

**РЕГУЛЯТОРЫ НА ОСНОВЕ ПРЕДИКАТОРОВ
ДЛЯ ПОДЧИНЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ
РЕГУЛИРУЕМЫМИ И СЛЕДЯЩИМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ**

Н. Г. ЧИКУРОВ

*Уфимский университет науки и технологий, Уфа, Россия
tchikurov@yandex.ru*

Аннотация. Применяемые в существующих системах подчиненного управления регулируемые и следящими электроприводами традиционные ПИ- и ПИД-регуляторы не обеспечивают необходимое высокое качество регулирования. Цель работы — устранить в электроприводах перерегулирование, колебания и повышенную инерционность во время переходных процессов. Для решения задачи по обеспечению заданной скорости и точности следящей системы при минимальном времени переходных процессов разработаны принципиально новые программные регуляторы на основе предикаторов. Рассматривается метод синтеза указанных регуляторов применительно к регулируемым и следящим электроприводам. Представлены результаты имитационного моделирования переходных процессов в рассматриваемых электроприводах, а также данные испытаний регулируемого электропривода с новыми регуляторами.

Ключевые слова: *регулируемый электропривод, следящий электропривод, подчиненное управление, цифровые регуляторы, системы автоматического управления, регулирование, теория автоматического регулирования, системы ЧПУ, оптические (астрономические) телескопы*

Ссылка для цитирования: *Чикуров Н. Г. Регуляторы на основе предикаторов для подчиненного управления регулируемыми и следящими электроприводами // Изв. вузов. Приборостроение. 2024. Т. 67, № 1. С. 46—60. DOI: 10.17586/0021-3454-2024-67-1-46-60.*

**PREDICTOR-BASED REGULATORS
FOR SUBORDINATE CONTROL
OF REGULATED AND TRACKING ELECTRIC DRIVES**

N. G. Tchikurov

*Ufa University of Science and Technology, Ufa, Russia
tchikurov@yandex.ru*

Abstract. The traditional PI and PID controllers used in the existing systems of subordinate control of regulated and tracking electric drives do not provide the necessary high quality of regulation. The purpose of the work is to eliminate over-regulation, fluctuations, and increased inertia in electric drives during transients. To solve the problem of ensuring the specified speed and accuracy of the tracking system with a minimum time of transient processes, fundamentally new software controllers based on predictors are developed. A method of synthesis of these regulators in relation to regulated and tracking electric drives is considered. The results of simulation modeling of the regulated and tracking electric drives, as well as test data of the regulated electric drive with new regulators are presented.

Keywords: *adjustable electric drive, tracking electric drive, subordinate control, digital regulators, automatic control systems, regulation, theory of automatic control, CNC systems, optical (astronomical) telescopes*

For citation: *Tchikurov N. G. Predictor-based regulators for subordinate control of regulated and tracking electric drives. Journal of Instrument Engineering. 2024. Vol. 67, N 1. P. 46—60 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2024-67-1-46-60.*

Введение. Для управления высокоточными регулируемыми и следящими электроприводами, применяемыми в системах ЧПУ металлорежущими станками и промышленными роботами, в системах наведения оптических (астрономических) телескопов и в других объектах

с прецизионным компьютерным управлением движениями рабочих органов требуются эффективные регуляторы. Для подчиненного управления высокоточными регулирующими электроприводами был разработан новый регулятор на основе *предикторов* [1]. Это направление работы получило дальнейшее развитие, отраженное в настоящей статье.

В существующих системах подчиненного управления электроприводами обычно применяют ПИ- и ПИД-регуляторы в сочетании со стандартными настройками систем на оптимум по модулю, на симметричный оптимум и др. Однако применение таких регуляторов ограничено возникновением во время переходных процессов перерегулирований, колебаний и повышенной инерционности. Регуляторы на основе предикторов не имеют указанных недостатков.

Принцип действия предикатора. Рассмотрим систему управления, в которой содержится простое апериодическое или интегрирующее звено 1-го порядка W_0 , некоторое звено с передаточной функцией H и обратная связь с коэффициентом передачи K_0 (рис. 1). Звеном H может быть апериодическое, интегрирующее, колебательное звено, группа последовательно соединенных звеньев или звено чистого запаздывания. В общем случае звено H оказывает вредное влияние на процесс управления, ограничивая общий коэффициент усиления системы.

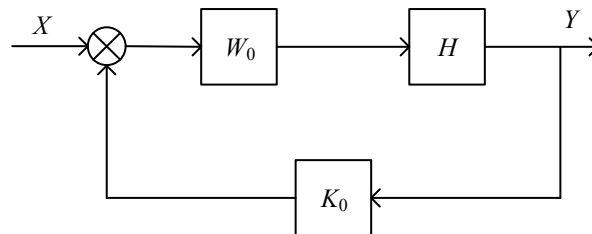


Рис. 1

Введем в систему последовательное корректирующее устройство с передаточной функцией W_k (рис. 2).

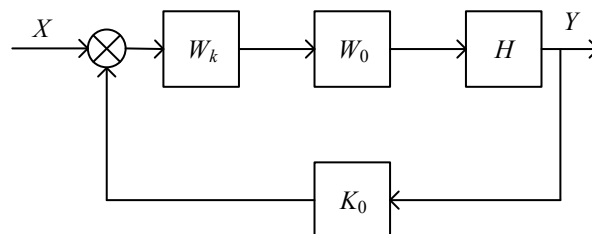


Рис. 2

Тогда передаточная функция замкнутой системы с W_k будет равна

$$W = \frac{W_k W_0 H}{1 + W_k W_0 H K_0}. \quad (1)$$

Поставим задачу определить неизвестную структуру корректирующего звена W_k так, чтобы звено с передаточной функцией H оказалось вынесенным за контур обратной связи и не влияло на процесс управления (рис. 3).

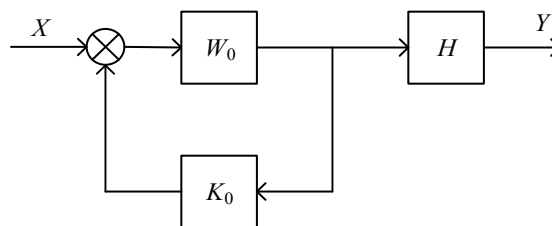


Рис. 3

Заданной структурной схеме соответствует выражение

$$W = \frac{W_0 H}{1 + W_0 K_0}. \quad (2)$$

Приравнивая уравнения (1) и (2), находим неизвестную величину W_k :

$$W_k = \frac{1}{1 + (1 - H)W_0 K_0}. \quad (3)$$

Звено с передаточной функцией H оказалось вынесенным за контур обратной связи и не оказывает вредного влияния на процесс управления. Такое корректирующее устройство, структурная схема которого представлена на рис. 4, предопределяет управляющее воздействие, передаваемое на объект, и названо *предикатором*. Звено H — это одно звено или ряд последовательно соединенных звеньев. Общее произведение коэффициентов передачи этих звеньев необходимо перенести внутрь контура обратной связи (доказательство данного правила здесь не приводится).

