

коррекции в этом случае — сведение «толстой» линзы к «эффективно тонкой» за счет введения фазосдвигающих электродов аналогично [6], однако это приведет к схемному усложнению и ухудшению параметров ОЭ АЦП.

Таким образом, предложены новый функциональный элемент интегральной оптики — линза с переменным фокусным расстоянием — и несколько вариантов реализации такого элемента. Применение их позволяет совместить несколько функций в едином элементе, что обеспечивает выполнение оптоэлектронных элементов в рамках единой технологии и уменьшение размеров электрооптического кристалла. Рассмотрены преимущества использования линзы с переменным фокусным расстоянием в оптоэлектронных АЦП.

Кроме того, данное устройство, безусловно, можно использовать и как коммутатор оптических каналов или для выполнения иных функций. Важным существенным положительным отличием предлагаемой линзы от различного типа дифракционных отклоняющих устройств (в том числе френелевских или брегговских линз [3]) является принципиально близкая к 100 % эффективность отклонения пучка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дохийян Р. Г., Евтихнев Н. Н., Каринский С. С. и др. Использование оптоэлектронных методов для создания быстродействующих аналого-цифровых преобразователей // Зарубеж. радиоэлектрон.—1985.—№ 9.
2. Сергеев А. Г., Городецкий А. Е. Интегрально-оптический АЦП // II Всесоюз. конф. по оптической обработке информации: Тез. докл.—Фрунзе: Илим, 1990.
3. Хасперджер Р. Интегральная оптика /Пер. с англ.—М.: Мир, 1985.
4. Balmer C. N., Burns W. K., Gicofrenzi T. G. Ultrahigh resolving electrooptic prisms array light deflectors // Appl. Opt.—1979.—18, N 19.
5. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н. Методы модуляции и сканирования света.—М.: Наука, 1970.
6. Ninomija Y. Performance criteria and limitations of electrooptic waveguide array deflectors // IEEE J. Quantum Electron.—1973.—QE-9, N 8.

Поступила в редакцию 8 апреля 1991 г.

УДК 681.51

А. А. Воевода, В. А. Жмудь

(Новосибирск)

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ АВТОФОКУСИРОВКИ ДЛЯ МАГНИТООПТИЧЕСКОЙ ПАМЯТИ МЕТОДОМ РАЗДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЙ, КОРРЕКТНОСТЬ МЕТОДА

При синтезе системы слежения за фокусом для магнитооптической дисковой памяти динамические свойства контура регулирования регламентируются международным стандартом. В связи с нестационарностью объекта эта задача решается методом разделения движений. Исследуется влияние на поведение замкнутой системы корней объекта, не учтенных при его идентификации вследствие их малого влияния на динамику объекта без регулятора.

Введение. Обеспечение большой емкости и малого времени доступа дисководных магнитооптических запоминающих устройств (например, реверсивных ЗУ на основе эффекта Керра [1]) требует создания высокоточных быстродействующих систем слежения за фокусом и дорожкой, обеспечивающих острую фокусировку светового пятна малого диаметра на рабочую поверхность диска и позиционирование его в радиальном направлении в условиях значительных радиальных и осевых биений диска. Динамические свойства систем слежения регламентируются Международным стандартом [2]. Решение задачи без учета стандарта [2] приведено в [1], где сделан вывод о том, что желаемые динамические свойства системы определены уравнением первого порядка и это приводит к завышенному коэффициенту усиления

разомкнутой системы, повышению чувствительности системы к шумам и колебательности переходного процесса (ПП) при больших возмущающих воздействиях. Осевой актюатор должен отслеживать биения диска 0,3 мм на частоте 20 Гц с погрешностью не более 4 мкм при собственной частоте среза порядка 130 Гц. Задача усложняется нестационарностью объекта, а именно: коэффициент передачи его зависит от мощности лазерного излучения и коэффициента отражения диска, эти величины по условиям функционирования системы меняются хотя и медленно, но в широких пределах. Аналогичные проблемы (изменение параметров объекта) возникают при синтезе системы термостабилизации полупроводникового лазера [3].

В основу разработанной авторами методики решения подобных задач положен принцип разделения движений (локализации) [4, 5]. Его суть состоит в том, что организуется (явно или неявно) дополнительный контур «быстрых» движений, в котором локализуется действие нестационарностей объекта. «Медленные» движения в основном контуре регулирования при этом слабо зависят от изменяющихся параметров объекта [6]. Методика синтеза дает уравнение регулятора, зависящее от порядка уравнения объекта и желаемого уравнения системы. Специальный вид уравнения обеспечивает разделение движений системы на «быстрые» и «медленные».

