

ЦИФРОВАЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРИВОДОМ СЛЕДЯЩЕГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА

© 2004 г. М. М. Горюхов

ОАО "ЛОМО", Санкт-Петербург

Рассмотрена структура построения цифровой системы автоматического управления следящего оптико-электронного прибора, позволяющая значительно улучшить качественные показатели систем наведения и самонаведения, в том числе при работе в условиях возмущающих воздействий.

Коды OCIS: 230.1150, 000.4430.

Поступила в редакцию 21.05.2003.

Эффективность решения задач наведения и самонаведения, связи, локации, навигации, научных исследований как в атмосфере, так и в условиях космоса в значительной степени определяется качеством работы следящих оптико-электронных приборов (ОЭП), обеспечивающих системы управления высокоточной информацией о характеристиках, параметрах положения и движения исследуемых объектов [1–3]. Постоянно растущий уровень требований к характеристикам систем информации и управления ставит перед разработчиками ряд задач по модернизации существующих и проектированию современных следящих ОЭП. Наряду с повышенными требованиями к дальности действия, точности, помехозащищенности, современные ОЭП должны обладать минимальными массогабаритными характеристиками и уровнем потребляемой энергии, способностью функционировать в условиях внешних возмущений широкого спектра частот. Успешное решение перечисленных задач на основе математических методов современной теории автоматического управления стало возможным с появлением быстродействующих цифровых вычислительных машин (ЦВМ).

Выбор структуры цифровой автоматической системы и места включения в нее ЦВМ является важным этапом системного проектирования. Выполнение этого этапа требует проведения анализа и оптимизации параметров существующих структур следящих ОЭП. С этой целью, прежде всего, рас-

смотрим структурную схему следящего измерителя, получившую широкое распространение на практике [4]. В ее состав входят: пеленгационное устройство (ПУ) и привод наведения (рис. 1). ПУ представлено эквивалентом, состоящим из нелинейного безынерционного звена ($F(x)$ – пеленгационная характеристика), сумматора, на вход которого подается флуктуационная составляющая ошибки измерения $\xi(x, t)$ и импульсного элемента (ИЭ). При малых значениях ошибки наведения и достаточно большом отношении сигнал/шум на входе ПУ характеристику $F(x)$ можно считать линейной и постоянной по величине: $F(x) = S_d x$ (S_d – крутизна характеристики дискриминатора). На выходе ПУ (с периодом T) формируются оценки параметров сигналов $\theta(t)$, несущих информацию о координатах и характеристиках объектов локации. Показателями качества оценок являются дисперсии ошибок измерения σ_0^2 . Потенциальная точность измерения параметров сигнала в общем случае обратно пропорциональна отношению сигнал/шум (q) на входе ПУ:

$$\sigma_0 \sim 1/q, \quad (1)$$

$$q^2 = 2P_{cp}T_n/N_n, \quad (2)$$

где P_{cp} – средняя мощность входного сигнала, N_n – спектральная плотность мощности помех, T_n – время накопления.

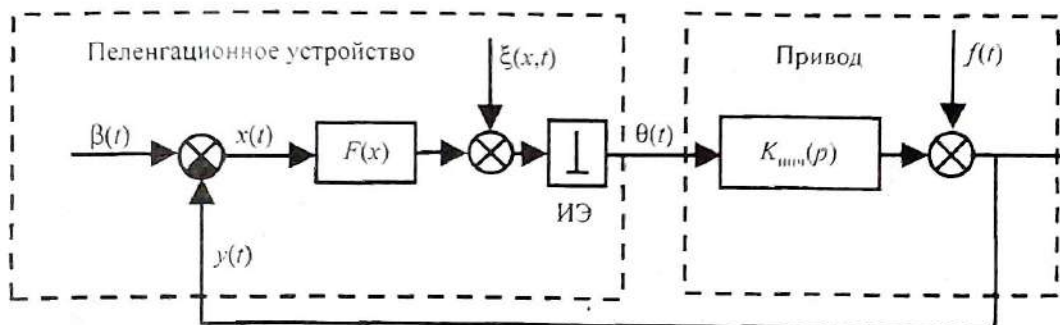


Рис. 1. Структура автоматической системы следящего ОЭП (пояснения в тексте)

