

Н. Я. ОСТРОВЕРХОВ, д-р техн. наук, проф., зав. каф. НТУУ «КПИ», Киев;

В. М. ПЫЖОВ, канд. техн. наук, доц. НТУУ «КПИ», Киев

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Введение. Во многих отраслях альтернативу наиболее распространенному асинхронному электроприводу составляет перспективный электропривод на основе вентильно-индукторных двигателей (ВИД) [1]. Основными преимуществами ВИД является дешевизна и простота конструкции с ротором без обмотки; высокая надежность и технологичность; высокий КПД в широком диапазоне изменения скорости; близкий к единице коэффициент мощности; расширенный диапазон управления скоростью в зоне ослабления поля; выделение основных тепловых потерь в статоре, которые легко отводятся.

Существует несколько классов индукторных двигателей, в частности с самовозбуждением (в англоязычной литературе Switched Reluctance Motor (SRM)) и с независимым электромагнитным возбуждением (ВИД НВ). Конструкция и электромеханические свойства этих двигателей несколько отличаются. В работе рассматривается электропривод на основе ВИД НВ, состоящий из пассивного ротора с явно выраженной зубцовой структурой и статора с классической распределенной трехфазной обмоткой, соединенной в «звезду». На статоре дополнительно располагается обмотка возбуждения, которая питается постоянным током. Электромагнитный момент ВИД НВ по своей природе является активным, в отличие от реактивного момента двигателя класса SRM. При определении по паспортным данным параметров схемы замещения ВИД НВ возникают погрешности, обусловленные допущениями в методике вычислений и недостаточностью исходной информации. Во время работы двигателя электрические сопротивления обмоток меняются вследствие нагревания, как и приведенный момент инерции электропривода при изменении кинематики механизма. В результате этих параметрических возмущений расчетные значения параметров электропривода отличаются от реальных, что приводит к ухудшению заданного качества управления.

По своей природе ВИД НВ, как впрочем, и другие типы двигателей переменного тока, является взаимосвязанным нелинейным объектом управления, причем с существенным влиянием вихревых токов. Управление электроприводом в таких условиях требует компенсации негативного влияния этих координатных возмущений.

Решение вышеуказанных проблем электропривода классическими методами теории автоматического управления повышает громоздкость системы вследствие дополнительных алгоритмов идентификации, адаптации или компенсации.

Постановка задачи. Проведенный анализ методов оптимизации законов управления в условиях неопределенности математической модели объекта показал [2], что решение указанных научных задач может быть осуществлено на основе концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий [3-5]. Задачей обратной задачи динамики является нахождение такого закона управления, который обеспечивает наперед заданные (желаемые) динамические и статические свойства системы. В основу метода положена идея обратимости прямого метода Ляпунова по исследованию устойчивости. Это позволяет находить закон управления, при котором замкнутый контур регулирования имеет заранее заданную функцию Ляпунова, в качестве которой выступает мгновенное значение энергии. Полученный закон управления придает замкнутой системе свойство устойчивости в целом, что позволяет решать задачи управления взаимосвязанными объектами, как в линейных системах по математическим моделям локальных контуров. Характерной особенностью оптимизации является достижение не абсолютного минимума функционала качества, как в классических системах, а некоторого минимального значения, что обеспечивает допустимую по техническим требованиям динамическую ошибку системы.

Целью работы является повышение качества управления вентильно-индукторным электроприводом в условиях неопределенности математической модели путем оптимизации законов управления на основе концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий, что обеспечивает слабую чувствительность к параметрическим и координатным возмущениям, а также простоту реализации системы управления.

Материалы исследования. Математическая модель ВИД НВ в системе координат (d-q), ориентированной по магнитной оси ротора, описывается известной нелинейной системой уравнений (1). Как видно, координаты двигателя взаимосвязаны между собой, что обуславливает нелинейность объекта вследствие операций произведения и наличие координатных возмущений. В классических системах управления для компенсации влияния координатных возмущений в локальные контуры управления вводятся дополнительные связи, эффективность которых зависит от точности параметров двигателя. Или разработка законов управления осуществляется после статической декомпозиции объекта (1), что существенно увеличивает громоздкость системы управления.

