

А. М. ЩЕРБАЧЕНКО, Ю. И. ЮРЛОВ
(Новосибирск)

ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПРЕЦИЗИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

К современным системам управления установками, предназначенными для анализа и синтеза изображений с помощью ЭВМ [1], в настоящее время предъявляются достаточно жесткие и противоречивые требования. С одной стороны, они должны обеспечить оптимальный по быстродействию перевод объектов управления из одного положения в другое, с другой — погрешность позиционирования при этом не должна превышать десятки доли микрона.

Одним из способов решения задачи точного позиционирования за время, близкое к оптимальному, является двухрежимное управление [2], при котором для быстрого перевода объекта в некоторую сравнительно малую зону используется оптимальное или квазиоптимальное управление, а для точного позиционирования — пропорциональное.

В статье рассматриваются принципы построения и техническая реализация цифровых регуляторов прецизионных следящих систем позиционирования с двухрежимным управлением. Приводятся две функциональные схемы следящих систем, динамика которых описывается системой дифференциальных уравнений второго порядка.

Особенность этих следящих систем в том, что в них в качестве первичных преобразователей величины рассогласования и скорости объектов управления применяются лазерные интерферометры.

В одной из систем первой ступенью управления служит цифровой регулятор с нелинейным элементом в цепи обратной связи, реализующий квазиоптимальное управление, а в другой — PD-регулятор с перестраиваемыми обратными связями по скорости и рассогласованию.

Следящая система позиционирования с квазиоптимальным регулятором. В предложенной нами следящей системе при реализации квазиоптимального регулятора используется аппроксимация нелинейной характеристики линии переключения отрезками прямых. На рис. 1 изображены линия переключения $M_1M_2M_3M_4O$ и ее аппроксимация отрезками прямых M_1P_1 , M_2P_2 , M_3P_3 и M_4O . Аппроксимация проводится участками семейства прямых, выходящих из начала фазовых координат системы. Такой способ аппроксимации позволяет достаточно просто реализовать функциональный преобразователь, если в качестве преобразуемого параметра выступает цифровой код, а выходным параметром является частота следования импульсов. Он позволяет выбрать произвольное число участков аппроксимации, отличается стабильностью характеристики, а настройка преобразователя практически не зависит от числа выбранных участков аппроксимации.

Функциональная схема следящей системы изображена на рис. 2.

Значение заданного рассогласования S , на которое должен переместиться объект управления ОУ, заносится в реверсивный счетчик РС1. Система управления стремится перемещать объект до тех пор, пока содержимое РС1 не станет равным нулю. Положение объекта контролируется лазерным интерферометром (ЛИ), который формирует для РС1 счетный импульс каждый раз, когда объект управления проходит расстояние, кратное длине волны лазера. Кроме того, лазерный интерфе-

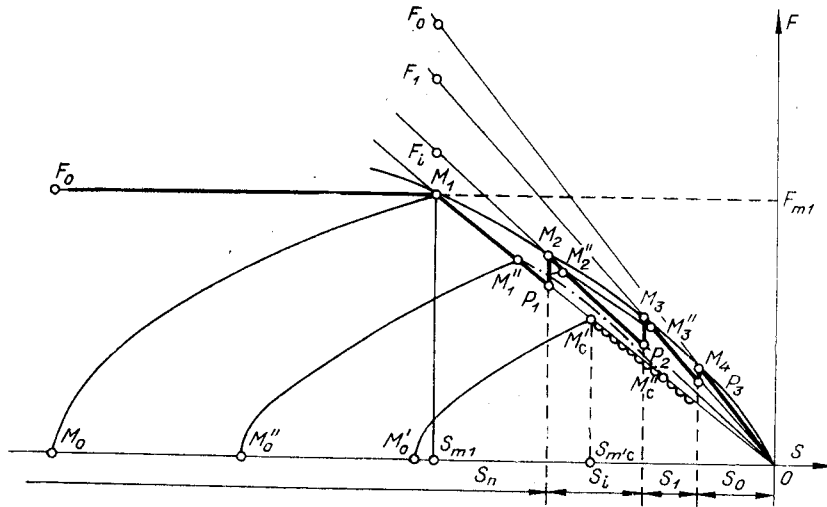


Рис. 1.

рометр вырабатывает сигнал направления перемещения объекта (sign V). Реверсивный счетчик фиксирует текущее значение ошибки рассогласования со знаком плюс или минус относительно заданного положения. Если величина рассогласования S превышает зону точного позиционирования, работает скоростная ступень управления. Включение скоростной ступени проводит дешифратор зон (ДШ) сигналом, поступающим от него на логическое устройство (ЛУ) по шине «Зона S₀».