Присутствие цифровых устройств в замкнутом контуре системы автоматического управления (САУ), а также прерывистый характер входного сигнала приводят процессам, протекающим в системе, дискретный характер и вносят дополнительные погрешности, обусловленные дискретизацией сигнала по времени и квантованием по уровню. На этапе анализа структур цифровых САУ шаг квантования по уровню можно считать достаточно малым и не учитывать. Основные динамические свойства и характеристики САУ будут при этом определяться эффектом дискретизации по времени. Дискретный характер сигнала на схеме отображается с помощью импульсного элемента, период замыкания которого (T) (пропорционален времени накопления сигнала ($T_{\text{н}} \sim T$)) является периодом обновления информации в контуре автосопровождения. Операторный коэффициент приведенной непрерывной части системы, характеризующий привод, имеет вид

$$K_{\text{прив}}(p) = K_{\text{фз}}(p)K_{\text{пр}}(p), \quad (3)$$

где $K_{\text{фз}}(p)$ – операторный коэффициент передачи формирующего элемента, $K_{\text{пр}}(p)$ – операторный коэффициент передачи непрерывной части системы.

К выходу привода системы приложено возмущающее воздействие $f(t)$. Характеристики возмущающего воздействия в зависимости от условий функционирования системы и уровня шумов привода (качка и движение основания, ветровые нагрузки, механические шумы, вибрации и т. д.) могут существенно влиять на характеристики системы, снижая эффективность ее использования.

Пользуясь структурной схемой и приведенными выше соотношениями, можно проанализировать характер и степень влияния входных воздействий ($\beta(t)$, $f(t)$) и периода дискретизации (T) на характеристики качества системы. Для наглядности рассмотрим пример, в котором входное воздействие зададим в виде $\beta(t) = Wt1(t)$ (W – угловая скорость объекта); помеха пеленгатора $\xi(0, t)$ представляет собой белый шум, спектральная плотность которого равна среднеквадратичному значению оценки измерения координаты: $S_{\xi}(\omega) = \sigma_0^2$. Возмущающее воздействие представляет собой нормальный стационарный случайный процесс, спектральная плотность которого задана в виде

$$S_f(\omega) = 2\mu\sigma_f^2/(\omega^2 + \mu^2), \quad (4)$$

где μ – параметр, характеризующий ширину полосы частот; σ_f – среднеквадратичное значение возмущающего воздействия. Операторный коэффициент приведенной непрерывной части дискретной системы состоит из формирующего фильтра и интегратора с коэффициентом усиления $K_{\text{н}}$:

$$K_{\text{прив}}(p) = K_{\text{фз}}(p)K_{\text{пр}}(p) = K_{\text{н}}[1 - \exp(-pT)]/p^2. \quad (5)$$

В качестве показателей качества примем следующие: $P_{\text{ср}}$ – средняя мощность входного сигнала; q – отношение сигнал/шум на входе ПУ; $M[x^2] = m_x^2 + \sigma_x^2$ – средний квадрат ошибки наведения, где m_x – математическое ожидание ошибки наведения, σ_x – среднеквадратичное значение ошибки наведения.

При работе системы необходимо обеспечить максимально возможное быстродействие и переходный процесс приемлемого вида. Если зафиксировать характер переходного процесса, приняв значение $S_{\text{д}}K_{\text{н}}T = 1$ (переходный процесс конечной длительности), то увеличение коэффициента усиления повлечет за собой увеличение частоты обновления информации:

$$K_{\text{н}} = F, \quad (6)$$

где $F = 1/T$, $K_{\text{н}} = S_{\text{д}}K_{\text{н}}$.

