

ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПУТЕМ ЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ КОНТУРА ТОКООГРАНИЧЕНИЯ

ТАРАРЫКИН С.В., ТЮТИКОВ В.В., доктора техн. наук, КОПЫЛОВА Л.Г., ассист.

Проведено формирование переходных процессов электропривода путем синтеза управляющих устройств, предназначенных для ограничения тока в электромеханических системах с упругими кинематическими связями, построенных на базе регуляторов состояния. Выполнена оценка параметрической чувствительности полученных систем.

Ключевые слова: электромеханические системы, модальный регулятор, контур токоограничения, компенсационный регулятор.

THE FORMATION OF ELECTRIC DRIVE TRANSIENT PROCESSES BY CURRENT-LIMITING PATH FREQUENCY CORRECTION

TARARYKIN S.V., Ph.D., TYUTIKOV V.V., Ph.D., KOPYLOVA L.G., assistant

The article concerns the formation of electric drive transient processes by the synthesis of controllers meant for current limiting in electromechanical systems with elastic kinematic connections built on the basis of condition regulators. The assessment of parametric responsivity of such systems is supplied.

Key words: electromechanical systems, modal regulator, current-limiting path, compensatory regulator.

Современный этап развития производства характеризуется неуклонным повышением технологических требований к динамическим и точностным показателям электромеханических систем (ЭМС). Это требует при синтезе систем учета таких факторов объектов управления (ОУ), как повышенная размерность, наличие взаимных связей между координатами состояния объекта, присутствие слабодемпфированных собственных движений (резонансов) в диапазоне существенных частот и т.п.

В этих условиях эффективность работы систем подчиненного регулирования координат существенно снижается. Для таких объектов требуется использование более сложных управляющих устройств (УУ) – регуляторов состояния (РС), способных значительно расширить возможности проектируемых динамических систем [1].

Поскольку ЭМС с регулятором состояния (рис. 1) можно отнести к структуре с суммирующим усилителем, то проблема ограничения координат может быть решена для нее с помощью комбинированного управления, основанного на использовании датчика интенсивности (ЗИ) и контура токовой отсечки (ТО) [2, 3].

ЗИ настраивается на максимально допустимое значение тока электродвигателя при пуске с номинальным моментом. При этом в системах повышенной размерности целесообразнее использовать ЗИ второго порядка, так как он не только формирует необходимый темп нарастания задающего сигнала, но и ограничивает рывок (максимальный бросок тока) в начальный момент пуска.

Однако при использовании одного лишь ЗИ сохраняется возможность возникновения недопустимых перегрузок по току при воздействии на вал двигателя больших моментов нагрузки.

Улучшить свойства ЭМС в структуре с суммирующим усилителем (рис. 1) при возникновении перегрузки можно с помощью нелинейной обрат-

ной связи в виде канала токоограничения («токовой отсечки»), содержащего безынерционный блок усиления с коэффициентом K_u и нелинейный элемент типа «зона нечувствительности» [2, 3].

В системах электропривода с жесткой механической связью от двигателя к рабочему органу, которые при малой инерции силового преобразователя приближаются по динамике к звену второго порядка, такое решение позволяет обеспечить высокое значение коэффициента петлевого усиления в контуре ТО и тем самым достичь необходимой точности стабилизации тока в режимах перегрузки при сохранении требуемых динамических показателей во всех режимах работы [4].

Однако применение подобного решения для систем с высоким порядком ОУ, обусловленным, например, наличием упругих элементов в механической части, приводит к существенному ухудшению показателей качества процессов управления. Переходный процесс становится колебательным, что объясняется наличием точек пересечения амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) линейной части контура токоограничения и характеристики нелинейного элемента, расположенной на оси действительных чисел комплексной плоскости в интервале $[-\infty, -1]$ при изменении момента сопротивления M_c во всем возможном диапазоне значений [5].

Таким образом, при большом порядке объекта управления (степени сложности системы) использование в контуре ТО, наряду с нелинейным элементом, одного лишь безынерционного блока усиления оказывается явно недостаточным. Требуется разработка и применение дополнительных УУ для эффективного ограничения тока электродвигателя.

