

В. Э. МАРКЕВИЧ, В. В. ЛЕГКОСТУП

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ РАКЕТОЙ ДЛЯ ПЕРЕХВАТА АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ ЦЕЛИ

ОАО «АЛЕВКУРП»

Рассматривается аналитический метод синтеза устройств совместного оптимального оценивания параметров и управления состоянием нелинейных динамических стохастических объектов. Выполнен краткий обзор существующих методов наведения ракет, а также сравнительная характеристика их достоинств и недостатков. Проанализированы пути повышения точности и помехоустойчивости методов наведения, одним из которых является подход, основанный на совместном оценивании и управлении состоянием нелинейного объекта со случайным задающими и мешающими воздействиями на входе.

Определены основные направления исследований по данной тематике, включающие статистический синтез оптимальной системы управления, оценку потенциальных характеристик спроектированной системы, анализ структуры оптимальной системы и оценка возможностей ее упрощения, формирование квазиоптимальных структур системы управления, оценка критичности (чувствительности) характеристик системы к изменению априорной информации.

Обоснован выбор метода инвариантного погружения для аналитического проектирования структуры оптимального устройства оценивания-управления. Приведены аналитические выражения, описывающие алгоритм функционирования устройства совместного оценивания-управления состоянием многомерного нелинейного многосвязного объекта.

Ключевые слова: метод пропорциональной навигации, управляемая ракета, синтез устройства оптимального оценивания-управления, метод инвариантного погружения.

Введение

Основным средством уничтожения авиации противоборствующих сторон (средств доставки и средств поражения), наряду с пилотируемыми и беспилотными авиационными комплексами управления вооружением, являются зенитные ракетные комплексы (ЗРК) малой, средней и большой дальности. Одним из перспективных направлений с точки зрения ресурсного обеспечения исследований (объем, продолжительность и стоимость опытно-конструкторских работ) является модернизация наземного сегмента существующих ЗРК (без изменения бортового оборудования ракет или с его небольшими доработками).

Потенциал модернизации данных систем предопределяется тем, что при их разработке и испытаниях в 1960–1980 гг. реализуемая на практике эффективность боевого применения оценивалась, как правило, для наиболее сложных тактических ситуаций: отсутствие эффек-

тивных средств подавления активных шумовых помех (АШП), ручная перестройка несущих частот, сложности технической реализации оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов первичной и вторичной обработки сигналов в условиях радиоэлектронного противодействия и т. д. Исходя из этого определялись характеристики точности наведения зенитных управляемых ракет (ЗУР), конкретные технические параметры системы наведения, допустимая степень упрощения устройств обработки координатной информации и, как следствие, реальные возможности системы по перехвату воздушной цели.

Существующие в настоящее время возможности по аппаратной и программной реализации алгоритмов управления ракетами позволяют отказаться от превалявавшего до недавнего времени подхода, основанного на предельном (максимально возможном) упрощении алгоритмов обработки, обеспечивающих допустимое

(минимально необходимое) качество функционирования при сохранении устойчивости в большинстве ситуаций. Нынешний уровень и ближайшие перспективы развития аппаратно-программных средств позволяет реализовывать не только квазиоптимальные (с неполным учетом априорной информации), но и оптимальные алгоритмы обработки сигнальной и траекторной информации, позволяющие существенно повысить боевую эффективность бортовых и наземных систем управления ракетным вооружением, в частности, наземных станций наведения ракет в составе ЗРК средней дальности.

Современные тенденции развития средств наблюдения и обработки радиолокационной, радионавигационной и радиосвязной информации характеризуются максимальным использованием пространственного разнесения первичных радиотехнических и навигационных устройств (многопозиционных радиотехнических систем МП РТС), комплексирования автономных (беспилотных) систем наземного, морского, воздушного и космического базирования, многократного дублирования (в основном, благодаря умеренной стоимости) для обеспечения требуемой точности и надежности, а также неуклонном снижении роли оператора в процессе работы.

Излагаемый ниже материал посвящен вопросам разработки алгоритмов совместного оценивания параметров и управления динамикой полета автономного объекта (зенитной ракеты, реактивного снаряда залпового огня, управляемого артиллерийского снаряда, беспилотного летательного аппарата) в пространственно-распределенной информационной-управляющей вычислительной подсистеме смешанного (воздушного и наземного) базирования с учетом пространственных кинематических связей каналов управления, характеристик помеховых воздействий, а также технических ограничений и функционально необходимых нелинейностей объекта.

Краткий обзор методов наведения ракет

Существует сравнительно немного методов наведения ракет, которые условно можно разделить на три группы:

– двухточечные МН, которые характерны, в основном, для самонаводящихся управляе-

мых ракет (пропорциональная навигация, параллельное сближение);

– трехточечные МН, которые характерны для телеуправляемых ракет с радиокомандным или оптическим командным наведением (полное или частичное спрямление траектории);

– комбинированные МН, для которых характерно использование самонаведения с инерциальным управлением, радиокомандные инерциальные методы, а также телеуправление второго рода (телеуправление через ракету).