С учетом приведенных выше соотношений выражение для среднего квадрата ошибки наведения в установившемся режиме будет иметь вид

$$M[x^2] = m_{x\beta}^2 + D_{x\beta} + D_{x\xi}, \quad (7)$$

где $m_{x\beta}^2 = (W/F)^2$, $D_{x\xi} = \text{const } F/P_{\text{ср}}$,

$$D_{x\beta} = 2\sigma_f^2(1 - e^{-W/F}) \approx 2\sigma_f^2\mu/F.$$

Из приведенных зависимостей (7) видно, что влияние частоты обновления информации (F) на ошибку наведения носит противоречивый характер. Для уменьшения влияния составляющей, вызванной ошибками ПУ, необходимо уменьшать F (увеличивая тем самым время накопления $T_{\text{н}}$), однако при этом будут расти составляющие ошибки, вызванные скоростью движения цели ($m_{x\beta}^2$) и возмущающим воздействием ($D_{x\beta}$). Следовательно, существует оптимальное значение частоты обновления информации F_0 , минимизирующее $P_{\text{ср}}$ (при $M[x^2] \leq M_d$, где M_d – допустимая ошибка наведения). В данном случае выражение для оптимального значения частоты обновления информации может быть представлено как

$$F_0 = 2\sigma_f^2\mu/M_d + \sqrt{4\sigma_f^4\mu^2/M_d^2 + 3W^2/M_d}. \quad (8)$$

Выражение для минимальной средней мощности принимаемого сигнала при этом имеет вид

$$P_{\text{ср}0} = \text{const} \frac{F_0}{M_d - (W/F_0)^2 - 2\mu\sigma_f^2/F_0}. \quad (9)$$

При уменьшении полосы и интенсивности возмущающего воздействия значения оптимальной частоты обновления информации и необходимой средней мощности входного сигнала уменьшаются и в предельном случае (при отсутствии возмущающего воздействия $\sigma_f^2\mu = 0$) определяются угловой скоростью объекта. В качестве характеристики энергетических потерь, вызванных присутствием возмущающего воздействия, можно использовать зависимость

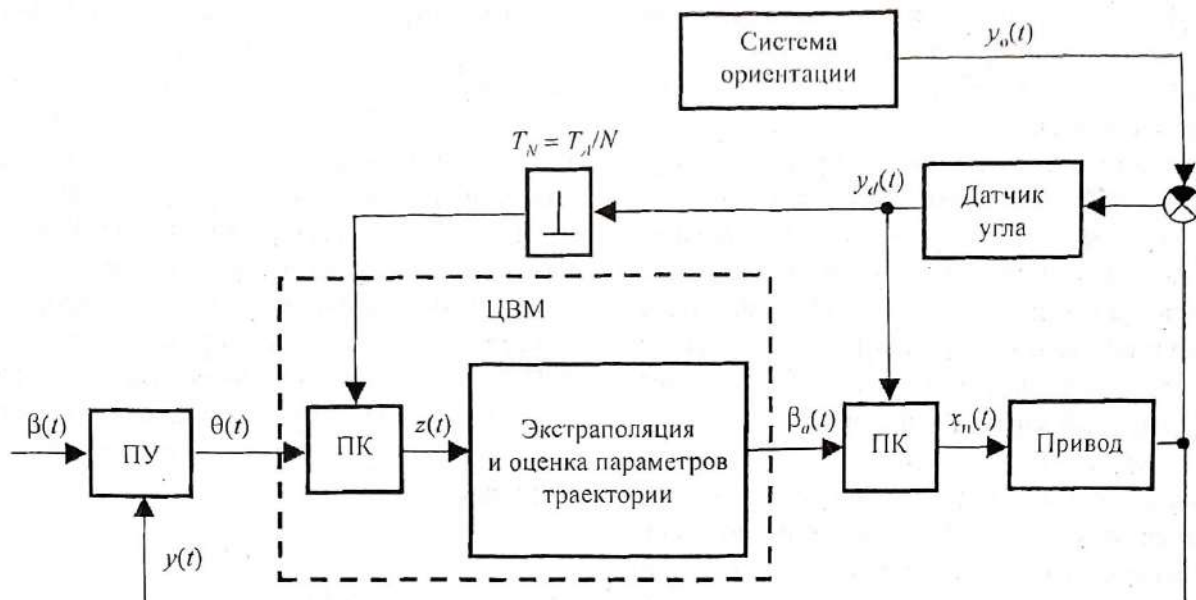


Рис. 2. Структура цифровой автоматической системы следящего ОЭП, включающая систему ориентации, ЦВМ и автономный привод наведения.