В данной работе эта задача решается путем динамической декомпозиции [6], которую обеспечивает предложенный метод оптимизации [3]. Для этого исходная система (1) преобразуется в виду (2).

© Н.Я. Островерхов, В.М. Пыжов, 2015

$$\begin{cases}
\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(u_d - R_s i_d + L_m \frac{di_f}{dt} - \omega \psi_q \right); \\
\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(u_f - R_f i_f + L_m \frac{di_d}{dt} \right); \\
\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_q - R_s i_q + \omega \psi_d); \\
\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c); \\
\psi_d = L_s i_d + L_m i_f; \\
\psi_f = L_f i_f + L_m i_d; \\
\psi_q = L_s i_q; \\
M = \sqrt{3} Z_p [\psi_d i_q - \psi_q i_d],
\end{cases} \quad (1)$$

где i_d , i_q и u_d , u_q – токи и напряжения статора по осям d и q; i_f и u_f – ток и напряжение возбуждения; $\omega = Z_p \omega_r$, ω_r – электрическая и угловая скорость ротора; Z_p – число пар полюсов; J – момент инерции; M , M_c – электромагнитный момент двигателя и момент нагрузки; ψ_d , ψ_q , ψ_f – потокоцепления по осям d, q и обмотки возбуждения; L_s , L_f , L_m – индуктивность фазы, обмотки возбуждения и взаимная индуктивность между ними; R_s , R_f – активные электрические сопротивления обмотки статора и возбуждения.

$$\begin{cases}
L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d + F_1; \\
L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f = u_f + F_3; \\
L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = u_q + F_2; \\
J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c; \\
\psi_d = L_s i_d + L_m i_f; \\
\psi_f = L_f i_f + L_m i_d; \\
\psi_q = L_s i_q; \\
M = \sqrt{3} Z_p [\psi_d i_q - \psi_q i_d],
\end{cases} \quad (2)$$

При синтезе системы управления координатные возмущения $F_1 = L_m \frac{di_f}{dt} - \omega \psi_q$, $F_2 = \omega \psi_d$, $F_3 = L_m \frac{di_d}{dt}$ трактуются как неопределенные, но ограниченные по величине $F_1 \leq F_{1max}$, $F_2 \leq F_{2max}$, $F_3 \leq F_{3max}$, а уровни управляющих напряжений u_d , u_q , u_f достаточно для их компенсации. В такой постановке проблема задачи управления взаимосвязанным объектом (1) сводится к решению локальных задач управления четырьмя линейными подсистемами (2).

С точки зрения управления ВИД НВ приближается к классическому синхронному двигателю. Рассмотренная выше конструктивная особенность ВИД НВ позволяет применить для регулирования координат электропривода систему прямого векторного управления с ориентацией по положению ротора.

Система управления в соответствии с первыми четырьмя дифференциальными уравнениями (2) состоит из контуров регулирования тока статора i_d по оси d, тока статора i_q по оси q, тока возбуждения i_f , а также контура угловой скорости двигателя ω_r . Контур регулирования скорости является внешним по отношению к локальному контуру тока i_q . Значение тока i_q определяет величину электромагнитного момента двигателя. Магнитный поток от тока i_d может как подмагничивать так и размагничивать основной поток от обмотки возбуждения. Обычно задание этого тока устанавливается равным нулю, однако при сверхвысоких скоростях в зоне ослабления поля его отрицательное значение хотя и приводит к увеличению потерь, однако позволяет обеспечить необходимую мощность двигателя при меньшем напряжении. Благодаря управлению током возбуждения диапазон ослабления поля может достигать 1:8 и выше, что значительно расширяет зону управления скоростью с постоянной мощностью по сравнению с асинхронным электроприводом.

