

## ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ В ЭЛЕКТРОМЕХАЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С РЕГУЛЯТОРАМИ СОСТОЯНИЯ

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

**Проведён синтез и выполнена оценка эффективности работы управляющих устройств, предназначенных для ограничения тока электродвигателя в электромеханических системах с упругими кинематическими связями, построенных на базе безынерционных и динамических регуляторов состояния.**

*Ключевые слова:* электродвигатель, регуляторы состояния, метод управления электроприводом, контур токоограничения.

## ELECTROMOTOR CURRENT LIMITATION IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS WITH CONDITION REGULATORS

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

**This paper represents the analysis and effectiveness evaluation of control devices performance intended for electromotor current limitation in electromechanical systems with bumping kinematical connections, designed on inertia-free and dynamic condition regulators basis.**

*Key words:* electromotor, condition regulators, electrical drive control mode, current-limiting circuit.

Современный этап развития производства характеризуется интенсивным повышением технологических требований к динамическим и точностным показателям электромеханических систем (ЭМС), обеспечивающим заданное движение рабочих органов производственных машин и механизмов самого различного назначения, а также управление этим движением.

Возрастание требований к ЭМС требует учета при их синтезе новых факторов сложности объектов управления (ОУ), к числу которых, прежде всего, относятся: повышенная размерность (степень описывающего дифференциального уравнения или системы дифференциальных уравнений); связи между координатами состояния объекта; наличие слабодемпфированных собственных движений (резонансов) в диапазоне существенных частот и т.п.

В условиях проявления новых факторов сложности ОУ эффективность типовых регуляторов пониженного порядка (П, ПИ, ПИД и других типов), а также каскадных регуляторов, формирующих структуры систем подчиненного регулирования координат, существенно снижается.

Объекты управления требуют использования более сложных управляющих устройств (УУ) – регуляторов состояния (РС) с повышенной размерностью и количеством настраиваемых параметров, способных значительно расширить возможности проектируемых динамических систем. Среди них можно выделить [1, 2, 3]: безынерционные РС полного порядка с матрицей  $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4]$  коэффициентов обратных связей по всем координатам состояния ОУ (рис. 1,а); динамические полиномиальные регуляторы (ПР) с полиномами  $R(s)$  и  $C(s)$  от комплексной переменной Лапласа  $s$  соответственно в числителе и знаменателе их передаточной функции (рис. 1,б); а также комплексные регуляторы (РНС) в виде комбинации (рис. 1,в) асимптотического безынерционного регулятора с матрицей коэффициентов  $\bar{\mathbf{K}} = [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2 \ \bar{k}_3 \ \bar{k}_4]$  и наблюдателя состояния (НС) полного порядка с матрицей настройки  $\mathbf{L} = [l_1 \ l_2 \ l_3 \ l_4]$  на параметры объекта, имеющего передаточную функцию от входа  $U_y$  к выходу  $\Omega_2$  вида

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}$$

Однако во всех динамических системах для обеспечения высоких качественных показателей при регулировании одной координаты возникает необходимость ограничения других координат. Применительно к управляемым электроприводам такой координатой является в первую очередь ток  $I_a$  электродвигателя (ЭД).

При использовании принципа подчиненного регулирования координат проблема ограничения переменных решается путем применения нелинейных элементов типа «насыщение» [4, 5]. В структуре каскадного управления при необходимости каждый внутренний подчиненный контур регулирования может работать независимо от внешних контуров, поэтому для ограничения переменной какого-либо контура достаточно ограничить выход регулятора соответствующего ему внешнего контура.

Существенным недостатком классических вариантов систем с регуляторами состояния является отсутствие ограничения координат при больших изменениях входных воздействий. Как следствие, в переходных режимах работы электроприводов значения тока, момента и ускорения могут оказаться недопустимыми. Таким образом, благоприятные динамические свойства «в малом», полученные с помощью более эффективного управляющего устройства, теряются «в большом».

Между тем ЭМС требуют эффективного ограничения координат состояния при работе как минимум в двух основных режимах: в процессах отработки заданных изменений управляющего воздействия и в процессах парирования произвольного возмущающего воздействия в виде момента нагрузки на валу электродвигателя.

Поскольку все указанные (рис. 1) варианты ЭМС с регуляторами состояния можно отнести к структурам с суммирующим усилителем, то решение проблемы может быть найдено в реализации комбинированного управления с использованием задачика интенсивности (ЗИ) и контура токовой отсечки (ТО) [4, 5].