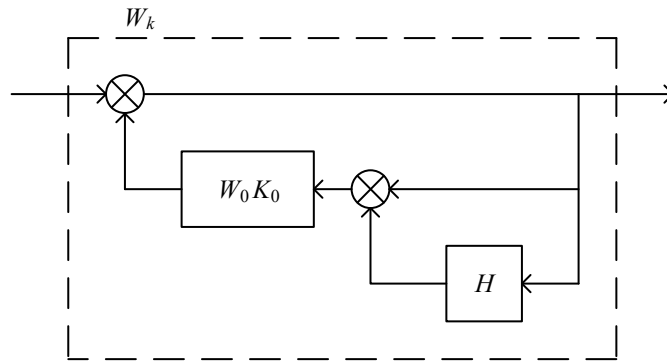


Рис. 4

Двухконтурный регулируемый электропривод. Для повышения быстродействия электродвигателя питание его якоря следует производить не от источника напряжения, а от источника тока. С этой целью в систему управления наряду с контуром скорости вводят контур обратной связи по току (рис. 5) [2, 3].

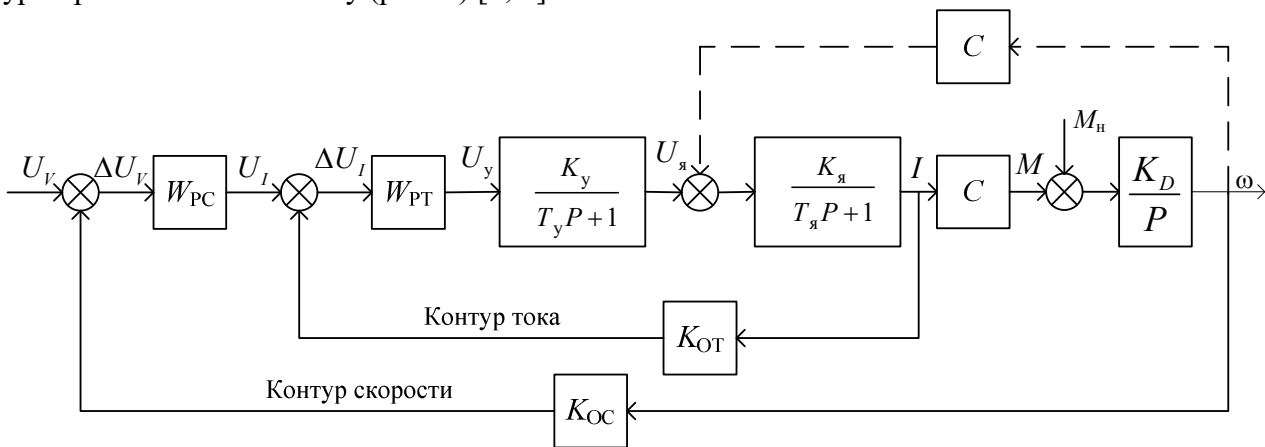


Рис. 5

На рис. 5 приняты следующие обозначения: W_{PC} — регулятор скорости; W_{PT} — регулятор тока; $T_я$ — постоянная времени якорной цепи; K_D — динамический коэффициент двигателя; K_{OT} и K_{OC} — коэффициенты передачи обратной связи по току и скорости; K_y —

коэффициент передачи силового усилителя; T_y — постоянная времени силового усилителя; $K_я$ — коэффициент передачи якорной цепи.

При заданном токе ЭДС якоря слабо влияет на ток. Поэтому обратной связью по ЭДС временно пренебрегаем. Во время переходных режимов скорость изменения движущего момента определяется скоростью изменения тока. Следовательно, контур тока должен быть быстродействующим.

Настройка контура тока. Чтобы обеспечить необходимое быстродействие контура тока, применим в нем регулятор тока $W_{РТ}$ (рис. 6).

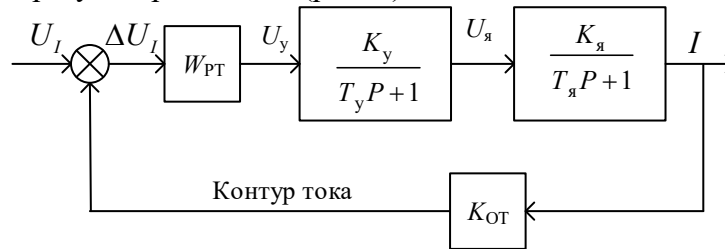


Рис. 6

В качестве регулятора тока используем пропорциональный П-регулятор с предикатором, в котором коэффициент предикатора тока $K_{PI} = K_{РТ} K_y K_я K_{ОТ}$ (рис. 7).

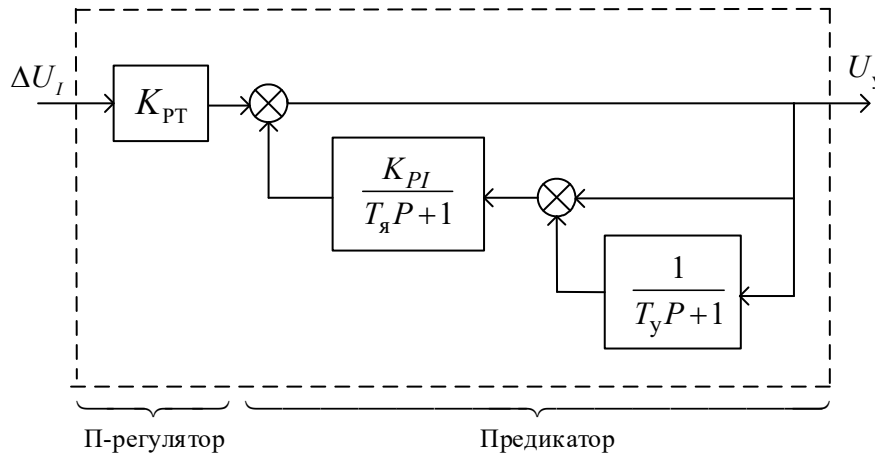


Рис. 7

Значение постоянной времени T_y сравнительно невелико, поэтому звено усилителя с помощью предикатора вынесено условно за контур обратной связи. Эквивалентная схема контура тока с учетом регулятора принимает вид, показанный на рис. 8.

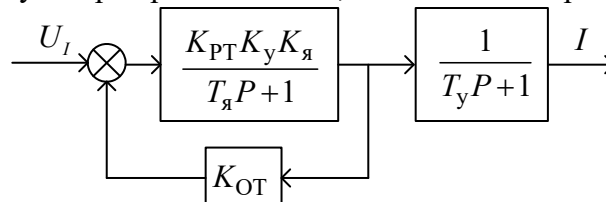


Рис. 8

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_I = \frac{K_I}{T_I P + 1},$$

где

$$K_I = \frac{K_{РТ} K_y K_я}{1 + K_{РТ} K_y K_я K_{ОТ}}, \quad T_I = \frac{T_я}{1 + K_{РТ} K_y K_я K_{ОТ}}.$$

Приняв $T_I = 0,002 - 0,003$ с, определим значение K_{PT} по формуле

$$K_{PT} = \frac{T_y/T_I - 1}{K_y K_\alpha K_{OT}},$$

откуда коэффициент предикатора тока $K_{PI} = K_{PT} K_y K_\alpha K_{OT} = (T_y/T_I) - 1$.