В качестве примера рассмотрим систему управления электроприводом (ЭП) постоянного тока (рис. 1,а, где использованы следующие

обозначения величин: Ω_3 – заданное значение скорости; U_y, U – управляющее и выходное напряжение силового преобразователя; I_a – ток якорной цепи электродвигателя; Ω_1, Ω_2 и $\Delta\varphi$ – угловые скорости и разность угловых перемещений валов электродвигателя и рабочего органа; M_c – момент нагрузки (статического сопротивления); приняты также следующие обозначения параметров объекта: $K_{СП}, T_{СП}$ – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя напряжения; R_a, T_a – активное сопротивление и постоянная времени якорной цепи; C – конструктивная постоянная двигателя; J_1, J_2 – моменты инерции ротора двигателя и рабочего органа, соответственно; C_{12}, b – приведенный коэффициент жесткости и коэффициент внутреннего вязкого трения кинематической передачи; $k_{1, \dots, 4}$ – коэффициенты обратных связей (ОС) по координатам состояния объекта, определяющие структуру регулятора). Для конкретности примем следующие значения пара-

метров объекта: $K_{СП} = 22$; $T_{СП} = 0,0033$ с; $R_a = 0,177$ Ом; $T_a = 0,02$ с; $C = 0,976$ Вб; $J_1 = 0,11$ кг·м²; $J_2 = 0,56$ кг·м²; $C_{12} = 14$ Н·м/рад; $b = 0,22$ Н·м·с/рад.

Пусть требуется обеспечить время нарастания переходной характеристики системы в линейной зоне ее работы не более 0,2 с при отсутствии перерегулирования по скорости рабочего органа и эффективное ограничение тока электродвигателя на уровне $I_{доп} = 60$ А в режимах его перегрузки.

Векторно-матричное описание системы с упругой механической частью при $\mathbf{X}^T = [\dot{I}_a \ \Omega_1 \ \Delta\varphi \ \Omega_2]$ (при $T_{СП} = 0$) будет иметь следующий вид:

$$s\mathbf{X}(s) = \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}U_y(s);$$

