

дискового ФТП-носителя составила 15 см/с. Получена качественная запись микроголограмм по всей поверхности носителя. На рис. 3 приведена фотография микрорельефа дорожки записи, полученная с помощью растрового электронного микроскопа, демонстрирующая практическое отсутствие шумов в виде «морозных» деформаций.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Isao Satoh, Makoto Kato. Holographic disk recording with fringe stabilization // Appl. Opt.— 1988.— 27, N 14.— P. 2987.
2. Kubota K., Ono Y., Kondo M. Holographic disk with high data transfer rate: it's application to an audio response memory // Appl. Opt.— 1980.— N 6.— P. 944.
3. Микаэлян А. Л., Ванин А. Ф., Гулания Э. Х. и др. Голографический диск-накопитель информации // Квантовая электрон.— 1987.— 14, № 5.
4. Акаев А. А., Жумалиев К. М., Кутанов А. А. Запись микроголограмм на фототермопластические носители при проявлении излучением CO<sub>2</sub>-лазера // Квантовая электрон.— 1983.— 10, № 7.

*Поступила в редакцию 3 июля 1990 г.*

УДК 681.327.68

А. А. ВОЕВОДА, В. А. ЖМУДЬ, В. С. СОБОЛЕВ

*(Новосибирск)*

### ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФОКУСОМ И ДОРОЖКОЙ ДЛЯ МАГНИТООПТИЧЕСКОЙ ПАМЯТИ ПО МЕТОДУ ЛОКАЛИЗАЦИИ

Магнитооптические дисковые системы памяти (МО-системы) по праву считаются системами будущего, так как могут обеспечить большие (до 20 Гбайт) объемы памяти при малых габаритных размерах и допускают возможность смены дисков [1, 2]. Магнитооптическое запоминающее устройство объединяет в себе преимущества твердых дисков типа «Випчестер» и гибких дисков, значительно превосходя их по объему памяти. Чтение и запись в системах МО-памяти осуществляются бесконтактным способом с помощью острогофокусированного пучка света полупроводникового лазера диаметром около 1 мкм. Технологически неустранимые биения диска по радиусу и вдоль оси вращения требуют создания прецизионных и надежных автоматических систем слежения за фокусом и дорожкой записи-чтения, выгравированной на диске.

Проектирование подобных систем встречается множество трудностей. Во-первых, объект управления — микрообъектив с электромагнитным приводом (актюатором) вместе с оптико-электронными датчиками положения — является нестационарным. Статический коэффициент передачи такого объекта пропорционален коэффициенту отражения диска, который в соответствии с требованиями стандарта может изменяться от 0,1 до 0,9. Кроме того, статический коэффициент передачи объекта управления пропорционален мощности излучения лазера, которая при переходе от режима чтения к режиму записи меняется на порядок. Во-вторых, объект управления может обладать нелинейными свойствами (например, сухое трение). В-третьих, в силу специфики оптического детектирования слабых сигналов датчики положения вносят в систему значительный шум. В-четвертых, из-за высоких скоростей вращения диска (до 20 об./с) и значительной инерции актюатора в сравнении с требуемым быстродействием регулятор должен обеспечить высокое качество слежения в широкой полосе частот: до частот, соответствующих существенному затуханию собственной передаточной функции объекта и значительным фазовым сдвигам.

