

ВЫСОКОТОЧНОЕ УПРАВЛЕНИЕ УПРУГОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ С НЕЛИНЕЙНЫМ ТРЕНИЕМ

Потапенко Е.М., Казурова А.Е.

Введение. Под электромеханической системой (ЭМС) понимается механизм, состоящий из последовательно соединенных электродвигателя (для конкретности постоянного тока), редуктора, муфты и объекта управления. Сопротивление якорной цепи двигателя вследствие изменения температуры может меняться в 1,5 раза вверх и вниз по отношению к его номинальному значению. Редуктор и (или) муфта обладают ограниченной жесткостью, вследствие чего в них при работе возникают упругие деформации. Объект управления (ОУ) представляет собой твердое тело с неизвестным моментом инерции, к которому приложены ступенчато изменяющиеся воздействия. Работа двигателя с редуктором и движение объекта управления сопровождаются нелинейным трением. Система предназначена для позиционного управления объектом. Описанная ЭМС является универсальной и может входить в состав обрабатывающих станков, роботов, телескопов, радиолокаторов, систем автоматического прицеливания стрелкового оружия, в том числе установленных на движущихся объектах, и тому подобное.

Анализ литературных источников. Традиционным методом управления такими системами является использование ПИ- и ПИД-регуляторов. Однако этот метод управления обладает недостаточной робастностью, плохо противодействует ступенчато изменяющимся внешним воздействиям и нелинейному трению. Этим недостатком лишены системы со скользящими режимами (ССР). К сожалению, скользящие режимы сопровождаются вибрациями, которые ухудшают надежность системы, повышают ее электропотребление, вызывают появление акустических шумов. Вибрации еще больше усиливаются при наличии высокочастотных помех. Кроме того, ССР могут возбуждать высокочастотную паразитную динамику (упругие колебания) вплоть до потери устойчивости. Хорошей робастностью к неопределенностям, быстрым реагированием на ступенчато изменяющиеся воздействия и одновременно при “мягком” управлении без скользящих режимов обладают комбинированные системы управления с оценкой и компенсацией неопределенностей динамики [1-3]. Поскольку в неопределенности включены и внешние воздействия, то указанные системы, помимо обеспечения робастности, обеспечивают высокую точность управления. Благодаря отсутствию скользящих режимов, эти системы в меньшей степени возбуждают паразитную высокочастотную динамику.

Постановка задачи. ЭМС описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$I_c \ddot{\varphi}_c = c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + f_c - f_l, \quad (1)$$

$$I_m \ddot{\varphi}_m = -n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_m i + f_m, \quad (2)$$

$$Li + Ri = u - c_e \dot{\varphi}_m, \quad (3)$$

где φ_c, φ_m – углы поворота ОУ и ротора двигателя; i, u – ток и напряжение якорной цепи; I_c, I_m – моменты инерции ОУ и ротора двигателя; R, L – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи; c_m, c_e – моментный и скоростной коэффициенты двигателя постоянного тока (ДПТ); n – передаточное число редуктора; c – коэффициент жесткости упругой части; f_c, f_m – моменты нелинейного трения в ОУ и в двигателе соответственно; f_l – момент нагрузки. В системе (1)-(3) неизвестными являются I_c, f_c, f_l, f_m, R . В состав

ЭМС входят следующие измерители: датчик тока якорной цепи ДПТ, инкрементный датчик приращений угла поворота ротора двигателя, позволяющий оценивать угол поворота ротора двигателя φ_m с погрешностью φ_{m0} , и датчик положения ОУ. Таким образом, в системе пятого порядка измеряются 3 координаты: i , $(\varphi_m + \varphi_{m0})$, φ_c . Для обеспечения высокого качества управления необходимо оценить с помощью наблюдателей недостающие координаты вектора состояния: скорости ОУ и ротора двигателя и сопротивление. Кроме того, неизвестной является погрешность φ_{m0} .

В качестве модели трения использовалась модель LuGre [4], соответствующая ей зависимость трения от скорости представлена на рис. 1.