Весь диапазон перемещений, в котором работает скоростная ступень, разбит на несколько зон, в каждой из которых осуществляется линейное преобразование ошибки рассогласования в частоту следования импульсов. Его выполняет преобразователь код — частота ПКЧ1, представляющий собой многозарядный управляемый делитель частоты. Значение частоты, соответствующей ошибке рассогласования, определяется из выражения

$$F_s = F_i N_s / N_{\max}, \quad (1)$$

где N_s — число, пропорциональное текущему значению ошибки рассогласования; N_{\max} — максимальная емкость реверсивного счетчика; F_i — частота на входе управляемого делителя частоты для i -зоны. Выбор значе-

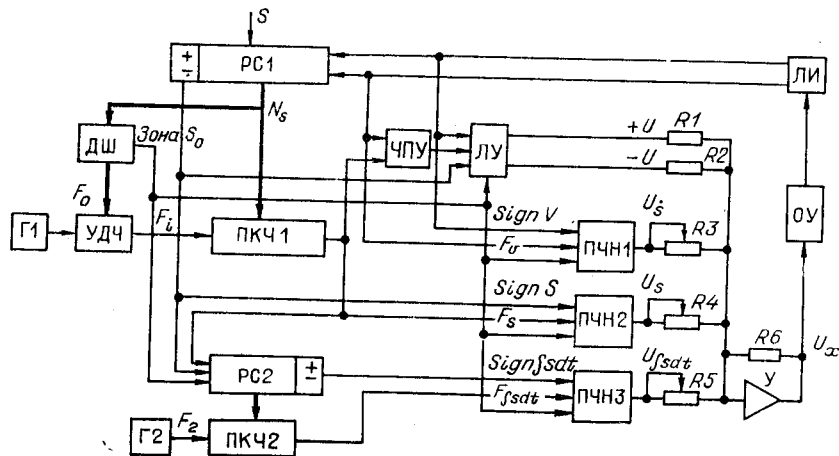


Рис. 2.

ния частоты F_i для каждой зоны проводится дешифратором зон, причем в каждой зоне оно остается постоянным. Поскольку в выражении (1) значения F_i и N_{\max} постоянны, для каждой зоны реализуется линейная зависимость значения частоты от ошибки рассогласования.

Частотное пороговое устройство (ЧПУ) сравнивает частоту сигналов ЛИ с частотой сигналов ПКЧ. По сигналам знаков ЧПУ, реверсивного счетчика и направления движения объекта логическое устройство формирует знак управляющего сигнала U , который определяется из выражения

$$\text{sign } U = \begin{cases} \text{sign} (|F_v| - |F_s|) \text{sign } V, & \text{если } \text{sign } V = \text{sign } S, \text{ а знак} \\ & \text{разности } (|F_v| - |F_s|) - \text{минус,} \\ - \text{sign} (|F_v| - |F_s|) \text{sign } V & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

Управляющий сигнал U обеспечивает разгон объекта с максимально допустимым ускорением до тех пор, пока значение частоты F_v , соответствующей реальной скорости объекта, не превышает значения частоты F_s , пропорциональной скорости, разрешенной для текущего значения величины рассогласования S . Если это условие не выполняется, то в системе реализуется режим торможения с таким же ускорением. Зависимость частоты F_s от текущего значения рассогласования S представлена на рис. 1 отрезками прямых M_1P_1 , M_2P_2 , M_3P_3 .

Рассмотрим динамику системы управления для случаев, когда начальному состоянию ее соответствуют изображающие точки M_0 , M'_0 , M''_0 .

Для M_0 или других начальных условий, когда изображающая точка находится на той же фазовой траектории, что и указанная точка, в системе реализуется оптимальное по быстродействию управление.

Если же начальному состоянию системы соответствуют M'_0 и M''_0 , то фазовые траектории системы совпадают с фазовыми траекториями при оптимальном управлении лишь на начальных участках. Причем изменение знака управляющего сигнала происходит не на линии переключения, а раньше на прямой M_1O в точках M'_c и M''_1 . При этом изображающая точка M''_1 после переключения будет перемещаться по фазовой траектории, обозначенной на рис. 1 штрихпунктирной линией до пересечения с прямой M_1O . Далее изображающая точка движется по прямой M_1O в скользящем режиме, а частотное пороговое устройство переключается с большей частотой. Для M'_0 скользящий режим начинается в точке M'_c сразу же после переключения на линии M_1O . Отклонение от оптимального управления для этого случая будет наибольшим [3]. Изображающая точка достигает начала участка скользящего режима за одно и то же время как при оптимальном управлении, так и при использовании линейной обратной связи, поскольку движется по одной и той же фазовой траектории. Преимущество оптимального управления становится очевидным на участке скользящего режима, причем именно на конечном этапе. Одним из способов уменьшения времени переходного процесса в скользящем режиме является уменьшение участка скользящего режима.