$$K_p = P_{cp0}/P_{cp0}(\mu=0) \approx 4K_f/3, \quad (10)$$

где $K_f = F_o / F_o(\mu=0)$.

Коэффициент K_f характеризует увеличение значения оптимальной частоты обновления информации, обусловленное влиянием возмущающего воздействия. Из выражения (10) следует, что коэффициент энергетических потерь K_p пропорционален коэффициенту K_f . Если учесть, что полоса частот возмущающих воздействий может достигать десятков и сотен герц (беспилотные самолеты, автомобили, катера) и в десятки раз превосходить полосу частот полезного сигнала, то можно сделать вывод, что энергетические потери будут иметь значения такого же порядка. Для сохранения потенциальных возможностей ПУ используют различные методы и устройства стабилизации [5]. Повышение требований к точности устройств стабилизации приводит к увеличению массогабаритных характеристик системы. В случае, когда оптимизация параметров традиционной структуры САУ не приводит к желаемым результатам, поиск эффективных решений целесообразно вести в направлении рассмотрения новых структур.

Значительно увеличить точность, быстродействие, помехозащищенность, дальность действия, уменьшив влияние возмущающего воздействия на процессы наблюдения и управления, позволяет структура цифровой САУ следящего ОЭП, представленная на рис. 2. Для этого в структуру системы введены три дополнительных элемента: система ориентации (СО), датчики угла (измеряющие положение оси визирования относительно СО), ЦВМ (управляющая автономным приводом наведения).

Оценка положения объекта в системе координат СО $z(t)$ не зависит от действия возмущения. Действительно, ПУ формирует оценки положения объектов $\theta(t)$ в системе координат, связанной с осью визирования. Положение оси визирования $y_d(t)$ в системе координат, сформированной СО, может быть измерено с помощью датчиков угла. Таким образом, оценка положения объекта $z(t)$ в системе координат СО может быть вычислена как преобразование координат (ПК) (рис. 3)

$$z(t) = \theta(t) + y_d(t). \quad (11)$$

Под действием возмущающего воздействия ось визирования (OO') будет отклоняться от направления на объект (OA). Если линейная область дискриминационной характеристики ПУ достаточно велика, то оценка положения объекта $z(t)$ относительно системы координат СО не будет зависеть от положения оси визирования OO' . На основании отдельных оценок ЦВМ осуществляет обнаружение и сопровождение траекторий объектов в системе координат

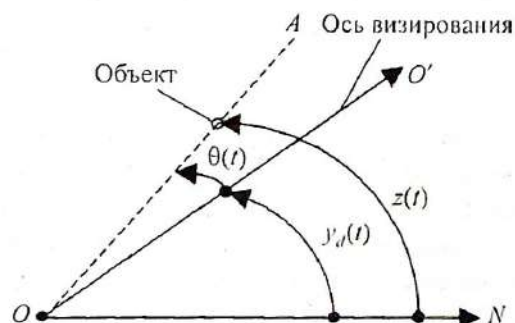


Рис. 3. Оценка положения объекта относительно СО.

СО (вторичная обработка). Поскольку возмущающее воздействие не влияет на выбор периода обновления информации основного контура T_N , выбор величины T_N определяется кинематикой объекта. Таким образом, T_N может быть значительно увеличен.

Выбор периода обновления информации может быть сделан на основании следующих соображений: на ограниченном интервале времени T_A траектория объекта с определенной степенью точности может быть аппроксимирована полиномиальной функцией

$$\beta_a(\alpha_i, t) = \sum_{i=0}^m \alpha_i t^i / i!, \quad (12)$$

где m – степень функции (соответствует гипотезе движения объекта), α_i – коэффициенты полинома (параметры траектории).