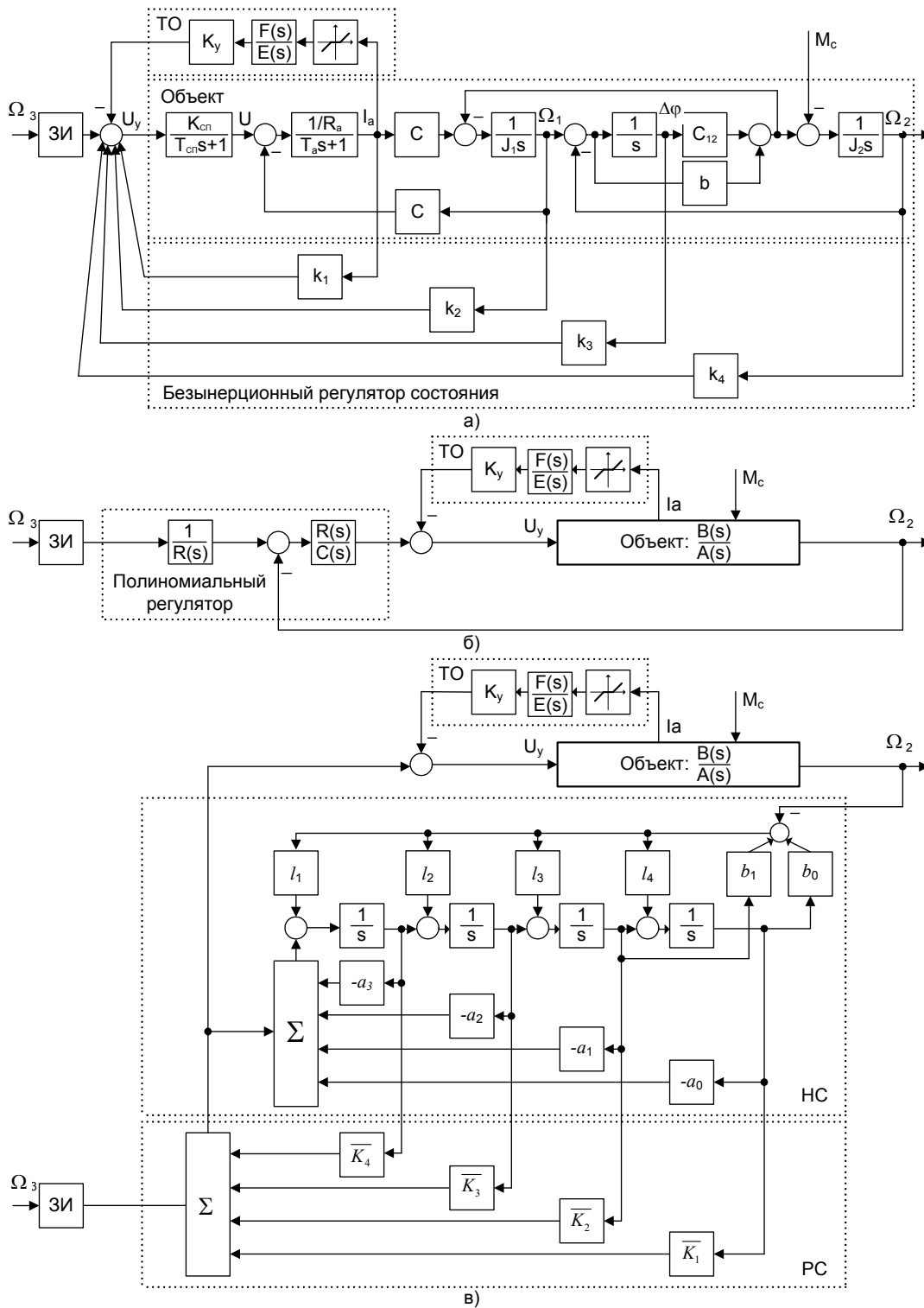


Рис. 1

Задатчик интенсивности настраивается на максимально допустимое значение тока электродвигателя при пуске с номинальным моментом. При этом 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.

Задатчик интенсивности не входит в замкнутый контур управления, поэтому не влияет на выполнение условий его устойчивости и позволяет обеспечить изменение скорости ЭД «в большом» с максимально воз-

можным темпом и заданным качеством, поскольку размыкание контура управления в переходных режимах не происходит.

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

Улучшить свойства ЭМС в структуре с суммирующим усилителем в условиях перегрузки можно с помощью нелинейной обратной связи, так называемой «отсечки», в контуре тока, содержащем безынерционный

блок усиления и нелинейный элемент типа «зона нечувствительности» [4, 5], гармонически линеаризованная характеристика которого описывается уравнением

$$q(a_i) = 1 - \frac{2}{\pi} \left( \arcsin \frac{I_{доп}}{a_i} + \frac{I_{доп}}{a_i} \sqrt{1 - \frac{I_{доп}^2}{a_i^2}} \right), \quad a_i \geq I_{доп},$$

где  $a_i$  – амплитуда колебаний тока на входе нелинейного элемента,  $I_{доп}$  – предельно допустимое значение тока ЭД (граница зоны нечувствительности).

В системах электропривода с жесткой механической связью от двигателя к рабочему органу, приближающихся по динамике (при малой инерции силового преобразователя) к звену второго порядка, т.е. имеющих большой запас устойчивости, такое решение позволяет обеспечить высокое значение коэффициента петлевого усиления в контуре токовой отсечки и тем самым достичь необходимой точности стабилизации тока в режимах перегрузки при сохранении требуемых динамических показателей во всех режимах работы.

