

ОСОБЕННОСТИ ДВУХКООРДИНАТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ В СИСТЕМАХ СО СВЕРХБЫСТРЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ

С. В. Аникеев, В. А. Куренёв

Кафедра систем автоматического управления, Военная академия РБ

Минск, Республика Беларусь

E-mail: serega_a@cosmostv.by

В статье рассмотрен синтез структуры измерителя координат систем со сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности. Результат получен методами оптимальной нелинейной фильтрации случайных процессов. В основе систем со сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности лежит взаимодействие каналов многомерного дискриминатора.

ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрим методику оптимальной нелинейной фильтрации в системах со сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности [1, 2] при измерении угловой координаты цели и её дальности. Будем считать, что облучение цели и прием отраженных от нее сигналов производится при линейном сканировании приемопередающей диаграммой направленности [3]

$$\theta_A(t) = \Omega t,$$

где Ω – угловая скорость движения приемопередающей диаграммы направленности.

На закон качания приемопередающего луча наложим естественное ограничение, заключающееся в том, что в момент прихода отраженных сигналов диаграмма всегда выставляется в направлении на цель. Скорость сканирования полагаем произвольной, но отвечающей техническим возможностям антенной системы.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Модель наблюдения в одном периоде повторения сигнала может быть записана в виде

$$y(t) = \sqrt{2P_{ck}} \operatorname{Re} \dot{G}_p[\Omega(t - \tau_a - \tau_d)] \times \dot{u}(t - \tau_a) e^{j\omega_0 t} + n(t), \quad (1)$$

где P_{ck} – средняя мощность сигнала цели при приеме на антенну с качанием луча за время длительности импульса;

$\dot{G}_p(\Omega t)$ – комплексная диаграмма направленности (по мощности), модулирующая сигналы при качании луча;

$\dot{u}(t)$ – комплексный закон модуляции зондирующего сигнала;

τ_a и τ_d – временные запаздывания сигналов, обусловленные дальностью и угловым положением цели;

ω_0 – несущая частота;

$n(t)$ – шум наблюдения с односторонней спектральной плотностью N .

Измеряемые координаты цели полагаем случайными функциями времени, которые в про-

странстве состояний описываются уравнениями:

$$\frac{d\theta_a(t)}{dt} = -\alpha_\theta \theta_a(t) + g_\theta v_\theta(t), \quad (2)$$

$$\frac{dr_a(t)}{dt} = -\alpha_r r_a(t) + g_r v_r(t), \quad (3)$$

где α_θ , α_r , g_θ , g_r – постоянные коэффициенты; $v_\theta(t)$, $v_r(t)$ – статистически независимые белые порождающие шумы.

В качестве критерия оценивания выберем критерий минимума среднего квадрата ошибки [4, стр. 16]

$$\hat{\theta}_a = m,$$

где m – математическое ожидание случайной величины θ_a .

С учетом этого задача статистического синтеза измерительной системы с тремором диаграмм направленности может быть сформулирована как задача оптимальной нелинейной фильтрации [4, 5], т.е. определения на основе наблюдений (1) и априорных сведений (2), (3) алгоритма обработки принимаемого сигнала $y(t)$ с целью непрерывного оценивания с минимальными среднеквадратическими ошибками компонент вектора состояний $\|\theta_a \ r_a(t)\|^T$.

Для удобства дальнейшего изложения запишем модель наблюдения (1) и априорные уравнения (2), (3) в векторно-матричной форме

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{s}(t, \mathbf{x}) + \mathbf{n}(t), \quad (4)$$

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}\mathbf{v}(t), \quad (5)$$

где $\mathbf{s}(t, \mathbf{x})$ – сигнал цели;

\mathbf{A} – матрица, учитывающая внутренние связи фазовых координат;

$\mathbf{x}(t) = \|\theta_a(t) \ r_a(t)\|^T$ – вектор фильтруемых параметров;

\mathbf{G} – матрица, учитывающая влияние порождающих шумов на фильтруемый процесс;

$\mathbf{v}(t) = \|v_\theta(t) \ v_r(t)\|^T$ – порождающий гауссовский стационарный векторный белый шум.

Белые шумы $\mathbf{n}(t)$ и $\mathbf{v}(t)$ считаются независимыми.

Располагая наблюдаемой реализацией процесса $\mathbf{y}(t)$ и априорными сведениями о фильтруемом процессе $\mathbf{x}(t)$, необходимо для каждого момента времени t сформировать апостериорную плотность вероятности фильтруемого процесса, позволяющую получить его оценку $\hat{\mathbf{x}}(t)$, отвечающую заданному критерию качества.