$$\Omega_2(s) = \mathbf{C}\mathbf{X}(s);$$

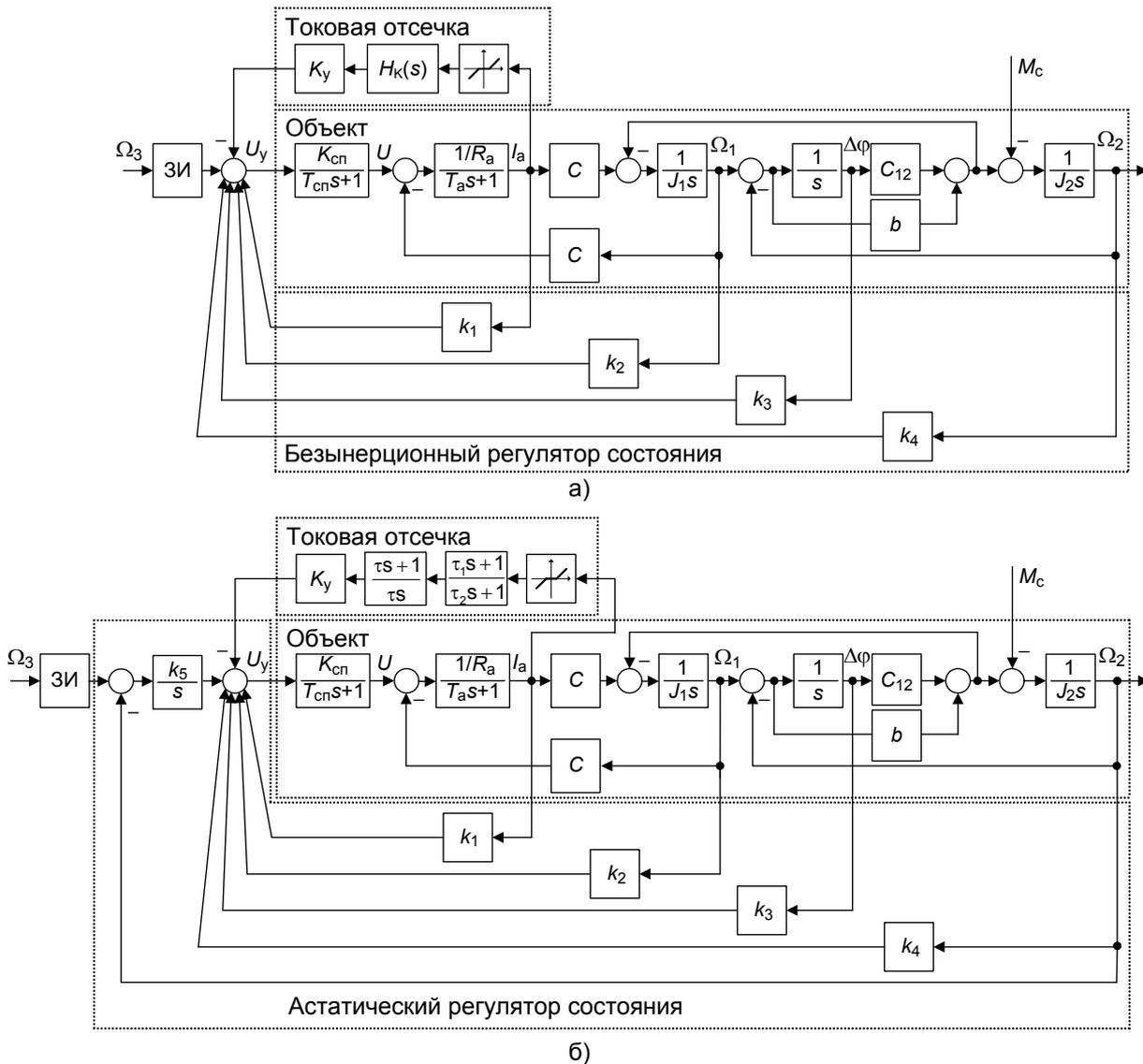


Рис. 1

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_a} & -\frac{C}{T_a R_a} & 0 & 0 \\ \frac{C}{J_1} & -\frac{b}{J_1} & -\frac{C_{12}}{J_1} & \frac{b}{J_1} \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & \frac{b}{J_2} & \frac{C_{12}}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_{сп}}{T_a R_a} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 1],$$

где \mathbf{A} , \mathbf{B} и \mathbf{C} – матрицы состояния, входа и выхода; s – комплексная переменная преобразования Лапласа.

В этом случае модальный регулятор, использующий информацию о векторе состояния объекта с указанными выше параметрами и обеспечивающий требуемое быстродействие за счет распределения полюсов, соответствующего полиному Ньютона $D(s)$ со среднегеометрическим корнем $\Omega_0 = 60 \text{ с}^{-1}$, получается в виде

$$\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4] = [-0,03 \ -0,334 \ -11,3 \ -9].$$

Для ограничения координат в режимах перегрузки построим высокочастотный контур токоограничения, способный «подавить» работу основного регулятора состояния ЭМС.

Попытка синтеза классического полиномиального регулятора (ПР) в контуре ТО, т.е. в нашем случае для объекта с передаточной функцией

$$H_i(s) = \frac{I(s)}{U_y(s)} = \frac{6215s(s^2 + 2,4s + 152)}{s^4 + 240s^3 + 21600s^2 + 864000s + 12960000}, \quad (1)$$

методами модального управления (МУ) приводит к получению неустойчивого звена [4]

$$H_k(s) = \frac{R(s)}{C(s)} = \frac{-0,0032s^3 - 0,636s^2 - 42,11s - 937}{21s^2 - 446s + 77160}.$$

Это вполне объясняется результатами, полученными ранее [6], которые показывают, что если объект содержит нуль в начале координат комплексной плоскости, то невозможно синтезировать робастную систему автоматического управления с темпом процессов, превышающим темп, определяемый полюсами этого объекта.

В нашем случае получаем, что быстродействие контура ТО не может быть сформировано выше, чем быстродействие основной системы. Однако выполнение именно этого условия требуется для «подавления» основного контура внутренним контуром в режимах перегрузки ЭД.

Поскольку нули ПФ накладывают ограничение на синтез в контуре ТО регулятора с требуемым быстродействием, то одним из вариантов решения задачи может быть синтез регулятора путем назначения полюсов ПФ

САУ, совпадающих с нулями ПФ ОУ. С помощью указанного метода получена [7] следующая ПФ регулятора:

$$H_k(s) = \frac{0,056s^3 + 9,22s^2 + 642s + 16080}{s^3 + 2,4s^2 + 152s}.$$

Очевидно, что система, содержащая такое УУ, будет обладать высокой параметрической чувствительностью, и даже незначительные вариации параметров ОУ приведут к существенному ухудшению качества процессов управления.

Снижение параметрической чувствительности можно обеспечить, синтезируя регулятор, компенсирующий лишь часть нулей ПФ ОУ. Применительно к нашему объекту управления (передаточная функция линейной части контура ТО (1)) такой регулятор будет иметь второй порядок:

$$H_k(s) = \frac{s^2 + 120s + 3600}{s^2 + 2,4s + 152}. \quad (2)$$

Причем полином его числителя должен компенсировать два кратных полюса желаемого характеристического полинома исходной ЭМС с ПФ контура ТО, а полином знаменателя – отличные от нуля корни числителя этой ПФ (нули, определяющие частоту собственных колебаний системы).

