

*В.В. ПЕЧЕНИН, д-р техн. наук, К.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук,
Е.П. МСАЛЛАМ, канд. техн. наук, М.А. ВОНСОВИЧ, Ю.В. СЪЕДИНА*

СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ ПОВЕРХНОСТИ С ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

Введение

Следящие измерители частоты осуществляют узкополосную фильтрацию доплеровского сигнала в автономных радиотехнических системах определения скорости подвижных объектов (воздушных судов, наземного транспорта и т.д.) [1, 2].

Применение узкополосной фильтрации доплеровского сигнала позволяет существенно снизить минимально допустимое отношение сигнал/шум на входе измерителя, обеспечивающее его надежный захват и автоматическое сопровождение с требуемой помехоустойчивостью, т.е. среднеквадратичной погрешностью измерения среднего значения частоты.

Все существующие и применяемые на практике следящие измерители строятся по типу частотной следящей системы, реализующей автоподстройку частоты следящего гетеродина (ЧАП) [3, 4].

В зависимости от того, какой тип дискриминатора используется для выработки сигнала ошибки, различают следующие (нашедшие практическое применение) устройства, следящие за спектром сигнала: измерители с частотным стробированием спектра сигнала, измерители с частотным дискриминатором или частотомером, измерители с квадратурно-фазовым дискриминатором.

Эти устройства, как правило, измеряют среднюю частоту спектра сигнала. Если спектр сигнала симметричный, то средняя частота сигнала равна центральной частоте спектра.

Все полученные теоретические и практические результаты исследований следящих измерителей доплеровской частоты в основном используют модель доплеровского сигнала в виде узкополосного случайного процесса с регулярной частотной основой, т.е. средней частотой доплеровского спектра, формируемой радиофизической основой отражающей поверхности (земной, водной и т.д.) зондируемой с борта движущегося с медленно меняющейся скоростью объекта. В процессе наблюдения присутствуют помехи в виде нормального случайного процесса с известными статистическими характеристиками. При этом сама сигнальная структура отражений, формирующая частотный спектр детерминированной основы, не учитывается, по крайней мере, на теоретическом уровне при синтезе следящего измерителя. Имеются работы [5, 6] в которых на интуитивном уровне сделана попытка использования результатов, полученных при синтезе оптимальных систем приема амплитудно-частотно модулированных сигналов в радиотехнических системах передачи информации [7, 8].

Цель работы – дальнейшее развитие теоретических основ синтеза следящих измерителей частоты доплеровского сигнала в автономных радиотехнических системах, предназначенных для определения скорости подвижных объектов в условиях влияния сигнальной радиофизической структуры отражающей поверхности и нормального гауссовского шума.

Постановка задачи

Сформулируем решаемую в работе оптимизационную задачу следующим образом.

Пусть на интервале времени (t_0, t) движется летательный аппарат (ЛА) (для определенности – самолет). Основные параметры, характеризующие движение самолета, энергетику излучаемого сигнала и статистические характеристики помехи, являются заданными и постоянными, в частности высота полета H , путевая земная скорость полета W_{Π} , траектория полета – прямая линия относительно плоской отражающей поверхности, зондируемой бортовым источником непрерывного гармонического сигнала, геометрические параметры излу-

чения заданы диаграммой излучения с заданной шириной $\Delta\beta_0$ и направлением излучения β_0 к отражающей поверхности.

Остальные характеристики и параметры будут введены в процессе решения задачи.

Необходимо синтезировать следящий измеритель средней частоты спектра доплеровского сигнала, т.е. регулярной частотной основы $F_\delta^* = \frac{2W_\Pi}{\lambda} \cdot \cos\beta_0^*$ с известной шириной спектра $\Delta F_\delta = \frac{2W_\Pi}{\lambda} \sin\beta_0 \Delta\beta_{0.5}$, где $\Delta\beta_0$ – ширина двухсторонней (на прием и передачу) диаграммы направленности доплеровского измерителя скорости (ДИС), расположенного на борту ЛА.

Применяя методы нелинейной фильтрации, основанные на теории условных марковских процессов [9], описывающих амплитудные, фазовые и частотные флуктуации доплеровского сигнала, формируемые отражающей поверхностью, можно синтезировать алгоритм оценки F_δ^* и построить соответствующую алгоритму структурно-физическую модель обработки, т.е. оптимальный следящий измеритель доплеровской частоты F_δ^* в присутствии нормальной помехи $n(t)$.

Основное содержание исследований

Конкретизируем модель доплеровского сигнала для однолучевого канала ДИСС, которая в аналитическом виде получена в [10]:

$$S[t, \lambda_a(t), \lambda_\Gamma(t)] = \sqrt{2}U_0[1 + M_a \lambda_a(t)] \sin[\omega_0 t + 2\pi F_\delta + M_\Gamma \int_0^t \lambda_\Gamma(\tau) d\tau + \varphi(t)]. \quad (1)$$

Здесь U_0 – амплитуда, ω_0 – приведенная к истинному значению $\omega_0 \square \omega_u$ частота излученного сигнала, F_δ – доплеровское смещение частоты, M_a – коэффициент амплитудной модуляции, M_Γ – индекс частотной модуляции, $\lambda_a(t)$ – случайная модулирующая функция амплитудных флуктуаций отраженного сигнала, $\lambda_\Gamma(t)$ – случайная модулирующая функция частотных флуктуаций отраженного сигнала, $\varphi(t)$ – случайная начальная фаза.