II. СИНТЕЗ ИЗМЕРИТЕЛЯ

В случае гауссовской аппроксимации апостериорной плотности вероятности искомые уравнения фильтрации для принятой модели (4), (5) имеют вид [4, стр. 571]

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{Z}(t), \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{K}(t)}{dt} = & \mathbf{G}\mathbf{V}\mathbf{G}^T + \mathbf{K}(t)\mathbf{A}^T + \\ & + \mathbf{A}\mathbf{K}(t) - \mathbf{K}(t)\frac{\partial\mathbf{Z}(t)}{\partial\hat{\mathbf{x}}}\mathbf{K}^T(t), \end{aligned} \quad (7)$$

где $\mathbf{K}(t)$ – матрица дисперсий и взаимных дисперсий ошибок фильтрации;
 \mathbf{V} – матрица спектральных плотностей порождающего шума;
 $\mathbf{Z}(t) = \frac{\partial\mathbf{s}^T(t,\hat{\mathbf{x}})}{\partial\hat{\mathbf{x}}}\mathbf{N}^{-1}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{s}(t,\hat{\mathbf{x}})]$ – вектор сигналов ошибок оптимального многомерного дискриминатора;
 \mathbf{N} – матрица спектральных плотностей шума наблюдения.

Представленные уравнения (6) и (7) дают общее решение задачи фильтрации марковских параметров $\mathbf{x}(t)$ и должны интегрироваться совместно с априорными уравнениями (5) при заданных начальных условиях $\hat{\mathbf{x}}(0)$, $\mathbf{K}(0)$.

Уравнение (6) называется уравнением оценок и раскрывает структуру непосредственно измерителя, а уравнение (7) является уравнением для дисперсий и взаимных дисперсий ошибок фильтрации. Оно определяет усиление в сглаживающих цепях измерителя и раскрывает структуру канала регулировки усиления.

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для определения характеристик работы измерителя угловых координат и дальности в системах со сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности как в установившемся, так и переходном режимах статистическое моделирование проводилось в условиях комбинирования режимов работы: следящий прием (0–5 с), медленное сканирование приемопередающей антенной (5–10 с) и сверхбыстрое сканирование (10–20 с).

Усреднив апостериорные слагаемые (6), (7) по шумам наблюдения, а получаемый результат дополнительно по периоду повторения импульсов получены значения потенциальных

среднеквадратических отклонений (СКО) ошибок фильтрации парциальных каналов, которые представлены на рис. 1.

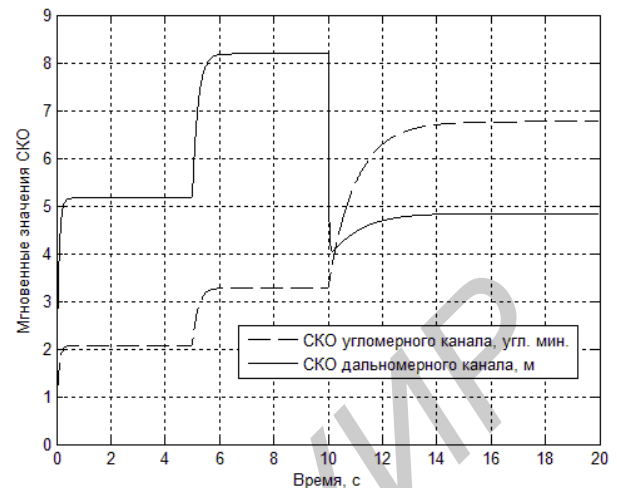


Рис. 1 – График потенциальных СКО парциальных каналов

IV. ВЫВОДЫ

При совместном измерении угловых координат и дальности сверхбыстрое сканирование обеспечивает высокую точность, разрешающую способность и быстродействие только дальномерного канала. Для повышения точности измерения угловых координат при сверхбыстром сканировании можно рекомендовать комплексирование режимов работы, либо использовать данные об угловых координатах цели от других источников информации.

Особенностью структурной схемы измерителя угловых координат и дальности со сверхбыстрым сканированием приемопередающей диаграммы направленности является взаимная связь каналов, которая позволяет существенно повысить разрешающую способность и точностные характеристики дальномерного канала при простом зондирующем сигнале.

1. Гинзбург, В. М. Формирование и обработка изображений в реальном масштабе времени: Методы быстрого сканирования / В. М. Гинзбург. – М.: Радио и связь, 1986. – 232 с.
2. Куренёв, В. А. Статистический синтез и анализ оптимальных измерителей со сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности / В. А. Куренёв. – Минск: ВА РБ, 2004. – 84 с.
3. Куренёв, В. А. Прием сигналов в системах с фазовым сверхбыстрым сканированием диаграмм направленности / В.А.Куренёв, С.В.Аникеев // Сб. науч. ст. Воен. акад. Респ. Беларусь. –2014. – № 26. – С. 103–107.
4. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
5. Тихонов, В. И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов / В. И. Тихонов, Н. К. Кульман. – М.: Сов. радио, 1975.