Анализ принципов построения существующих и вновь разработанных систем управления ракетным оружием показывает устойчивую тенденцию к преимущественному использованию метода пропорциональной навигации [1, 2].

Большинство современных алгоритмов управления ракетами – зенитными, авиационными, противоракетными, противоспутниковыми, противокорабельными и др.), предназначенных для поражения различного класса целей, базируются на различных вариантах метода пропорциональной навигации (МПН), или метода параллельного сближения, как частном случае метода наведения в фактическую (мгновенную) точку встречи с целью.

Согласно данному методу, кинематические нормальные ускорения ракеты должны быть пропорциональны угловой скорости вращения (УСВ) линии визирования (ЛВ) ракета-цель (РЦ). В векторной форме выражение записывается следующим образом [1, 2]:

$$\mathbf{W}_y = \mathbf{N}_0(t) \mathbf{M}(\Theta_2)(\omega_0 \Delta \mathbf{v}) + \Delta \mathbf{W}_0, \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{[\Delta \mathbf{v} \Delta \mathbf{r}]}{\Delta \mathbf{r}^T \Delta \mathbf{r}},$$

$$\Delta \mathbf{W}_0 = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{W}}_0, \hat{\mathbf{W}}_1, \mathbf{g}_0, \Theta_0, \Theta_1, \Theta_2),$$

где $\mathbf{W}_y = (W_{px} \ W_{py} \ W_{pz})^T$ – вектор управляющих ускорений ракеты в проекциях на оси системы координат (СК), связанной с ЛВ РЦ (СК ЛВ), причем, компонента продольного ускорения W_{px} в формировании сигналов не используется; $\dot{\mathbf{u}}_0 = (\omega_{0x} \ \omega_{0y} \ \omega_{0z})^T$ – вектор УСВ ЛВ РЦ в проекциях на оси СК ЛВ; $\Delta \mathbf{v} = \Delta \dot{\mathbf{r}} = \mathbf{v}_2 - \mathbf{v}_1$ – вектор разности скоростей сближения ракеты \mathbf{v}_1 и цели \mathbf{v}_2 ; $\Delta \mathbf{r} = \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1$ – вектор разности декартовых координат ракеты \mathbf{r}_1 и цели \mathbf{r}_2 ; $\mathbf{N}_0(t)$ – диагональная матрица навигационных коэффициентов размерностью 3×3 , зависящая от па-

раметров движения цели и ракеты с диагональными элементами $N_j \in [2; 10]$; $\Delta \mathbf{W}_0$ – вектор компенсирующих ускорений, зависящий от ускорений ракеты \mathbf{W}_0 , цели \mathbf{W}_1 , ускорения силы тяжести \mathbf{g}_0 , а также скоростных углов ракеты Θ_0 , цели Θ_1 и углов наклона ЛВ РЦ Θ_2 .

Основными достоинствами разновидности МПН, используемого в ЗУР, являются:

- возможность реализации обстрела с произвольного ракурса, как в переднюю, так и заднюю полусферу атаки;
- формирование траектории наведения, обеспечивающей наведение на прямолинейно летящую цель с минимальными перегрузками;
- слабая чувствительность метода к величине флуктуационной ошибки измерения угловых координат цели (в отличие от трехточечных методов телеуправления).

Вместе с тем, существует ряд особенностей данного метода, снижающие в некоторых тактических ситуациях его эффективность:

- высокая чувствительность МПН к неконтролируемым случайным внешним возмущениям по нормальным ускорениям;
- увеличение кривизны траектории при отсутствии сигналов компенсации систематических возмущающих воздействий;
- значительные углы упреждения ракеты относительно ЛВ цели, движущейся с большими угловыми скоростями относительно станции наведения ракет (СНР).

Таким образом, одной из основных задач, стоящих перед исследователями и разработчиками, является поиск решений, позволяющих в значительной степени снизить влияние указанных факторов на характеристики точности, устойчивости и чувствительности системы наведения ракет в условиях активного радиоэлектронного противодействия при сохранении приемлемой для практической реализации технической сложности проектируемого устройства.