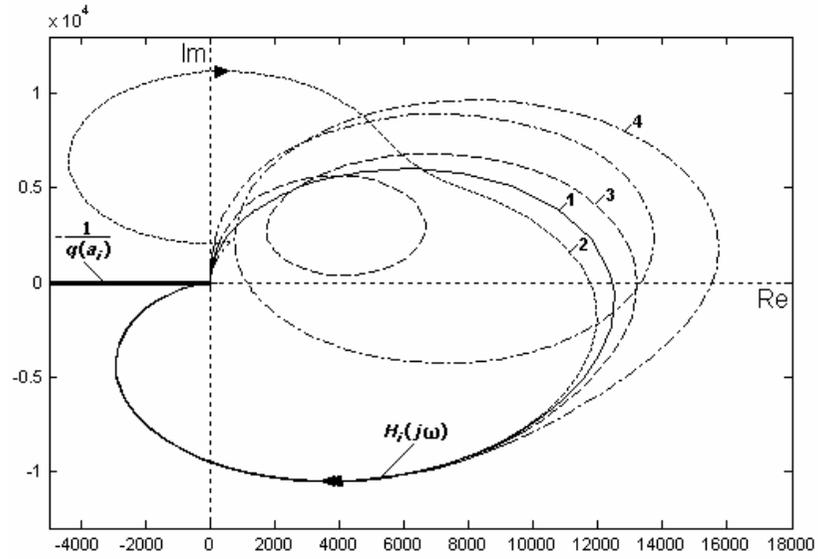
Соответствующий годограф Найквиста для линейной части контура токоограничения с таким компенсационным регулятором (рис. 2, а, кривая 1) оказывается аналогичным АФЧХ линейной части контура ТО с безынерционным усилительным элементом для ЭМС с жесткой механической частью [5].

Отсутствие точек пересечения характеристики линейной части $H_i(s)$ и характеристики нелинейного элемента $H(a_i) = -\frac{1}{q(a_i)}$ свиде-

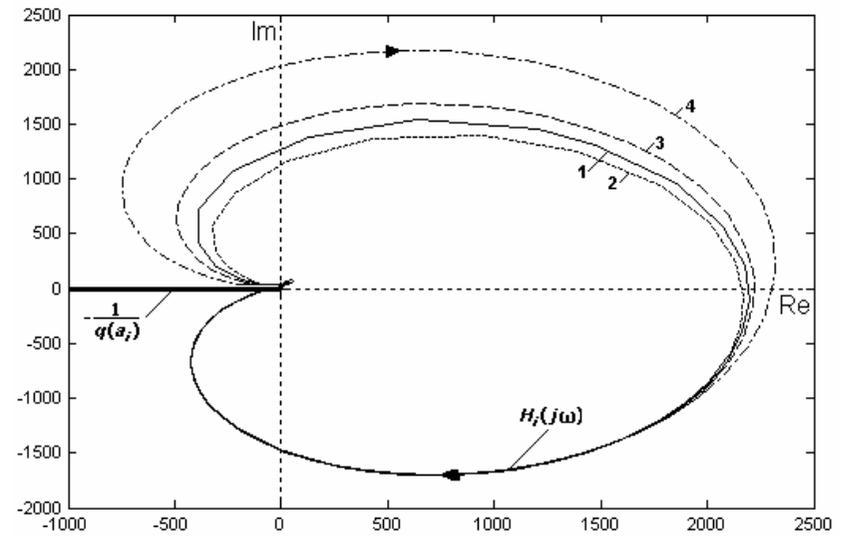
тельствует об исключении возможности возникновения колебаний в системе ЭП.

Графики процессов пуска ЭМС с нелинейным контуром ТО при наличии номинального момента на валу с последующим увеличением момента нагрузки до трехкратного номинального значения (в момент времени $t = 6 \text{ с}$) и дальнейшим уменьшением нагрузки (при $t = 7 \text{ с}$) до значения $I_a = 0,1 I_{ном}$ (режим малых токов), полученные моделированием средстами программного комплекса MATLAB, приведены на рис. 3, а.