Система слежения за фокусом описывается уравнениями в операторной форме (рис. 1):

$$(p^2 + a_1 p + a_0)X(p) = bU(p), \quad (1)$$

$$Y(p) = X(p) - H(p), \quad Z(p) = Y(p) + G(p),$$

где $U(p)$ — напряжение, подаваемое на актюатор; $X(p)$ — перемещение актюатора; $H(p)$ — биение диска; $Y(p)$ — отклонение актюатора от точки фокусировки луча на диск (расфокусировка); $G(p)$ — шум измерений; $Z(p)$ — выходной сигнал датчика ошибки; a_0, a_1, b — коэффициенты; p — оператор дифференцирования (оператор Лапласа). Объект представляет собой двойное инерционное звено $k_0(1 + T_{10}p)^{-1}(1 + T_{20}p)^{-1}$, где значения постоянных T_{10} и T_{20} ориентировочно лежат в пределах 3,75—6,25 и 0,16—0,32 мс соответственно. Будем считать за номинальные значения 5 мс для T_{10} и 0,32 мс для T_{20} . При желаемом уравнении системы, например $(c_1 p + c_0)Y(p) = c_0 V(p)$, где c_0, c_1 — стационарные параметры; $V(p)$ — задающее воздействие, уравнение регулятора, найденное по методу разделения движений, имеет вид [6]

$$\mu b_0 (\alpha_2 \mu^2 p^2 + \alpha_1 \mu p + \alpha_0) U(p) = -(c_1 p + c_0) X(p) + c_0 V(p), \quad (2)$$

где b_0 — оценка параметра b (номинальное значение b); α_i — коэффициенты регулятора; μ — малый параметр, обратно пропорциональный коэффициенту усиления регулятора. Разделение движений осуществляется за счет малости параметра μ , что позволяет пренебречь некоторыми из подобных членов в уравнении системы и приближенно разложить характеристический полином на два полинома. Корни одного из них соответствуют желаемому набору корней системы, и порождаемые ими моды переходного процесса определяют его

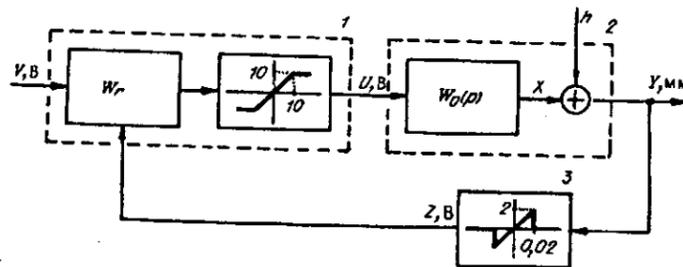


Рис. 1

характер. Корни второго полинома порождают устойчивые, малые по величине моды, влиянием которых можно пренебречь.

Если отбросить меньшую постоянную объекта T_{20} , т. е. сделать предположение, что объект описывается уравнением первого порядка $(a_0 + p) \times X(p) = bU(p)$, то для получения той же желаемой динамики системы следует взять регулятор

$$\mu b_0(\alpha_1 p + \alpha_0)U(p) = -(c_1 p + c_0)X(p) + c_0 V(p).$$

Однако само понятие порядка уравнения объекта не является строгим, поскольку при идентификации объектов управления всегда рассматривается ограниченная по частоте амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), если используется частотная характеристика, или берется сумма ограниченного числа аппроксимирующих экспонент при использовании переходных процессов объекта. При этом число экспонент (порядок уравнения) подбирается эвристически. Целесообразно решить вопрос о том, насколько существенно влияют корни объекта, не учтенные вследствие их малости (будем называть их «невидимыми»), на выбор структуры регулятора и, следовательно, на динамические свойства замкнутой системы.