Указанная модель описывается следующим образом:

$$f = -m \text{ при } \dot{x} = 0, \quad \forall |m| \leq f_0, \quad (4)$$

$$f = -f_0 \text{sign } m \text{ при } \dot{x} = 0, \quad \forall |m| > f_0, \quad (5)$$

$$f = -\varphi(|\dot{x}|) \text{sign } \dot{x} \text{ при } |\dot{x}| > 0, \quad (6)$$

где m – сумма всех внешних воздействий на объект, подверженный трению, f_0 – максимальный момент трения покоя, \dot{x} – относительная скорость трущихся поверхностей. Поскольку точно функция трения $|f| = \varphi(\dot{x})$ не известна, то принято

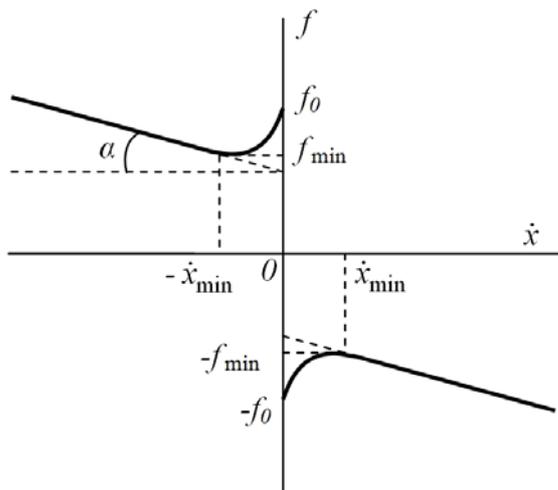


Рис.1 Зависимость трения от скорости

$$\begin{aligned} f &= f_0 + a|\dot{x}| & |\dot{x}| \leq |\dot{x}_{\min}|, \\ f &= b + k|\dot{x}|, \quad k = \text{tg } \alpha & |\dot{x}| > |\dot{x}_{\min}|, \end{aligned} \quad (7)$$

где a, b – коэффициенты аппроксимации функции трения.

Целью данной работы является обеспечение высокой точности и быстродействия управления объектом с помощью компенсатора, состоящего из наблюдателей координат вектора состояния и неопределенностей и комбинированного регулятора.

Материал исследования. Управляющее напряжение ограничено (что всегда имеет место на практике) и представлено в виде

$$u = \text{sat}(u_i + u_m + u_c), \quad (8)$$

где u_i, u_m, u_c – управляющие напряжения соответственно для контуров тока, двигателя и объекта управления, синтезированные в виде

$$u_i = -Rk_i i, \quad (9)$$

$$u_m = -k_m \dot{\varphi}_m - kn^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c)Rc_m^{-1}, \quad (10)$$

$$u_c = u_{cs} + u_{cc}, \quad (11)$$

$$u_{cs} = -k_{c1}(\varphi_c - \varphi_{cp}) - k_{c2}(\dot{\varphi}_c - \dot{\varphi}_{cp}), \quad (12)$$

$$u_{cc} = -(1+k)(nc_{m1})^{-1} R f_{c\Sigma}, \quad (13)$$

$$c_{m1} = c_m(1+k_i)^{-1}, \quad (14)$$

где $k_i, k_m, k, k_{c1}, k_{c2}$ – постоянные коэффициенты; символом “^” обозначены оценки соответствующих переменных; u_{cs}, u_{cc} – управляющие напряжения стабилизации и компенсации неопределенности $f_{c\Sigma}$, которая имеет вид

$$f_{c\Sigma} = -f_c - f_l - n f_m - I_{c\delta} \ddot{\varphi}_c. \quad (15)$$

При формировании неопределенности предполагалось, что $I_c = I_{c0} + I_{c\delta}$, где I_{c0} – известное номинальное значение момента инерции ОУ, $I_{c\delta}$ – его неизвестное отклонение.

Оценка неопределенности получена с помощью быстродействующего наблюдателя в виде

$$f_{c\Sigma} = z - l_f(I_{c0}\dot{\varphi}_c + nI_m\dot{\varphi}_m + nc_mLR^{-1}i), \quad (16)$$

$$\dot{z} = l_f(f_{c\Sigma} + nc_mR^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m)), \quad (17)$$

где l_f – коэффициент передачи наблюдателя. Измерением для наблюдателя (16), (17) является выражение (15).

Алгоритм оценки скорости ОУ получен в виде асимптотического дифференциатора [5]:

$$\dot{r} = Ar + L_r(r_1 - \varphi_c), \quad (18)$$

где

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_c \\ \dot{\varphi}_c \\ \ddot{\varphi}_c \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, L_r = \begin{bmatrix} l_{r1} \\ l_{r2} \\ l_{r3} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

L_r – матрица коэффициентов передачи дифференциатора.