Несоответствие полиномиальной модели истинным значениям вектора оцениваемых параметров траектории приводит к динамическим ошибкам сглаживания, которые представляют собой разность между истинным значением вектора оцениваемых параметров и математическим ожиданием оценки этого вектора. При линейной аппроксимации полярных координат максимальные динамические ошибки определяются следующим образом:

$$\Delta\beta_{d\max} \approx \frac{\sqrt{3}T_A^2 v_{\max}^2}{32L^2_{\min}}. \quad (13)$$

Задавая значение максимальной динамической ошибки $\Delta\beta_{d\max}$, можно рассчитать соответствующий ей временной интервал аппроксимации параметров траектории

$$T_A = \sqrt{18,57\Delta\beta_{d\max}} / W_{\max}, \quad (14)$$

где $W_{\max} = \vartheta_{\max}/L$ – максимальная угловая скорость объекта, $\vartheta_{\max}$ – максимальная линейная скорость объекта, L – расстояние до объекта.

Зависимость интервала аппроксимации от угловой скорости объекта (для $\Delta\beta_{d\max} = 5'', 30''$) показана на рис. 4. В задаче экстраполяции оценок параметров траектории на один период интервал аппроксимации включает в себя интервал наблюдения, на котором производится N измерений координат, и интервал экстраполяции. При этом выражения для периода измерения и интервала экстраполяции будут иметь вид

$$T_N = T_o = T_A/N \text{ при } N \geq 2. \quad (15)$$

В результате анализа обнаруженных траекторий ЦВМ осуществляет выбор объекта сопровождения и формирует задающее воздействие привода $\beta_a(t)$, экстраполируя параметры траектории выбранного объекта. Привод представляет собой автономную подсистему, замкнутую через датчик угла. В каче-

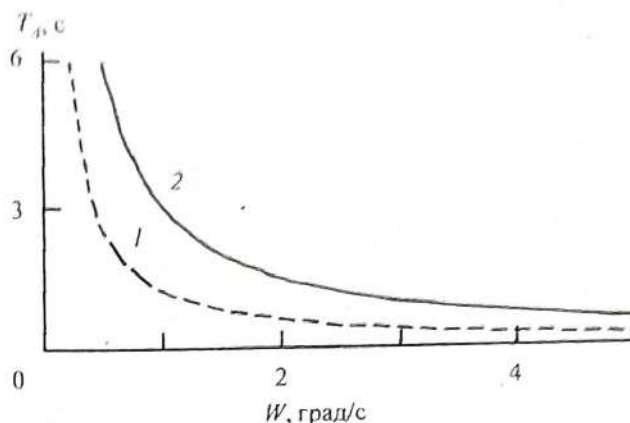


Рис. 4. Зависимость временного интервала аппроксимации от угловой скорости объекта. $\Delta\beta_{d\max} = 5''$ (1), $30''$ (2).

стве сравнивающего устройства подсистемы привода используется самостоятельное цифровое вычислительное устройство, поэтому частота экстраполяции задающего воздействия и выработки сигнала рассогласования (F_n) может быть выбрана в десятки раз больше, чем частота обновления информации и выработки управляющих сигналов в ЦВМ, находящейся в основном контуре следящего ОЭП ($F \ll F_n$). Значительное увеличение частоты дискретизации F_n создает предпосылки для улучшения динамических характеристик и более эффективного подавления возмущающего воздействия $f(t)$. Просто и эффективно реализуется комбинированное управление, позволяющее значительно снизить динамическую ошибку задающего воздействия [6]. Для этого вместе с задающим воздействием вводится сигнал коррекции, пропорциональный оценкам параметров траектории, полученным в результате вторичной обработки.