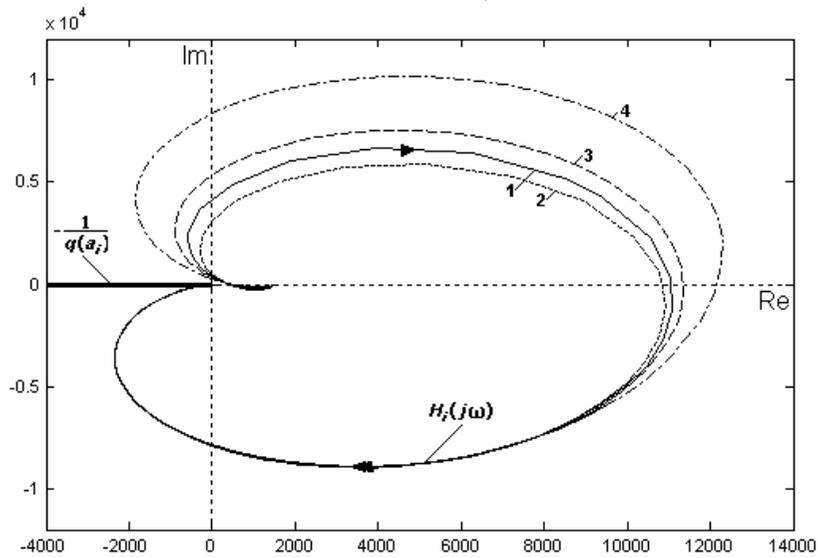
Для ограничения тока при пуске системы используем ЗИ второго порядка, а при работе в режиме перегрузки – контур ТО, содержащий нелинейный элемент с зоной нечувствительности $I_{дон} = 60 \text{ А}$, компенсационный регулятор (2) и блок усиления с коэффициентом $K_y = 200$.



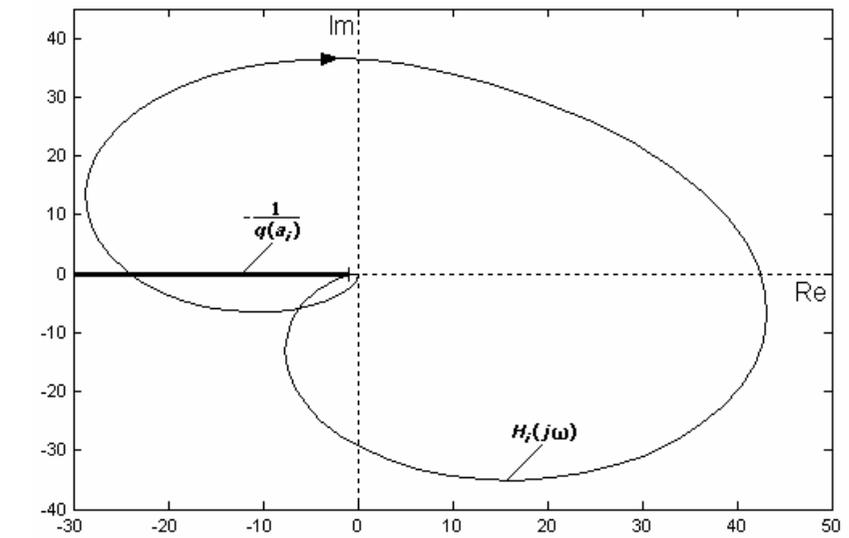
а)



б)



в)



г)

Рис. 2

Исследование синтезированной ЭМС на чувствительность к вариациям параметров объекта управления выявило следующее. При изменениях приведенного коэффициента жесткости механической передачи в диапазоне $\pm 30\%$ (рис. 2,а, кривые 2 и 4, соответственно) наблюдаются значительные отличия вида АФЧХ линейной части контура ТО от расчетного (рис. 2,а, кривая 1). Обусловлено это «острой» настройкой компенсационного регулятора на нули ПФ объекта, зависящие, в частности, и от коэффициента C_{12} . В случае несовпадения нулей ПФ объекта с полюсами ПФ регулятора сокращения их не происходит, что приводит к появлению колебательных процессов при уменьшении момента нагрузки на валу в момент времени $t = 7$ с с трехкратного номинального значения до значения $I_a = 0,1I_{ном}$.

Компенсационный регулятор является эффективным решением задачи ограничения тока. Однако из-за чувствительности системы к параметрическим возмущениям в объекте применение подобного решения на практике не вполне рационально, так как значения приведенного коэффициента жесткости механической передачи, как правило, известны приблизительно, и следовательно, точная настройка на нули ПФ объекта получается невозможной в принципе.

Анализируя вид АФЧХ линейной части контура ТО и ее расположение относительно характеристики нелинейного элемента на комплексной плоскости, можно сделать вывод о том, что для исключения возможности пересечения характеристик и устранения условий возникновения колебаний в исследуемой системе достаточно сдвинуть АФЧХ линейной части в области низких частот на минус 90° , но сохранить вид характеристики в высокочастотном диапазоне.