Наблюдатель вектора состояния двигателя синтезирован в виде

$$\dot{x} = Ax + L(x_1 + x_3 - (\varphi_m + \varphi_{m0})) + Bu, \quad (20)$$

где

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_m \\ \dot{\varphi}_m \\ \varphi_{m0} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}(n^{-1}c\varphi_c + c_m i) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$L = [l_1 \quad l_2 \quad l_3]^T$ – матрица коэффициентов наблюдателя. Следует обратить внимание на то, что размерность наблюдателя увеличена за счет введения в рассмотрение неизвестной координаты $x_3 = \varphi_{m0}$.

Соппротивление представляется в виде $R = R_0 + R_\delta$, где R_0 – известное из паспорта двигателя номинальное значение сопротивления, R_δ – не известное отклонение сопротивления от его номинального значения. Для оценки фактического сопротивления в реальном времени разработан следующий алгоритм идентификации:

$$R_\delta = z + l_R \frac{1}{2} Li^2, \quad (22)$$

$$\dot{z} = l_R \left[i^2 (z + l_R \frac{1}{2} Li^2) - i(u - c_e \dot{\varphi}_m) + R_0 i^2 \right], \quad (23)$$

$$R = R_0 + R_\delta, \quad (24)$$

где I_R – коэффициент передачи идентификатора.

При моделировании принимались следующие параметры: $I_{c0} = 250 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, момент инерции считается неизвестным и находится в диапазоне $I_c = (0,83...1,5)I_{c0}$, $I_m = 27 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $R_0 = 0,075 \text{ Ом}$, аналогично, сопротивление принимается равным $R = (0,67...1,5)R_0$, $L = 3,375 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$, $n = 377$, $c = 3 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{рад}^{-1}$, $c_m = 0,062 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{А}^{-1}$, $c_e = 0,062 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}$, $f_l = 0...500 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_c = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_m = 0,15 \text{ Н} \cdot \text{м}$, пусковой ток 360 А, напряжение питания двигателя 27 В. Для модели трения брались следующие значения: $f_{\min} = 0,67f_0$, $\dot{x}_{\min} = 0,4 \text{ рад/с}$.

Расчет коэффициентов законов управления и наблюдателей осуществлялся по стандартным полиномам с биномиальным распределением корней.

На рис. 2-12 показаны переходные процессы, возникающие при подаче ступенчатого программного сигнала величиной 3° ($\varphi_{cp} = 0,05236 \text{ рад}$) при номинальном моменте инерции ОУ. Нагрузка $f_l = 500 \text{ Н} \cdot \text{м}$ в виде ступенчатого сигнала прикладывалась на 0,5 с и снималась на 0,8 с. На рис. 2 показан весь переходный процесс, а на рис. 3, 4 – его фрагменты. На рис. 3 пунктирными линиями ограничена зона $\pm 30 \text{ угл. с}$, на рис. 4 – зона $\pm 0,1 \text{ угл. с}$.