Эквивалентная схема контура тока представлена на рис. 9.

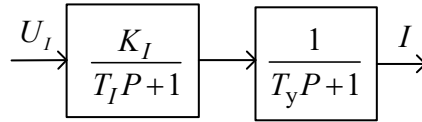


Рис. 9

Настройка контура скорости. С учетом настроенного контура тока рассмотрим контур скорости (рис. 10).

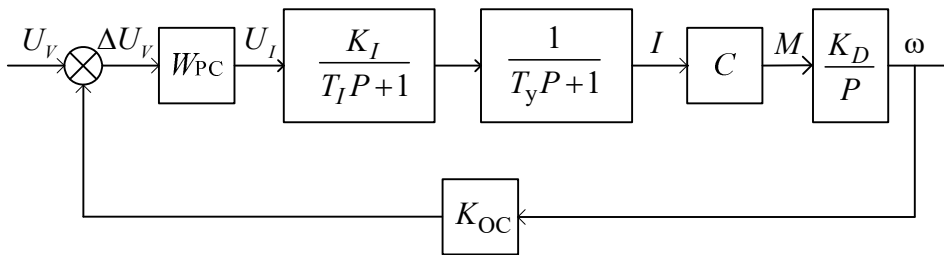


Рис. 10

Чтобы исключить вредное влияние двух аperiodических звеньев $1/(T_I P + 1)$ и $1/(T_y P + 1)$ на процесс управления скоростью, применим в качестве регулятора П-регулятор в сочетании с предикатором, в котором коэффициент предикатора скорости $K_{PV} = K_{PC} K_I C K_D K_{OC}$ (рис. 11).

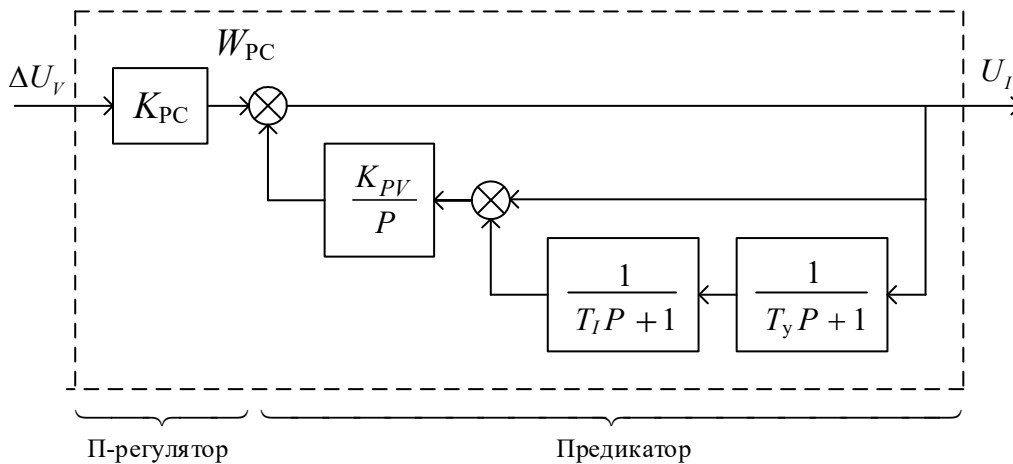


Рис. 11

С учетом предикатора схема контура скорости принимает вид, представленный на рис. 12.

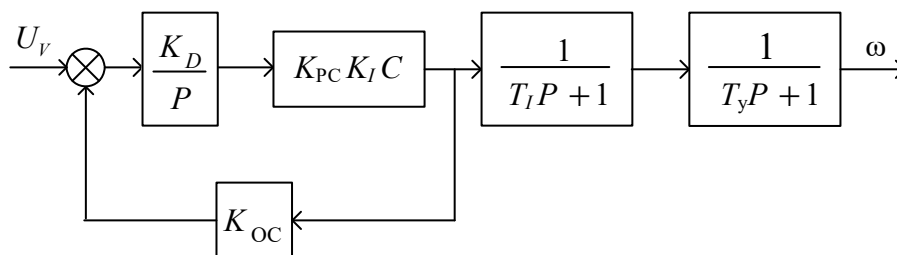


Рис. 12

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_V = \frac{K_V}{T_V P + 1},$$

где

$$K_V = \frac{1}{K_{OC}}, T_V = \frac{1}{K_{PC} K_D K_I C K_{OC}}.$$

Приняв $T_V = 0,002 - 0,003$ с, вычислим значение коэффициента регулятора скорости по формуле

$$K_{PC} = \frac{1}{T_V K_D K_I C K_{OC}},$$

с учетом которой коэффициент предикатора скорости примет вид

$$K_{PV} = K_{PC} K_I C K_D K_{OC} = 1/T_V.$$

Эквивалентная схема контура скорости показана на рис. 13.

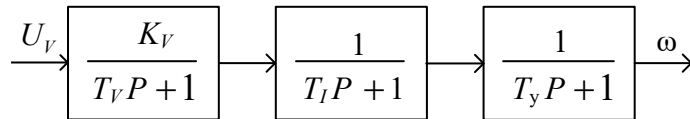


Рис. 13

Ошибка по скорости ε данного электропривода, обусловленная возмущающей нагрузкой M_H , определяется выражением

$$\varepsilon = M_H K_D (T_V + T_y + T_I).$$

Видно, что жесткость электропривода больше зависит от постоянной времени усилителя T_y , значение которой выше значений двух других постоянных времени.

Трехконтурный регулируемый электропривод. Для повышения жесткости электропривода и расширения диапазона его регулирования введем третий контур управления с астатическим регулятором W_{PA} (рис. 14).

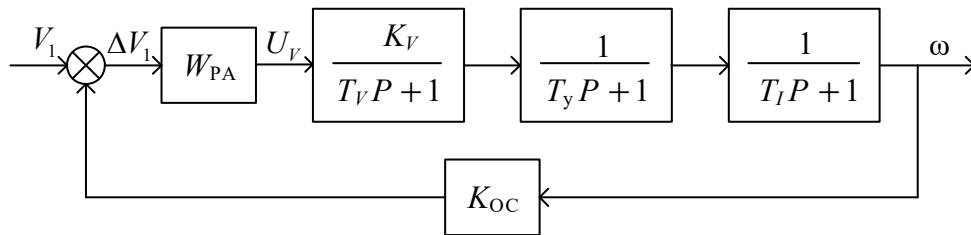


Рис. 14

Астатический регулятор W_{PA} представляет собой ПИ-регулятор

$$\frac{K_{PA} (T_y P + 1)}{P} = \frac{K_{PA}}{P} + K_{PA} T_y$$

в сочетании с предикатором, в котором коэффициент предикатора астатизма $K_{PA} = K_{PA} K_V K_{OC}$ (рис. 15).

Благодаря интегрирующему звену, содержащемуся в регуляторе, система управления электроприводом стала астатической с астатизмом первого порядка. Это значит, что в установившемся режиме частота вращения электродвигателя не зависит от нагрузки, т.е. диапазон регулирования электропривода теоретически равен бесконечности.