Однако подобное решение может привести к снижению запаса устойчивости и ухудшению показателей качества нелинейной системы при увеличении порядка объекта, например, из-за наличия упругих элементов в механической части. Действительно, такая ЭМС описывается системой дифференциальных уравнений как минимум четвертого порядка, поэтому, согласно критерию абсолютной устойчивости, уже нельзя гарантировать, что замкнутая система будет устойчивой при любом сочетании параметров регулятора, объекта, а также значений управляющего и возмущающего воздействий.

Проиллюстрируем это на примере системы электропривода постоянного тока, структурная схема которой приведена на рис. 1,а, где использованы следующие обозначения величин:  $\Omega_3$  – заданное значение скорости;  $U_y, U$  – управляющее и выходное напряжение силового преобразователя;  $I_a$  – ток якорной цепи ЭД;  $\Omega_1, \Omega_2$  и  $\Delta\varphi$  – угловые скорости вала ЭД, рабочего органа и разность их угловых перемещений;  $M_c$  – момент нагрузки. Для конкретности примем следующие значения параметров объекта: коэффициент передачи  $K_{сп} = 22$  и постоянная времени  $T_{сп} = 0,008$  с силового преобразователя напряжения; активное сопротивление  $R_a = 0,177$  Ом и постоянная времени  $T_a = 0,02$  с якорной цепи; конструктивная постоянная двигателя  $C = 0,976$  Вб; моменты инерции ротора двигателя и рабочего органа соответственно  $J_1 = 0,11$  кг·м<sup>2</sup> и  $J_2 = 0,56$  кг·м<sup>2</sup>; приведенный коэффициент жесткости  $C_{12} = 14$  Н·м/рад и коэффициент внутреннего вязкого трения  $b = 0,22$  Н·м кинематической передачи.

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 ЭД на уровне  $I_{доп} = 60$  А в режимах его перегрузки.

В начале исследования предположим, что система имеет жесткую механическую часть с суммарным моментом инерции  $J_{\Sigma} = J_1 + J_2 = 0,67$  кг·м<sup>2</sup>, вращающуюся со скоростью  $\Omega$ , равной скорости вала ЭД.

Следуя рекомендациям из [6] и пренебрегая величиной относительно малой постоянной времени  $T_{сп}$  для исключения дестабилизирующей положительной обратной связи, синтезируем методом модального управления (МУ) регулятор состояния второго порядка с матрицей коэффициентов отрицательных обратных связей по току и скорости ЭД

$$K = [-0.006 \quad -0.18],$$

Они обеспечивают кратное значение полюсов системы на уровне  $\Omega_0 = 45$  с<sup>-1</sup>, соответствующих характеристическому полиному Ньютона  $D(s)$  и реализующих выполнение заданных требований к ее работе в линейной зоне.

Для ограничения тока при пуске системы используем ЗИ первого порядка, а при работе в режиме перегрузки – контур ТО, содержащий нелинейным элементом с зоной нечувствительности  $I_{доп} = 60$  А и блок усиления с коэффициентом  $K_y = 200$ .

Соответствующие графики процессов разгона ЭД с номинальным моментом на валу и последующим увеличением момента нагрузки до трехкратного значения, полученные моделированием средствами программного комплекса *MatLab*, приведены на рис. 2.

Высокое качество процессов объясняется тем, что в такой системе нелинейный контур ТО не возбуждает колебаний, поскольку его линейная часть описывается передаточной функцией

$$H_i(s) = \frac{I(s)}{U_y(s)} = \frac{B_i(s)}{D(s)} = \frac{b_{i1}s}{s^2 + d_1s + d_0} = \frac{6215s}{s^2 + 90s + 2025},$$

и соответствующая ей амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) не пересекает (рис. 3) характеристики нелинейного элемента

$$H(a_i) = -\frac{1}{q(a_i)},$$

расположенной на оси действительных чисел в интервале  $[-\infty, -1]$ .