В работах [1, 2] для случая плоского перехвата цели в линейном приближении получены типовые законы оптимального управления при различных формах квадратичного функционала качества, в том числе – с учетом стохастического характера ускорения маневрирующей цели. При этом алгоритм расчета управ-

ляющих ускорений, в зависимости от используемого критерия оптимальности, может принимать следующий вид [1, 2]:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_y &= \mathbf{M}(\Theta_2) N_0(t) \left((\boldsymbol{\omega}_0 \Delta \mathbf{v}) + 0,5(3 - \alpha_1 \tau) \hat{\mathbf{W}}_1 \right), \\ \mathbf{W}_y &= \mathbf{M}(\Theta_2) \left(N_0(t) \Delta \mathbf{v} + 0,2 k_\gamma \tau \Delta \mathbf{r} \right) \boldsymbol{\omega}_0, \\ \tau &= -\frac{\Delta \mathbf{r} \Delta \mathbf{v}_0}{\Delta \mathbf{v}}, \quad \Delta \mathbf{v}_0 = \frac{\Delta \mathbf{v}}{\|\Delta \mathbf{v}\|}, \quad N_0(t) \in [2 \dots 10], \end{aligned} \quad (2)$$

где $N_0(t)$ – скалярный навигационный коэффициент, одинаковый для двух каналов управления; $\alpha_1 = \Delta f_1$ – ширина спектра флуктуаций нормальных ускорений цели; \mathbf{W}_1 – вектор ускорений цели; k_γ – коэффициент штрафа на величину промаха в точке встречи, имеющий размерность с^{-2} ; τ – время, оставшееся до момента встречи ракеты с целью.

В работе [3] излагается новаторская методология синтеза, основанная на синергетической теории оптимального управления, получившей название аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР). На основе данного подхода в работе [4] получены в замкнутой форме аналитические выражения, реализующие оптимальный закон перехвата цели на основе многомерной нелинейной и многосвязной модели кинематики относительного перемещения ОУ и цели, учитывающий ускорения маневра. В работе предполагается, что оценки фазовых координат стохастического динамического объекта получены тем или иным способом, т. е. задача оптимального оценивания координат и формирование закона управления состоянием решаются независимо. Отсутствие учета априорных статистических характеристик наблюдаемых процессов неизбежно приводит к ухудшению реализуемых на практике показателей эффективности проектируемого устройства по сравнению с потенциально достижимыми.

Более того, оптимальное раздельное решение задачи оценивания и управления стохастическими объектами возможно лишь для линейных квадратичных систем с гауссовскими шумами наблюдения (на основе принципа статистической эквивалентности) [1, 2, 5–7]. Для нелинейных стохастических систем в лучшем случае возможно квазиоптимальное решение при большом отношении сигнал/помеха (ОСП), достигающем 20 дБ.

При малых отношениях сигнал-помеха в нелинейных системах оценивания-управления снижение качества происходит значительно быстрее, чем в линейных (при одинаковых исходных данных на входе). В значительной степени данная особенность функционирования свойственна МП РТС, работающих в различных тактических ситуациях в широком диапазоне интенсивностей активных шумовых помех на входе, для которых связь между наблюдаемыми и оцениваемыми координатами в общем случае нелинейная.

При наведении объекта в условиях активного радиоэлектронного противодействия величина ОСП может значительно снижаться, вплоть до пороговых значений на входе устройства захвата сигналов либо схемы сопровождения по угловым координатам и дальности-скорости. В таких ситуациях раздельное оценивание фазовых координат и управление состоянием объекта может привести к снижению эффективности функционирования и срыву процесса наведения (неприемлемому уменьшению вероятности поражения цели).

Исходя из вышеизложенного, рассмотрим возможность совместного оптимального оценивания-управления состоянием стохастического нелинейного объекта в условиях низких ОСП на входе дискриминаторов сигнала ошибки, близкого к пороговым значениям, при котором величина разовой ошибки измерения соизмерима с шириной апертуры дискриминационной характеристики по выбранной координате.

Методика статистического синтеза устройства оптимального оценивания-управления

Практика решения задач аналитического проектирования (синтеза) стохастических систем обработки радиолокационной информации в интересах управления состоянием динамических объектов позволяет сформулировать следующую целесообразную последовательность действий инженера-разработчика в указанном направлении [1–4]:

- формулировка задачи и определение типа проектируемой системы обработки радиолокационной информации;
- разработка математической модели реального объекта управления;

- разработка математической модели канала наблюдения;

- формулировка критерия качества (оптимальности) функционирования проектируемой системы обработки и управления;

- аналитический синтез оптимальной системы управления;

- оценка потенциальных характеристик (математическое моделирование и статистический анализ) синтезированной оптимальной системы;

- анализ структуры оптимальной системы и оценка возможностей ее упрощения, формирование квазиоптимальных структур системы управления;

- оценка критичности (чувствительности) характеристик оптимальной (квазиоптимальной) системы к изменению априорной информации (условий функционирования или статистических характеристик входных данных);

- разработка путей уменьшения чувствительности проектируемой системы к изменению условий работы, повышение робастности системы;

- выбор варианта структурной схемы проектируемого системы и формулировка технических требований к структурным элементам.

Применение вариационных принципов для синтеза оптимальных систем совместного оценивания и управления состоянием стохастическими нестационарными нелинейными динамическими объектами приводит к двухточечным краевым задачам (ДТКЗ). Решение и структурная интерпретация полученных векторно-матричных уравнений в большинстве практических случаев затруднительны или невозможны ввиду чрезмерно высокой размерности, алгоритмической сложности и стоимости привлекаемых специализированных вычислителей и программных средств, обеспечивающих получение близкого к оптимальному решению в реальном масштабе времени.