Объект локального контура управления током статора i_d согласно первому уравнению системы (2)

$$L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d + F_1, \quad (3)$$

описывается линейным дифференциальным уравнением первого порядка, на который действует управляющее напряжение u_d и возмущения F_1 . Желаемое уравнение замкнутого контура тока, с помощью которого устанавливается

ливаются необходимые показатели качества управления, также задается дифференциальным уравнением первого порядка [4,5]

$$z + \alpha_{0i_d} z = \alpha_{0i_d} i_d^* \quad (4)$$

где i_d^* – заданный ток. Форма уравнения (4) обеспечивает астатизм первого порядка по задающему воздействию и монотонный (без перерегулирования) вид переходного процесса тока. Требуемое время регулирования, равное $t_n \approx 3 / \alpha_{0i_d}$, задается величиной единственного коэффициента уравнения α_{0i_d} .

Степень приближения реального процесса управления током к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по индуктивности мгновенную энергию магнитного поля от первой производной тока

$$G(u_d) = \frac{1}{2} [z(t) - \dot{i}_d(t)]^2 \quad (5)$$

Минимизация функционала осуществляется по градиентному закону первого порядка

$$du_d \frac{dG(u_d)}{dt} = -\lambda_{i_d} \frac{dG(u_d)}{du_d} \quad (6)$$

где λ_{i_d} – константа.

После подстановки (3), (5) в (6) получается закон управления током i_d

$$u_d(t) = k_{i_d} (z - \dot{i}_d) \quad (7)$$

где $k_{i_d} = \lambda_{i_d} / L_s$ – коэффициент усиления регулятора тока.

Необходимое условие сходимости процесса минимизации функционала при $t \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned} \frac{dG(u_d)}{dt} < 0; \\ G(u_d) \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (8)$$

выполняется согласно правилу знаков

$$\text{sign}(k_{i_d}) = \text{sign}(1/L_s) \quad (9)$$

Переменная z в законе управления (7) выступает в роли требуемого значения производной тока, которое определяется в реальном времени с помощью уравнения (4) путем замыкания системы обратной связью по составляющей тока $z = \dot{i}_d$

$$z = \alpha_{0i_d} (\dot{i}_d^* - \dot{i}_d) \quad (10)$$

После интегрирования обеих частей уравнения (7) при нулевых начальных условиях с учетом (10) закон управления составляющей тока i_d принимает окончательный вид

$$\begin{aligned} u_d(t) &= k_{i_d} (z - \dot{i}_d); \\ z &= \alpha_{0i_d} \int_0^t (\dot{i}_d^* - \dot{i}_d) dt \end{aligned} \quad (11)$$

Структурная схема регулятора тока i_d , построенная на основании уравнения (11), показана на рис. 1.

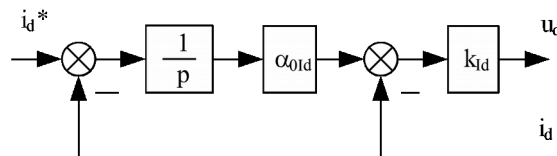


Рис. 1. Структурная схема регулятора тока i_d

Характерной особенностью разработанного регулятора, в отличие от классических, является отсутствие параметров объекта управления (1). Регулятор содержит только параметр α_{0i_d} желаемого уравнения качества замкнутой системы (4).

Таким образом, для разработки законов управления регуляторов электропривода с помощью представленной методики не требуется детальная математическая модель объекта управления с точными значениями параметров. Достаточно иметь только структурную модель объекта, например вид дифференциального уравнения.

Свойства полученной замкнутой системы регулирования тока можно оценить аналитическим путем. Дифференциальное уравнение реального контура управления током, полученное после подстановки закона управления (11) в уравнение объекта управления (3)

$$\ddot{i}_d + \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{k_{i_d}}{L_s} \right) \dot{i}_d + \left(k_{i_d} \frac{\alpha_{0i_d}}{L_s} \right) i_d = \left(k_{i_d} \frac{\alpha_{0i_d}}{L_s} \right) i_d^* \quad (12)$$

показывает, что процесс управления является асимптотически устойчивым. В соответствии с критерием устойчивости Гурвица коэффициенты уравнения (12) являются положительными $(k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s) > 0$, $(R_s / L_s + k_{i_d} / L_s) > 0$.