Вариантом решения этой задачи может быть дополнение контура ТО корректирующим ПИ-звеном с передаточной функцией

$$H_k(s) = \frac{\tau s + 1}{\tau s},$$

где τ – постоянная времени корректирующего ПИ-звена.

Для обеспечения необходимой деформации АФЧХ линейной части контура ТО в рассматриваемой системе с указанными выше параметрами следует принять $\tau = 0,01$ с [5].

Отсутствие точек пересечения годографа Найквиста линейной части контура ТО с таким корректирующим звеном (рис. 2,б, кривая 1) и характеристики нелинейного элемента свидетельствует об исключении возможности возникновения колебательных режимов в системе. Это подтверждается графиками процессов пуска ЭМС (рис. 3,б), полученными моделированием системы (рис. 1,а) в условиях, описанных выше при $K_y = 200$.

Оценка чувствительности ЭМС с корректирующим ПИ-звеном, проведенная при тех же вариациях приведенного коэффициента жесткости, что и в предыдущем случае (рис. 2,б, кривая 2

(-30%); кривая 3 ($+30\%$); кривая 4 ($+100\%$)), показала сохранение высокого качества процессов управления.

Однако из-за накопленного во время переходных процессов выходного сигнала интегратора в такой системе появляется значительное отклонение действительного уровня скорости от заданного. Получаемое отклонение хорошо видно на рис. 3,б, где в момент времени $t = 6$ с перегрузочный момент сопротивления уменьшается и система переходит в режим малых токов $I_a = 0,1I_{ном}$. В отличие от такого же режима работы системы, но с компенсационным регулятором в контуре ТО (рис. 3,а), здесь (рис. 3,б) не удается получить нужный уровень скорости.

Решением этой проблемы может быть замена ПИ-звена в контуре ТО на ИД-звено с передаточной функцией

$$H_k(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 s + 1},$$

где τ_1, τ_2 – постоянные времени корректирующего ИД-звена.

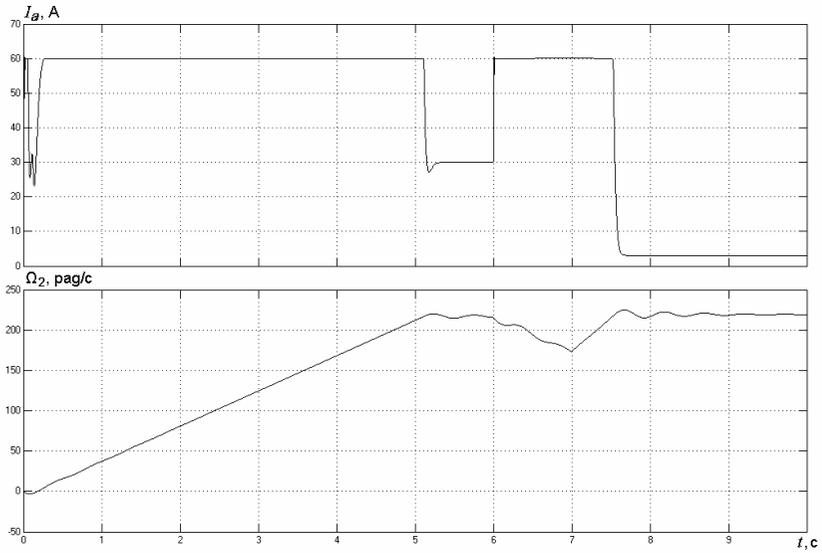
Выбор τ_1 и τ_2 осуществляется следующим образом. Постоянная времени τ_1 принимается равной τ (постоянной времени ПИ-звена), обратно пропорциональной частоте, начиная с которой вид формируемой АФЧХ должен сохраняться неизменным. Постоянная времени τ_2 определяет быстродействие корректирующего звена. Значение ее можно принимать настолько малым, насколько это позволяет частота собственных колебаний объекта. В противном случае эти колебания приведут к ухудшению качества переходных процессов.

Для получения желаемого вида АФЧХ (рис. 2,в, кривая 1) в рассматриваемой системе постоянные времени корректирующего ИД-звена будут следующими: $\tau_1 = 0,01$ с; $\tau_2 = 0,05$ с.