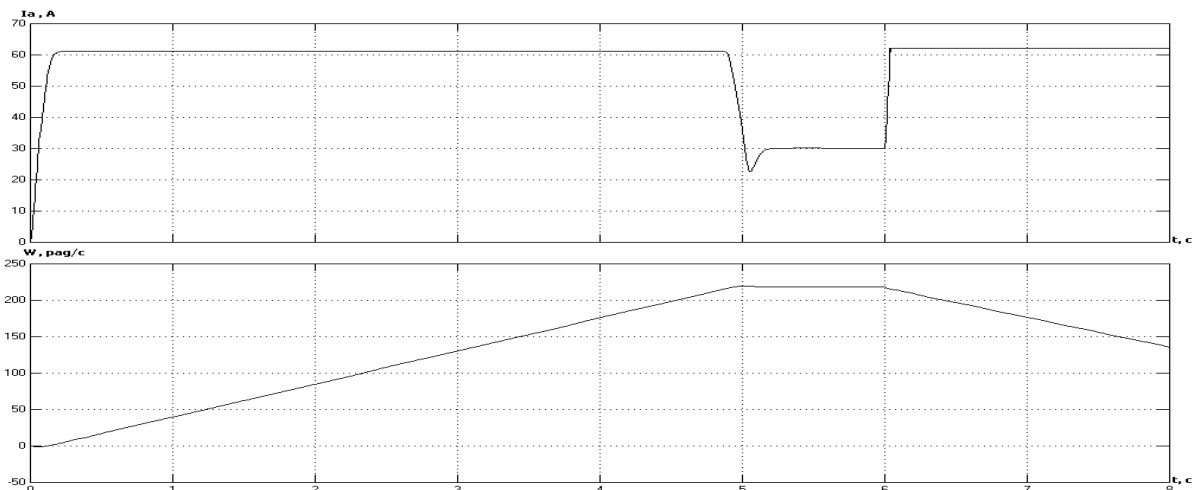


Рис. 2

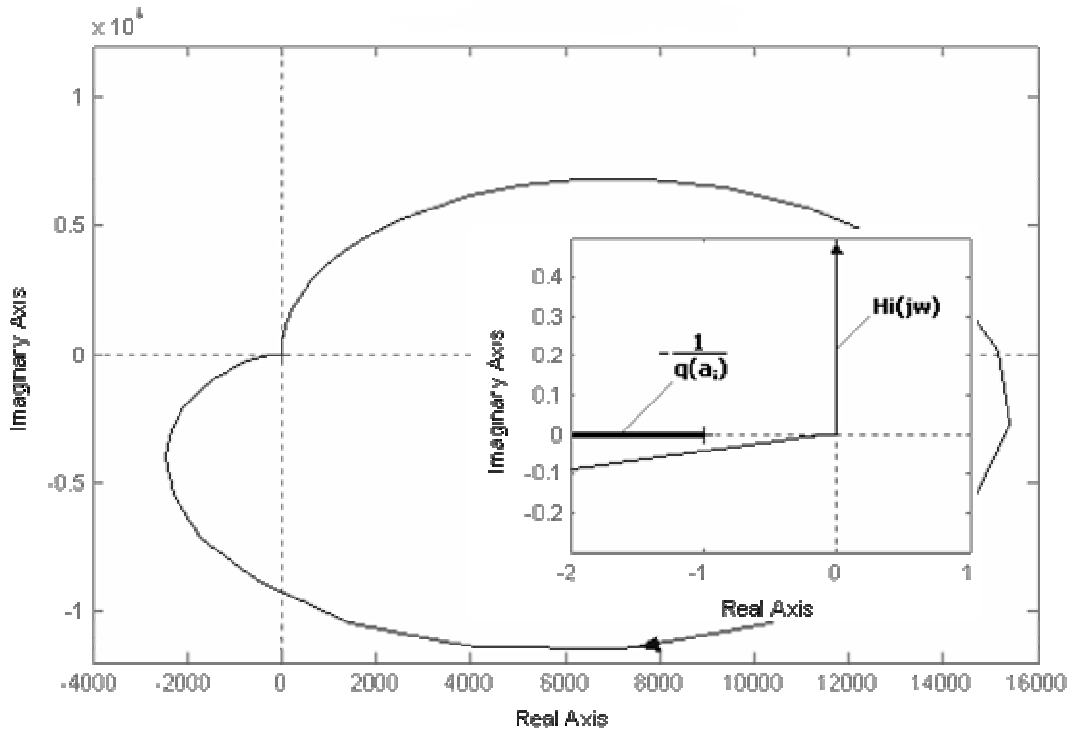


Рис. 3

Векторно-матричное описание системы с упругой механической частью (без учета  $T_{сп}$ ) будет иметь следующий вид:

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

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

где  $\mathbf{A}$  – матрица состояния;  $\mathbf{B}$  – матрица входа;  $\mathbf{C}$  – матрица выхода.

В этом случае модальный регулятор, использующий информацию о векторе состояния  $\mathbf{X} = [I_a \ \Omega_1 \ \Delta\varphi \ \Omega_2]$  объекта с указанными выше параметрами и обеспечивающий требуемое быстродействие за счет распределения полюсов, соответствующее полиному Ньютона  $D(s)$  со среднегеометрическим корнем  $\Omega_0 = 60 \text{ c}^{-1}$ , получается в виде

$$\mathbf{K} = [-0.03 \ -0.334 \ -11.31 \ -9].$$

Передаточная функция (ПФ), соответствующая линейной части контура токоограничения для двухмассовой электромеханической системы модального управления (рис. 1,а), приобретает вид

$$\begin{aligned}
 H_i(s) &= \frac{I(s)}{U_y(s)} = \frac{B_i(s)}{D(s)} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} = \\
 &= \frac{6215s^3 + 14871s^2 + 946328s}{s^4 + 240s^3 + 21600s^2 + 864000s + 12960000}.
 \end{aligned} \quad (1)$$

Следует отметить, что наиболее просто выражение ПФ определяется по векторно-матричному описанию

ОУ в реальных координатах с учетом того, что модальный РС не изменяет нулей ПФ объекта. Для этого с использованием программных комплексов *MatLab*, *Mathcad*, *Sattelite* и т.п. вычисляется ПФ от входа  $U_y(s)$  к току  $I_a(s)$  (т.е. матрица выхода задается в виде  $\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$ ), после чего знаменатель полученного выражения заменяется на полином  $D(s)$  основного контура управления.

