом усиления $1/k_{ДП}$.

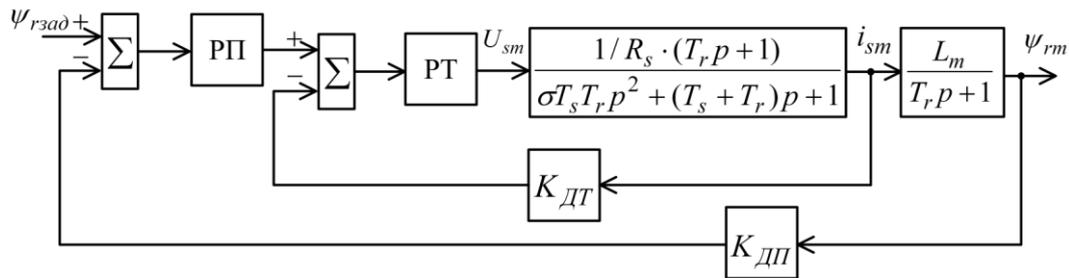


Рис. 1. Структурная схема канала регулирования Ψ_R : РП — регулятор потокосцепления ротора двигателя; РТ — регулятор составляющей тока статора I_{IX} ; $k_{ДТ}$ — коэффициент усиления датчика I_{IX} ; $k_{ДП}$ — коэффициент усиления датчика Ψ_R ; $k_{ПЧ}$ — коэффициент усиления преобразователя частоты; R_S, R_R — активные сопротивления фазных обмоток статора и ротора; $L_{\sigma S}, L_{\sigma R}$ — индуктивности рассеяния фазных обмоток статора и ротора; L_m — взаимная индуктивность, учитывающая магнитную связь одной фазы статора с тремя обмотками ротора и соответственно одной обмотки ротора с тремя обмотками статора; $L_S = L_m + L_{\sigma S}, L_R = L_m + L_{\sigma R}$ — индуктивности обмоток статора и ротора, учитывающие магнитную связь с двумя другими фазными обмотками; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_S L_R$ — коэффициент рассеяния двигателя; $T_S = L_S / R_S, T_R = L_R / R_R$ — электромагнитные постоянные времени статорной и роторной цепи электродвигателя

2. Еще одной возможностью настройки одноконтурного канала регулирования потокосцепления ротора является применение регулятора в цепи обратной связи. В этом случае может оказаться эффективным использование модального управления. Известно, что отрицательная обратная связь по какой-либо координате поддерживает эту координату постоянной при неизменном задании и наличии возмущений внутри контура. Поэтому если замкнуть объект управления ОУ по всем переменным состояниям и при соответствующем выборе коэффициентов обратных связей, можно получить желаемые характеристики объекта управления. Однако при регулировании потокосцепления ротора не все координаты могут быть доступны непосредственному измерению, в связи с чем для практической реализации модального регулятора необходимо использовать наблюдающее устройство. Поскольку наблюдающее устройство, оценивающее полный вектор состояния ОУ, имеет ранг, равный рангу ОУ, в результате чего представляет собой сложную систему и оказывается избыточным при наличии датчиков для некоторых переменных состояниях, целесообразно использовать редуцированное наблюдающее устройство РНУ. Применение редуцированного наблюдателя можно обосновать еще и тем, что РНУ оказываются менее чувствительными к помехам, нежели наблюдатели полного порядка [2].

3. В системах электропривода с высокими требованиями к динамическим режимам канал регулирования Ψ_R обычно строится двухконтурным. В этом случае во внутреннем контуре используется ПИД-регулятор, а регулятор потокосцепления ротора выполняется в виде ПИ-регулятора. С целью исключения значительного перерегулирования во внутреннем контуре регулятор тока целесообразно дополнить апериодическим фильтром с постоянной времени $T_\Phi = T_R$. Настройка регулятора тока осуществляется по следующим формулам:

$$k_{РТ} = \frac{(T_S + T_R)R_S}{T_\mu k_{ПЧ} k_{ДТ}}, T_{ИТ} = \frac{T_\mu k_{ПЧ} k_{ДТ}}{R_S}, T_{ДП} = \frac{\sigma T_R L_S}{T_\mu k_{ПЧ} k_{ДТ}}.$$

Расчетные настройки ПИ-регулятора Ψ_R имеют вид

$$k_{РП} = \frac{T_R k_{ДТ}}{2 T_\mu k_{ДП} L_m}, T_{ИП} = \frac{2 T_\mu k_{ДП} L_m}{k_{ДТ}}.$$

При такой настройке характеристический полином замкнутой системы регулирования потокосцепления ротора будет выглядеть следующим образом: $D(p) = 2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1$.