На основании результатов, изложенных в работе [7], могут быть получены относительные характеристики выигрыша в точности измерения координат и в отношении сигнал/шум для сравниваемых структур САУ. Характеристики алгоритмов фильтрации и экстраполяции зависят от выбора системы координат СО, вида принятой модели траектории объекта, параметров алгоритмов, характеристик оценок отдельных измерений. Учитывая выражения (1) и (2), можно записать

$$\frac{q_N^2}{q_o^2} = \frac{D_o}{D_N} = \frac{T_N}{T_o}, \quad (16)$$

где q_o – отношение сигнал/шум, удовлетворяющее требованиям обнаружения и измерения координат объекта с заданными характеристиками показателей качества на оптимальной частоте $F_o = 1/T_o$ (структура на рис. 1); D_o – средний квадрат ошибки ПУ (соответствующий q_o); q_N, D_N – характеристики измерительного процесса на частоте $F_N = 1/T_N$ ($F_N \leq F_o$).

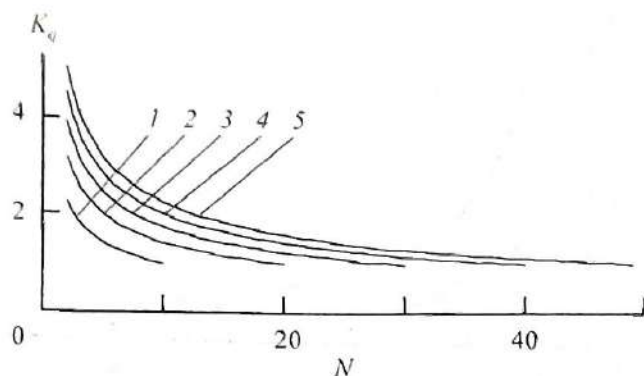


Рис. 5. Относительный выигрыш в отношении сигнал/шум. $K_f = 10$ (1), 20 (2), 30 (3), 40 (4), 50 (5).

С учетом (16) коэффициент выигрыша в отношении сигнал/шум при переходе с частоты F_0 на частоту $F_N = 1/T_N$ может быть записан как

$$K_q = q_N/q_0 = \sqrt{T_N/T_0} = \sqrt{K_f/N} \text{ при } 2 \leq N \leq K_f, \quad (17)$$

где $K_f = T_A/T_0$.

Для линейной траектории при равнодисcretных и равноточных измерениях координат дисперсия ошибки экстраполяции на один шаг будет иметь вид

$$D_0(N) = \frac{4(N+0,5)}{K_f(N-1)} D_0. \quad (18)$$

Выигрыш в точности определяется следующим образом:

$$K_D = \frac{D_0}{D_{0(N)}} = \frac{K_f(N-1)}{4(N+0,5)}. \quad (19)$$

Зависимости $K_q(N)$ и $K_D(N)$ для различных значений K_f показаны на рис. 5 и 6. При увеличении K_f выигрыш растет за счет увеличения времени накопления. С увеличением количества точек измерения N отношение сигнал/шум для каждого отдельного измерения падает, а точность экстраполяции увеличивается. Таким образом, за счет накопления и усреднения (выбирая N) можно получить выигрыш в отношении сигнал/шум и точности измерения параметров сигнала.

Показатели качества комплекса аппаратуры определяются техническими параметрами входящих в него измерительных устройств (активных, полупроводниковых, пассивных) [2, 7–11]. В качестве обобщенного показателя качества используют энергетическое отношение сигнал/шум. В случае активной локации отношение сигнал/шум зависит от средней мощности излучения передатчика ($P_{\text{иср}}$), времени накопления, ширины диаграммы направленности (ρ), расстояния до объекта. Максимальной дальности обнаружения (или измерения) соответствует заданное значение отношения сигнал/шум q_0 :

$$L_{\text{max}} \sim \sqrt[4]{\frac{P_{\text{иср}} T_{\text{н}}}{\rho^2 q_0^2}}. \quad (20)$$