Если применить для ограничения координат такое же решение, как и для системы с жесткой механической частью, то по полученным результатам моделирования (рис. 4) можно сделать вывод о том, что при наличии упругих связей качество процессов управления становится неприемлемым. Появление автоколебаний с частотой, близкой к собственной частоте колебаний двухмассовой механической части, объясняется наличием точек пересечения существенно видоизменившейся амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) линейной части контура токоограничения (рис. 5) и характеристики нелинейного элемента.

Таким образом, при увеличении порядка объекта (степени сложности системы) использование в контуре ТО, наряду с нелинейным элементом, лишь дополнительного блока усиления оказывается явно недостаточным. Требуется разработка и применение более сложных УУ для эффективного ограничения тока электродвигателя.

В теории автоматического управления предлагаются два общих подхода к решению задач ограничения координат состояния САУ [7]: применение переключающихся структур и подавление основных контуров управления более динамичными контурами обеспечения ограничений.

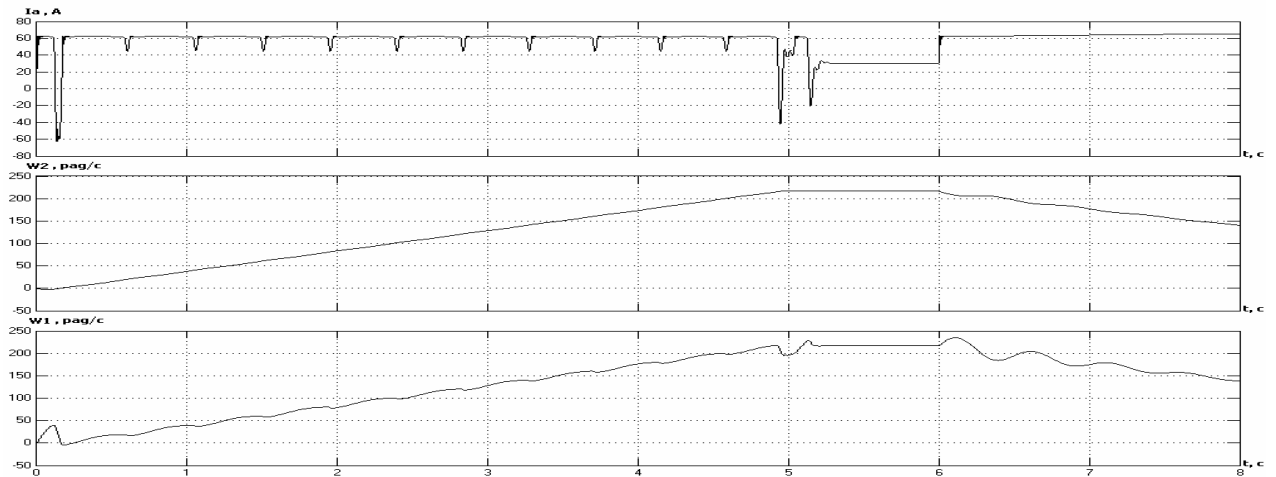


Рис. 4

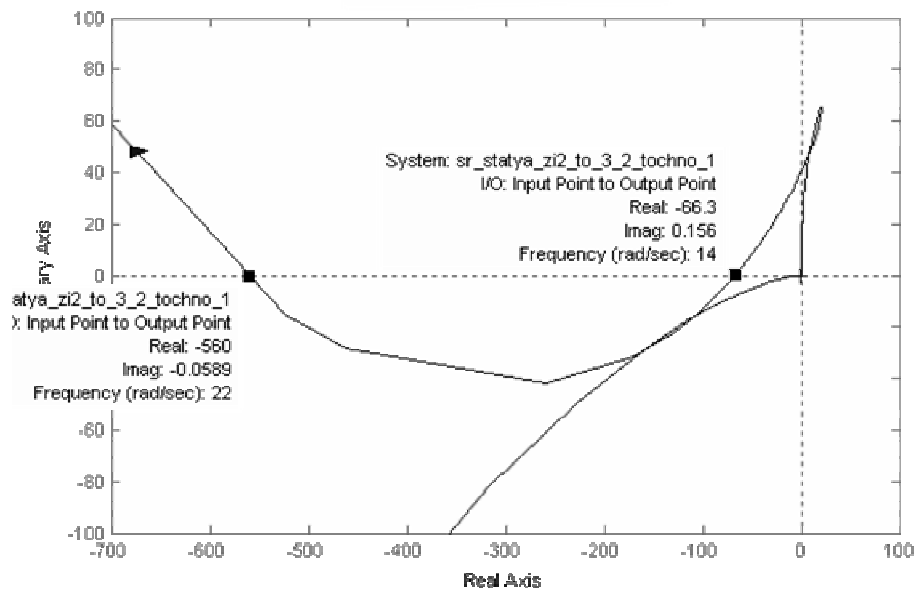
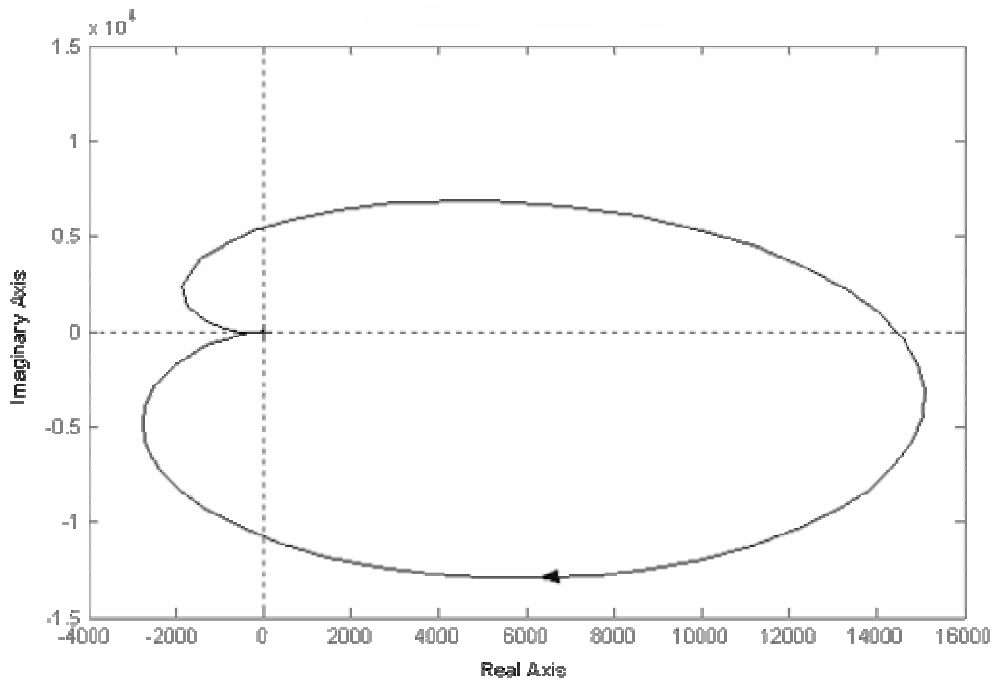