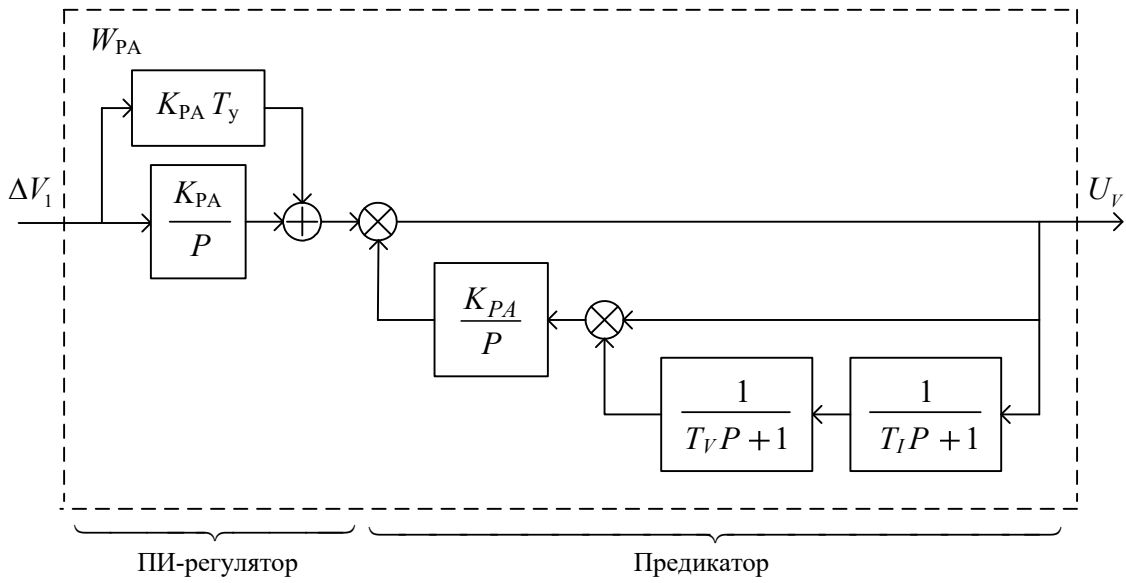


Рис. 15

С учетом астатического регулятора контур управления скоростью приобретает вид, показанный на рис. 16.

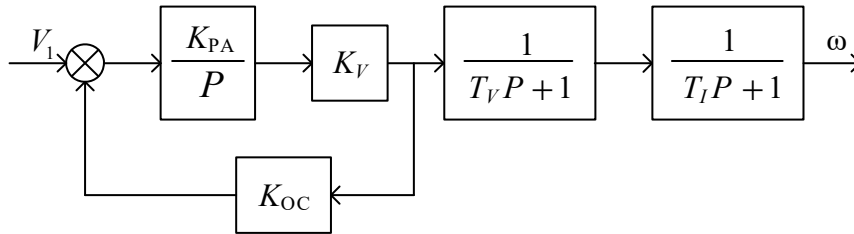


Рис. 16

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_a = \frac{K_a}{T_a P + 1},$$

где $K_a = \frac{1}{K_{OC}}$, $T_a = \frac{1}{K_{PA} K_V K_{OC}}$.

Приняв $T_a = 0,002 - 0,003$ с, вычислим значение коэффициента регулятора астатизма по формуле

$$K_{PA} = \frac{1}{T_a K_V K_{OC}},$$

с учетом которой коэффициент предикатора астатизма принимает вид

$$K_{PA} = K_{PA} K_V K_{OC} = 1/T_a.$$

Теперь эквивалентная схема контура управления скоростью представляет собой три последовательно соединенных апериодических звена с малыми постоянными времени (рис. 17).

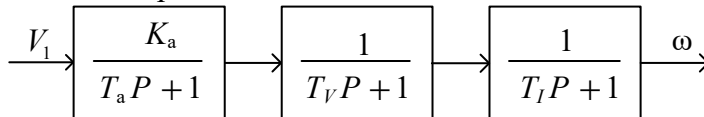


Рис. 17

В момент, когда на вход рассматриваемого предикатора (см. рис. 15) поступает ступенчатое воздействие, предикатор принимает вид виртуального дифференцирующего звена с передаточной функцией $T_a P / (T_a P + 1)$. Коэффициент передачи такого звена равен единице, во время переходного процесса коэффициент передачи плавно уменьшается до нуля. Содержа-

щиеся в цифровых сигналах шумы квантования не увеличиваются этим звеном и не влияют на качество управления.

В стандартных ПИД-регуляторах используются реальные дифференцирующие звенья с большими значениями коэффициента передачи. Эти звенья резко увеличивают амплитуду шумов квантования, повышают инерционность системы управления и могут нарушить ее работу. Регуляторы на основе предикторов свободны от указанных недостатков.

Регулятор обратной связи по ЭДС. Чтобы исключить влияние ЭДС на ток якоря, введем в систему управления регулятор обратной связи по ЭДС. Рассмотрим силовую часть электропривода без учета внешней нагрузки (рис. 18).

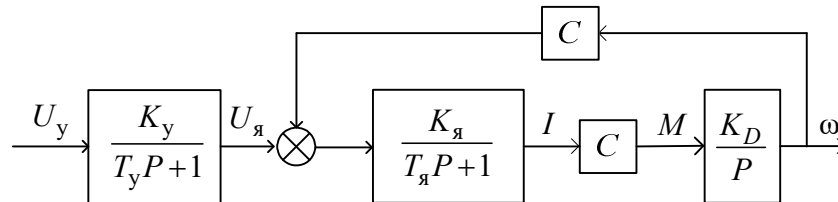


Рис. 18

Введем регулятор обратной связи по ЭДС W_{PE} (рис. 19). На его вход подадим сумму сигналов, пропорциональных току I и скорости ω . Выберем структуру регулятора W_{PE} так, чтобы исключить влияние ЭДС на ток якоря. Выполним эквивалентное преобразование структурной схемы (рис. 20).