4. Для статической системы регулятор потокосцепления можно выполнить в виде П-регулятора. В этом случае коэффициент усиления в [3] рекомендуется оставить таким же, как и в системе с ПИ-регулятором потокосцепления ротора. Тогда характеристический полином замкнутой системы $D(p) = 2T_{\mu}^2 p^2 + \frac{2T_{\mu}(T_R + T_{\mu})}{T_R} p + (1 + \frac{2T_{\mu}}{T_R})$. А так как практически всегда $T_R \gg T_{\mu}$, $D(p) \approx 2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1$. Но ввиду того что значение $2T_{\mu}/T_R$ имеет конечное значение, в системе всегда будет присутствовать статическая ошибка. Для ее уменьшения можно увеличить коэффициент усиления регулятора Ψ_R , но тогда придется отказаться от фильтра во внутреннем контуре, а переходной процесс станет аperiodическим.

5. При практической реализации системы векторного управления асинхронным двигателем дифференцирующую составляющую ПИД-регулятора в контуре регулирования составляющей тока статора I_{IX} обычно опускают, так как величина рассеяния асинхронного двигателя σ мала. В этом случае можно также отказаться и от использования аperiodического фильтра, а вся система значительно упрощается. Расчетные настройки для ПИ-регулятора тока:

$$k_{PT} = \frac{L_S}{T_{\mu} k_{ПЧ} k_{ДГ}}, \quad T_{ИТ} = \frac{T_{\mu} k_{ПЧ} k_{ДГ}}{R_S},$$

а для ПИ-регулятора потокосцепления ротора:

$$k_{ПИ} = \frac{T_R k_{ДГ}}{2T_{\mu} k_{ДП} L_m}, \quad T_{ИП} = \frac{2T_{\mu} k_{ДП} L_m}{k_{ДГ}}.$$

При такой настройке передаточная функция замкнутого контура регулирования I_{IX} :

$$W_T(p) \approx \frac{1}{k_{ДГ}} \cdot \frac{T_S T_R p^2 + (T_S + T_R) p + 1}{(T_{\mu} T_S + T_{\mu} T_R + T_S T_R) p^2 + (T_{\mu} + T_S + T_R) p + 1}.$$

Если учесть, что $T_{\mu} \ll T_R$ и $T_{\mu} \ll T_S$, то передаточная функция замкнутого контура регулирования Ψ_R будет близка к аperiodическому звену с постоянной времени $2T_{\mu}$ и коэффициентом усиления $1/k_{ДП}$.

Вариации параметров

В рассмотренных выше способах настройки регуляторов Ψ_R и I_{IX} передаточная функция разомкнутой системы представляет собой произведение двух передаточных функций: передаточной функции регулятора и передаточной функции ОУ. Обе передаточные функции имеют и числитель, и знаменатель, а при настройке регуляторов системы векторного управления зачастую происходит сокращение нулей и полюсов, которые лежат вблизи от правой полуплоскости. Поскольку в реальных условиях, когда существует разброс параметров, такое сокращение выполняется неточно, а поэтому может возникнуть ситуация, когда теоретический анализ приводит к выводу, что система устойчива, хотя на самом деле при небольшом отклонении параметров системы от расчетных значений она становится неустойчивой [4]. Поэтому каждый раз, когда происходит сокращение полюсов, необходимо проверять устойчивость системы при реальном разбросе параметров объекта. Вторым эффектом сокращения нулей и полюсов является появление существенного различия между временем установления переходного процесса в замкнутой системе при воздействии сигнала установки и внешних возмущений по отношению к системе, рассчитанной без учета вариации параметров.

В процессе аналитического расчета параметров регуляторов в системе векторного управления принимается как допущение, что параметры ОУ в процессе работы остаются постоянными, но в процессе эксплуатации они все время изменяются. Прежде всего, это относит-

ся к температурным изменениям активных сопротивлений фаз статора и ротора, а также к изменению взаимной индуктивности в зависимости от тока цепи намагничивания. Поэтому результаты предварительного расчета нуждаются в уточнении путем математического моделирования системы с применением методов численного интегрирования.