Важно, что устойчивость контура управления сохраняется даже при неограниченном повышении коэффициента $k_{i_d} \rightarrow \infty$ и обеспечивает полное совпадение реального (12) и желаемого (4) процессов управления. Это очевидно при делении всех членов уравнения (12) на коэффициент k_{i_d}/L_s при условии $k_{i_d} \rightarrow \infty$

$$\frac{L_s}{k_{i_d}} \dot{i}_d + \left(\frac{R_s}{k_{i_d}} + 1 \right) i_d + \alpha_{0i_d} i_d = \alpha_{0i_d} i_d^* \quad (13)$$

Эта особенность обеспечивает динамическую декомпозицию системы (1) и робастность к параметрическим возмущениям [3,6]. Во время работы взаимосвязанная система распадается на относительно независимые локальные контуры управления, процессы в которых протекают по траекториям, назначенным уравнениями желаемого качества вида (4). Конечно, при допустимом с точки зрения технической реализации коэффициенте усиления регулятора существует динамическая ошибка, допустимая величина которой устанавливается техническими требованиями к показателям качества управления.

Передаточная функция разомкнутого контура тока, полученная на основе уравнения (12),

$$W_r(p) = \frac{i_d(p)}{i_d^*(p)} = \frac{k_{id} \alpha_{0id} / L_s}{p [p + (R_s / L_s + k_{id} / L_s)]} \quad (14)$$

показывает, что реальная система управления током обладает заданным астатизмом первого порядка по задающему воздействию, то есть отработка скачка задания осуществляется без статической погрешности.

Согласно (14) добротность по скорости системы управления током

$$D_\omega = \frac{k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s}{\frac{R_s}{L_s} + \frac{k_{i_d}}{L_s}} = \frac{\alpha_{0i_d}}{\frac{R_s}{k_{i_d}} + 1} \quad (15)$$

с увеличением коэффициента усиления регулятора k_{i_d} приближается к заданной уравнением (4) желаемой добротности $D_\omega^z = \alpha_{0i_d}$. Это обеспечивает допустимую динамическую ошибку управления током.

При разработке закона управления током не учитывалась некомпенсированная малая постоянная времени силового преобразователя частоты T_μ , что находится в контуре. Оценка влияния этой неучтенной инерционности в виде аperiодического звена первого порядка на динамические свойства контура тока осуществлено с помощью дифференциального уравнения третьего порядка замкнутой системы, полученного аналогично (12)

$$T_\mu \ddot{i}_d + \left(1 + T_\mu \frac{R_s}{L_s} \right) \dot{i}_d + \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{k_{i_d}}{L_s} \right) i_d + \left(k_{i_d} \frac{\alpha_{0i_d}}{L_s} \right) i_d = \left(k_{i_d} \frac{\alpha_{0i_d}}{L_s} \right) i_d^* \quad (16)$$

Согласно критерию Гурвица в данном случае для устойчивости контура тока требуется выполнение следующего условия

$$\left(1 + T_\mu \frac{R_s}{L_s} \right) \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{k_{i_d}}{L_s} \right) > \frac{T_\mu k_{i_d} \alpha_{0i_d}}{L_s} \quad (17)$$

В результате предельного перехода при $k_{i_d} \rightarrow \infty$ окончательное условие устойчивости принимает вид

$$\alpha_{0i_d} < \frac{1}{T_\mu} + \frac{R_s}{L_s} \quad (18)$$

Таким образом, наличие в контуре управления током постоянной времени преобразователя частоты T_μ ограничивает максимальное быстродействие, которое задается величиной коэффициента α_{0i_d} .