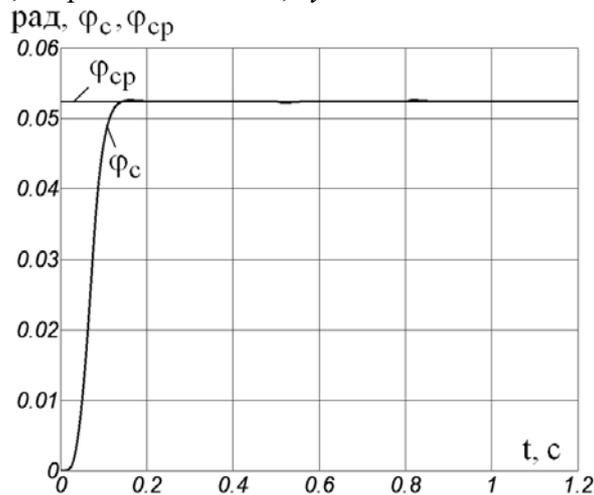


Рис. 2

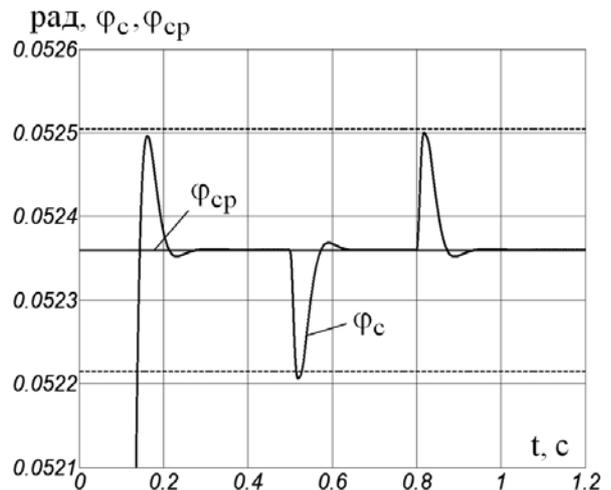


Рис. 3

Анализ графиков показывает, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает входение в зону $\pm 30 \text{ угл. с}$ за 0,14 с, а в зону $\pm 0,1 \text{ угл. с}$ – за 0,28 с, установившаяся ошибка составляет 10^{-3} угл. с . Следует отметить, что на длительность переходного процесса оказывает отрицательное влияние ограничение напряжения. Рис. 3 показывает, что система является астатической по отношению к нагрузке. На рис. 4 видно, что указанная точность в установившемся режиме $\pm 10^{-3} \text{ угл. с}$ обеспечивается как при наличии нагрузки, так и без нее. На рис. 5, 6 показана скорость ОУ. Рис. 6 является фрагментом рисунка 5. Скорость в установившемся режиме не превышает $5 \cdot 10^{-6} \text{ рад/с}$ ($0,00028 \text{ }^\circ/\text{с}$). Графики напряжения и тока изображены на рис. 7, 8. На рис. 9 даны графики неопределенности и её оценки при номинальном моменте инерции ОУ, на рис. 10 – фрагмент рисунка 9. На рис. 11, 12 изображены графики угла и скорости поворота ротора двигателя и их оценки с помощью наблюдателя. На рис. 13 показаны фрагменты переходных процессов при значениях момента инерции ОУ 1) $0,83I_{c0}$, 2) I_{c0} , 3) $1,5I_{c0}$ подтверждающие работоспособность системы при неизвестных отклонениях момента инерции от его номинального значения в указанном пределе.