Наиболее сильное влияние на работоспособность электропривода оказывает температурное изменение активных сопротивлений статорной и роторной обмоток R_S и R_R . От активных сопротивлений значительно зависят динамические свойства системы, так как эти параметры входят в выражения для расчета постоянных времени контура тока. В результате локального нагрева активное сопротивление обмотки может за несколько минут увеличиться на 50–60 %. В процессе более длительной работы электропривода величина активного сопротивления может увеличиться более чем в два раза. Особенно сильное влияние на динамические свойства системы векторного управления может оказывать активное сопротивление роторной обмотки, так как учесть его изменение путем прямого измерения в подавляющем большинстве современных электроприводов не представляется возможным.

В связи с насыщением зубцовой зоны двигателя потоками рассеяния могут изменяться также и индуктивности рассеяния фазных обмоток статора и ротора. К числу параметров, подверженных температурным изменениям, относится и взаимная индуктивность L_m , изменяющаяся в связи с эффектом насыщения магнитной системы двигателя потоком взаимоиндукции. При уменьшении потокосцепления взаимоиндукции значение L_m может увеличиться на 20–25 %, а с увеличением потокосцепления взаимоиндукции значение индуктивности взаимоиндукции начинает уменьшаться и в итоге может стать в 10 раз меньше своего номинального значения [5]. В тех случаях, когда при управлении асинхронным двигателем его потокосцепление изменяется в широких пределах, неучет изменения индуктивности взаимоиндукции будет приводить к существенным погрешностям в расчетах.

Моделирование

Для моделирования канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления был выбран асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором номинальной мощностью 14 кВт со следующими параметрами: $R_S=0,219$ Ом, $R_R=0,211$ Ом, $L_S=L_R=0,094$ Гн, $L_m=0,092$ Гн. Анализ результатов моделирования показал, что изменение индуктивностей рассеяния статора и ротора на 50 % существенным образом на динамических свойствах системы не сказывается. На рис. 2 представлены графики, характеризующие работу регуляторов при изменении взаимной индуктивности, а также семейство переходных характеристик при изменении L_m в системе с модальным регулятором. Результаты моделирования при использовании различных регуляторов и изменении активного сопротивления ротора и активного сопротивления статора показаны на рис. 3. На рис. 2 и 3 представлены следующие графики: *max* — график, характеризующий перерегулирование в системе в зависимости от изменения соответствующего параметра ОУ; *time* — график изменения времени переходного процесса (под временем переходного процесса понимается то время, в течение которого потокосцепление ротора окончательно войдет в 5%-ную "трубку"); *error* — отклонение значения потокосцепления ротора от заданного по истечении 0,5 с. В качестве последнего выбрано именно отклонение, а не статическая ошибка, как это принято, по той причине, что из теории известно, что в тех случаях, где во внешнем контуре используется ПИД- или ПИ-регулятор, статическая ошибка при устойчивости системы будет асимптотически стремиться к нулю, а данный график, ввиду того что 0,5 с значительно больше времени переходного процесса, на которое настраивается система, дополнительно показывает характер приближения значения Ψ_R к заданному.

В некоторых системах векторного управления настройка параметров регуляторов производится на большие значения активных сопротивлений по отношению к измеренным. Обычно это делается для электроприводов, к которым не предъявляется высоких требований по формированию динамических режимов, с целью более качественной работы при неизбежном нагреве обмоток двигателя. В этом случае либо полностью отказываются от наблюдателей состояния электропривода, либо применяют менее точные, а поэтому и более просто реализуемые алгоритмы адаптации к изменяющимся в процессе работы параметрам. По этой причине, а так-

же с учетом возможного неточного задания значений R_S и R_R до начала работы на графиках, характеризующих изменение динамических свойств системы вследствие изменения активных сопротивлений обмоток, показана в том числе и ситуация, когда настройка системы велась на завышенные значения R_S и R_R .