В предложенной нами системе уменьшение участка скользящего режима достигнуто благодаря использованию перестраиваемых в зависимости от ошибки рассогласования линейных обратных связей, т. е. при аппроксимации линии переключения отрезками прямых M_1P_1 , M_2P_2 , M_3P_3 . В этом случае происходит многократное переключение знака управляющего сигнала, причем число участков разгона равно числу участков аппроксимации линии переключения, которые должна пройти изображающая точка до начала скользящего режима после первого пересечения с аппроксимированной линией переключения.

$W(p)$	S_0	Число участков аппроксимации				
		1	2	3	4	5
$1/p^2$	2,5	9,2	5,5	3,6	2,6	—
	1,0	7,2	4,4	2,6	1,6	1,1
$1/p(p+1)$	2,5	5,8	3,4	—	—	—
	1,0	2,7	2,0	1,3	—	—

В таблице для различного числа участков аппроксимации линии переключения приведены значения выходных координат объекта управления через время T_0 при движении изображающей точки M_c в скользящем режиме. Время T_0 равно времени движения объекта по оптимальному закону из точки начала скользящего режима до зоны точного управления S_0 . Значения выходных координат рассчитаны для систем, в которых объекты управления имеют передаточные характеристики вида

$$W(p) = 1/p^2 \text{ и } W(p) = 1/p(p+1).$$

Зона точного управления и выходные координаты представлены в таблице в процентах от максимально возможного начального рассогласования, при котором в системах реализуется оптимальное управление.

Из таблицы видно, что участок скользящего режима может быть сведен к величине, не превышающей зоны точного управления, и, следовательно, управление вне этой зоны будет приближаться к оптимальному.

Когда изображающая точка попадет в зону точного управления, скоростная ступень отключается и управление передается второй ступени, реализующей алгоритм пропорционального управления с помощью PID-регулятора. Особенностью PID-регулятора, используемого в рассматриваемой системе управления, в отличие от [4] является то, что в нем все составляющие регулирующего воздействия представлены в частотно-импульсной форме. Причем пропорциональная P и интегральная I составляющие предварительно преобразуются в цифровую форму с помощью РС1 и РС2. Отсутствие аналоговых интегрирующих устройств и простота многоразрядных преобразователей код — частота существенно упростили PID-регулятор и повысили надежность и стабильность его работы. Последовательности импульсов, частота которых пропорциональна ошибке и интегралу ошибки рассогласования, формируются с помощью ПКЧ1 и ПКЧ2.

Управляющими кодами преобразователей являются цифровые коды РС1 и РС2, первый из которых интегрирует входную последовательность импульсов F_v лазерного интерферометра, а второй — частотную последовательность F_s , пропорциональную ошибке рассогласования.

Частотные последовательности импульсов F_v , F_s и $F_{\int sdt}$, а также их знаковые сигналы поступают на входы преобразователей частота — напряжение (ПЧН), включение которых происходит по сигналу «Зона S_0 » дешифратора зоны точного управления. Формирование управляющего сигнала U , равного сумме составляющих, пропорциональных ошибке S , ее производной \dot{S} и интегралу ошибки $\int sdt$, осуществляется операционным усилителем (У). Коэффициенты пропорциональности при настройке регулятора устанавливаются с помощью переменных сопротивлений $R3-R5$.

Следящая система позиционирования с PD-регулятором. Во второй следящей системе позиционирования обработка больших рассогласований

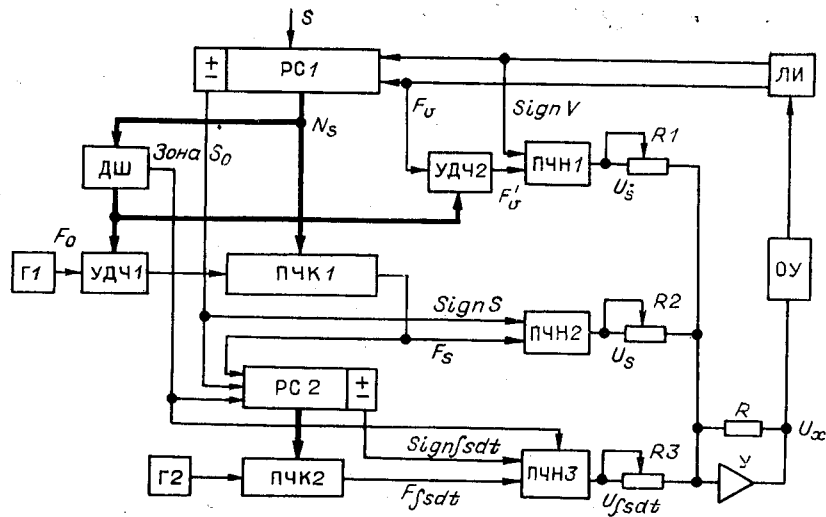


Рис. 3.

