

УДК 629.7.351

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВИАЦИОННЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ЗА СЧЕТ НАВИГАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ОТ ПРИЕМОИНДИКАТОРА СРНС

М.С. ИЗГУТДИНОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Рубцовым В.Д.

Рассматривается возможность улучшения характеристик авиационных каналов связи посредством навигационной поддержки от спутниковой радионавигационной системы.

В современных бортовых приемоиндикаторах РНС, в частности, СРНС типа GPS или ГЛОНАСС, для реализации высокоточных дифференциального и относительного методов навигационных определений в локальных радионавигационных сетях, используемых для обеспечения посадки ВС, применяется комплексирование приемоиндикатора СРНС со средствами связи, обеспечивающими передачу навигационных поправок.

Такое комплексирование актуально также в связи с внедрением в практику перспективной технологии УВД с использованием автоматического зависимого наблюдения (АЗН), при котором навигационная информация с борта ВС передается в центр УВД по связному каналу.

Комплексирование полезно и с точки зрения улучшения характеристик дискретного канала связи, а именно: его системы синхронизации. Физическими предпосылками к этому являются наличие функционально связанных параметров связных и навигационных сигналов и информационная избыточность навигационных измерений.

Рассмотрим с этих позиций объединение в единую систему связного приемника и приемоиндикатора СРНС. При этом уравнения наблюдения на связном и навигационном входах приемника соответственно запишутся:

$$\xi_1(t) = S_1(t, \lambda, \theta) + n_1(t), \quad (1)$$

$$\xi_2(t) = S_2(t, \lambda) + u(t). \quad (2)$$

Здесь $S_1(t, \lambda, \theta)$ - связной сигнал, зависящий как от вектора непрерывных параметров λ , так и от дискретного параметра θ , несущего информацию о передаваемом сообщении. Рассмотрим случай использования фазоманипулированного сигнала, обеспечивающего, как известно, наиболее высокую помехоустойчивость канала связи. При этом имеем:

$$S_1(t, \lambda, \theta) = A_0 g(t - \tau) \theta(t - \tau) \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (3)$$

где A_0 - амплитуда сигнала; $g(t - \tau)$ и $\theta(t - \tau)$ - символы модуляции сигнала псевдослучайной последовательностью и данными, а вектор непрерывных параметров λ включает в себя случайную фазу φ , задержку τ и доплеровскую частоту ω сигнала.

Сигнал, поступающий с выхода приемоиндикатора $S_2(t, \lambda, \theta)$ содержит укороченный вектор непрерывных параметров

$$\lambda = \begin{bmatrix} \tau \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D/c \\ v_p \omega_o / c \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где D - расстояние между приемным и передающим устройствами; V_p - радиальная скорость объекта; ω_0 - несущая частота сигнала; c - скорость распространения радиоволн.

Шум наблюдения в связном канале $n_1(t)$ полагаем белым гауссовым с нулевым математическим ожиданием и спектральной плотностью $N_1/2$, а шумы наблюдения в навигационном канале $u(t)$ - окрашенными. При этом процессы $\lambda(t)$ и $u(t)$ полагаем марковскими, описываемыми стохастическими дифференциальными уравнениями:

$$\dot{\lambda} = A_\lambda \cdot \lambda + G_\lambda \cdot n_1, \quad (5)$$

$$\dot{u} = A_u \cdot u + G_u \cdot n_u, \quad (6)$$

где

$$\lambda = \begin{bmatrix} \varphi \\ \tau \\ \omega \end{bmatrix}, \quad A_\lambda = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1/\omega_0 \\ 0 & 0 & -\alpha_1 \end{bmatrix},$$

$$G_\lambda = \begin{bmatrix} \sqrt{N_o/2} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{N_\tau/2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{N_\omega/2} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_\tau \\ u_\omega \end{bmatrix},$$

$$A_u = \begin{bmatrix} -\alpha_2 & 0 \\ 0 & -\alpha_3 \end{bmatrix}, \quad G_u = \begin{bmatrix} \sqrt{N_2/2} & 0 \\ 0 & \sqrt{N_3/2} \end{bmatrix},$$

α_i и N_i - соответствующие коэффициенты сноса и спектральные плотности. Априорные уравнения (5), (6) и уравнения наблюдения (1), (2) позволяют с использованием марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации синтезировать квазиоптимальные алгоритмы комплексной обработки связного и навигационного сигналов, а затем с помощью моделирования на ЭВМ получить точностные и динамические характеристики синтезированной системы и сравнить их с характеристиками некомплексированной системы.