Выигрыш в дальности действия в зависимости от выигрыша по отношению сигнал/шум можно записать в виде

$$K_L = L_{\text{max } 2}/L_{\text{max } 1} = \sqrt{K_q}. \quad (21)$$

В следящих ОЭП используются узконаправленные диаграммы излучения и поля зрения. Концентрация излучаемой энергии в одном направлении и направленный прием обеспечивают существенное увеличение дальности действия, улучшение характеристик разрешения и точности измерения координат. Ширина диаграммы направленности выбирается с учетом ошибок наведения пучка излучения ($\rho^2 \sim \sigma^2$). Чем меньше ошибки наведения, тем больше выигрыш в дальности действия:

$$K_L = \sqrt{\rho_2/\rho_1} = \sqrt{K_D}. \quad (22)$$

В случае пассивной локации дальность действия и отношение сигнал/шум также зависят от времени накопления:

$$q \sim \sqrt{T_{\text{н}}}; L_{\text{max}} \sim \sqrt[4]{T_{\text{н}}}. \quad (23)$$

Таким образом, представленная структура САУ позволяет значительно увеличить время накопления (усреднения) сигнала при одновременном значительном уменьшении периода дискретизации замкнутого контура подсистемы привода следящего пеленгатора, а также использовать результаты траекторной обработки для селекции объектов и формирования корректирующего сигнала по производным от задающего воздействия привода. В результате этого наблюдается одновременное значительное улучшение всех характеристик САУ следящего пеленгатора: дальности действия, точности, быстродействия, помехозащищенности. Допустимые показатели качества работы комплекса для структуры, представленной на рис. 1, могут быть получены при частотах обновления информации $F_0 = 10\text{--}20$ Гц. Предлагаемая структура (рис. 2) позволяет снизить частоту обновления информации до $F_N = 1\text{--}3$ Гц при уменьшении угловой расходимости лазерного пучка излучения до $1,5'$ (предельной в условиях атмосферы). Вследствие этого дальность действия ком-

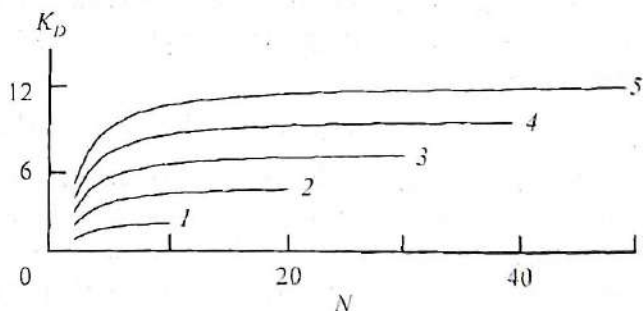


Рис. 6. Относительный выигрыш в точности оценки координат. $K_f = 10$ (1), 20 (2), 30 (3), 40 (4), 50 (5).

плекса увеличивается в 2 раза, ошибка наведения уменьшена в 8–10 раз, быстродействие увеличивается в 5 раз, значительно возрастает помехозащищенность.

Таким образом, с учетом вышеизложенного можно сделать вывод, что при рассмотрении вопросов модернизации и разработки систем наведения и самонаведения представленная структура САУ слеящего ОЭП заслуживает серьезного внимания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазарев Л.П. Оптико-электронные приборы наведения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1984. 320 с.
2. Сафронов Ю.П., Андрианов Ю.Г. Инфракрасная техника и космос. М.: Сов. радио, 1978. 248 с.
3. Вейцель В.А., Типугин В.Н. Основы радиоуправления. М.: Сов. радио, 1973. 464 с.
4. Первачев С.В. Радиоавтоматика. М.: Радио и связь, 1982. 296 с.
5. Ривкин С.С. Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании. М.: Наука, 1978. 320 с.
6. Выскуб В.Г., Розов Б.С., Савельев В.И. Прецизионные цифровые системы автоматического управления. М.: Машиностроение, 1984. 136 с.
7. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1986. 352 с.
8. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.
9. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1977. 600 с.
10. Хадсон Р. Инфракрасные системы. М.: Мир, 1972. 534 с.
11. Криксунов Л.З., Усольцев И.Ф. Инфракрасные системы. М.: Сов. радио, 1968. 320 с.