Корректность метода. Рассмотрим влияние неучтенных корней на примере объекта 2 с регулятором 1 и датчиком 3. Асимптотический полином (АП) системы можно представить в виде произведения двух полиномов [7]:

$$(kc_1^{-1}\mu^3\alpha_2 p^3 + kc_1^{-1}\mu^2\alpha_1 p^2 + kc_1^{-1}\mu p + 1)(c_1 p + 1),$$

$$(b_0 = kb, \quad k \in [k_{\min}, k_{\max}]),$$

где второй полином описывает желаемые динамические свойства системы, а первый — «быстрые» движения. Устойчивость последних обеспечивается соответствующим выбором коэффициентов α_i . Допустим, что объект имеет неучтенную инерционность, т. е. характеристический полином объекта равен $(\nu p + 1)(p^2 + a_1 p + a_0)$, где $\nu \ll a_1^{-1}$, $\nu \ll a_0^{-1} a_1$. Тогда характеристический полином системы равен

$$\mu^3 \nu k \alpha_2 p^5 + \mu k (\mu^2 \alpha_2 + \mu \nu \alpha_1) p^4 + \mu k (\mu^2 \alpha_2 a_1 + \mu \alpha_1 + \nu) p^3 +$$

$$+ \mu k (\mu^2 \alpha_2 a_0 + \mu \alpha_1 a_0 + 1) p^2 + (\mu k (\mu \alpha_1 a_0 + a_1) + c_1) p + (\mu k a_0 + 1).$$

Динамические свойства системы определяются соотношением параметров μ и ν . Действительно, пусть $\mu \ll \nu$ (например, $\mu = \nu^2$). Тогда из предыдущего полинома получим

$$\nu^7 k \alpha_2 p^5 + \nu^5 k \alpha_1 p^4 + \nu^3 k p^3 + \nu^2 k p^2 + c_1 p + 1,$$

откуда очевидно, что такая система имеет плохое качество переходного процесса и даже может быть неустойчивой (достаточно воспользоваться параметрами Эйлера). В противоположном случае при $\mu \gg \nu$ (например, $\nu = \mu^2$) получим

$$\mu^5 k \alpha_2 p^5 + \mu^3 k \alpha_2 p^4 + \mu^2 k \alpha_1 p^3 + \mu k p^2 + c_1 p + 1.$$

Качество процессов определяется параметрами α_1 , α_2 , c_1 , μ и может быть сделано сколь угодно хорошим.

Перейдем к изучению корректности в общем случае. Пусть уравнение объекта будет вида

$$\sum_{i=0}^n a_i p^i X(p) = bU(p),$$

где a_i , b_i — нестационарные коэффициенты (параметры), меняющиеся настолько медленно, что на участке времени, равном переходному процессу, можно считать их постоянными. Будем применять компактную форму записи уравнений подобного вида [7]:

$$\langle \alpha, p \rangle_0^n X(p) = bU(p), \quad (3)$$

где

$$\langle a, p \rangle_k = \sum_{i=k}^l a_i p^i, \quad \langle a_i, p^m \rangle_k = \sum_{i=k}^l a_{i+j} p^{m+i}.$$

Для того чтобы учесть дополнительные корни, которые не выявлены при идентификации вследствие малой амплитуды соответствующих им мод переходного процесса, введем в уравнение (3) объекта дополнительный множитель вида

$$\langle \tilde{a}, \nu p \rangle_0. \quad (4)$$

Здесь $\nu \ll 1$ — малый параметр, $\tilde{a}_0 = 1$ и корни полинома (4) имеют отрицательную действительную часть (условие устойчивости). Можно использовать и более привычную форму записи в виде $\langle l, p \rangle_0$ вместо (4), так как справедливо соотношение

$$\langle \tilde{a}, \nu p \rangle_0 = \langle l, p \rangle_0,$$

где $l_i = \tilde{a}_i \nu^i$ для $i = \overline{0, r}$. Тогда уравнение объекта принимает вид

$$\langle a, p \rangle_0^n \langle \tilde{a}, \nu p \rangle_0 X(p) = b \tilde{a}_0 U(p). \quad (5)$$

Однако при синтезе регулятора мы исходим из уравнения (3), поскольку остальные корни уравнения объекта считаем неидентифицируемыми.

Если порядок желаемого уравнения системы m больше предполагаемого порядка уравнения объекта n , то в соответствии с разработанной авторами методикой уравнение регулятора должно иметь вид [7]

$$\mu (\langle \alpha, \mu^{-1} p^{m-n} \rangle_2 + \langle d, p \rangle_0^{m-n+1}) U(p) = b_0^{-1} (-\langle c, p \rangle_0^m X(p) + c_0 V(p)), \quad (6)$$

где μ — малая величина, обратно пропорциональная коэффициенту усиления контура локализации; α_i, d_i — коэффициенты, стоящие в знаменателе передаточной функции регулятора и определяющие характер переходного процесса отдельно взятого регулятора. Тогда АП системы (3), (6) будет равен

$$\langle \alpha, \mu p^m \rangle_1 + \langle c, p \rangle_0^m. \quad (7)$$

Здесь второй член описывает «медленные» (желаемые) движения системы, первый — «быстрые» движения, мало влияющие на выходной сигнал. Выбором c_i, α_i обеспечивается заданное качество системы (3), (6).