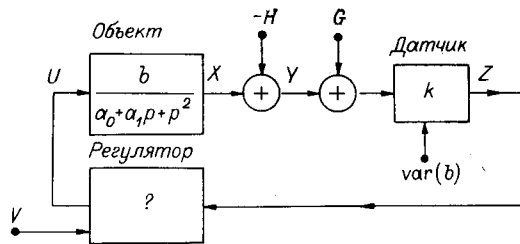


Рис. 1

Цель регулирования в канале слежения за фокусом — сведение к нулю расфокусировки  $y(t)$ , равной разности сигналов  $x(t)$  и  $h(t)$ , где  $h(t)$  — вертикальное перемещение поверхности диска, вызванное биениями (помеха);  $x(t)$  — приращение соответствующей координаты фокусирующей линзы за счет движения жестко связанного с ней актюатора. В канале слежения за дорожкой помехой  $h(t)$  является отклонение дорожки в радиальном направлении вследствие эксцентриситета, а сигналу  $x(t)$  соответствует радиальная составляющая перемещения объектива. Передаточная функция объекта управления задается в виде произведения передаточных функций актюатора и датчика ошибки. Изображение по Лапласу от функций времени  $x(t)$ ,  $g(t)$ ,  $u(t)$  и других будем обозначать  $X$ ,  $G$ ,  $U$  и т. д. На входе датчика ошибки действует шум измерения  $G$ , как показано на рис. 1, где  $U$  — управление. Измерению доступен сигнал  $Z$ . Влияние мощности света на чувствительность датчика ошибки  $k$  особенно сильно сказывается в отношении реверсивной и однократной дисковой памяти (в сравнении с постоянной), поскольку режимы записи и воспроизведения выполняются при различных интенсивностях лазерного излучения. Поэтому необходима инвариантность динамических свойств системы по отношению к мощности излучения.

В связи с отмеченными выше особенностями МО-систем слежения проблема синтеза регуляторов должна решаться с помощью теории управления нестационарными объектами. Один из методов решения подобных задач основывается на принципе локализации [3]. Суть метода состоит в организации внутреннего малоинерционного контура регулирования, имеющего большой коэффициент усиления  $K$  и локализующего действие девиаций параметров объекта и проявление нелинейностей. Чем выше коэффициент усиления внутреннего контура, тем точнее приближается уравнение системы к желаемому уравнению. Внутренний контур может быть организован неявно.

Авторами осуществлено развитие этого метода применительно к задаче повышения и понижения порядка системы в сравнении с порядком объекта [4, 5], а именно регулятор выбирается таким образом, чтобы у него были две группы параметров, отличающиеся, по крайней мере, на порядок. Это приводит к появлению двух групп корней у характеристического полинома системы. Одна группа имеет большие значения по модулю, и ей соответствуют быстрые движения (моды) системы. При правильном расчете параметров регулятора эти корни (моды) мало сказываются на переходных процессах. Динамические свойства системы в основном определяются второй группой корней. Число корней этой группы может быть как больше (повышение порядка), так и меньше порядка объекта (понижение порядка).

Для системы слежения за дорожкой и фокусом в МО-запоминающем устройстве эффективным оказывается понижение порядка для устранения колебательности, поскольку объект регулирования — актюатор — описывается дифференциальным уравнением второго порядка (колебательное звено). В случае понижения порядка на единицу, т. е.  $m = n - 1$ , уравнение регулятора следует брать в виде [4]

$$K^{-1}b \sum_{i=0}^{n-1} K^{-i} \alpha_{i+1} p^i U(p) = - \left( \sum_{i=0}^{n-1} c_i p^i \right) Y(p) + c_0 V(p), \quad (1)$$

где  $U(p)$ ,  $Y(p)$ ,  $V(p)$  — преобразования Лапласа от  $u(t)$ ,  $y(t)$ ,  $v(t)$ ;  $v(t)$  — задающее воздействие;  $K$ ,  $\alpha_i$ ,  $c_0$ ,  $c_1$ , ... — расчетные параметры регулятора;  $n$  — порядок уравнения, описывающего объект;  $m = n - 1$  — желаемый (с точностью до быстрых движений) порядок системы;  $b$  — числитель передаточной функции объекта. Первый член в правой части (1) описывает желаемую динамику системы управления (числитель передаточной функции регулятора по каналу обратной связи). Полином знаменателя (сумма в левой части (1)) обеспечивает физическую реализуемость регулятора. При увеличении  $K$  уменьшается влияние неустойчивости параметров объекта на характер переходных процессов при действии возмущений (толчки, гармонические воздействия), но увеличивается влияние шумов, т. е. увеличивать  $K$  (настроечный параметр регулятора) следует в разумных пределах.