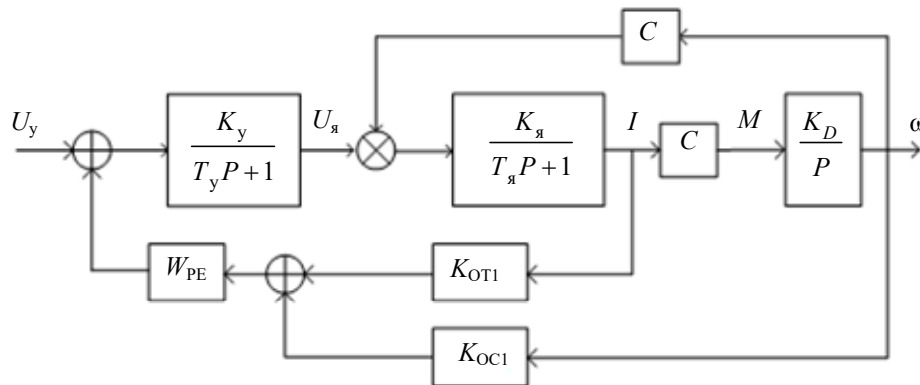


Рис. 19

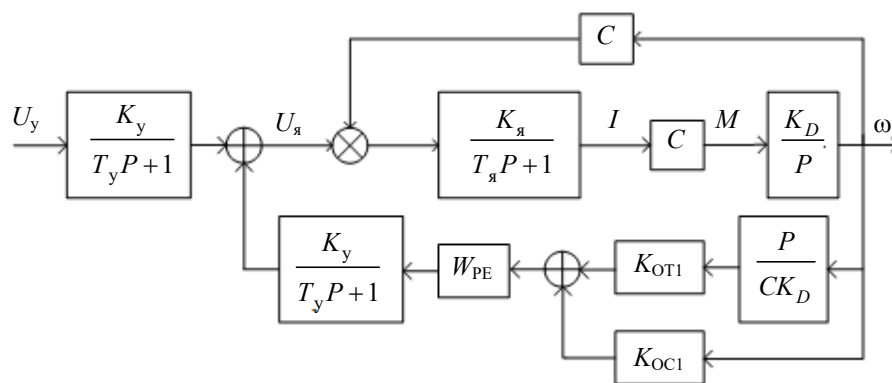


Рис. 20

Из схемы, представленной на рис. 20, следует условие компенсации влияния ЭДС на ток якоря:

$$\frac{K_y}{T_y P + 1} W_{PE} \left(K_{OT1} \frac{P}{C K_D} + K_{OC1} \right) = C.$$

Примем $\frac{K_{OT1}}{K_{OC1}CK_D} = T_y$, тогда $W_{PE} = \frac{C}{K_y K_{OC1}} = K_{PE}$.

Регулятор обратной связи по ЭДС — это пропорциональное звено (рис. 21).

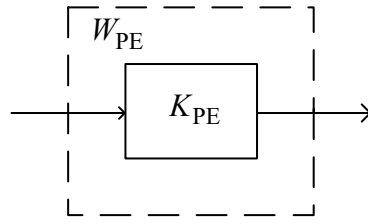


Рис. 21

Зададим $K_{OC1} = C$, тогда $K_{PE} = \frac{1}{K_y}$, $K_{OT1} = T_y C^2 K_D$.

Было выполнено компьютерное имитационное моделирование электропривода на основе двигателя ПБВ100L с номинальным моментом 10,5 Н·м. Переходные характеристики тока i и частоты вращения (скорости) ω (рис. 22, а, б) при ступенчатом входном воздействии монотонные, без перерегулирования. Значение входного воздействия 0,1 от номинального.

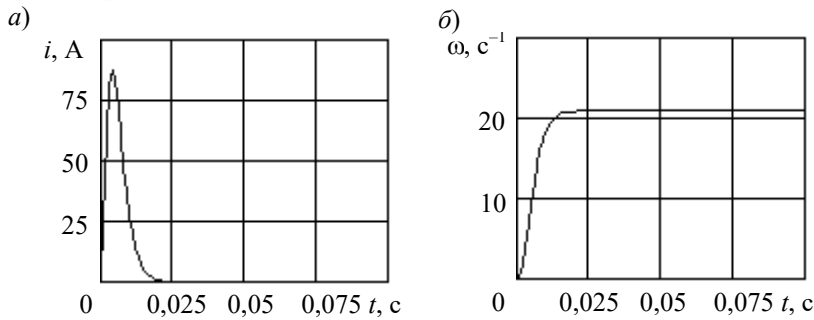


Рис. 22

Отклонение частоты вращения от заданного значения при ступенчатом изменении номинальной нагрузки не превышает 3 c^{-1} , что составляет 1,5 % (рис. 23, б). Время переходного процесса 25 мс.

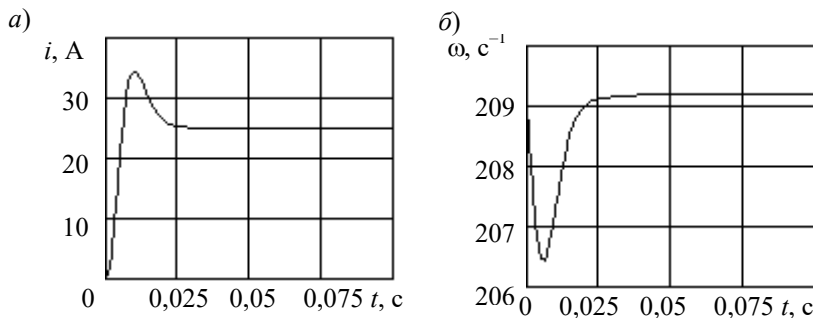


Рис. 23

Диапазон регулирования рассмотренного электропривода с астатической системой управления и добротность электропривода теоретически равны бесконечности. Реальный диапазон регулирования ограничен разрешающей способностью датчика скорости.

Чтобы система управления была инвариантной (робастной) к изменяющимся параметрам объекта, разработан вариант самонастраивающейся системы управления, включающей эталонную модель, контур идентификации и оптимальный фильтр [4].

Рассмотренная система цифрового управления регулируемым электроприводом была реализована на основе специального приводного контроллера и электропривода ЭПБ-2 с вентильным электродвигателем. Эксперименты проводились на стандартном стенде приемо-

сдаточных испытаний как на холостом ходу, так и под воздействием момента нагрузки. Испытания показали, что цифровой электропривод имеет диапазон регулирования 250 тыс. Полоса пропускания контура скорости не менее 100 Гц.

На малых частотах вращения тахогенератор неработоспособен, поэтому его функцию выполнял серийный фотоэлектрический датчик типа ВЕ с числом импульсов на один оборот 10 000 в сочетании со специальным рекуррентным экстраполятором [5].

Следящий электропривод. Задача — на основе рассмотренного выше регулируемого электропривода построить следящий электропривод. Эквивалентная схема регулируемого электропривода представляет собой три последовательно соединенных аperiodических звена с малыми постоянными времени (см. рис. 17). Рассмотрим структурную схему следящего электропривода, в состав которого входит указанный регулируемый электропривод (РЭП) (рис. 24).

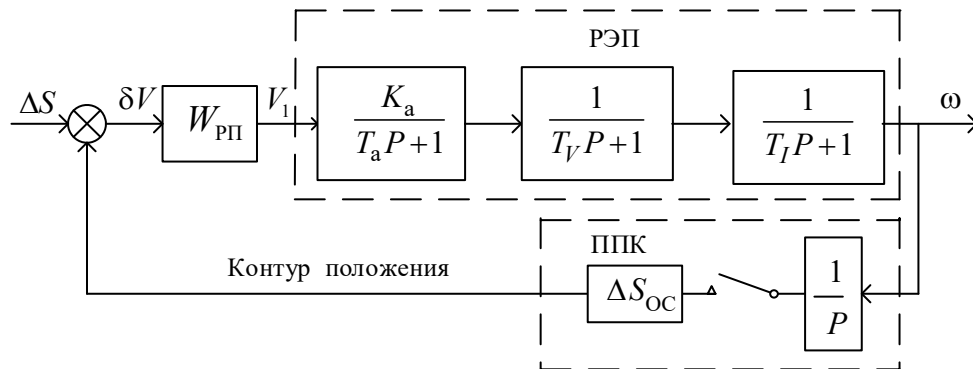


Рис. 24

Входное управляющее воздействие ΔS состоит из последовательности приращений пути за каждый период таймера T . В системах ЧПУ приращения пути ΔS рассчитываются в интерполяторе или в соответствующем позиционном модуле. Сигналы обратной связи ΔS_{OC} определяют фактическое перемещение электропривода за цикл таймера. Приращения пути ΔS и ΔS_{OC} , отнесенные к периоду таймера, можно рассматривать как сигналы скорости. На входе системы управления они сравниваются с помощью элемента сравнения и определяют ошибку следящего электропривода по скорости δV .