Реальная система описывается совокупностью уравнений (5), (6), и ее характеристический полином можно найти из левой части уравнения

$$(\mu \tilde{a}_0^{-1} \langle \alpha, \mu^{-1} p^{m-n} \rangle_2 \langle \tilde{a}, \nu p \rangle_0 \langle a, p \rangle_0^n + \mu \tilde{a}_0^{-1} \langle d, p \rangle_0^{m-n+1} \times \\ \times \langle \tilde{a}, \nu p \rangle_0 \langle a, p \rangle_0^n + \langle c, p \rangle_0^m) X(p) = c_0 V(p).$$

Здесь следует сделать одно замечание: если имеем три группы корней (рис. 2), соответствующих «медленным» (I), «быстрым» (II) и «невидимым» (III) движениям (причем две группы «уходят» далеко влево), то имеет место соотношение $\nu \ll \mu$.

Сформулируем ряд лемм, упрощающих дальнейшее изложение материала.

Лемма 1. При $\nu \rightarrow 0$ справедливо соотношение

$$\lim_{\nu \rightarrow 0} \langle a, \nu p \rangle_0 \langle \tilde{a}, p \rangle_0^m = \lim_{\nu \rightarrow 0} \langle a, \nu p^m \rangle_0 + a_0 \langle d, p \rangle_0^{m-1}.$$

Лемма 2. При $\nu \ll \mu$ справедливо соотношение

$$\langle \alpha, \mu p^{m-n} \rangle_2 \langle l^1, p^n \rangle_0 \approx \alpha_n \mu^n \langle l^1, p^{n+m} \rangle_0 + l_0^1 \langle \alpha, \mu p^{m, n-1} \rangle_2.$$

Лемма 3. При $\mu \rightarrow 0$ справедливо соотношение

$$\langle \alpha, \mu p^{m-n} \rangle_2 \langle a, p \rangle_0^{n-1} \approx a_{n-1} \langle \alpha, \mu p^{m-1} \rangle_2 + \alpha \mu^2 \langle a, p^{m-n+2} \rangle_0^{n-2}.$$

Доказательство осуществляется перемножением полиномов в левой части, приведением подобных членов и пренебрежением малозначимыми членами в сравнении с подобными им членами, содержащими ν и μ в меньших степенях.

Теорема. Асимптотический полином системы (5), (6) при $\nu, \mu \rightarrow 0$ и $\nu \ll \mu$ равен

$$\mu^n \langle a^1, \nu^1 p^{n+m} \rangle_0 + \langle \alpha, \mu p^m \rangle_1^{-1} + \langle c, p \rangle_0^m. \quad (8)$$

Доказательство осуществляется так же, как при доказательстве лемм. Из формулы (8) можно увидеть, что при $\nu \ll \mu$ (величина μ задается нами) за счет выбора α_i, c_i можно получить систему с хорошим качеством как быстрых, так и медленных движений. Однако при этом существенным является ограничение снизу на величину параметра μ . Количественную оценку влияния дополнительных корней можно получить, если известны оценки параметров l_i . При этом можно воспользоваться, например, достаточными условиями устойчивости или заданным критерием качества (например, на основе параметров Эйлера [6]).

Процедура доказательства утверждений лемм и теоремы достаточно громоздкая и трудно осуществима в общем виде. Нами предлагается формализованный алгоритм на основе графического отображения полиномов [7]. Остановимся для примера на доказательстве леммы 1. В соответствии с леммой 1 необходимо перемножить полиномы $l(p) = \langle l, \nu p \rangle_0$ и $d(p) = \langle d, p \rangle_0^m$. Запишем по вертикали один из полиномов, а по горизонтали — другой полином (рис. 3). Далее в строке, которая начинается свободным членом полинома по вертикали, запишем результат произведения первого полинома на этот свободный член. В строке, которая начинается членом с p в первой степени, запишем результат произведения первого полинома на этот член и осуществим сдвиг на одну позицию в сторону членов первого полинома со старшими степенями p и т. д.:

$$\begin{aligned} & a_r d_m \nu^r p^{m+r} + a_{r-1} \nu^{r-1} d_m p^{m+r-1} + \dots + a_0 d_m p^m + a_r \nu^r d_{m-1} p^{m+r-1} + \dots \\ & \dots + a_0 d_{m-1} p^{m-1} + \nu^r a_2 d_0 p^2 + \dots + a_{m-1} d_0 p^{m-1} + \dots + a_0 d_0. \end{aligned} \quad (9)$$