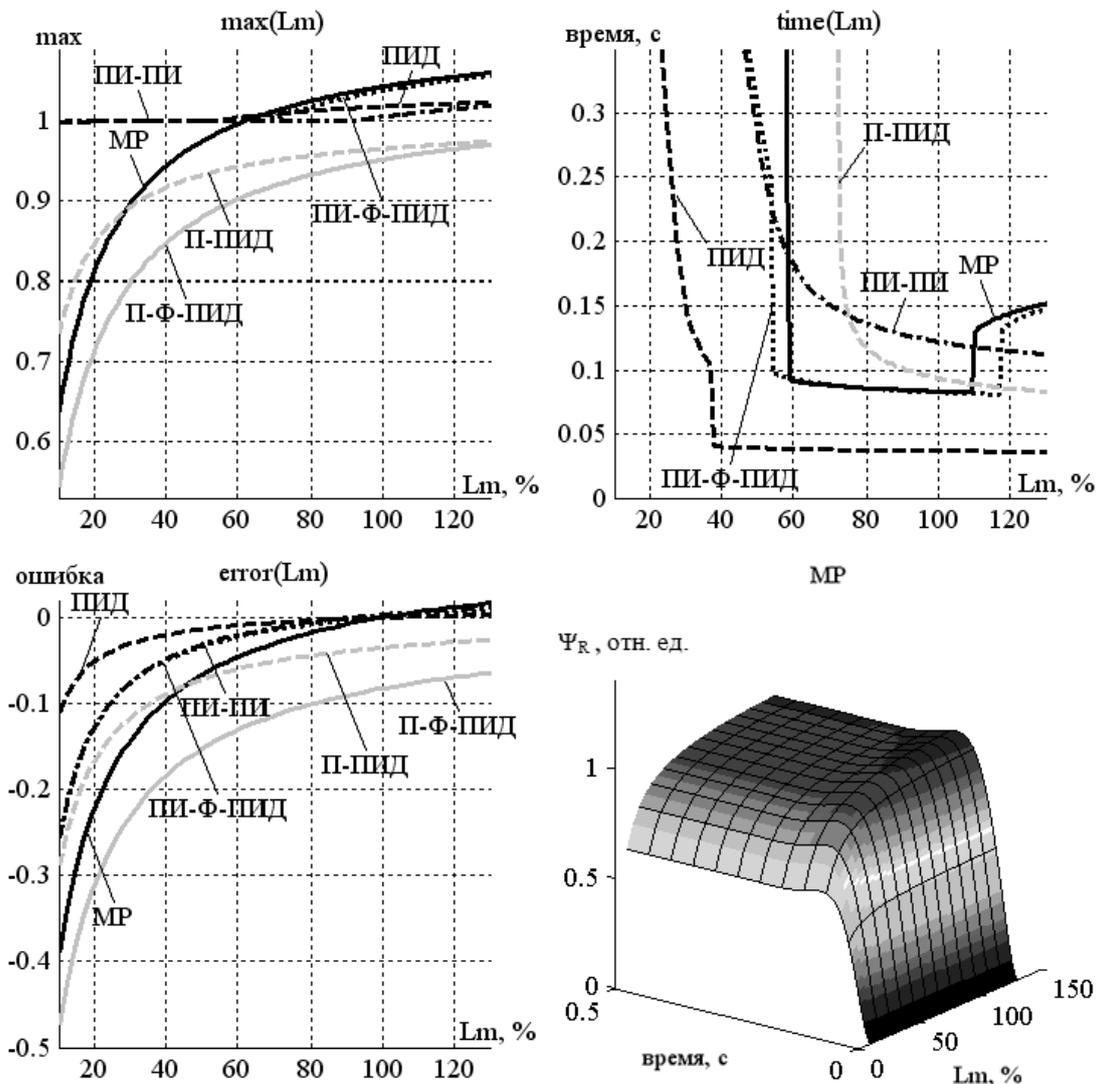


Рис. 2. Свойства системы при вариации L_m

Анализ результатов моделирования изменения L_m (рис. 2) позволяет сделать следующие выводы. С уменьшением величины L_m для различных вариантов настройки канала регулирования Ψ_R наблюдается схожая картина: переходный процесс приобретает апериодические свойства и увеличивается время переходного процесса. При этом предпочтительней всего (только для данного случая) выглядит одноконтурное исполнение канала регулирования потокосцепления ротора с ПИД-регулятором Ψ_R .

При вариации R_R (рис. 3) наиболее стабильными с точки зрения изменения динамических свойств системы оказывается ПИД-регулятор в одноконтурном канале регулирования Ψ_R , система с ПИ-регуляторами тока и потокосцепления и система с увеличенным значением коэффициента усиления П-регулятора потокосцепления ротора и ПИД-регулятором тока. Но в последнем случае неизбежна статическая ошибка. В системах адаптивно-векторного управления с достаточно точной идентификацией параметров системы можно использовать ПИ-регулятор потокосцепления и ПИД-регулятор тока (контурный график реакции системы на δ -функцию для данного случая представлен на рис. 4). Но если допускается ошибка в определении R_R в 80 % и более, то время переходного процесса в такой системе значительно возрастает.