В следящем электроприводе используется оптический датчик величины перемещения — энкодер. В каждом цикле таймера энкодер интегрирует скорость ω в пределах одного периода и определяет величину перемещения ΔS_{OC} за каждый очередной цикл таймера. Устройство для такого преобразования называется «преобразователь „перемещение-код“» (ППК). Измеренное перемещение ΔS_{OC} в следующем цикле таймера передается в регулятор положения $W_{РП}$. В результате в ППК происходит запаздывание сигнала обратной связи на один цикл таймера. Такое транспортное запаздывание сигнала ухудшает качество регулирования системы управления.

Необходимо, используя предлагаемую методику оптимизации систем автоматического регулирования с помощью предикаторов, синтезировать структуру регулятора положения $W_{РП}$ следящей системы. Сначала рассмотрим решение поставленной задачи в аналоговом варианте, полагая, что разрешающая способность энкодера не ограничена.

Регулятор положения $W_{РП}$ представляет собой ПИ-регулятор

$$\frac{K_{РП}(T_I P + 1)}{P} = \frac{K_{РП}}{P} + K_{РП} T_I$$

в сочетании с предикатором, в котором коэффициент предикатора положения $K_{ПИ} = K_{ПИ}K_aK_{ОС2}$ (рис. 25).

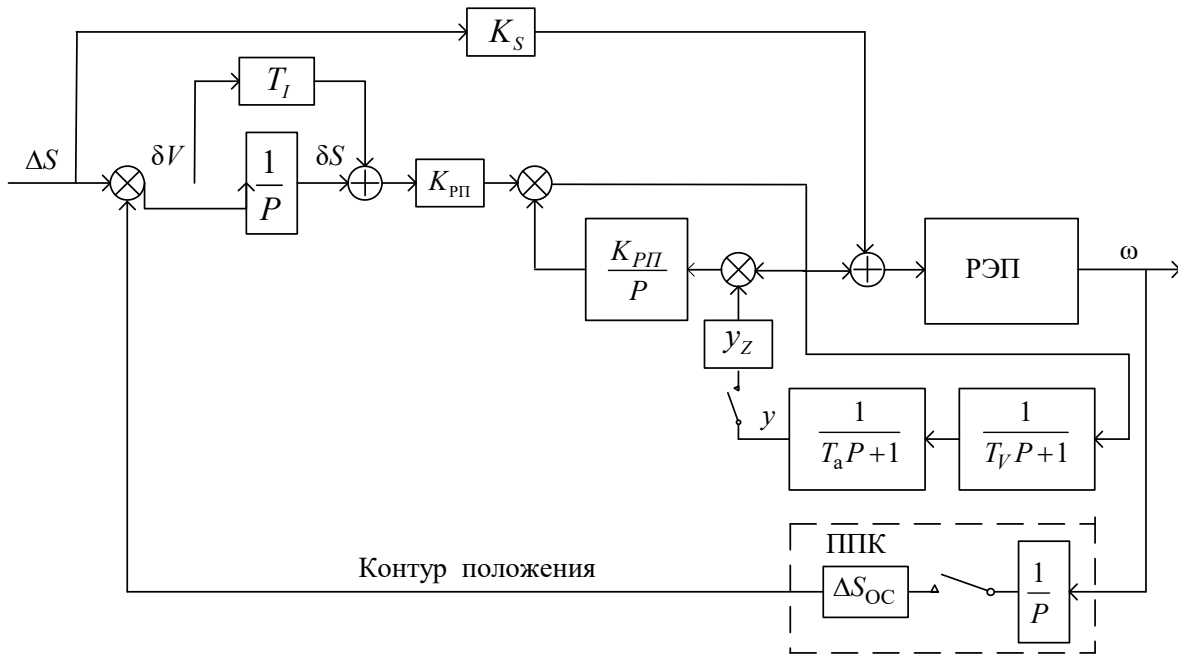


Рис. 25

ПИ-регулятор компенсирует в РЭП действие звена с передаточной функцией $1/(T_I P + 1)$, а два оставшихся аperiodических звена РЭП с помощью предикатора выносятся условно за контур положения. Предикатор позволяет вынести за контур положения также и звено чистого запаздывания. Это звено изображено на схеме в виде замыкающего контакта, который коммутирует цепь связи, передавая значение y в экстраполятор нулевого порядка y_z с искусственным запаздыванием на один цикл таймера. Устройство для компенсации запаздывания сигнала в цепи обратной связи рассмотренным способом известно в литературе как „упредитель Смита“ [6—9].

Коэффициент обратной связи $K_{ОС2}$ в контуре положения определяется структурой ППК и численно равен периоду таймера: $K_{ОС2} = T$.

С учетом регулятора положения контур управления положением приобретает вид, показанный на рис. 26.

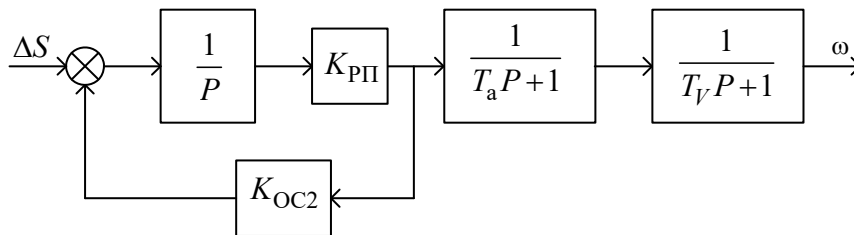


Рис. 26

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_{\Pi} = \frac{K_{\Pi}}{T_{\Pi} P + 1},$$

где $K_{\Pi} = \frac{1}{K_{ОС2}}$, $T_{\Pi} = \frac{1}{K_{ПИ} K_a K_{ОС2}}$, $K_a = \frac{1}{K_{ОС}}$.

Приняв $T_{\Pi} = 0,002 - 0,003$ с, вычислим значение коэффициента регулятора положения по формуле

$$K_{PII} = \frac{1}{T_{II} K_a K_{OC2}}$$

и определим коэффициент предикатора положения $K_{PII} = K_{PII} K_a K_{OC2} = 1/T_{II}$.

Теперь эквивалентная схема контура управления положением представляет собой три последовательно соединенных апериодических звена с малыми постоянными времени (рис. 27).

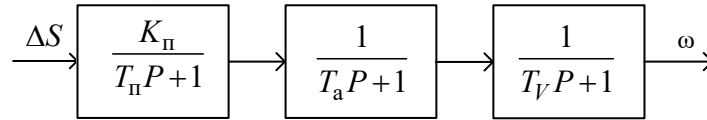


Рис. 27

Для повышения быстродействия системы управления и уменьшения ошибки по положению применен комбинированный способ управления. С этой целью с помощью коэффициента K_S в выходной сигнал регулятора положения вводится сигнал коррекции по входному воздействию (см. рис. 25). Значение этого коэффициента коррекции определяется по формуле $K_S = K_{OC}/T$. В результате ошибка по положению δS в установившемся режиме стремится к нулю, т.е. система управления становится астатической по входному воздействию.