возложена на PD-регулятор, а малых, как и в предыдущей системе, — на PID-регулятор. Высокое быстродействие PD-регулятора в этой системе достигается благодаря изменению коэффициента обратной связи по скорости во время позиционирования. На рис. 3 изображена функциональная схема следящей системы позиционирования, содержащая PD-и PID-регуляторы. Отличительной особенностью PD-регулятора является то, что в нем в зависимости от величины рассогласования изменяется коэффициент обратной связи не только по скорости, но и по рассогласованию. Это позволяет обеспечить во время позиционирования линейное изменение скорости перемещения объекта управления при скачкообразном изменении коэффициента обратной связи по скорости.

Основу PD-регулятора скоростной ступени управления составляют элементы PID-регулятора, рассмотренного в предыдущей системе. Обозначения узлов следящей системы, изображенной на рис. 3, соответствуют обозначениям, принятым на рис. 2.

Как и в следящей системе с квазиоптимальным регулятором, выбор регулятора при позиционировании проводит дешифратор зон. Если при этом рассогласования превышают зону точного управления, то он сигналом «Зона S_0 » запрещает счет реверсивным счетчиком PC2 импульсов частоты F_s , а следовательно, и формирование интегральной составляющей регулирующего воздействия.

Для того чтобы одни и те же преобразователи P- и D-составляющих реализующего воздействия можно было использовать как в скоростной, так и в точной ступени управления, PD-регулятор содержит два управляемых делителя частоты — UDЧ1 и UDЧ2. Они осуществляют деление частот лазерного интерферометра и генератора импульсов ГИ1. Их коэффициенты деления изменяются в зависимости от участков рассогласования, определяемых дешифратором зон.

Диапазон рассогласований, в котором работает скоростная ступень управления, разбит на зоны таким образом, что каждая последующая зона больше предыдущей в два раза, а первая зона равна зоне точного управления. Такое разбиение выбрано для того, чтобы обеспечить простую реализацию дешифратора зон. Число зон определяется из выражения

$$j = \text{ent} [\log_2 S_{\max}/S_0] + 1,$$

где S_{\max} — значение максимального рассогласования, S_0 — значение зоны

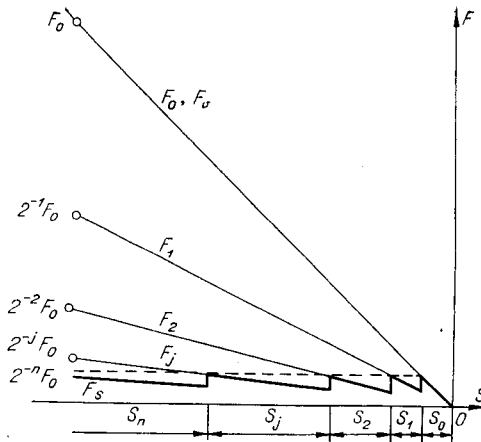


Рис. 4.

точного управления. Значения частот на входе УДЧ1 и УДЧ2 в каждой из j зон равны

$$F'_{vj} = F_v / 2^j, \quad (2)$$

$$F_{sj} = F_0 N_s / 2^{j2^n}. \quad (3)$$

Здесь n — число двоичных разрядов РС1; N_s — число, соответствующее текущему значению рассогласования S .

На рис. 4 изображена зависимость частоты F_s на выходе ПКЧ1 от величины рассогласования. Частотные последовательности импульсов F_{vj} и F_{sj} , пропорциональные скорости перемещения объекта и ошибке рассогласования

объекта и ошибке рассогласования, а также их знаковые сигналы поступают на ПЧН1 и ПЧН2 для формирования Р- и D-составляющих регулирующего напряжения U . В установившемся режиме $F'_{vj} = F_{sj}$. Решив систему уравнений (2) и (3) относительно F_v , получим

$$F_v = F_0 N_s / 2^n,$$

т. е. реальная скорость объекта пропорциональна рассогласованию во всем диапазоне перемещений S .