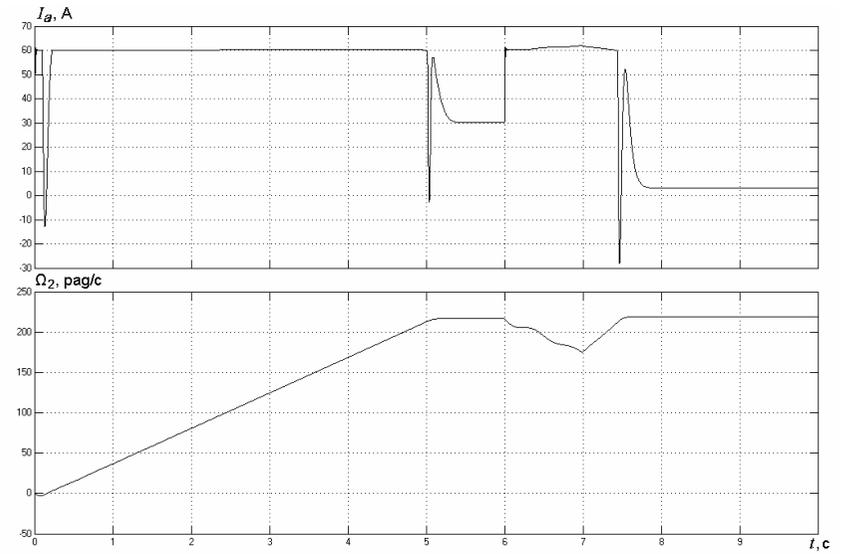
Графики процессов пуска синтезированной ЭМС при наличии указанного корректирующего ИД-звена в контуре ТО и при $K_y = 200$, полученные моделированием системы (рис. 1,а) в описанных выше условиях (рис. 3,в), свидетельствуют о хорошем качестве процессов управления и устранении проблемы вывода системы на требуемый уровень скорости (рис. 3,в, интервал времени с $t = 6$ с до $t = 10$ с).

Высокое качество процессов управления остается и при изменении приведенного коэффициента жесткости в тех же пределах, что и в ранее рассмотренных случаях. Это подтверждается практически неизменным видом годографа Найквиста (рис. 2,в) линейной части контура ТО.

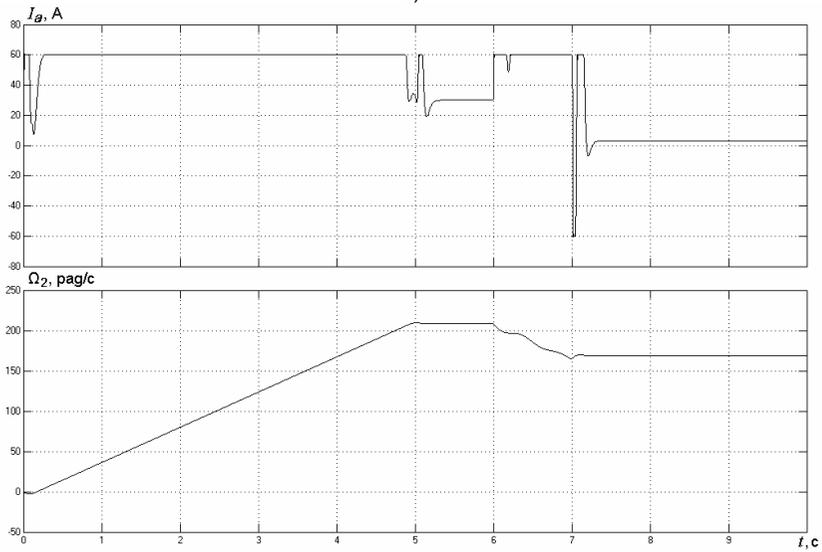
Существуют системы электропривода для механизмов, требующих очень высокой точности поддержания заданной величины регулируемого параметра при влиянии на систему возмущений (в электроприводе это, прежде всего, изменение момента нагрузки на валу исполнительного органа). В подобных системах нередко используют астатическое управление.



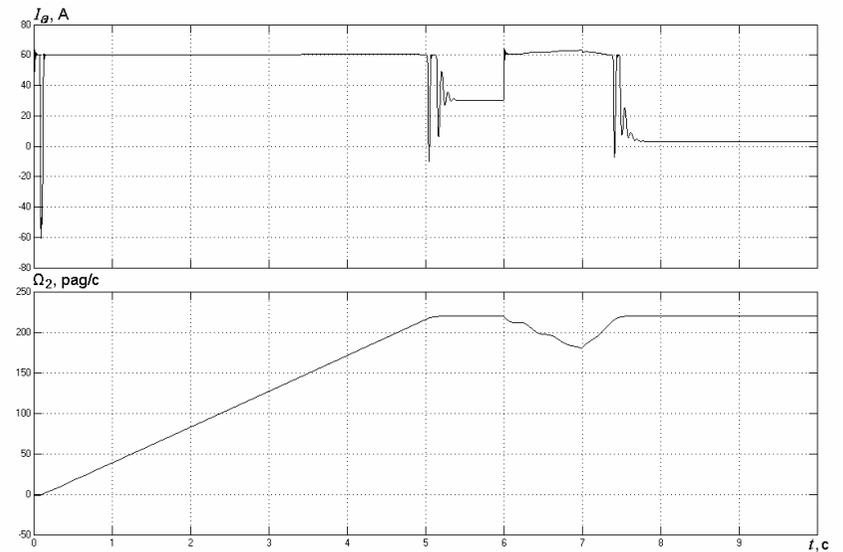
а)