ет и тогда лучше применять модальный регулятор. Система с П-регулятором Ψ_R , апериодическим фильтром и ПИД-регулятором тока, настроенная по расчетным соотношениям [3], характеризуется не только значительным увеличением перерегулирования с увеличением активного сопротивления ротора, но и большой статической ошибкой.

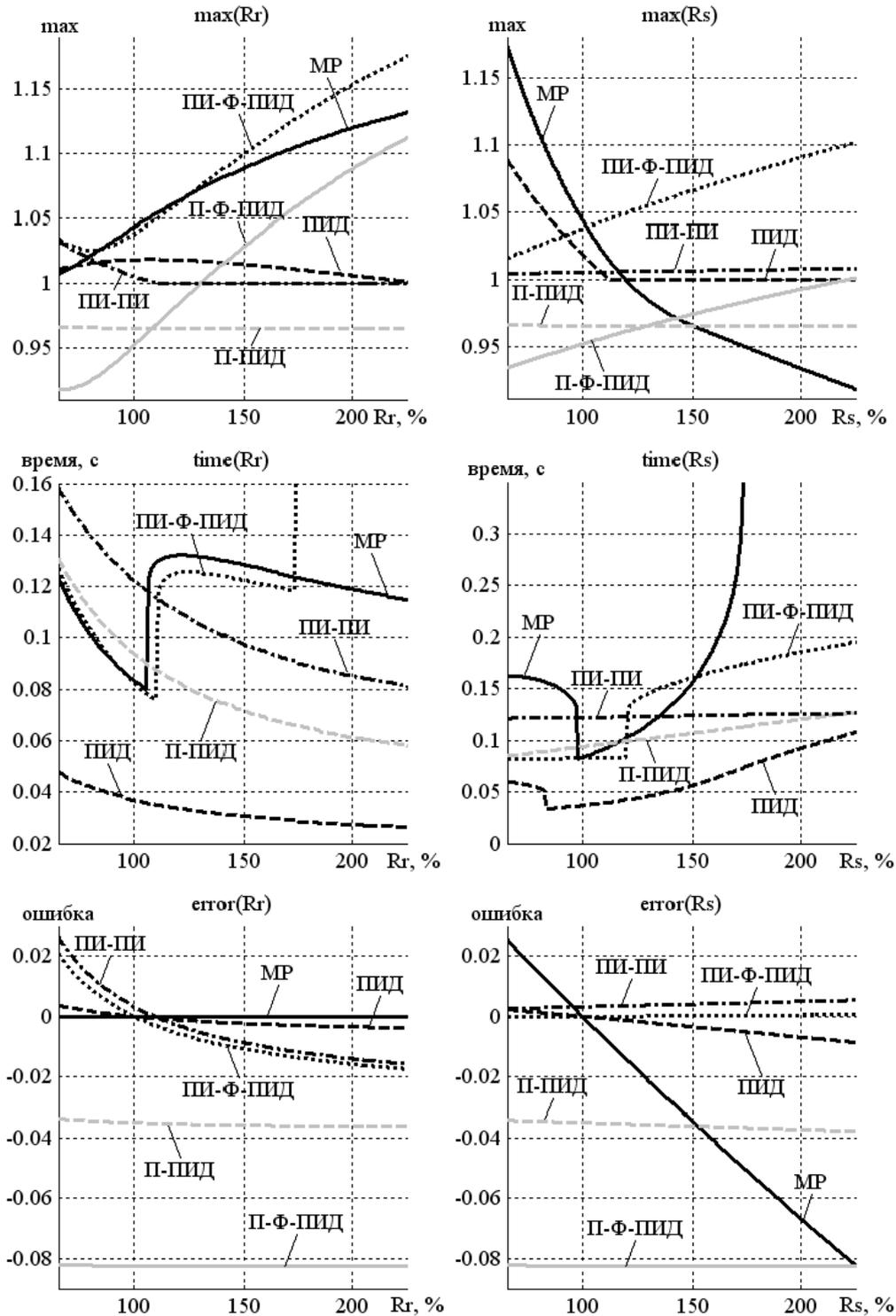


Рис. 3. Свойства системы при вариации R_R и R_S

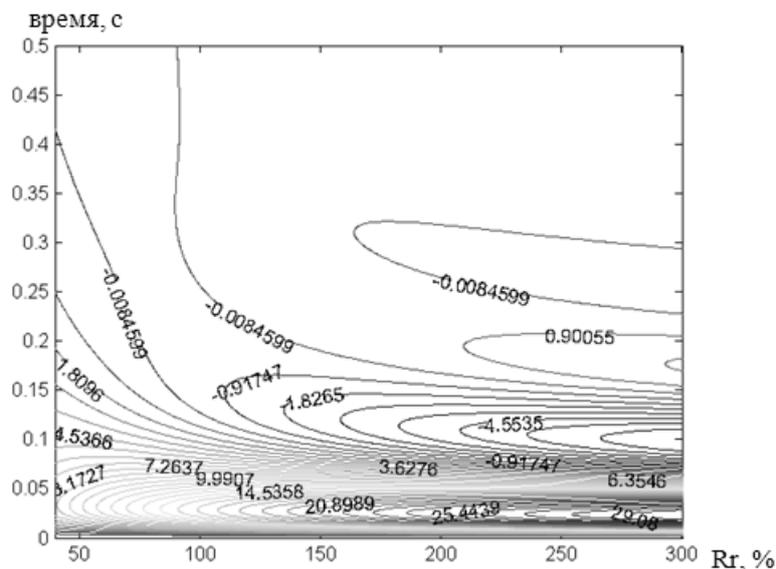


Рис. 4. Импульсная переходная характеристика системы с ПИ-регулятором Ψ_R и ПИД-регулятором I_{IX} при вариации R_R

При изменении величины R_S (рис. 3) крайне нестабильно себя ведет регулятор в цепи обратной связи. В этом случае при небольшом завышении активного сопротивления обмоток статора по отношению к его реальному значению время переходного процесса возрастает почти в два раза. Вследствие увеличения температуры статора и неточной идентификации R_S при использовании модального регулятора в системе существенно увеличивается время переходного процесса и появляется значительная статическая ошибка. Если ошибка в определении значения R_S превышает 20 %, в системе с ПИ-регулятором потокосцепления ротора и ПИД-регулятором тока значительно увеличивается время переходного процесса. Одноконтурная система с ПИД-регулятором Ψ_R характеризуется существенным перерегулированием при настройке на завышенное значение R_S . Остальные варианты настройки канала регулирования потокосцепления ротора характеризуются относительной стабильностью при изменении R_S . Но при этом с увеличением значения R_S и при приближении величины Ψ_R к заданному значению наблюдается относительное затягивание переходного процесса.

Заключение