В рамках гауссовой аппроксимации апостериорной плотности вероятностей вектора непрерывных параметров λ , позволяющей перейти к приближенным соотношениям для математического ожидания λ и вторых центральных моментов R аппроксимирующего гауссова распределения, квазиоптимальные алгоритмы фильтрации имеют вид [1]:

$$\dot{\lambda}^* = A + R \left[\frac{dF}{d\lambda} \right], \quad (7)$$

$$\dot{R} = R + \frac{dA}{d\lambda} \cdot R + R \cdot \left[\frac{dA}{d\lambda} \right]^T + R \cdot \frac{d^2F}{d\lambda^2}. \quad (8)$$

Коэффициенты этих уравнений в случае, когда одна часть наблюдений проводится на фоне белых, а другая часть - на фоне окрашенных шумов наблюдения, равны [2]:

$$A = A_\lambda \cdot \lambda^* + B_{12} \cdot B_{22}^{-1} [\dot{\xi}_2 - A_2], \quad (9)$$

$$F = A_1^T \cdot B_{11}^{-1} \cdot [\dot{\xi}_1 - A_1/2] + A_2^T \cdot B_{22}^{-1} [\dot{\xi}_2 - A_2/2], \quad (10)$$

$$B = B_{33} - B_{12} \cdot B_{22}^{-1} \cdot B_{12}^T, \quad (11)$$

$$A_1 = S_1, \quad A_2 = \dot{\lambda} + \frac{dS_2}{d\lambda} \cdot A_\lambda \cdot \lambda - A_u [\xi_2 - S_2],$$

где

$$B_{11} = N_1/2, \quad B_{12} = G_\lambda G_\lambda^T \left[\frac{dS_2}{d\lambda} \right]^T,$$

$$B_{22} = \frac{dS_2}{d\lambda} G_\lambda \cdot G_\lambda^T \left[\frac{dS_2}{d\lambda} \right]^T + G_u \cdot G_u^T, \quad B_{33} = G_\lambda G_\lambda^T.$$

Опуская выкладки, для рассматриваемого случая получаем уравнение для вычисления вектора оценок в виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\tau} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^* \\ -\frac{\omega^*}{\omega_o} + N_\tau F_{2\tau} \\ -\alpha_1 \omega^* + N_\omega F_{2\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{1\phi} \cdot thz \\ F_{1\tau} \cdot thz + 2\alpha_2 F_{2\tau} \\ F_{2\tau} \frac{2}{\omega_o} + 2(\alpha_3 - \alpha_1) F_{2\omega} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} F_{1\phi} &= -\frac{2A_o}{N_1} \xi_1 g(t - \tau^*) \sin(\omega_o t + \phi^*), \\ F_{1\tau} &= \frac{2A_o}{N_1} \xi_1 \frac{dg(t - \tau^*)}{d\tau} \cos(\omega_o t + \phi^*), \\ F_{2\tau} &= \frac{1}{N_\tau + N_2} \left[\dot{\xi}_\tau + \frac{\omega^*}{\omega_o} + \alpha_2 (\xi_\tau - \tau^*) \right], \\ F_{2\omega} &= \frac{1}{N_\omega + N_3} [\dot{\xi}_\omega + \alpha_1 \omega^* + \alpha_3 (\xi_\omega - \omega^*)], \\ z &= \int_{t_k + \tau^*}^{t_{k+1} + \tau^*} \xi_1 g(t - \tau^*) \cos(\omega_o t + \phi^*) dt. \end{aligned}$$

Оценка дискретного параметра θ на k -м тактовом интервале производится в соответствии с алгоритмом: $z > < 0$.

Отличие комплексированного алгоритма от некомплексированного заключается в том, что для последнего в уравнении (12) следует положить $F_{2\tau} = F_{2\omega} = 0$.

Был проведен сравнительный анализ этих алгоритмов путем их стохастического моделирования на ЭВМ. На рис. 1 приведены зависимости вероятности ошибочного приема дискретного параметра θ , которые определялись как зависимость относительной частоты несовпадений оценочных значений θ^* с истинными значениями от отношения сигнал/шум на тактовом интервале $q = A_o T_o / N_1$. Как видим, при большом значении q обе кривые мало различимы, а при приближении к пороговому значению q вероятность ошибочного приема в комплексированной системе (кривая 1) значительно меньше, чем в некомплексированной (кривая 2), что может быть объяснено проявлением эффекта “перескоков фаз”, связанного с полимодальностью апостериорного распределения фазы.