Передаточная функция датчика представляет собой безынерционное звено  $k$ , которое без ограничения общности можно считать отнесенным к объекту и в дальнейшем полагать  $k = 1$  (см. рис. 1). Как указано выше, уравнение объекта второго порядка

$$(a_0 + a_1 p + p^2) X(p) = b U(p), \quad (2)$$

где  $a_0$ ,  $a_1$  — динамические параметры объекта;  $X(p)$  — изображение по Лапласу выходного сигнала системы  $x(t)$  (уравнение приведено в операторной форме);  $b/a_0$  — статический коэффициент передачи объекта (включая детектор ошибки), пропорциональный интенсивности света и коэффициенту отражения диска.

Желаемое уравнение задаем в виде уравнения первого порядка

$$(1 + \tau p) Y(p) = V(p). \quad (3)$$

Здесь  $\tau$  — параметр, характеризующий быстродействие системы. Так, если задано время переходного процесса, оцениваемое по моменту достижения уровня 95 % на ступенчатое воздействие, то оно равно  $3\tau$ . Уравнение регулятора для этого случая в соответствии с (1) имеет вид

$$K^{-1} b_0 (1 + K^{-1} p) U(p) = -(1 + \tau p) Z(p) + V(p). \quad (4)$$

Здесь  $c_0 = 1$ ,  $c_1 = \tau$ ,  $b_0 = \kappa b$  — оценка параметра  $b$ ;  $(1 - \kappa)$  — относительная погрешность оценки вследствие неустойчивости  $b$ ;  $Z(p)$  — изображение по Лапласу выходного сигнала  $z(t)$ . Можно считать  $\kappa$  близким к единице, т. е.  $\kappa \approx 1$ . Уравнение системы «объект + регулятор» получаем подстановкой (4) в (2):

$$\kappa (K^{-1} + K^{-2} p) (p^2 + a_1 p + a_0) X(p) = -(1 + \tau p) Z(p) + V(p).$$

Если  $g(t) = 0$ ,  $h(t) = 0$ , то  $X(p) = Y(p) = Z(p)$ . Тогда получаем

$$[(1 + a_0 K^{-1} \kappa) + (\tau + \kappa K^{-1} a_1 + a_0 K^{-2}) p + \kappa K (1 + K^{-1} a_1) p^2 + \kappa K^{-2} p^3] = Y(p) V(p) \quad (5)$$

и при увеличении  $K$  в характеристическом полиноме уравнения (5) можно выделить группу быстрых (два) и группу медленных (один) корней. На поведение последнего не оказывают существенного влияния члены уравнения (5), содержащие множитель  $K^{-1}$  в степенях, более высоких, чем подобные им члены (т. е. члены при той же степени  $p$ ), и с увеличением  $K$  их влияние сколь угодно уменьшается. С точностью до этих пренебрежимо малых членов уравнение (5) эквивалентно следующему:

$$(1 + \tau p) (1 + K^{-1} \kappa \tau^{-1} p + K^{-2} \kappa \tau^{-1} p^2) Y(p) = V(p). \quad (6)$$

Такое разложение характеристического полинома на множители получено путем деления его на полином  $1 + \tau p$  с учетом малости коэффициентов, содержащих множители  $K^{-1}$ , и непрерывной зависимости корней полинома от коэффициентов последнего. Из второго сомножителя

левой части уравнения (6) вычисляем корни

$$p_1 = -\tau^{-1}; \quad p_{2,3} = -\frac{K}{2} \pm \frac{K}{2} \sqrt{1 - \frac{4\tau}{\kappa}}$$

С увеличением  $K$  они удаляются от мнимой оси комплексной плоскости и приближаются к своим асимптотам, исходящим из начала координат под углом  $\pm\varphi$  к оси  $-\operatorname{Re}\{p\}$ . Угол  $\varphi$  равен

$$\varphi = \operatorname{arctg} \operatorname{Re}\{(4\tau\kappa - 1)^{1/2}\}.$$

Поэтому с увеличением  $K$  скорость затухания порождаемых ими мод увеличивается, амплитуда уменьшается, а степень колебательности остается неизменной, т. е. их влияние становится пренебрежимо малым. Практически для того, чтобы дополнительными корнями можно было пренебречь, коэффициент  $K$  должен удовлетворять условию  $K > 20\tau^{-1}$ , поскольку в этом случае  $|\operatorname{Re}\{p_2\}| = |\operatorname{Re}\{p_3\}| \gg |\operatorname{Re}\{p_1\}|$ .