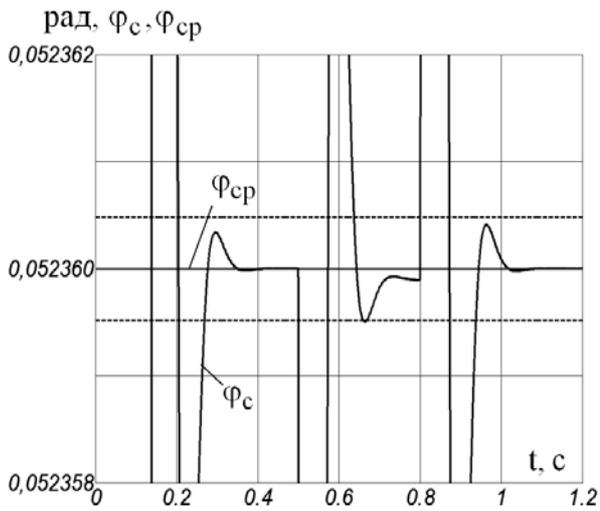


Рис. 4

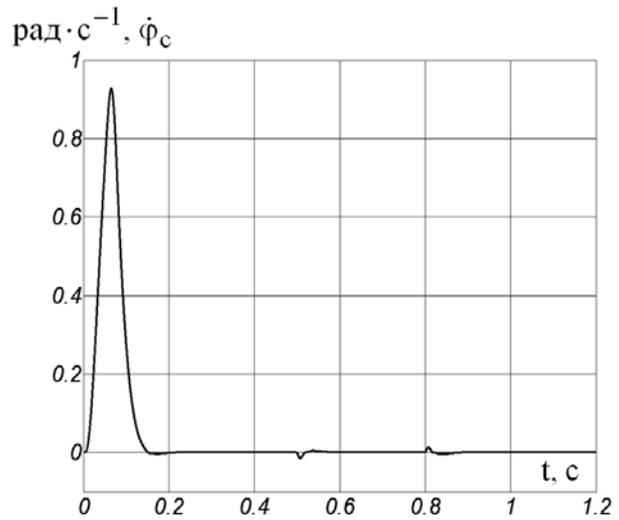


Рис. 5

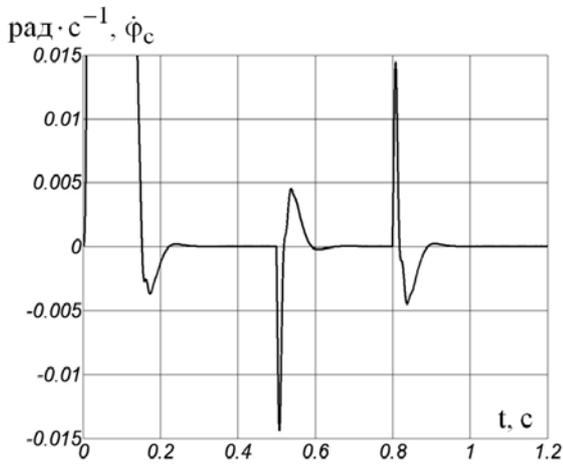


Рис. 6

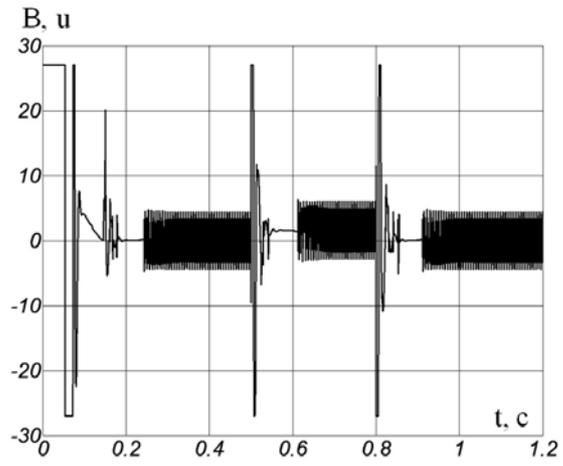


Рис. 7

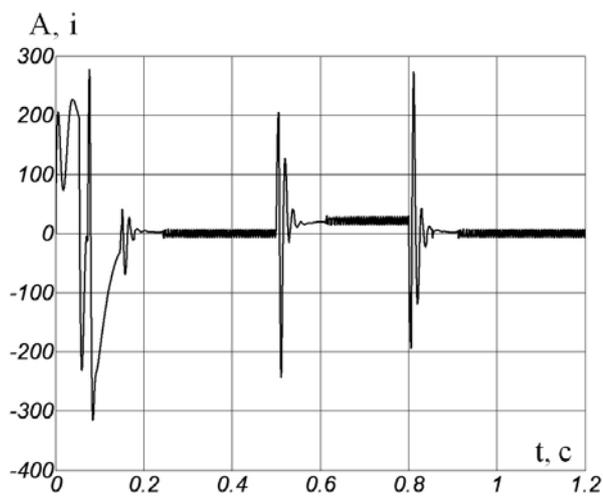


Рис. 8

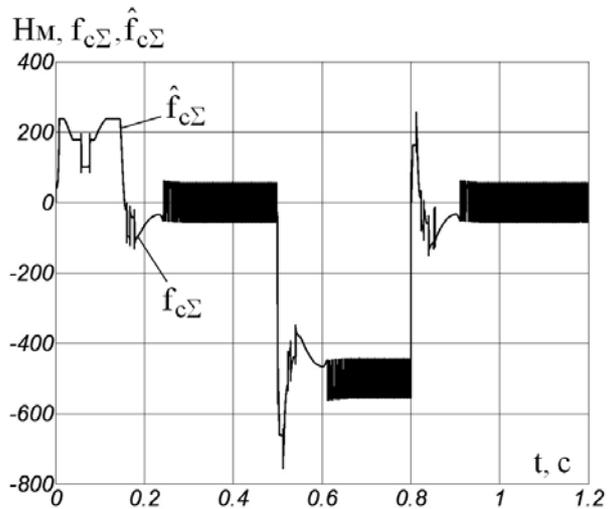


Рис. 9

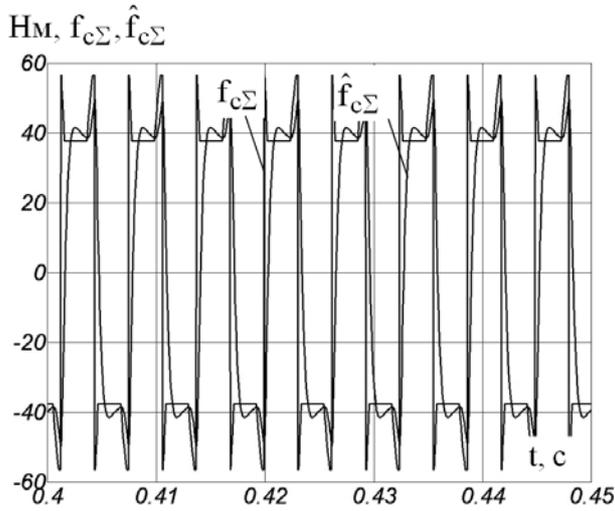


Рис. 10

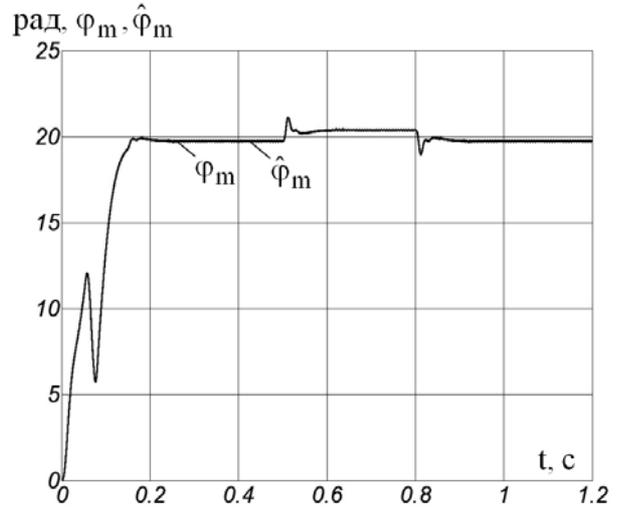


Рис. 11

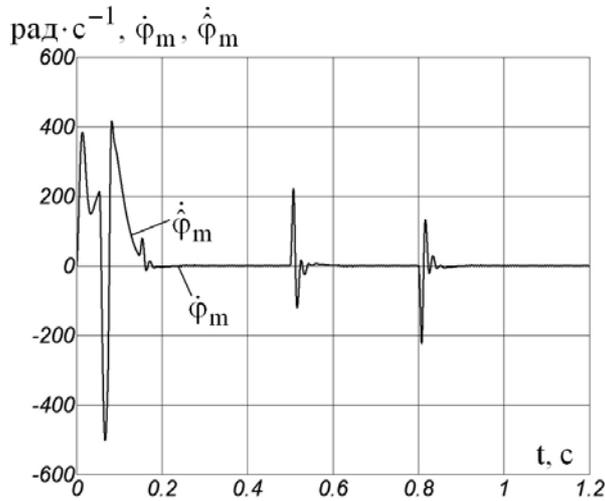


Рис.12