На рис. 2 приведены зависимости от q выигрыша в дисперсии оценки $\delta_i = \sigma_{i\text{некомпл.}}^2 / \sigma_{i\text{компл.}}^2$ непрерывных параметров ϕ , τ , ω при переходе от некомплексированной к комплексированной системе. Из анализа этих зависимостей видно, что выигрыш существенен, особенно при приближении к пороговому значению q .

На рис. 3 приведены зависимости дисперсии оценки частоты от времени $\delta_\omega = \sigma_\omega^2(t) / \sigma_\omega^2(0)$ для комплексированной (кривая 1) и некомплексированной (кривая 2) систем.

Как видно из этих зависимостей, комплексирование существенно улучшает динамические характеристики системы.

Таким образом, использование навигационной поддержки от приемоиндикатора СРНС позволяет существенно повысить достоверность передачи данных по каналу связи. При этом улучшение точностных и динамических характеристик систем слежения за непрерывными параметрами связного сигнала свидетельствует об улучшении указанных характеристик системы синхронизации канала передачи данных. Причем, поскольку частота и задержка сигнала $S_1(t, \lambda, \theta)$ к началу сеанса связи известны с достаточной точностью на основании данных, получаемых с выхода приемоиндикатора СРНС, в канале синхронизации возможно исключение режима поиска сигнала.

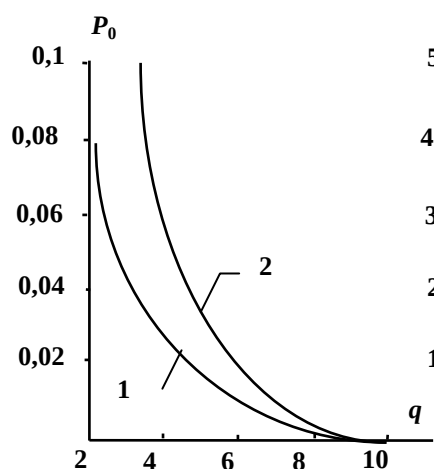


Рис. 1

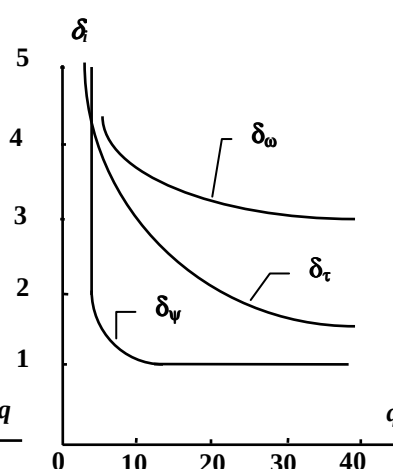


Рис. 2

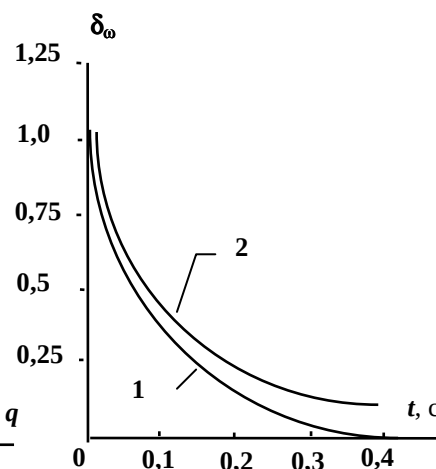


Рис. 3

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н., Смирнов В.А. Оптимальная фильтрация дискретно-непрерывных процессов // Радиотехника и электроника, 1978, т.23, № 7.
2. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. - М.: Радио и связь, 1985.

THE ANALYSIS OF POSSIBILITY OF IMPROVEMENT OF AVIATION RADIO CHANNELS CHARACTERISTICS BY NAVIGATION SUPPORT FROM SATELLITE RADIO-NAVIGATION SYSTEM

Izgutdinov M.S.

The possibility of improvement of aviation radio channels characteristics by navigation support from satellite radio-navigation system is considered.

Сведения об авторе

Изгутдинов Марат Сафаргалеевич, 1973 г.р., окончил ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского (1996), ведущий инженер-конструктор МКБ «Компас», автор 2 научных работ, область научных интересов - навигация и управление воздушным движением.