Динамический диапазон регулирования по скорости такого регулятора в 2^j раз превышает максимальную скорость позиционирования для PID-регулятора в зоне S_0 . Значение частоты, пропорциональное этой скорости, показано на рис. 4 штриховой линией.

Рассмотренные регуляторы были использованы в следящих системах управления приводом, построенным на основе линейного двигателя постоянного тока [5], применяемого в фотограмметрическом автомате «Зенит-2» и архивном голограммном запоминающем устройстве ГЗУ-2.

Полученные практические результаты показали, что полное время позиционирования при обработке рассогласований 400 мм не превышало 4 и 5 с соответственно при использовании квазиоптимального и пропорционально-дифференциального регуляторов в качестве первой ступени управления. При этом время позиционирования в зоне точного управления, равной 1 мм, не превышает 2 с. Эти данные хорошо согласуются с данными по моделированию на ЭВМ процесса позиционирования для электропривода, приведенными в [5].

Большой динамический диапазон управления, высокая точность, простота настройки и стабильность в работе позволяют рекомендовать рассмотренные регуляторы в тех системах позиционирования, где выходные сигналы датчиков скорости и рассогласования представлены в частотно-импульсной форме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нестерихин Ю. Е. Оптоэлектронные системы и автоматизация исследований.— Автометрия, 1977, № 5.
2. Теллер Дж., Пестель М. Анализ и расчет нелинейных систем автоматического управления. М.— Л.: Энергия, 1964, с. 352—374.
3. Смольников Л. П. Синтез квазиоптимальных систем автоматического регулирования. Л.: Энергия, 1967, с. 57—78.
4. Бурый Л. В. и др. Электромеханическая система позиционирования фотограмметрического автомата «Зенит».— Автометрия, 1977, № 3.

5. Бурый Л. В., Иванов В. А. Математическое описание и моделирование алгоритмов управления прецизионным двухкоординатным приводом с линейным электродвигателем. — Автометрия, 1977, № 3.

Поступила в редакцию 12 февраля 1979 г.;
окончательный вариант — 24 марта 1980 г.

УДК 681.142.62

С. Т. ВАСЬКОВ, А. Н. КАСПЕРОВИЧ,
Н. В. ЛИТВИНОВ, И. М. САХАРОВ
(Новосибирск)

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ ПЛОТНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В автоматизированных системах измерения и обработки изображений широко применяются логарифмические усилители (ЛУ), использование которых позволяет осуществить преобразование коэффициента пропускания элементов изображений в плотность и простыми методами снизить влияние некоторых погрешностей на точность измерения плотности.

К настоящему времени уже создан ряд систем измерения и ввода в ЭВМ изображений с применением логарифмических усилителей [1, 2]. Однако погрешности измерения систем с такими усилителями изучены недостаточно полно. В частности, представляет большой интерес исследование влияния шумов, возникающих в измерительном канале системы, чему и посвящена настоящая статья.

Функциональная схема канала измерения оптической плотности изображений приведена на рисунке. В такой системе (с идеальным логарифмическим усилителем) выходной сигнал ЛУ описывается выражением [3]

$$U_{\text{вых}} = kD = k \ln \tau = k_1 \ln [I_{\text{вх}}(x, y)k_2], \quad k_1 = kk_0, \quad (1)$$

где k, k_1 — постоянные коэффициенты; k_0 — крутизна логарифмической амплитудной характеристики; k_2 — коэффициент, характеризующий логарифмический сдвиг, т. е. определяющий $I_{\text{вх}}$ при $U_{\text{вых}} = 0$; τ и D — коэффициент пропускания и оптическая плотность соответственно.

В общем случае входной сигнал логарифмического усилителя $I_{\text{вх}}(x, y)$ содержит в своем составе шумы

$$I_{\text{вх}}(x, y) = I_{x,y}(\tau) + \xi_{x,y}(\tau, t), \quad (2)$$

где $I_{x,y}(\tau)$ — выходной ток идеального фотоэлектрического узла при измерении коэффициента пропускания элемента изображения с координатами x, y ; $\xi_{x,y}(\tau, t)$ — шумовой ток, возникающий при измерении элемента изображения с координатами x, y и являющийся функциями координат, коэффициента пропускания τ и времени t . $\xi_{x,y}(\tau, t)$ представляет собой шум канала измерения (шумы фотоприемника, фотопленки/фотобумаги и электронных узлов), имеющий закон распределения амплитуд, близкий к нормальному с математическим ожиданием ΔI и дисперсией $\sigma_{\text{вх}}^2$. В дальнейшем (для краткости) обозначим $\xi_{x,y}(\tau, t) = \xi$.

Для оценки точности измерения оптической плотности необходимо определить