Для анализа влияния возмущения  $h(t)$  и шума измерения  $g(t)$  необходимо в уравнение регулятора (4) подставить  $Z(p) = Y(p) + G(p)$ , что следует из рис. 1, если учесть, что  $bk^{-1} = 1$  отнесено в объект, а в уравнение объекта (2) подставить  $X(p) = Y(p) + H(p)$ , где  $G(p)$ ,  $H(p)$  — изображения шума  $g(t)$  и возмущения  $h(t)$ . Тогда уравнение системы (5) принимает вид

$$D(p)Y(p) = K^{-1}\kappa[a_0 + (a_1 + a_0K^{-1})p + (1 + K^{-1}a_1)p^2 + K^{-1}p^3]H(p) + (1 + \tau p)G(p) + V(p),$$

откуда при  $K^{-1} \ll 1$  получаем

$$\begin{aligned} Y(p) &= W_v(p)V(p) + W_h(p)H(p) + W_g(p)G(p) = \\ &= D^{-1}(p)V(p) - D^{-1}(p)\kappa K^{-1}(a_0 + a_1p + p^2)(1 + K^{-1}p)H(p) + \\ &\quad + D(p)(1 + \tau p)G(p), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $D(p) = (1 + \tau p)(1 + \kappa K^{-1}\tau^{-1}p + K^{-2}\kappa\tau^{-1}p^2)$ .

Из вида  $W_h(p)$  (7) следует, что переходный процесс при скачкообразном изменении возмущения  $h(t)$  носит колебательный характер из-за полинома третьей степени в числителе. Для лучшего подавления возмущения  $h(t)$  следует увеличивать  $K$ , однако при этом ухудшается фильтрация помехи  $g(t)$ , т. е. при воздействиях  $v(t)$ ,  $g(t)$  и  $h(t)$  необходимо разумно выбирать  $\tau$  и  $K$ . Если  $v(t) \equiv 0$ , как в случае систем слежения за фокусом и дорожкой, рациональным оказывается увеличение  $c$ ; для лучшего подавления возмущения  $h(t)$  и помехи  $g(t)$ .

На рис. 2 представлены переходные процессы с регулятором в соответствии с уравнением (4), полученные моделированием уравнений объекта (2) и регулятора (4) на ЭВМ. На рис. 2, *a* показаны переходные процессы в системе (изменение  $u(t)$  и  $y(t)$  во времени) при ступенчатом воздействии  $h(t)$ . При этом параметры объекта:  $b = 80 \cdot 10^6$ ,  $\kappa = 1$ ,  $a_0 = 0,5 \cdot 10^6$ ,  $a_1 = 2,25 \cdot 10^3$ , параметры регулятора:  $\tau = 1 \cdot 10^3$ ,  $K = 2 \cdot 10^4$  (сплошная линия). Изменения параметра  $\tau$  в 2 раза (штриховая линия) и в 0,5 раз (штрихпунктирная линия) вызывают изменение постоянной времени системы. На рис. 2, *b* показаны те же переходные процессы в случае ступенчатого изменения возмущения  $h(t)$  (сплошная линия). При этом процесс  $y(t)$  носит колебательный характер в соответствии с уравнением (7). Изменения параметра  $a_1$  в 2 и 0,5 раза незначительно искажают вид переходного процесса (штриховая и штрихпунктирные линии). Переходные процессы в системе при воздействии вида  $h(t) = \cos \omega_0 t$  ( $t > 0$ ,  $\omega_0 = 2\pi 250 \text{ с}^{-1}$ ) показаны на рис. 2, *c*. На рис. 2, *d* приведен переходный процесс при  $h(t) = \sin \omega_0 t$ ,  $K = 10^5$  (масштаб  $y(t)$  увеличен). При этом установившееся значение динамической ошибки не превышает 1% амплитуды основной гармоники в системе без регулятора. Быстрые движения показаны на рис. 2, *d* стрелкой.