В результате получаем матрицу, в которой подобные члены располагаются один над другим, что облегчает их приведение и пренебрежение малозначимыми членами. В нашем случае наиболее значимые члены располагаются вдоль левой и нижней сторон получаемого параллелограмма (см. рис. 3), так как содержат ν в наименьшей степени. Поэтому производить все перемно-

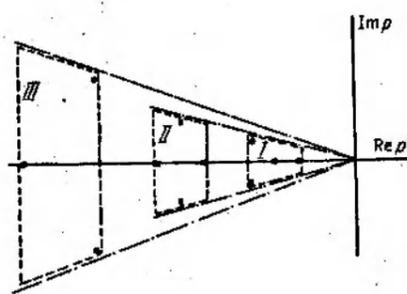


Рис. 2

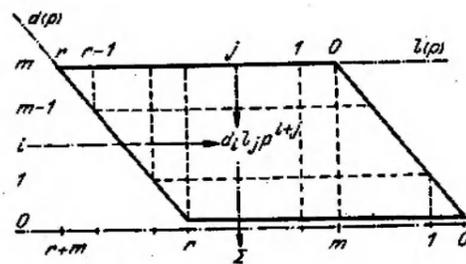


Рис. 3

жения не обязательно, достаточно лишь оценить общую тенденцию и получить крайние члены, для чего необходимо учесть лишь конфигурацию параллелограмма. Так, для рассматриваемого случая (доказательство леммы 1) (рис. 4): $a - r \geq m$, $b - r < m$. Таким образом, осуществив переход от (9) к рис. 3, а затем к рис. 4, можно пользоваться языком «параллелограммов» при выводе соотношений типа приведенных в леммах 1—3.

При решении задачи синтеза системы управления по принципу разделения движений возможно возникновение ситуации, когда при увеличении коэффициента усиления регулятора (разомкнутой системы) $k_r = \mu^{-1}$ разделение в нужной степени не достигается и происходит ухудшение качества функционирования системы управления. Естественно сделать заключение, что модель объекта недостаточно точная и нужно учесть «следующую» инерционность объекта (увеличить порядок модели объекта). Это позволит, несмотря на увеличение k_r (уменьшение μ), тем не менее выдержать соотношение $\nu \ll \mu$ и разделить движения в должной степени, что равносильно обеспечению заданных динамических свойств системы с заданной точностью.

Синтез регулятора. Рассчитаем регулятор, обеспечивающий длительность переходного процесса на ступенчатое воздействие $V(t)$ не более $t_0 = 0,025$ с. Причем в отличие от [1] требуется обеспечить желаемую динамику выше первого порядка и монотонного характера. Дело в том, что желаемое уравнение динамики первого порядка означает экспоненциальную моду переходного процесса, а так как производная от такого сигнала разрывная, это равносильно для механических систем ударам. Кроме того, должна компенсироваться гармоническая помеха $h(t) = A \sin \omega_0 t$, где $A \approx 0,3$ мм и $\omega_0 = 2\pi f_0$ при $f_0 = 20$ Гц, так, чтобы ошибка была не более 0,004 мм. Номинальные характеристики объекта (коэффициент усиления приведенный): $k_0 = 100$, $T_{10} = 0,005$, $T_{20} = 0,00032$. Они могут меняться в довольно широких пределах. Наиболее вероятное изменение: $k_0 = 50-100$, $T_{10} = 0,00375-0,00625$, $T_{20} = 0,00016-0,00048$. Для обеспечения требуемого качества при таких вариациях параметров объекта и будем рассчитывать регулятор.