Рис. 5

В рамках первого подхода разработан метод управления электроприводом [8], основанный на использовании отдельных регуляторов для основной координаты и для тех координат, которые необходимо ограничивать. Эти регуляторы имеют модальную или оптимальную настройку. На вход силового преобразователя с помощью селектора минимума подается напряжение с выхода того регулятора, на котором оно минимально в данный момент времени, чем и достигается режим ограничения. Однако, по замечанию авторов [8], такая система может терять устойчивость при определенных формах и уровнях внешних воздействий, что также является неприемлемым для электроприводов, имеющих универсальное применение, и не обеспечивает надежную защиту двигателя в режимах перегрузки.

Будем искать решение поставленной задачи в рамках второго подхода путем построения высокодинамичного контура токоограничения, способного подводить работу основного регулятора состояния ЭМС в режимах перегрузки ЭД.

Попытаемся видоизменить передаточную функцию (1) линейной части контура ТО так, чтобы приблизить ее АФЧХ к виду аналогичной характеристики ЭМС с жесткой механической частью (рис. 3) путем синтеза классического полиномиального регулятора минимального порядка [2, 6] методами МУ. Для достижения требуемого эффекта зададим быстродействие контура токовой отсечки выше быстродействия исходной системы регулирования скорости при сохранении того же характера переходных процессов путем формирования желаемого характеристического полинома в форме Ньютона со среднегеометрическим корнем  $\Omega_0 = 100$  рад/с:

$$D(s) = s^6 + 6 \cdot 10^2 s^5 + 15 \cdot 10^4 s^4 + 2 \cdot 10^7 s^3 + 15 \cdot 10^8 s^2 + 6 \cdot 10^{10} s + 10^{12}$$

В результате решения полиномиального уравнения синтеза вида

$$A(s) \cdot C(s) + B(s) \cdot R(s) = D(s)$$

получаем следующие выражения полиномов  $F(s)$  и  $E(s)$  регулятора входа-выхода для контура ТО:

$$R(s) = -0,0032s^3 - 0,636s^2 - 42,11s - 937;$$

$$C(s) = 21s^2 - 446s + 77160.$$

Отрицательные значения ряда коэффициентов полиномов свидетельствуют о том, что такой регулятор является неустойчивым звеном и формирует положительные обратные связи по току и его производным,

что приводит к существенному ухудшению робастных свойств всей системы. Это в полной мере соответствует результатам, полученным ранее в [6], из которых следует, что при управлении объектом, содержащим нуль в начале координат комплексной плоскости, условия параметрической грубости САУ не могут быть обеспечены, если темп процессов, формируемых ПР, превышает темп процессов, определяемых полюсами этого объекта. При этом чем большим будет различие указанных темпов, тем сильнее окажутся положительные обратные связи в контуре ТО.

В нашем случае объектом управления для ПР контура ТО является исходная ЭМС с передаточной функцией вида (1), поэтому, согласно условиям параметрической грубости, динамика контура ТО не может быть сформирована более быстрой, чем динамика основной системы. Между тем именно это условие должно быть выполнено для подавления работы основного регулятора состояния ЭМС регулятором контура ТО в режимах перегрузки ЭД.