Результаты имитационного моделирования следящего электропривода представлены в виде графиков (рис. 28). Для решения системы дифференциальных уравнений использован метод Рунге — Кутты 4-го порядка с шагом $h = T = 0,001$ с. Установившаяся скорость $\omega = 200$ с⁻¹.

Если выключить компенсацию запаздывания сигнала обратной связи в предикаторе, то изменение скорости при ступенчатом входном воздействии происходит с перерегулированием (рис. 28, а). При включенной компенсации запаздывания перерегулирование отсутствует (рис. 28, б).

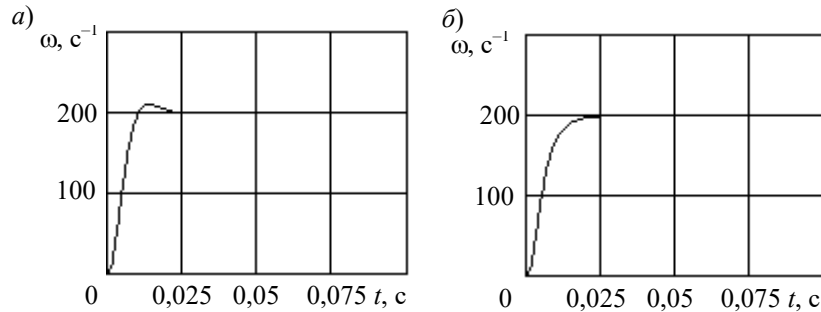


Рис. 28

Наброс номинальной нагрузки на работающий электропривод вызывает увеличение тока (рис. 29, а) и кратковременное, 25 мс, снижение скорости приблизительно на 1 % (рис. 29, б).

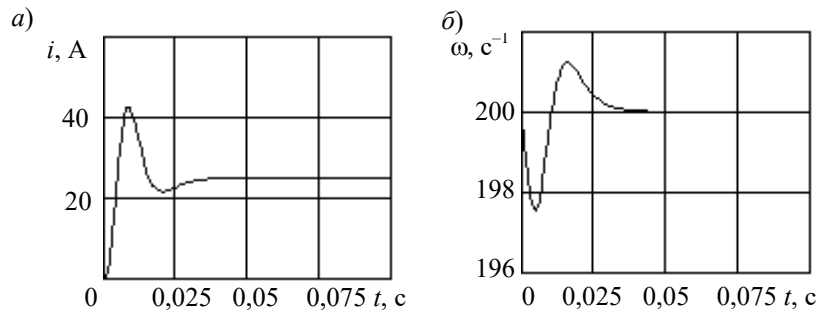


Рис. 29

Для перехода от аналогового варианта системы управления к цифровому варианту, следует интегрирующее звено в ПИ-регуляторе заменить накапливающим сумматором (рис. 30).

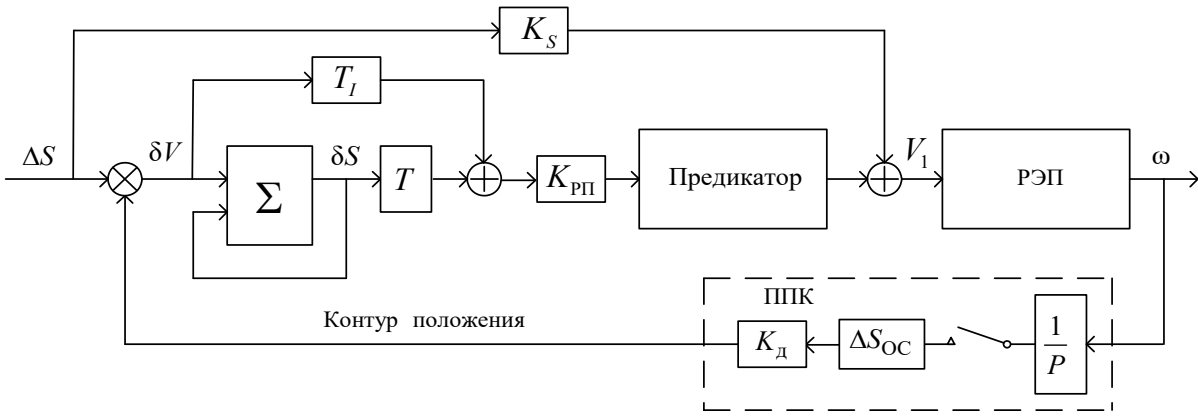


Рис. 30

Энкодер преобразует приращение пути ΔS_{OC} за период таймера (осуществляет дискретизацию выходной переменной) по формуле

$$\Delta S_{OC}^* = \Delta S_{OC} \frac{N_{enc}}{2\pi} = \Delta S_{OC} K_d,$$

где N_{enc} — количество дискрет пути на один оборот энкодера, $K_d = N_{enc}/2\pi$ — коэффициент дискретизации энкодера.

Коэффициент коррекции для цифрового варианта системы управления определяется по формуле $K_S = K_{OC}/(TK_d)$. Ошибка по положению δS в установившемся режиме, как и в аналоговом варианте, стремится к нулю.

Значения входных управляющих воздействий ΔS и сигналов обратной связи ΔS_{OC}^* в цифровой следящей системе всегда представляются в виде целых чисел дискрет. В процессе математического моделирования результаты расчетов ΔS_{OC}^* вероятнее всего окажутся дробными. Простое округление привело бы к накоплению значительных ошибок. Поэтому от приращений координат сигналов ΔS_{OC}^* , подготовленных к передаче в регулятор положения в очередном периоде таймера, отсекаем целые числа, а дробные остатки накапливаем и учитываем в последующих периодах.

В результате ошибка по положению δS , которая накапливается в сумматоре, всегда выражена целыми числами дискрет. Для согласования этой ошибки с ранее настроенным аналоговым регулятором положения необходимо значение переменной δS умножить на величину периода таймера T .

Результаты имитационного моделирования представлены на графиках (рис. 31). Рассматривалась следящая система управления применительно к типовой системе ЧПУ металлорежущими станками с энкодером, содержащим $N_{enc} = 10\,000$ импульсов на один оборот. Одна дискрета энкодера соответствует перемещению инструмента в системе ЧПУ на 1 мкм. Шаг интегрирования дифференциальных уравнений $h = T = 0,001$ с.