б)



в)



г)

Рис. 3

Рассмотрим особенности ограничения координат состояния на примере астатической системы (рис. 1,б).

Модальный регулятор, обеспечивающий те же динамические требования, что и в статической системе, за счет распределения полюсов, соответствующего полиному Ньютона со среднегеометрическим корнем $\Omega_0 = 73 \text{ с}^{-1}$, получается в виде

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4 \quad k_5] = [-0,05 \quad -0,9 \quad -38,3 \quad -78,4 \quad -1504].$$

Построим АФЧХ линейной части контура ТО для синтезированной системы (рис. 2,г).

Введение в основной контур управления интегрирующего звена требует при формировании желаемого вида АФЧХ сдвига характеристики в области низких частот уже на минус 180° . Этого можно достичь с помощью корректирующего звена второго порядка в контуре ТО. Могут быть предложены различные варианты регуляторов, такие как комбинация ПИ- и ИД-звеньев, два ПИ- или два ИД-звена. В любом случае будут отсутствовать точки пересечения сформированной характеристики с характеристикой нелинейного элемента. Однако последовательное соединение двух ПИ-звеньев приведет к возникновению той же проблемы с невозможностью вывода системы на желаемый уровень скорости при выходе из режима перегрузки, что и в статическом варианте системы, использующей корректирующее ПИ-звено в контуре ТО. Оптимальным в рассматриваемой системе является установка в контур ТО цепочки, состоящей из ПИ- и ИД-звеньев. При этом параметры ПФ указанных звеньев можно принять равными вычисленным ранее для статической системы значениям.

Высокое качество процессов управления иллюстрируется графиками пуска ЭМС (рис. 3,г) при наличии указанной корректирующей цепочки,

состоящей из ПИ- и ИД-звеньев с принятыми ранее параметрами в контуре ТО, полученными моделированием системы (рис. 1,б) в условиях, описанных выше при $K_y = 200$. При вариациях приведенного коэффициента жесткости в том же диапазоне высокое качество переходных процессов сохраняется.

Допустимо также применение двух последовательно соединенных ИД-звеньев в контуре ТО, однако это потребует дополнительной настройки их параметров.

Таким образом, предлагаемый способ формирования переходных процессов электропривода в режимах «больших» отклонений координат, основанный на частотной коррекции контура ТО, существенно повышает эффективность работы как статических, так и астатических ЭМС.

Список литературы

1. **Воронов А.А.** Введение в динамику сложных управляемых систем. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1985.
2. **Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С.** Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергия, 1979.
3. **Терехов В.М.** Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2005.
4. **Копылова Л.Г., Тарарыкин С.В., Тютиков В.В.** Ограничение тока электродвигателя в электромеханических системах с регуляторами состояния // Вестник ИГЭУ. – 2006. – Вып. 3.
5. **Тарарыкин С.В., Копылова Л.Г., Тютиков В.В.** Особенности управления состоянием электромеханических систем при ограниченной мощности исполнительных устройств // Мехатроника, Автоматизация, Управление. – 2007. – № 6.
6. **Тарарыкин С.В., Тютиков В.В.** Робастное модальное управление динамическими системами // Автоматика и телемеханика. – 2002. – № 5.
7. **Тютиков В.В.** Ограничение переменных в системах управления электроприводами с упругой механической частью // Известия ТРТУ. Тематический выпуск: Мат-лы Всерос. науч.-техн. конф. с международным участием, г. Таганрог. – 2006. – № 5.

Тарарыкин Сергей Вячеславович,
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой электроники и микропроцессорных систем, ректор университета,
e-mail: tsv@ispu.ru

Тютиков Владимир Валентинович,
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе,
телефон (4932) 41-50-24,
e-mail: tvv@ispu.ru

Копылова Лариса Геннадьевна,
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
ассистент кафедры электроники и микропроцессорных систем,
e-mail: terehov@eims.ispu.ru