В работах [5–7] изложен оригинальный подход для решения подобных задач, который называется методом инвариантного погружения. Суть инвариантного погружения заключается в том, что исходная частная задача (не обязательно двухточечная) заменяется более общей или, как говорится, погружается в более общую. Причем, часто оказывается, что задача, обобщающая частную, может быть успеш-

но решена. Зная решение общей задачи, можно соответствующим предельным переходом вернуться к исходной частной и, тем самым, найти ее точное или приближенное решение. Точность получаемого решения задачи будет определяться точностью представления искомым векторно–матричными функциями при разложении по степеням в ряд Тейлора.

Применяя вариационный принцип для синтеза оптимального регулятора нелинейной стохастической системы и метод инвариантного погружения для сведения двухточечной краевой задачи к задаче Коши, можно получить уравнения совместного оценивания – управления состоянием нелинейного объекта вида [5–7]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{C}(\mathbf{x}, t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(\mathbf{x}, t)\xi(t), \quad (3)$$

для сосредоточенного канала наблюдения вида

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1(t) &= \mathbf{s}(\mathbf{x}, t) + \zeta(t), \\ \mathbf{z}_2(t) &= \mathbf{h}(\mathbf{x}, t) + \boldsymbol{\mu}(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\mathbf{z}_1(t)$ – реализация широкополосного сигнала (ШПС) $\mathbf{s}(\mathbf{x}, t)$ на выходе многоканального согласованного фильтра (СФ), зависящего от вектора параметров $\mathbf{x}(t)$, наблюдаемая на фоне нормального белого шума $\zeta(t)$ с ковариационной матрицей шумов наблюдения $\mathbf{R}_\zeta(\tau)\delta(\tau)$; $\mathbf{z}_2(t)$ – вектор первичных параметров $\mathbf{h}(\mathbf{x}, t)$, наблюдаемый на фоне нормального белого шума $\boldsymbol{\mu}(t)$ с ковариационной матрицей шумов наблюдения $\langle \boldsymbol{\mu}(t_0)\boldsymbol{\mu}(t_0 - \tau)^T \rangle = \mathbf{R}_\mu(\tau)\delta(\tau)$; $\mathbf{R}_\zeta(t), \mathbf{R}_\mu(t)$ – ковариационные матрицы шумов наблюдения размерностью $P \times P$ для соответствующего нелинейного канала наблюдения; $\mathbf{s}(t, \mathbf{x})$ – реализация наблюдаемого широкополосного (ШПС) или высокочастотного (ВЧС) сигнала (в общем случае комплексного); $\mathbf{h}(t, \mathbf{x})$ – реализация наблюдаемых первичных информативных параметров на выходе устройства разового оценивания; P – число независимых каналов наблюдения; $\xi(t), \zeta(t)$ – некоррелированные гауссовские белые шумы состояний с ковариационной матрицей $\langle \xi(t_0)^T \xi(t_0 - \tau) \rangle = \mathbf{Q}_\xi(t)\delta(\tau)$; $\mathbf{Q}_\xi(t)$ – матрица спектральных плотностей шумов состояний размерностью $N \times N$; N – размерность системы уравнений динамики объекта управления.

Критерием оптимальности в стохастическом случае является критерий минимума среднего риска с квадратичной функцией потерь [6, 7]:

$$\begin{aligned} J(\mathbf{x}, \mathbf{u}) &= V(\tau_k, \mathbf{x}) + \int_0^{\tau_k} (Q(t, \mathbf{x}) + U(t, \mathbf{u})) dt, \\ V(\tau_k, \mathbf{x}) &= \delta\mathbf{x}(\tau_k)^T \mathbf{A}(\tau_k) \delta\mathbf{x}(\tau_k), \\ Q(t, \mathbf{x}) &= \delta\mathbf{x}(\tau)^T \mathbf{A}(\tau) \delta\mathbf{x}(\tau), \\ \delta\mathbf{x}(\tau_k) &= \mathbf{x}_0(\tau_k) - \mathbf{x}(\tau_k), \delta\mathbf{x}(\tau) = \mathbf{x}_0(\tau) - \mathbf{x}(\tau), \\ U(t, \mathbf{u}) &= \text{Sp}(\mathbf{A}(\tau)\mathbf{P}(\tau)) + \mathbf{u}(\tau)^T \mathbf{Q}(\tau)\mathbf{u}(\tau). \end{aligned} \quad (5)$$

где $\mathbf{x}_0(\tau)$ – заданный (требуемый) вектор состояния объекта в процессе управления; $\mathbf{x}(\tau)$ – текущая оценка вектора фазовых координат объекта управления; $\mathbf{P}(\tau)$ – апостериорная ковариационная матрица ошибок оценивания; $\mathbf{A}(\tau), \mathbf{Q}(\tau)$ – симметрические положительно определенные матрицы штрафов на отклонение оценок фазовых координат от заданного значения и на величину сигнала управления; $\text{Sp}(\mathbf{M}(\tau))$ – функция определения суммы элементов матрицы $\mathbf{M}(\tau)$, находящихся на главной диагонали; τ_k – момент времени, соответствующий окончанию процесса управления.