На основе второго, третьего и четвертого уравнения системы (2) и желаемого уравнения замкнутого контура вида (4) по аналогичной методике получены законы управления составляющей тока статора i_q

$$\begin{aligned} u_q(t) &= k_{i_q} (z - i_q); \\ z &= \alpha_{0i_q} \int_0^t (\dot{i}_q^* - i_q) dt, \end{aligned} \quad (19)$$

током возбуждения i_f

$$\begin{aligned} u_f(t) &= k_{i_f} (z - i_f); \\ z &= \alpha_{0i_f} \int_0^t (\dot{i}_f^* - i_f) dt. \end{aligned} \quad (20)$$

и угловой скоростью двигателя

$$\begin{aligned} i_q^*(t) &= k_\omega (z - \omega); \\ z &= \alpha_{0\omega} \int_0^t (\omega^* - \omega) dt. \end{aligned} \quad (21)$$

Полученные законы управления (19)-(21) обладают такими же свойствами, как и закон управления током (11). Для уменьшения влияния динамики внутреннего контура тока i_q на качество управления внешнего контура скорости коэффициенты уравнений (19) и (21) выбираются из условия $\alpha_{0i_q} > (3 \div 5) \alpha_{0\omega}$.

Исследования электропривода с полученными законами управления проведено путем моделирования для

ВИД НВ с такими данными: $P_n = 208$ кВт – номинальная мощность; $M_n = 663$ Н·м – номинальный момент; $I_n = 458$ А – номинальный ток; $n_n = 3000$ об/мин – номинальная частота вращения. Регуляторы системы управления имеют следующие параметры: регулятор тока i_d : $\alpha_{id} = 500$, $k_{id} = 250$; регулятор тока i_q : $\alpha_{iq} = 500$, $k_{iq} = 260$; регулятор тока i_f : $\alpha_{if} = 50$, $k_{if} = 250$; регулятор скорости $\alpha_{\omega} = 150$, $k_{\omega} = 50$.

На рис. 2 показан график переходного процесса заданной скорости ω^* электропривода при пуске. На рис. 3 представлен график переходного процесса момента двигателя при пуске и набросе скачком на 5 с процесса момента нагрузки, равного номинальному моменту двигателя. После наброса нагрузки момент двигателя в соответствии с теорией электропривода установился на уровне, равном статическому моменту 663 Н·м.