Исходя из вида стандартизованной ЛАЧХ [2], приходим к выводу, что необходим регулятор, передаточная функция которого имеет полиномы не менее третьего порядка в числителе и знаменателе. Действительно, для получения наклона -40 дБ/дек. на низких частотах, что эквивалентно «астатизму» второго порядка, необходим в знаменателе полином второго порядка, так как этот участок стандартизованной ЛАЧХ находится левее участка -20 дБ/дек. ЛАЧХ объекта. Для получения среднечастотного участка -20 дБ/дек. следует «скомпенсировать» большую инерционность объекта и одну из введенных инерционностей в знаменателе, для чего необходим полином второго порядка в числителе регулятора. И наконец, для компенсации меньшей инерционности объекта, чтобы обеспечить достаточную протяженность участка ЛАЧХ в зоне с наклоном -20 дБ/дек., соответствующей средним частотам, необходимо повысить степень полинома числителя до третьей. Для физической реализуемости регулятора следует в знаменателе использовать также полином третьей степени.

Попытки игнорирования вида стандартизованной ЛАЧХ и построения регулятора, обеспечивающего желаемые динамические свойства, описываемые уравнением второго порядка, приводят к таким значениям k_r — коэффициента усиления регулятора, при которых помехи начинают «забивать» канал управления. Кроме того, при гармоническом возмущении с амплитудой порядка 0,3 мм сигнал управления выходит на ограничения, определяемые напряжением источника питания, что

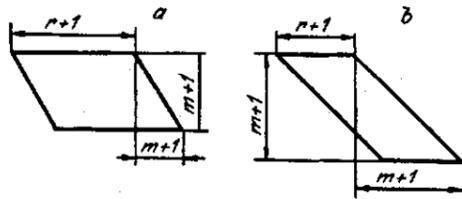


Рис. 4

приводит к частым переключениям сигнала управления, замедлению процесса регулирования и возрастанию ошибок.

В соответствии с [6, 7] регулятор берем вида

$$\mu b_0(\mu \alpha_3 p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + 1)U(p) = -(c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + 1)X(p),$$

что соответствует асимптотическому полиному

$$\mu^2 \alpha_3 p^5 + \mu \alpha_2 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + 1.$$

Точный же характеристический полином равен ($\alpha_0 = 1$)

$$\begin{aligned} &\mu^2 \alpha_3 p^5 + \mu(\mu \alpha_3 a_1 + \alpha_2) p^4 + [\mu(\mu \alpha_3 a_0 + \alpha_2 a_1 + \alpha_1) + c_3] p^3 + \\ &+ [\mu(\alpha_2 a_0 + \alpha_1 a_1 + \alpha_0) + c_2] p^2 + [\mu(\alpha_1 a_0 + \alpha_0 a_1) + c_1] p + (\mu \alpha_0 a_0 + 1). \end{aligned}$$

Перейдем к вопросу определения параметров c_i, α_i, μ .

Так как переходный процесс по $V(t)$ должен быть (почти) монотонным, то можно считать, что $c(p) = (1 + \tau_2 p)(1 + \tau_3 p)(1 + \tau_4 p) = 1 + (\tau_2 + \tau_3 + \tau_4)p + \dots$, т. е. $c_1 = \tau_2 + \tau_3 + \tau_4$. Тогда ориентировочно $t_0 \approx 3c_1$, т. е. $c_1 = t_0/3 = 0,0084$. Для обеспечения переходного процесса с малым перерегулированием ($\sim 30\%$) необходимо параметры Эйлера для c_i брать ~ 2 , т. е.

$c_1^2/c_2 \geq 2, c_2^2/c_1 c_3 \geq 3$. Для того чтобы переходный процесс был монотонным, что соответствует обеспечению среднечастотного участка ЛАЧХ достаточной протяженности (это требуется по стандарту), и чтобы гарантировать почти монотонный процесс при вариациях параметров объекта, берем вместо двойки тройку в параметрах Эйлера. Это позволяет задать c_2, c_3 .

Перейдем к вопросу определения параметров α_i . Для обеспечения ошибки по гармоническому возмущению необходимо, чтобы ЛАЧХ системы проходила не ниже контрольной точки с параметрами ($\omega_0, 20 \lg |A/e_{\max}|$), где $A = 0,3$ мм, $e_{\max} = 0,004$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ ($f_0 = 20$ Гц). Кроме того, необходимо, чтобы на низких частотах ЛАЧХ была с наклоном -40 дБ/дек., т. е. следует ввести в регулятор звено $(1 + \tau_1 p)^{-2}$, где $\tau_1 \leq 1,58 \cdot 10^{-2}$. Возьмем $\tau_1 \leq 1,58 \cdot 10^{-2}$, тогда с учетом вида знаменателя регулятора имеем $\alpha_1 \approx 2\tau_1 = 3,16 \cdot 10^{-2}$ и $\alpha_2 \approx \tau_1^2 = 2,5 \cdot 10^{-4}$. Остальные параметры находим из условий $c_1^2/c_2 \geq 3$, $c_2^2/c_3 c_1 \geq 3$, $c_3^2/\mu \alpha_2 c_2 \geq 6-10$