Матрица $\mathbf{A}(\tau)$ характеризует интегральную квадратичную оценку качества переходных процессов и величину суммарной ошибки оценивания координат. Матрица $\mathbf{Q}(\tau)$ характеризует энергетические затраты на управление, матрица $\mathbf{A}(\tau_k)$ характеризует величину ошибок оценивания координат в момент окончания управления.

Уравнения оптимального оценивания вектора параметров $\mathbf{x}(t)$ и апостериорной ковариационной матрицы ошибок $\mathbf{P}(t)$ для сосредоточенного канала наблюдения получены в работе [6, 7] и имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}}(t) &= \mathbf{f}_x(t, \hat{\mathbf{x}})\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{f}_x(t, \hat{\mathbf{x}})^T + \\ &+ \mathbf{P}(t) \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{x}}} (\mathbf{H}_0(t, \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{y}(t) - \mathbf{h}(t, \hat{\mathbf{x}}))) \mathbf{P}(t) + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{f}(t, \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{C}(t, \hat{\mathbf{x}})\mathbf{u}(t) + \\ &+ \mathbf{P}(t)\mathbf{H}_0(t, \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{z}(t) - \mathbf{h}(t, \hat{\mathbf{x}})), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\mathbf{f}_x(t, \hat{\mathbf{x}}) = \frac{\partial \mathbf{f}(t, \hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}}, \mathbf{h}_x(t, \hat{\mathbf{x}}) = \frac{\partial \mathbf{h}(t, \hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}}, \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_0(t, \hat{\mathbf{x}}) = \mathbf{h}_x(t, \hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{R}^{-1}.$$

где $\mathbf{H}_0(t, \hat{\mathbf{x}})$ – опорный сигнал блока оценивания.

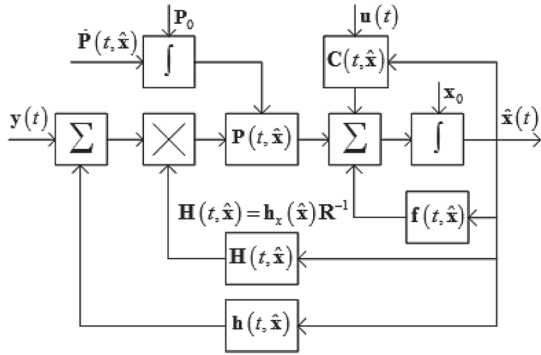


Рис. 1. Упрощенная структурная схема устройства оценивания векторного параметра

Структура устройства оценивания параметров нелинейного ОУ представлена на рис. 1.

При использовании в качестве первичной информации ШПС вида

$$y_1(t) = s(x, t) + \zeta(t), \quad (9)$$

опорный сигнал блока оценивания вычисляется как:

$$S_0(t, \hat{x}) = s_x(t, \hat{x})^T R(t)^{-1}, \quad s_x(t, \hat{x}) = \frac{\partial s(t, \hat{x})}{\partial \hat{x}}. \quad (10)$$

Из выражения для третьего слагаемого второго уравнения для оценки матрицы апостериорной дисперсии $P(t)$ при некоррелированных шумах наблюдений получим:

$$T(\hat{x}, t) = \frac{\partial}{\partial \hat{x}} \left(h_x(\hat{x})^T R^{-1} (z(t) - h(\hat{x})) \right) = -h_x(\hat{x})^T R^{-1} h_x(\hat{x}) + \sum_{p=0}^{P-1} h_{pxx}(\hat{x}, t) \frac{z_p(t) - h_p(\hat{x}, t)}{R_{pp}}, \quad (11)$$

$$h_{pxx}(\hat{x}, t) = \left[\frac{\partial^2 h_p(\hat{x})}{\partial \hat{x}_j \partial \hat{x}_k} \right], \quad p \in (0, P-1).$$

где $p \in (1, P)$ – число каналов наблюдений (первичных измерений); R_{jk} – элемент ковариационной матрицы шумов наблюдения.