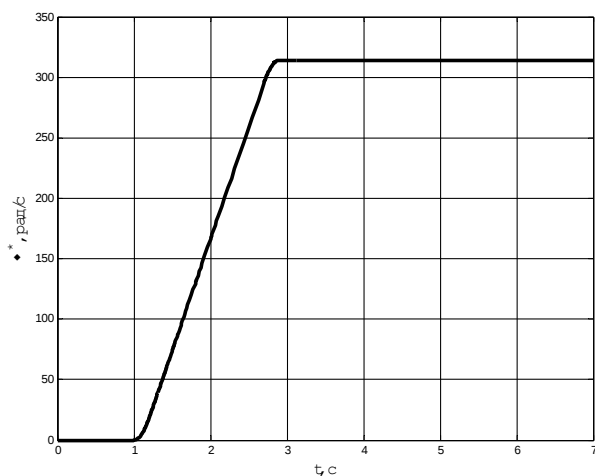


Рис. 2. График переходного процесса заданной скорости

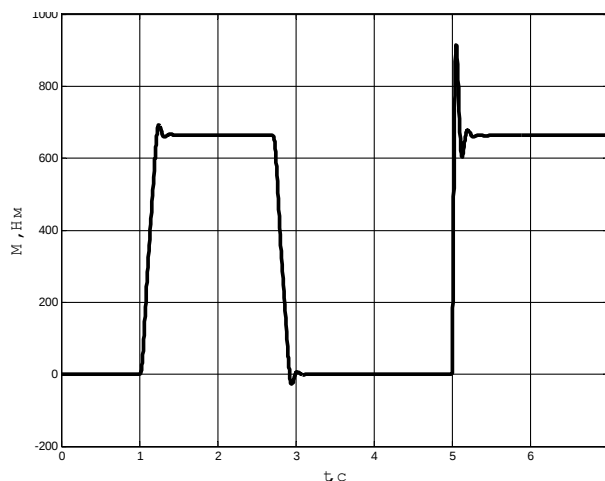


Рис. 3. График переходного процесса момента двигателя

На рис. 4 представлено три графика ошибки отработки заданной скорости при пуске и набросе нагрузки для трех значений электрического сопротивления обмотки статора R_s : 0,0029 Ом (паспортное значение); 0,00145 Ом (вдвое меньше паспортного); 0,0058 Ом (вдвое больше паспортного). Как видно из рисунка, такое значительное параметрическое возмущение существенно не влияет на качество переходных процессов скорости. Три графика практически сливаются между собой. Максимальная динамическая ошибка скорости при пуске не превышает 4 рад/с, а при набросе момента нагрузки составляет 3,3 рад/с. На рис. 5 показано три графика ошибок отработки заданной скорости при пуске и набросе нагрузки для трех значений момента инерции электропривода J : 3,6 кг·м² (номинальное значение); 7,2 кг·м² (вдвое больше за номинальное); 10,8 кг·м² (втрое больше за номинальное). Как видно, существенное увеличение момента инерции, как типового параметрического возмущения электропривода, не приводит к значительной деградации качества переходных процессов. Максимальная динамическая ошибка скорости при пуске увеличивается с 4 до 4,8 рад/с.

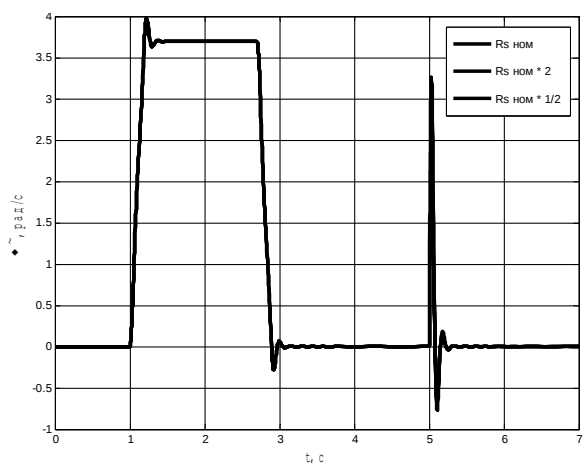


Рис. 4. Графики переходных процессов ошибок отработки заданной скорости при изменении электрического сопротивления обмотки статора

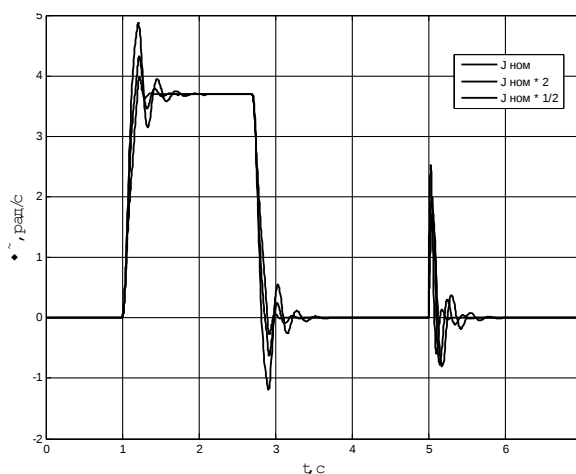


Рис. 5. Графики переходных процессов ошибок отработки заданной скорости при изменении момента инерции электропривода