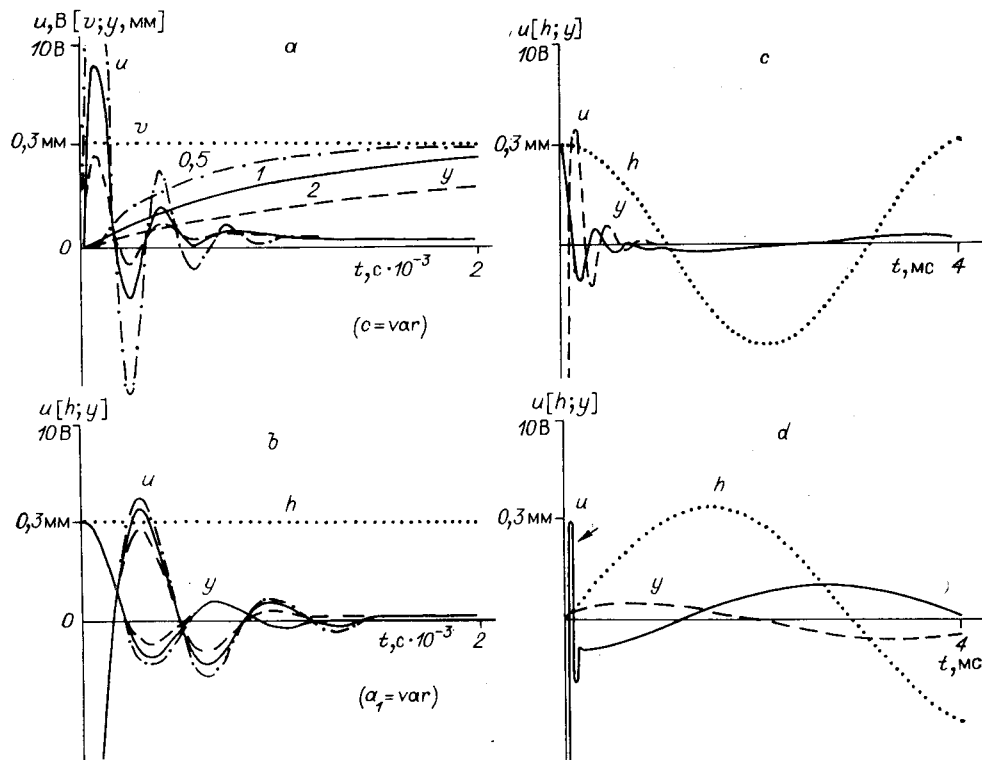


Рис. 2

Для реализации регулятора в соответствии с уравнением (4) приведем его к виду

$$U(p) = -K^2 \tau Z(p) b_0^{-1} + p^{-1} [-KU(p) - K^{-2} b_0^{-1} Z(p) + K^2 b_0^{-1} V(p)]. \quad (8)$$

Вводя обозначения:  $A = K$ ,  $B = K^2 \tau b_0^{-1}$ ,  $D = K^2 b_0^{-1}$ , получаем

$$U(p) = -BZ(p) + p^{-1} [-AU(p) - DZ(p) + DV(p)]. \quad (9)$$

При  $\tau = 10^3$ ,  $K = 10^6$  значения  $A$ ,  $B$ ,  $C$  следующие:  $A = 10$ ,  $B = 1,25$ ,  $D = 1,25$ . Тогда (9) равно

$$U(p) = -1,25Z(p) + p^{-1} [-10^6 U(p) - 1,25 \cdot 10^4 Z(p) + 1,25 \cdot 10^4 V(p)].$$

Преобразуем его к виду

$$U(p) = 1,25 [-Z(p) + (10^3/p) [V(p) - Z(p) - 80U(p)]].$$

В этом случае получаем коэффициенты, удобные для реализации. Структурная схема регулятора, соответствующая (9), показана на рис. 3, а принципиальная схема — на рис. 4.