Указанное противоречие не может быть разрешено в рамках классических методов синтеза модальных ПР.

Для указанных выше значений параметров ОУ и РС получаем следующее числовое выражение ПФ компенсационного регулятора в контуре ТО:

$$H_p(s) = \frac{F(s)}{E(s)} = \frac{s^2 + 120s + 3600}{s^2 + 2.4s + 152} \quad (2)$$

Соответствующий годограф Найквиста для линейной части контура токоограничения с таким компенсационным регулятором приведен на рис. 6. Он оказывается аналогичным АФЧХ линейной части контура ТО с безынерционным усилительным элементом для ЭМС с жесткой механической частью (рис. 3).

Отсутствие точек пересечения характеристик линейной части и нелинейного элемента контура ТО свидетельствует об отсутствии автоколебательных процессов в системе, а вид характеристик позволяет сделать вывод о том, что, аналогично ЭМС с жесткой механической частью, коэффициент усиления в контуре ТО может быть значительно увеличен без снижения запаса устойчивости, что позволит обеспечить высокую точность стабилизации тока в режиме ограничения.

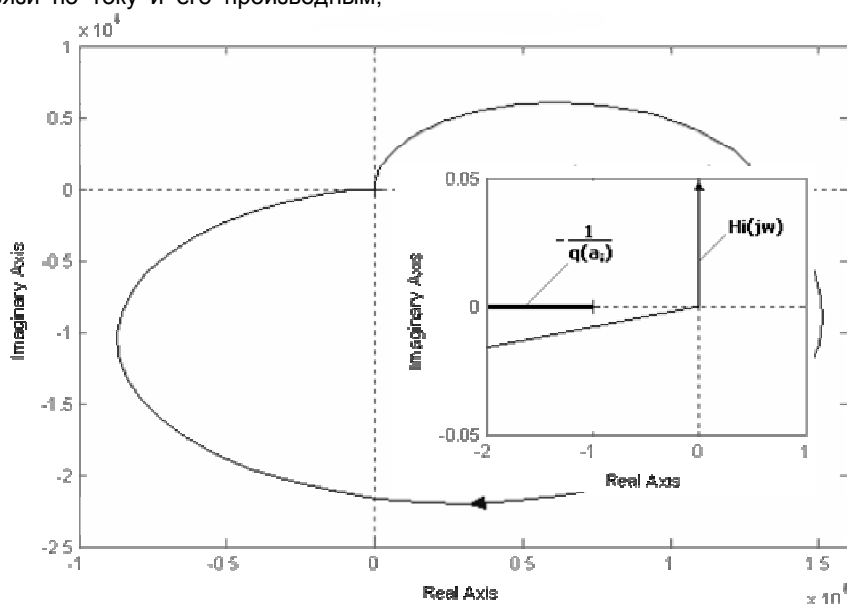


Рис. 6

Соответствующие графики процессов пуска ЭМС с номинальным моментом на валу ЭД и последующим увеличением момента нагрузки до трехкратного значения, полученные моделированием системы (рис. 1,а) с ЗИ второго порядка и добавочным коэффициентом усиления  $K_y = 200$  в контуре ТО, приведены на рис. 7,а. Они подтверждают достижение высокого качества управления, аналогичного полученному в ЭМС с жесткой механической частью (рис. 2) при расчетных значениях параметров ОУ и РС.

Важно отметить, что полученный результат носит универсальный характер, поскольку без больших затруднений может быть распространен на другие типы ЭМС с суммирующими усилителями, как это показано на рис. 1,б,в. Соответствующие графики переходных процессов, полученные моделированием ЭМС с ЗИ второго порядка и регуляторами типа ПР и РНС, приведены на рис. 7,б,в.