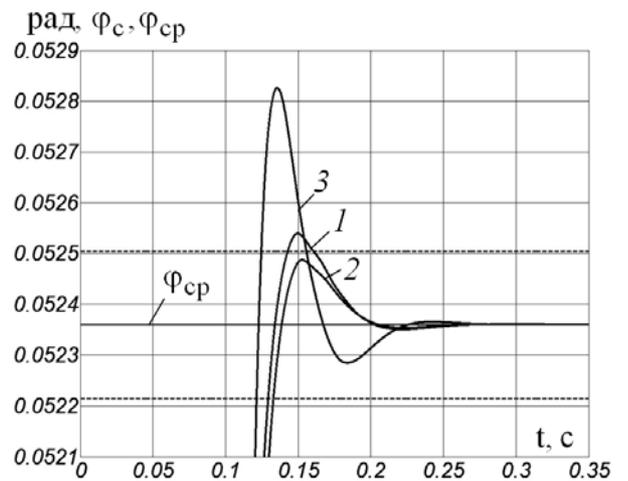


Рис.13

На рис. 14, 15 приведены фрагменты графиков неопределенностей и их оценок при значениях моментов инерции $0,83I_{c0}$ (рис. 14) и $1,5I_{c0}$ (рис. 15). Графики идентификации активного сопротивления при его отклонении в 1,5 раза вниз и вверх от номинального значения представлены на рис. 16, 17 соответственно. Причем идентификация осуществлялась одновременно с оценкой координат вектора состояния двигателя.