Для коррелированных шумов наблюдения получим для $T(\hat{x}, t)$ из следующего выражения:

$$T(\hat{x}, t) = -h_x(\hat{x})^T R^{-1} h_x(\hat{x}) + \sum_{p=0}^{P-1} h_{pxx}(\hat{x}, t) v_p(\hat{x}, t), \quad (12)$$

$$v_p(\hat{x}, t) = \sum_{k=0}^{P-1} R_{pk}^{-1} (z_k(t) - h_k(\hat{x}, t)).$$

Уравнения оптимального управления получены в [6, 7] и имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \hat{u}(t) &= C(t)^+ \Gamma(t) A(t) (x_0(t) - \hat{x}(t)), \\ \dot{\Gamma}(t) &= f_x(\hat{x}) \Gamma(t) + \Gamma(t) f_x(\hat{x})^T + \\ &+ C(t) B(t) C(t)^T - \Gamma(t) f_x(\hat{x}) \Gamma(t), \\ C(t)^+ &= (C(t)^T C(t))^{-1} C(t)^T. \end{aligned} \quad (13)$$

где $C(t)^+$ – псевдообратная матрица для исходной матрицы $C(t)$.

При использовании МП РТС (в том числе – на борту носителей воздушного базирования), уравнения оценивания существенно усложняются. Структура устройства и алгоритмы оценивания координат для указанного случая будут рассмотрены в дальнейшем.

Оптимальное оценивание при использовании широкополосных сигналов

Широкополосные сигналы характерны для задач радиолокации, радиосвязи, радионавигации и радиоуправления. В информативных параметрах таких сигналов закодирована информация о координатах и производных координат управляемого динамического объекта (например, ракеты). В качестве примера приведем форму записи комплексного сигнала на входе согласованного фильтра (СФОС):

$$\dot{s}_j(t, \alpha) = \dot{a}_j(t, \alpha_j) \exp(i\varphi_j(t, \alpha_j)), \quad (14)$$

где $\dot{a}_j(t, \alpha_j)$ – комплексная амплитуда сигнала на выходе j -го канала обработки; $\varphi_j(t, \alpha_j)$ – фаза сигнала на выходе j -го канала обработки; $\alpha_j = \lambda_j(x)$ – вектор информативных параметров сигнала, являющийся в общем случае нелинейной функцией векторного аргумента x . Так, например, вектор α_j может быть представлен в виде

$$\alpha_j = \lambda_j(\Delta\tau_0, \delta f_0, \delta\psi_0, \Delta\varepsilon_0, \Delta\beta_0), \quad (15)$$

где $\Delta\tau_0$ – время запаздывания (разность времени запаздывания) для опорного и j -го каналов обработки; δf_0 – доплеровское смещение частоты (разность доплеровских частот) принятого сигнала в опорном и j -ом каналах обработки; $\delta\psi_0$ – разность фаз между опорным и j -ым каналами обработки; $\Delta\varepsilon_0, \Delta\beta_0$ – отклонение в картинной плоскости направления на наблюдаемый объект (по углу места и азимуту) от опорного (равносигнального) направления.

По результатам разовой оценки информативных параметров сигнала может быть восстановлен вектор наблюдаемых параметров (первичных измерений). Затем, с учетом нелинейной многомерной стохастической дифференциальной связи и могут быть получены сглаженные оценки переменных состояний наблюдаемого объекта, а также вектор оптимального управления $\hat{\mathbf{u}}(t)$ в соответствие с векторно-матричными уравнениями.

Если выходные сигналы радиотехнических датчиков являются широкополосными с базой (100–10000) и более (например, ЛМЧ или КФМ сигналы), то последние слагаемые в правых частях уравнений и оптимального оценивания при замене $\mathbf{h}_x(t, \hat{\mathbf{x}})$ и $\mathbf{s}_x(t, \hat{\mathbf{x}})$ выражениями, связывающие входные сигналы и оценки, будут содержать быстроизменяющиеся функции времени. Инерционность оптимального блока оценивания и блока точности в первом приближении (по порядку величины) определяется инерционностью объекта [7]. В силу этого быстрофлуктуирующие составляющие будут усредняться в сглаживающих цепях как блока оценивания векторного параметра, так и блока точности (блока расчета апостериорной ковариационной матрицы ошибок оценивания).

Найдем вклад широкополосных составляющих в решение уравнения оптимальной оценки. Для этого раскроем скобки в выражении при использовании в качестве наблюдений вектор $\mathbf{z}_1(t)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_0(t, \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{z}_1(t) - \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})) = \\ = \frac{\partial \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \mathbf{R}^{-1}(t) \mathbf{z}_1(t) - \mathbf{S}_0(t, \hat{\mathbf{x}}) \mathbf{R}^{-1}(t) \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}). \end{aligned} \quad (16)$$

В уравнении второе слагаемое непосредственно не зависит от наблюдений $\mathbf{z}_1(t)$, и в силу широкой полосы сигнала (быстрых флуктуаций) $\mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})$ должно быть заменено средним по времени за период модуляции:

$$M \{ \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}) \} = \langle \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}) dt. \quad (17)$$

где T – период повторения последовательности ШПС.