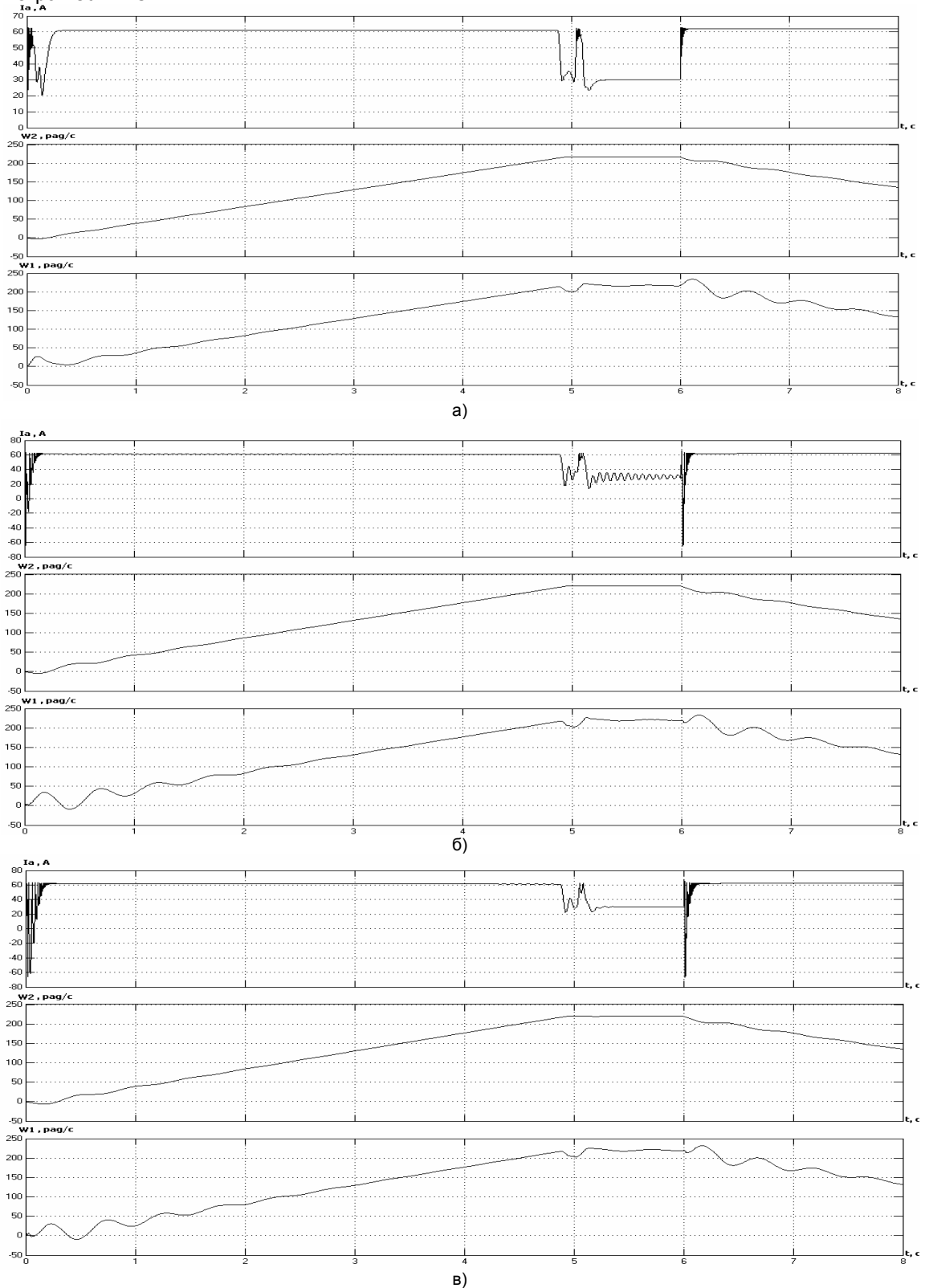


Рис. 7

Они соответствуют следующим параметрам регуляторов системы управления

$$R(s) = 618s^3 + 59986s^2 + 3067438s + 54160315;$$

$$C(s) = s^2 + 622s^2 + 159589s + 7898902;$$

$$L = [-429 \quad -2,9 \quad -0,07 \quad 0,0006];$$

$$\bar{K} = [-12898843 \quad -855424 \quad -18882 \quad -188].$$

Таким образом, предлагаемый способ ограничения тока ЭД, состоящий в комбинированном применении датчика интенсивности и компенсационного полиномиального регулятора в контуре ТО, позволяет обеспечить высокое качество процессов управления в ЭМС с регуляторами состояния различного типа как в основных, так и в аварийных режимах работы.

В заключение следует отметить, что вопросы оценки чувствительности ЭМС с компенсационными регуляторами в каждом конкретном случае требуют отдельного рассмотрения. Исследование синтезированных вариантов ЭМС с указанными выше значениями параметров регуляторов показало, что высокое качество управления сохраняется при достаточно больших изменениях приведенного коэффициента жесткости механических передач, достигающих значений  $\pm 30\%$ .

*Тарарыкин Сергей Вячеславович,*

ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой электроники и микропроцессорных систем, проректор по учебной работе,  
телефон (4932) 26-97-53,  
e-mail: tsv@ispu.ru

*Тютиков Владимир Валентинович,*

ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
доктор технических наук, доцент кафедры электроники и микропроцессорных систем,  
телефон (4932) 26-97-53,  
e-mail: tvv@ispu.ru

*Копылова Лариса Геннадьевна,*

ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
ассистент кафедры электроники и микропроцессорных систем,  
телефон (4932) 26-97-03,  
e-mail: terehov@eims.ispu.ru

## Список литературы

1. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
2. Дезоер Ч., Видьясагар М. Системы с обратной связью: вход-выходные соотношения. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит.-ры, 1983. – 280 с.
3. Воронов А.А. Введение в динамику сложных управляемых систем. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит.-ры, 1985. – 352 с.
4. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
5. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 304 с.
6. Тарарыкин С.В., Тютиков В.В. Робастное модальное управление динамическими системами // Автоматика и телемеханика. – 2002. – № 5.
7. Гудвин Г.К. Проектирование систем управления / Г.К. Гудвин, С.Ф. Греббе, М.Э. Сальгадо. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.
8. Кузнецов Б.И., Чаусов А.А., Кузнецова Т.Б. Ограничение переменных состояния при оптимальном управлении электромеханическими системами // Электротехника. – 2003. – № 3.