Выводы. Оптимизация законов управления на основе концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий обеспечивает высокое качество управления координатами вентильно-индукторного электропривода при слабой чувствительности к параметрическим и координатным возмущениям. В основу метода положена идея обратимости прямого метода Ляпунова по исследованию устойчивости. Полученные законы управления придают замкнутым контурам свойство устойчивости в целом, которая сохраняется даже при неограниченном повышении коэффициентов усиления регуляторов, и обеспечивают полное совпадение реальных и желаемых переходных процессов. Метод оптимизации обеспечивает динамическую декомпозицию системы. Во время работы взаимосвязанная система распадается на относительно независимые локальные контуры управления, процессы в которых протекают по траекториям, назначенным уравнениями желаемого качества. Характерной особенностью оптимизации является достижение не абсолютного минимума функционала качества, а некоторого минимального значения, что обеспечивает допустимую по техническим требованиям динамическую ошибку системы. Для разработки законов управления регуляторов не требуется детальная математическая модель объекта управления с точными значениями параметров. Достаточно иметь только структурную модель объекта. Простота реализации системы управления обуславливается отсутствием в законах управления параметров объекта управления и операций дифференцирования.

Список литературы: 1. Козаченко В.Ф. Вентильно-индукторный привод – перспективное направление развития современного регулируемого электропривода / А.М.Русаков, А.В.Сорокин // *Новости теплоснабжения*. – 2011. – № 11. – С. 24-26. 2. Потепенко Е.М. Высокоточное управление неопределенными объектами. Сравнение методов управления / Е.М.Потепенко, А. Е.Казурова // Сб. научн. труд. Днепродзержинского гос. техн. универ-та. – Днепродзержинск: ДГТУ, 2007. – С. 353-356. 3. Крутько П.Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов / П.Д.Крутько // *Изв. РАН. ТиСУ*. – 2005. – № 2. – С. 120-140. 4. Островерхов Н.Я. Управление координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий / Н.Я.Островерхов, Н.П.Бурик // *Электротехника и электроэнергетика*. – Запорожье: ЗНТУ, 2011. – № 1. – С. 41-49. 5. Островерхов Н.Я. Метод синтеза регуляторов электромеханических систем на основании концепции обратных задач динамики в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий движения / Н.Я. Островерхов // *Вестник НТУ „ХПИ“*. – Харьков: НТУ “ХПИ”, 2008. – № 30. – С. 105-110. 6. Черноусько Ф.Л. Методы управления нелинейными механическими системами / Ф.Л.Черноусько, И.М.Ананьевский, С.А.Решмин – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 328 с.

Bibliography (transliterated): 1. Kozachenko, V., Rusakov A. and Sorokin A. "Ventilno-induktornyiy privod – perspektivnoe napravlenie razvitiya sovremennogo reguliruemogo elektroprivoda." *Novosti teplosnabzheniya* 11 (2011): 24-26. Print. 2. Potapenko, E.M. and Kazurova, A.E. "Vyisokotochnoe upravlenie neopredelennymi ob'ektami. Sravnenie metodov upravleniya." *Sb. nauchn. trud. Dneprodzerzhinskogo gos. texn. univer-ta* (2007): 353-356. Print. 3. Krut'ko P. D. "Robastno ustoychivyye strukturyi upravlyayemykh sistem vyisokoy dinamicheskoy tochnosti. Algoritmy i dinamika upravleniya dvizheniem modelnykh ob'ektov.", *Izvestiya RAN. TiSU* 2 (2005): 120–140. Print. 4. Ostroverkhov, N. and Buryk, N. "Upravlenie koordinatami elektroprivodov na osnovanii kontseptsii obratnykh zadach dinamiki pri minimizatsii lokalnykh funktsionalov mgnovennykh znacheniy energiy." *Elektrotehnika i elektroenergetika* 1 (2011): 41-49. Print. 5. Ostroverkhov, N.J. "Metod sinteza regulyatorov elektromekhanicheskikh sistem na osnovanii kontseptsii obratnykh zadach dinamiki v soedinenii s minimizatsiey lokalnykh funktsionalov mgnovennykh znacheniy energiy dvizheniya." *Vestnik NTU "KPI"* 30 (2008): 105-100. Print. 6. Chernous'ko, F.L., I.M. Anan'evskij and S.A. Reshmin. *Metody upravleniia nelineynymi mekhanicheskimi sistemami*. Moscow: Fizmatlit, 2006. Print.

Поступила (received) 03.07.2015