для разделения движений, $\mu^2 \alpha_2^2/(\mu^2 \alpha_2 \alpha_3) \geq 3$. Причем желательно брать k , меньшим, т. е. μ большим. Этим требованиям удовлетворяют параметры: $c_2 = 1,4 \cdot 10^{-5}$, $c_3 = 5 \cdot 10^{-9}$, $\alpha_3 = 3$, $\mu = 10^{-9}$, которые гарантируют выполнение поставленных требований. Остается еще проверить возможность выполнения этих требований для меньшего значения k .

Результаты моделирования. Моделирование системы при $\mu = 0,25 \cdot 10^{-8}$ (что соответствует коэффициенту усиления объекта, равному 6,4) показало пригодность регулятора. Графики переходных процессов приведены на рис. 5, 6. Реакция на скачкообразное возмущение $u(t)$ при вариации ко-

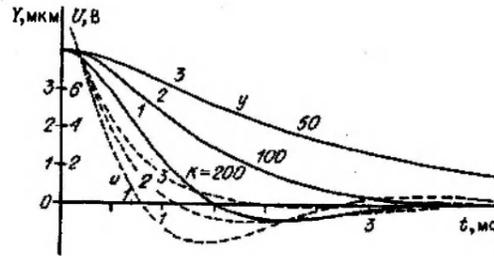


Рис. 5

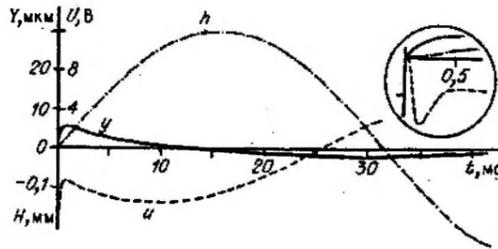


Рис. 6

.....

эфициента усиления в допустимых пределах приведена на рис. 5 ($I - K =$ пуска достигает 0,005 мм и затем устанавливается по амплитуде равной 0,002 мм. Здесь же приведен начальный участок переходного процесса в увеличенном масштабе по оси времени, где хорошо видны детали быстрого движения. Проверка работы при граничных значениях параметров объекта показала работоспособность системы при полном удовлетворении поставленным требованиям.

Заключение. Регулятор, рассчитанный по методу разделения движений с учетом требований стандартизованной ЛАЧХ в присутствии гармонической помехи и в предположении неустойчивости параметров объекта (значения параметров принадлежат некоторым интервалам), удовлетворяет поставленным требованиям. При этом выходной сигнал усилителя не достигает уровня насыщения и не происходит срыва слежения из-за особенностей датчика положения, статическая характеристика которого приведена на рис. 1.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воевода А. А., Жмудь В. А., Соболев В. С. Проектирование систем слежения за фокусом и дорожкой для магнитооптической памяти по методу локализации // *Автометрия*.—1991.— № 2.
2. Международный стандарт ISO/DIS 9171-2.2 № 261.—Введ. 03.04.89.
3. Воевода А. А., Жмудь В. А. Оптимизация динамики контура термостабилизации полупроводникового лазера. Развитие метода локализации // *Автометрия*.—1990.—№ 1.
4. Востриков А. С. Управление динамическими объектами.—Новосибирск: НЭТИ, 1979.
5. Востриков А. С. Принцип локализации в задаче синтеза систем автоматического управления // *Приборостроение*.—1988.—№ 2.
6. Востриков А. С., Воевода А. А., Жмудь В. А. Управление линейными нестационарными динамическими объектами по методу локализации.—Новосибирск, 1988.—(Препр. /СО АН СССР. ИАиЭ; 407).
7. Vostrikov A. S., Voevoda A. A., Zhmud' V. A. Control of linear dynamic objects with variable parameters by the method of localization.—Novosibirsk, 1990.—(Prepr. /Acad. Sci. USSR. Sib. Branch. Inst. Automation and Electrometry; 462).

Поступила в редакцию 3 декабря 1990 г.