Как правило, производится двукратное усреднение: на первом этапе – в пределах периода модуляции путем внутрипериодной обработки в СФОС, на втором этапе – в пределах периода повторения ограниченной на интерва-

ле радиолокационного контакта последовательности (этап междупериодной обработки). Причем, усреднение может выполняться как с учетом междупериодного набега фазы (когерентное накопление), так и без учета фазовых сдвигов (некогерентное накопление). При больших ОСШ на входе СФ, превышающих (14–17) дБ, когерентное накопление не имеет преимуществ перед некогерентным суммированием огибающей [2].

Таким образом, вклад в оценку $\hat{\mathbf{x}}(t)$ последнего слагаемого в будет равен:

$$\mathbf{b}(t, \hat{\mathbf{x}}) = \left\langle \frac{\partial \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})^T}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \mathbf{R}(t)^{-1} \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}) \right\rangle. \quad (18)$$

Поскольку матрица интенсивности помех (шумов) в канале наблюдения $\mathbf{R}(t)$ является симметричной, то таким же свойством обладает и обратная матрица. С учетом симметричности обратной ковариационной матрицы помех в канале наблюдения, выражение примет вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(t, \hat{\mathbf{x}}) &= \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{q}(t, \hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}}, \\ \mathbf{q}(t, \hat{\mathbf{x}}) &= \left\langle \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{R}(t)^{-1} \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}}) \right\rangle. \end{aligned} \quad (19)$$

где $\mathbf{q}(t, \hat{\mathbf{x}})$ – ОСШ в полосе частот полезного сигнала; $\mathbf{b}(t, \hat{\mathbf{x}})$ – величина, характеризующая чувствительность ОСШ к изменению величины оценки $\hat{\mathbf{x}}(t)$. Уравнение оптимального оценивания примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{f}(t, \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{C}(t, \hat{\mathbf{x}}) \mathbf{u}(t) + \\ &+ \mathbf{P}(t) (\mathbf{S}_0(t, \hat{\mathbf{x}}) \mathbf{z}(t) - \mathbf{b}(t, \hat{\mathbf{x}})), \end{aligned} \quad (20)$$

Аналогичные упрощения можно провести для блока точности:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}}(t) &= \mathbf{f}_x(t, \hat{\mathbf{x}}) \mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t) \mathbf{f}_x(t, \hat{\mathbf{x}})^T + \\ &+ \mathbf{P}(t) \mathbf{D}(t, \hat{\mathbf{x}}) \mathbf{P}(t) + \mathbf{G} \mathbf{Q} \mathbf{G}^T, \\ \mathbf{D}(t, \hat{\mathbf{x}}) &= \left\langle \frac{\partial \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})^T}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \mathbf{R}(t)^{-1} \frac{\partial \mathbf{s}(t, \hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}^T} \right\rangle, \end{aligned} \quad (21)$$

где $\mathbf{D}(t, \hat{\mathbf{x}})$ – ОСШ для производных сигнала по оцениваемым координатам. В связи с выполнением условия $\langle \zeta(t) \rangle = \mathbf{0}$ в выражении опущено слагаемое, содержащее разность входного и опорного сигналов.

Отличительной особенностью является то, что в нем не фигурируют в явном виде наблюде-

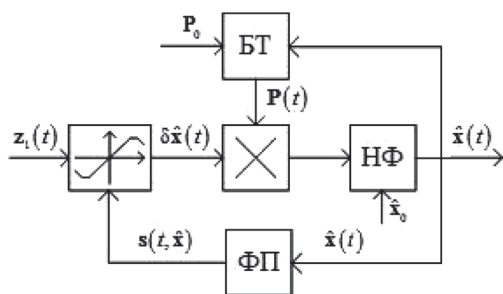


Рис. 2. Обобщенная структурная схема устройства оптимального оценивания

ния $z_1(t)$, ни сигнал $s(t, \hat{x})$. Это в значительной мере облегчает решение уравнения и, следовательно, оценку потенциальной точности оптимального устройства оценивания. Структурная схема оптимального устройства оценивания в обобщенном виде представлена на рис. 2.

Схема состоит из дискриминатора, формирующего сигнал ошибки между истинным

и оценочным значением параметра, нелинейного фильтра НФ, функционального преобразователя ФП (блока опорных сигналов) и блока точности БТ.

Заключение

1. Рассмотрен аналитический метод синтеза устройства совместного оценивания-управления на основе многомерной нелинейной стохастической модели объекта управления с использованием метода инвариантного погружения для решения ДТКЗ.