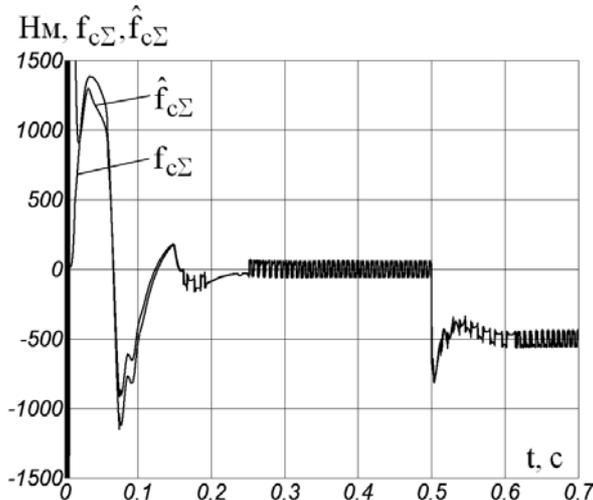


Рис. 14

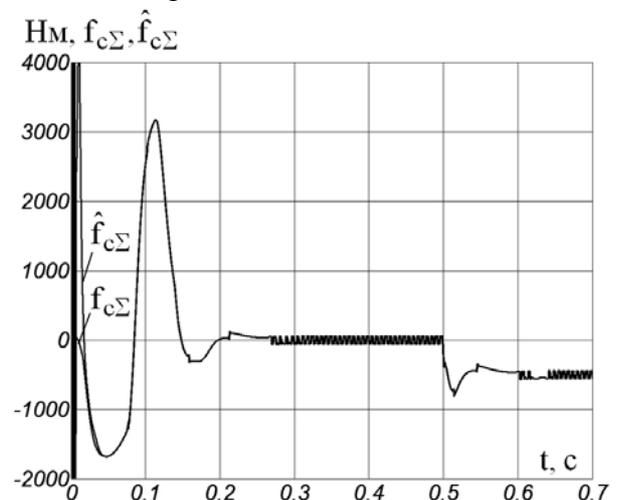


Рис.15

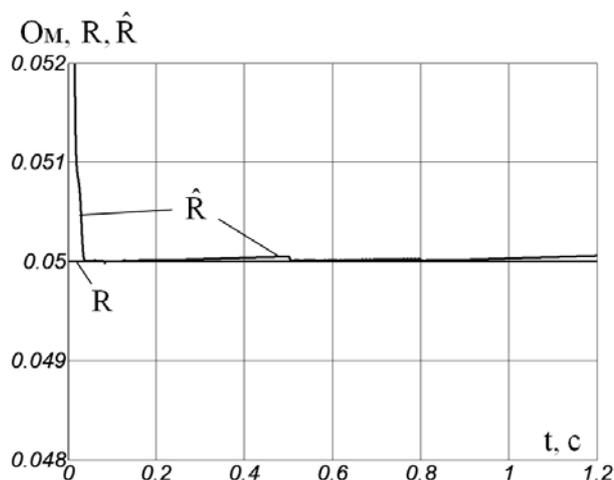


Рис. 16

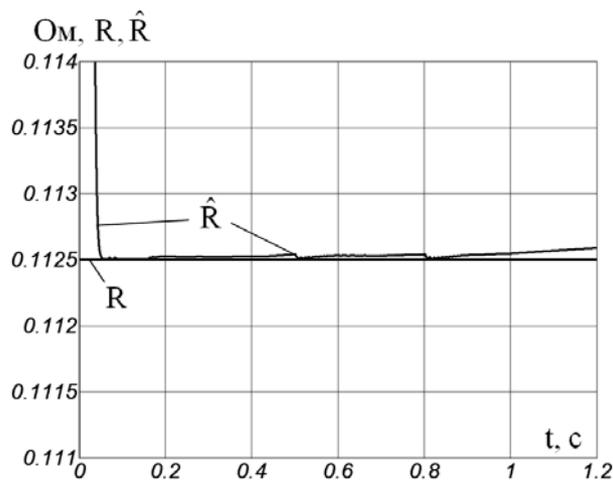


Рис. 17

Выводы. Рассмотрено управление электромеханической системой (ЭМС) со следующим составом измерителей: датчик тока якорной цепи, инкрементный датчик угла поворота ротора двигателя и датчик положения ОУ. Недостающая информация получена с помощью наблюдателей. Особенностью данной ЭМС является наличие значительного нелинейного трения как на объекте управления, так и на двигателе. Примененное комбинированное управление практически устраняет совместное влияние нелинейного трения и упругости передачи. Как показали результаты моделирования, синтезированный алгоритм управления обеспечивает вхождение в зону ± 30 угл. с за 0,14 с, а в зону $\pm 0,1$ угл. с – за 0,28 с. Установившаяся ошибка находится в диапазоне $\pm 10^{-3}$ угл. с как без нагрузки, так и при ее наличии. Скорость в установившемся режиме не превышает $5 \cdot 10^{-6}$ рад/с (0,00028 %/с). Включение в неопределенность внешних воздействий делает систему астатической по отношению к нагрузке. Система работоспособна при отклонениях момента инерции ОУ в пределах 0,83...1,5 от его номинального значения. Ограниченность диапазона обусловлена ограниченностью напряжения. Следует отметить, что разработанный алгоритм идентификации сопротивления обеспечивает робастность системы к изменению активного сопротивления якорной цепи. Идентификация активного сопротивления осуществлялась одновременно с оценкой координат вектора состояния в реальном времени.