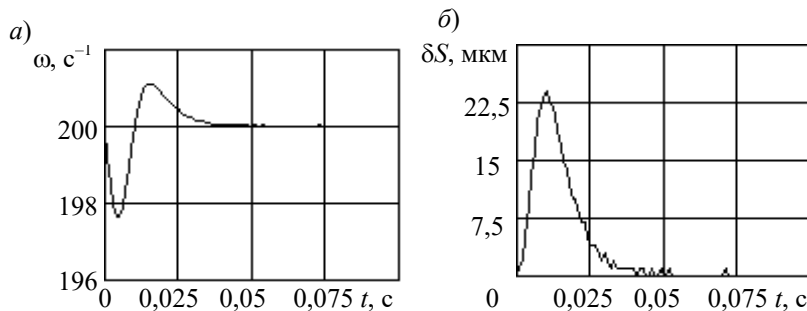


Рис. 31

Наброс номинальной нагрузки на работающий электропривод вызывает кратковременное (0,025 с) снижение скорости на 1 % (рис. 31, а). Ошибка по положению δS во время переходного процесса достигает 23 мкм (рис. 31, б); в установившемся режиме она приближается к нулю.

Для повышения точности следящей системы и предотвращения в ней динамических ударов в системах ЧПУ применяют программные модули разгона-торможения. В рассматриваемой математической модели был создан образ модуля разгона-торможения в виде двух последовательно соединенных аperiodических звеньев с постоянной времени 1 с. Время плавного разгона составило 5 с (рис. 32, а). Ошибка по положению δS в процессе разгона не превышает 4 мкм (рис. 32, б). Иными словами, при разгоне электропривода до скорости $\omega = 200 \text{ с}^{-1} \approx 2000 \text{ об/мин}$ в течение 5 с максимальная динамическая ошибка цифровой следящей системы на участке разгона равна 4 мкм. В установившемся режиме она уменьшается до $\pm 1 \text{ мкм}$ (рис. 32, б).

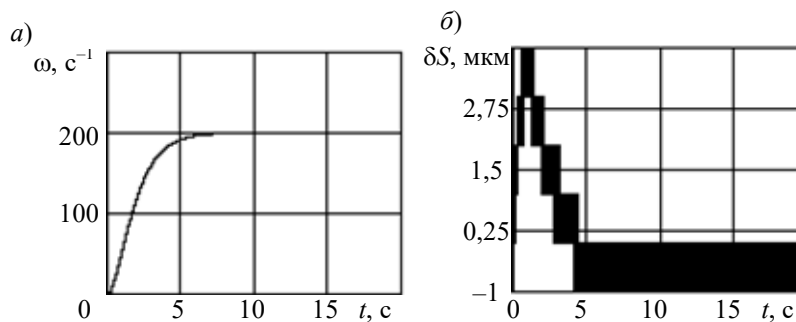


Рис. 32

Ошибка δS — это целое число дискрет, которое изменяется также на целое число дискрет. Поэтому цифровая следящая система при малых значениях δS работает в импульсном режиме, что видно на последнем графике.

Заключение. Все параметры и значения установочных коэффициентов в цифровых регуляторах на основе предикторов вычисляются аналитически. Следящие электроприводы с такими регуляторами могут применяться в высокоточных системах ЧПУ металлорежущими станками и промышленными роботами, а также в системах наведения оптических (астрономических) телескопов и других оптических комплексов для контроля космического пространства. В последних в качестве датчиков положения используются высокоточные оптические энкодеры с разрешающей способностью 0,01—0,05". Когда необходимо обеспечить плавное движение оптической оси комплекса при инфранизких скоростях слежения (до единиц угловых секунд в секунду) и малых значениях среднеквадратических ошибок (1—2") именно на цифровой следящий электропривод возлагается задача обеспечить заданную точность [10].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чикуров Н. Г. Подчиненное управление электроприводами в компьютерных системах ЧПУ с использованием предикторов // Мехатроника. 2006. № 2. С. 35—40.
2. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами: Учеб. пособие. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.
3. Анучин А. С. Системы управления электроприводов. М.: Изд. дом МЭИ, 2015. 373 с.
4. А. с. 1290255. Самонастраивающаяся система управления / Н. Г. Чикуров, С. И. Куликов, А. И. Михайловский. Зарег. 15.10.1986.
5. А. с. 1597730. Способ измерения скорости перемещения и устройство для его осуществления / Н. Г. Чикуров, А. И. Михайловский, Р. Г. Шахмаев, Ш. М. Гайсин. Зарег. 08.06.1990.

6. *Smith O. J. M.* Close Control of Loops with Deadtime // *Chem. Eng. Progr.* 1957. N 53. P. 217—219.
7. *Смит О. Дж. М.* Автоматическое регулирование. М.: Физматгиз, 1962.
8. *Боровиков М. А.* Расчет быстродействующих систем электропривода и автоматики: Монография. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1980. 394 с
9. *Солодовников В. В., Филимонов А. Б.* Упреждающее управление линейными стационарными объектами с запаздываниями // *Автоматика и телемеханика.* 1982. Вып. 11. С. 57—60.
10. *Садовников М. А., Томасов В. С., Толмачев В. А.* Прецизионный электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства // *Изв. вузов. Приборостроение.* 2011. Т. 54, № 6.

Сведения об авторе

Николай Георгиевич Чикуров — канд. техн. наук, доцент; Уфимский университет науки и технологий, кафедра автоматизации технологических процессов;
E-mail: tchikurov@yandex.ru

Поступила в редакцию 04.09.2023; одобрена после рецензирования 27.09.2023; принята к публикации 14.11.2023.

REFERENCES

1. Tchikurov N.G. *Mechatronics, Automation, Control*, 2006, no. 2, pp. 35–40. (in Russ.)
2. Basharin A.V., Novikov V.A., Sokolovskiy G.G. *Upravleniye elektroprivodami* (Electric Drive Control), Leningrad, 1982, 392 p. (in Russ.)
3. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* (Electric Drive Control Systems), Moscow, 2015, 373 p. (in Russ.)
4. Certificate of authorship 1290255, *Samonastrayayushchayasya sistema upravleniya* (Self-Adjusting Control System), N.G. Chikurov, S.I. Kulikov, A.I. Mikhailovsky, Priority 15.10. 1986. (in Russ.)
5. Certificate of authorship 1597730, *Sposob izmereniya skorosti peremeshcheniya i ustroystvo dlya yego osushchestvleniya* (A Method for Measuring Movement Speed and a Device for its Implementation), N.G. Chikurov, A.I. Mikhailovsky, R.G. Shakhmaev, Sh.M. Gaisin, Priority 8.06.1990. (in Russ.)
6. Smith O.J.M. *Chem: Eng. Progr.*, 1957, vol. 53, pp. 217–219.
7. Smith O.J.M. *Feedback Control Systems*, NY, McGraw-Hill, 1958.
8. Borovikov M.A. *Raschet bystrodeystvuyushchikh sistem elektroprivoda i avtomatiki* (Calculation of High-Speed Electric Drive and Automation Systems), Saratov, 1980, 394 p. (in Russ.)
9. Solodovnikov V.V., Filimonov A.B. *Automation and Remote Control*, 1982, no. 11, pp. 57–60. (in Russ.)
10. Sadvnikov M.A., Tomasov V.S., Tolmachev V.A. *Journal of Instrument Engineering*, 2011, no. 6(54). (in Russ.)

Data on author

Nikolay G. Tchikurnov — PhD, Associate Professor; Ufa University of Science and Technology, Department of Process Automation; E-mail: tchikurov@yandex.ru

Received 04.09.2023; approved after reviewing 27.09.2023; accepted for publication 14.11.2023.