На рис. 5 приведены осциллограммы сигнала  $Z(p)$ , полученные на макете при биении диска порядка 0,3 мм по каналу фокусировки. В си-

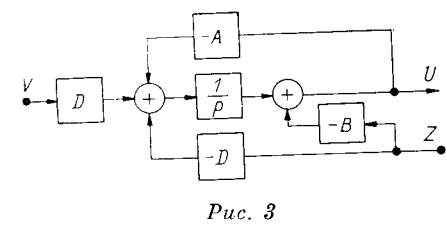


Рис. 3

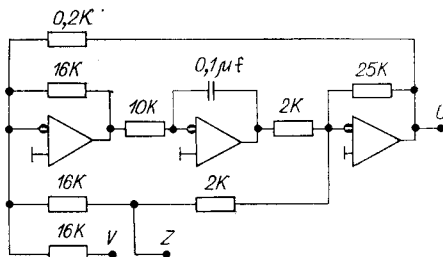


Рис. 4

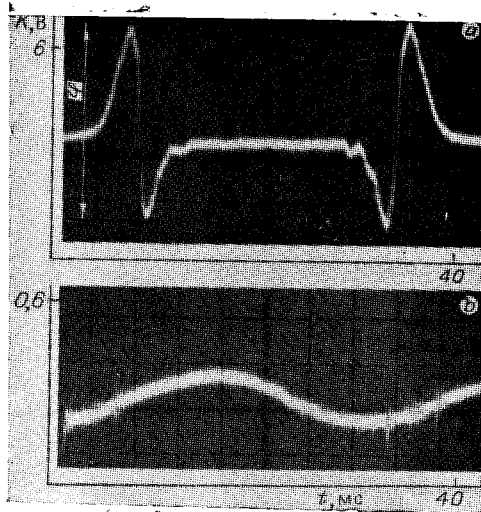


Рис. 5

стеме без регулятора ( $K=0$ ) сигнал  $z(t)$  имеет вид, показанный на рис. 5, а. Его отличие от гармонического сигнала объясняется тем, что детектор ошибки имеет линейную характеристику только в зоне фокуса ( $|y(t)| \leq \varphi = 20$  мкм). При выходе из зоны фокуса на фотоприемник попадает лишь часть рассеянного света и сигнал  $z(t)$  падает до уровня шумов (при  $|y(t)| > 40$  мкм  $z(t) \approx g(t)$ ). При введении регулятора ( $K=10^6$ ) сигнал ослабляется по амплитуде, как показано на рис. 5, б (масштаб по оси ординат увеличен в 10 раз). Динамическая ошибка на частоте 25 Гц не превышает 3 мкм. Система слежения за дорожкой аналогична системе слежения за фокусом, поскольку динамические свойства объекта и желаемые свойства системы аналогичны.

Из вида уравнения регулятора (8) и схемы рис. 3 следует, что величина требуемого быстродействия  $\tau$  входит только в один коэффициент одного усилителя в регуляторе, поэтому соответствующий резистор может быть сделан переменным, что позволяет изменять быстродействие системы в соответствии с требованиями эксперимента.

Таким образом, предлагаемая методика синтеза дает возможность решать задачу создания систем слежения за фокусом и дорожкой, удовлетворяющих требованиям по быстродействию, точности и качеству. Нестационарность объекта не оказывает влияния на вид медленных (основных) движений системы, так как компенсируется в контуре быстрых движений. Последние слабо влияют на регулируемые величины вследствие малости и быстрого затухания. Регулятор на рис. 4 обеспечивает высокую точность (3 мкм) для частот до 25 Гц.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ishibasi H., Shimizo R., Imura M. e. a. Magneto-optic disk drive of high-speed track accessibility // Proc. Int. Symp. on Optical Memory, 1987; Jap. J. of Appl. Phys.— 1987.— 261.— Suppl. 26-4.— P. 167.
2. 20 Gbytes of Online Rewritable Optical Disk Storage Available // Hewlett-Packard Update.— December 1989 (January 1990).
3. Востриков А. С. Теория автоматического управления. Принцип локализации.— Новосибирск: НЭТИ, 1976.
4. Востриков А. С., Воевода А. А., Жмудь В. А. Управление линейными нестационарными динамическими объектами по методу локализации.— Новосибирск, 1988.— (Препр./СО АН СССР. ИАЭЭ; 407).
5. Воевода А. А., Жмудь В. А. Оптимизация динамики контура термостабилизации полупроводникового лазера. Развитие метода локализации // Автометрия.— 1990.— № 2.

Поступила в редакцию 24 марта 1990 г.