При настройке системы векторного управления в целом и канала регулирования потокосцепления ротора в частности необходимо учитывать изменение параметров асинхронного двигателя в процессе его работы. Выбор того или иного способа регулирования потокосцепления ротора обуславливает последующее поведение системы при неизбежных на практике вариациях параметров объекта управления. При этом система, которая демонстрирует наилучшие свойства при изменении одного параметра, как правило, уступает при вариациях других параметров. Поэтому необходимо выбирать тот способ управления, который показывает лучшие результаты для наименее точно идентифицируемого параметра (параметров) в системе. Существенное значение имеет также диапазон изменения параметров и требования, которые предъявляются к системе. Следует также учитывать и то, что в реальной системе регулирования потокосцепления ротора задать произвольное время переходного процесса нельзя ввиду существующих ограничений по току. Это является основным недостатком одноконтурного исполнения канала регулирования Ψ_R . А как показывает моделирование, при настройке двухконтурной системы на одно и то же время переходного процесса бóльшие значения I_{IX} возникают в системах с переходным процессом без перерегулирования.

ANALYSIS OF THE ROTOR FLUX LINKAGE ACTUATING PATH SETTINGS IN A VECTOR CONTROL SYSTEM

A.P. KUZNETSOV, A.V. MARKOV, A.S. SHMARLOUSKI

Abstract

The analysis of the most widespread methods of the rotor flux linkage actuating path settings in a vector control system is carried out. The observed dependences which characterize an operating efficiency of various regulators at variations of system parameters are gained. Variations of parameters which substantially affect working of system are ascertained. Some recommendations for choice of regulators are presented.

Литература

1. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. Л., 1987.
2. Певзнер Л.Д. Теория систем управления. М., 2002.
3. Народицкий А.Г. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб., 2004.
4. Петров Ю.П., Петров Л.Ю. Неожиданное в математике и его связь с авариями и катастрофами. СПб., 2005.
5. Виноградов А.Б. // Электротехника. 2005. № 5. С. 57–61.