2. Приведены дифференциальные векторно-матричные уравнения, описывающие алгоритм функционирования оптимального измерителя-регулятора, формирующего оценки вектора измеряемых параметров и вектора управления для различных вариантов построения каналов наблюдения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пугачев, В. С. Системы управления и динамика полета ракет / В. С. Пугачев, И. Е. Казаков, Д. И. Гладков; под ред. В. С. Пугачева. – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1965. – 615 с.
2. Максимов, М. В. Радиоэлектронные системы самонаведения / М. В. Максимов, Г. И. Горгонов – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
3. Колесников, А. А. Проектирование многокритериальных систем управления промышленными объектами. / А. А. Колесников, А. Г. Гельфгат. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 304 с.
4. Маркевич, В. Э. Аналитический синтез метода наведения сверхзвукового беспилотного летательного аппарата на основе многомерной нелинейной динамической модели. / В. Э. Маркевич // Информатика. – 2017. – № 2 (54). – с. 93–112.
5. Касты, Дж. Методы погружения в прикладной математике. / Дж. Касты, Р. Калаба. – М.: Мир, 1976. – 223 с.
6. Сейдж, Э. Теория оценивание и ее применение в связи и навигации. Пер. с англ. / Э. Сейдж, Дж. Мелс; под ред. Б. Р. Левина. – М.: Радио, 1976. – 496 с.
7. Марков, Л. Н. Основы построения ЗРК. Ч.1. Аналитическое проектирование систем оценивания состояний объектов. Ч.2. Аналитическое проектирование систем управления объектами. / Л. Н. Марков. – Мн.: МВИЗРУ, 1980. – 162 с.

REFERENCES

1. Pugachev, V. S. Control systems and dynamics of flight of missiles / V. S. Pugachev, I. E. Kazakov, D. I. Gladkov; under the editorship of V. S. Pugachev. – M.: HMIA of prof. N. E. Zhukovsky, 1965. – 615 p.
2. Maximov, M. V. The radio-electronic systems of homing / M. V. Maximov, G. I. Gorgonov – M.: Radio and communication, 1982. – 304 p.
3. Kolesnikov, A. A. Designing multi-criteria control systems for industrial facilities. / A. A. Kolesnikov, A. G. Gelfgat. – Moscow: Energoatomizdat, 1993. – 304 p.
4. Markevich, V. E. Analytical synthesis of a method of guidance of the supersonic unmanned aerial vehicle on the basis of multidimensional nonlinear dynamic model. / V. E. Markevich // Informatics. – 2017. – No. 2 (54). – pp. 93–112.
5. Kasti J. Immersion methods in applied mathematics. / J. Casty, R. Calaba. – Moscow: Mir, 1976. – 223 p.
6. Sage, E. Theory of estimation and its application in communication and navigation. Trans. with English. / E. Sage, J. Mels; under the editorship of B. R. Levin. – M: Radio, 1976. – 496 p.
7. Markov, L. N. Fundamentals of the design of anti-aircraft systems. P. 1. Analytical design of systems for estimating the states of objects. P. 2. Analytical design of control systems of objects. / L. N. Markov. – Minsk: MHIAAU, 1980. – 162 p.

Поступила
16.10.2018

После доработки
25.02.2019

Принята к печати
25.03.2019

MARKEVICH V. E., LEGKOSTUP V. V.

ANALYTICAL DESIGN OF THE MISSILE CONTROL DEVICE TO INTERCEPT AERODYNAMIC TARGET

The analytical method of synthesis of devices for joint optimal estimation of parameters and control of the state of nonlinear dynamic stochastic objects is considered. A brief review of the existing and promising methods of missile guidance, as well as a comparative description of the advantages and disadvantages. Methods of improving accuracy and jamming-resistance methods of guidance, one of which is an approach based on joint estimation and state control of nonlinear object with random driving and interfering influences.

The main directions of research on this subject, including statistical synthesis of the optimal control system, estimation of the potential characteristics of the designed system, analysis of the structure of the optimal system and evaluation of its simplification, the formation of quasi-optimal structures of the control system, evaluation of the criticality (sensitivity) of the system characteristics to changes in a priori information.

The choice of the invariant immersion method for the analytical design of the structure of the optimal evaluation-control device is substantiated. Analytical expressions describing the algorithm of functioning of the device of joint estimation and control of the state of a multidimensional nonlinear multi-connected object are given.

Keywords: *proportional navigation method, guided missile, synthesis of the optimal estimation device – control, synthesis of optimal estimation-control device, invariant immersion method.*



Маркевич Виталий Эдмундович – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП», г. Минск, пр-т Независимости, д. 95/7, к. 16, e-mail: mark.vit@tut.by.

Мобильные телефоны для связи (персональный): +375 (29) 169-69-70, +375 (29) 508-01-73.

Markevich Vitaliy Edmundovich – Candidate of Engineering Sciences, leader scientist, OJSC «ALEVKURP». e-mail: mark.vit@tut.by.



Легкоступ Виктор Валерьевич – аспирант БГУИР, младший научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП», г. Минск, пр-т Независимости, д. 95/7, к. 16. e-mail: legkostupvv@gmail.com

Мобильные телефоны для связи (персональный): +375 (33) 682-43-02, городские телефоны для связи (общие): +375 (17) 280-91-67,

Legkostup Victor Valeryevich – post-graduate student of BSUIR, junior researcher, OJSC «ALEVKURP», e-mail: legkostupvv@gmail.com.