Высокое качество управления при наличии упругости, нелинейного трения и нагрузки достигнуто за счет применения робастного комбинированного управления с наблюдателем неопределенности [1-3]. В дальнейшем планируется исследование данного метода управления в цифровом исполнении при наличии в системе, помимо рассмотренных в статье возмущений и неидеальностей, люфта.

The flexible electromechanical system control, the specificity of which is the presence of significant nonlinear friction on both control object and motor, is considered. Motor armature current, motor rotor and control object rotation angles are measured. For this system the robust combined regulator minimizing the transient time with the state vector coordinate and uncertainty observers is designed. The on-line identification algorithm of motor armature resistance is synthesized. Computer simulation confirms the dynamic characteristics of the synthesized control system.

1. Потапенко, Е.М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / Е.М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109-116.

2. Потапенко, Е.М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Е.М. Потапенко // Проблемы управления и информатики (Киев, НАНУ). – 1995. – №2. – С. 36-44.

3. Потапенко, Е.М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями / Е.М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. (Москва) – 1996. – №2. – С. 104-108.
4. Hirschorn, R.M. Control of Nonlinear Systems with Friction / R.M. Hirschorn, G. Miller // IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1999. – Vol. 7, N 5. – Pp. 588-595.
5. Дылевский, А.В. Применение метода пространства состояний для синтеза дифференциаторов / А.В. Дылевский, Г.И. Лозгачёв // Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 9. – С. 13-20.

УДК 681.527.2

РАЗРАБОТКА МЕТОДА УПРЕЖДАЮЩЕЙ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ СТАТОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АД, ВНОСИМЫХ ВЫХОДНЫМИ СИЛОВЫМИ ФИЛЬТРАМИ

Соломаха А.В.

Введение. Для питания АД в настоящее время используются инверторы напряжения с ШИМ. Выходные напряжения ПЧ с ШИМ представляют собой последовательность прямоугольных импульсов малой длительности. Крутые фронты напряжения с ШИМ (порядка 10 кВ/мкс) вызывают старение изоляции двигателя, питающих кабелей и ухудшение их диэлектрических свойств. Это также приводит к дополнительному нагреву обмоток двигателя и появлению высокочастотного акустического шума.

Устранение вышеназванных проблем особенно актуально для мощных приводов [1, 2]. Поэтому на выходе преобразователя частоты для сглаживания выходного напряжения устанавливают силовые LC-фильтры [3]. Пассивные фильтры улучшают гармонический состав тока и напряжения (скорость фронта импульса становится менее 500 В/мкс), уменьшают акустический шум, имеют простую конструкцию и относительно дешевы в изготовлении. Ограничение скорости изменения напряжения и снижение перенапряжений позволяет отказаться от увеличения номиналов напряжений инверторов за счет учета явления обратной волны в кабелях. Без фильтра, ограничивающего производную напряжения, срок службы двигателя уменьшается на 10% по отношению к его декларированному сроку работы [4]. В основном, пассивные фильтры используются в потребителях мощности более 1 мегавольтампера. Пассивные фильтры не требуют технического обслуживания, экономичны, при условии, что сопротивление фильтра должно быть меньше, чем сопротивление системы [1]. Но, наряду с перечисленными положительными эффектами, пассивные фильтры искажают амплитуды и фазы главных гармоник выходных напряжений и токов, что приводит к ухудшению динамики электропривода, особенно с векторным управлением. В работе [3] проблема решается методом, построенным с помощью фильтра Калмана, которому присуща большая вычислительная сложность. Для восстановления динамики привода можно построить алгоритмически простой компенсатор введением перекрестных связей, что было сделано в работе [5], но без учета параметров нагрузки.

Целью данной статьи является разработка метода упреждающей компенсации искажений статорного напряжения АД, вносимых силовыми фильтрами, учитывающей параметры нагрузки.

Постановка задачи. На рис. 1 представлена функциональная схема автономного инвертора с силовым фильтром, где СУ – система управления автономным инвертором с ШИМ (АИН с ШИМ); ПСФ – пассивный силовой LC-фильтр; АД – двигатель переменного тока; $u_{\alpha p}$, $u_{\beta p}$ – управляющие (программные) сигналы системы управления АИН,