Отметим важное обстоятельство. Из сравнения сигнала (1), формируемого в однолучевом доплеровском канале, и ЧМ сигнала, передаваемого по каналу связи между подвижным объектом и получателем, видно, что по форме аналитической записи они абсолютно идентичны. Разница состоит лишь в том, что в связанном ЧМ канале случайный процесс $\lambda_\Gamma(\tau)$ есть полезное сообщение, создаваемое вне канала, а в доплеровском оно создается самим каналом.

Тогда аналитическое описание случайных процессов $\lambda_a(t)$ и $\lambda_\Gamma(t)$ можно задать одинаковыми стохастическими уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{\varphi} &= M_\Gamma \lambda_\Gamma + 2\pi F_\delta + \dot{\varphi}(t), \quad \dot{\lambda}_\Gamma = -\alpha_\Gamma \lambda_\Gamma + n_\Gamma(t), \\ 2\pi \dot{F}_\delta &= -\alpha_a 2\pi F_\delta + n_{\omega_\delta}(t), \quad \dot{\lambda}_a = -\alpha_a \lambda_a + \frac{N_0}{4\lambda_a} + n_a(t), \quad \dot{\varphi}(t) = n_\varphi(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\dot{\varphi}$, $\dot{\lambda}_\Gamma$, $\dot{\lambda}_a$, $\dot{\varphi}$ – производные по времени от соответствующих процессов, α_Γ – ширина спектра частотных флуктуаций, α_a – ширина спектра амплитудных флуктуаций (релеевские флуктуации), $n_a(t)$, $n_\Gamma(t)$ и $n_\varphi(t)$ – дельта-коррелированные гауссовские процессы с нулевым средним значением и заданным спектральными интенсивностями,

$$\psi(t) = M_{\psi} \int_0^t \lambda_{\psi}(\tau) d\tau + 2\pi F_{\partial} t + \varphi(t). \quad (3)$$

Применительно к обработке стохастических процессов (2) уравнения стационарной квазилинейной фильтрации имеют вид [7]

$$\lambda_{it}^* = f_i(\lambda_t^*) + \sum_{j=1}^r k_{\lambda_i \lambda_j} F_{\lambda_i \lambda_j},$$

$$\frac{1}{2} N_{ij} + \sum_{\mu=1}^r d_{i\mu} k_{\lambda_{\mu} \lambda_j} + \sum_{\mu=1}^r d_{i\mu} k_{\lambda_i \lambda_{\mu}} + \sum_{\mu, \nu=1}^r F_{\lambda_{\mu} \lambda_{\nu}} k_{\lambda_{\mu} \lambda_i} k_{\lambda_{\nu} \lambda_j} = 0. \quad (4)$$

Здесь $f_i(\lambda_t^*)$ – детерминированные функции; $k_{\lambda_i \lambda_j}$ – кумулянты; k_{λ} – дисперсия оценки; $d_{i\mu} = \partial f_i(\lambda_t^*) / \partial \lambda_{i\mu}^*$, $d_{i\mu} = \text{const}(\lambda_t^*)$; N_{ij} – спектральная плотность «белого» шума.

При вычислениях логарифма функции правдоподобия $F_{\lambda_i \lambda_j}$ можно пользоваться формулой

$$F_{\lambda_i \lambda_j} = - \frac{2 \partial S(t, \lambda_t^*)}{N_0 \partial \lambda_i^*(t)} \frac{\partial S(t, \lambda_t^*)}{\partial \lambda_j^*(t)}. \quad (5)$$

Логарифм функции правдоподобия $F_{\lambda_{\mu} \lambda_{\nu}}$ вычисляется по формуле

$$F_{\lambda_{\mu} \lambda_{\nu}} = - \frac{\partial^2}{\partial \lambda_{\mu} \partial \lambda_{\nu}} F(t, \lambda_t^*). \quad (6)$$

Здесь

$$F(t, \lambda_t^*) = \frac{2}{N_0} y(t) S(t, \lambda_t), \quad y(t) = S(t) + n(t), \quad (7)$$

среднее значение выражения (7) имеет вид

$$\langle F(t, \lambda_t) \rangle = \int_0^t W(t, \lambda_t) \cdot F(t, \lambda_t^*) d\lambda_t, \quad (8)$$

где $W(t, \lambda_t)$ – финальная апостериорная плотность вероятности $P\{t, \lambda_t / y_0^t\}$, $y_0^t \{y(\tau), 0 \leq \tau \leq t\}$.

В уравнениях (5) – (8) индекс (*) означает оценку параметра, N_0 – спектральная плотность мощности «белого» шума.

Применительно к радиосигналу (1) уравнения стационарной квазилинейной фильтрации (4) после сложных и громоздких преобразований принимают вид

$$\psi^* = -S_y \left[\frac{k_{\lambda} M_{\psi}}{T_{\lambda} P S_y} + \frac{k_{\omega}}{T_{\omega} P + 1} + k_{\psi} \right] \cdot y(t) \cdot U_0 \sin(\omega_0 t + \psi^*), \quad (9)$$

$$\psi(t) = M_{\psi} \int_0^t \lambda(\tau) dt + 2\pi F_{\partial} + \varphi(t), \quad (10)$$

$$\lambda_{\psi}^* = - \frac{k_{\lambda_{\psi}}}{T_{\lambda_{\psi}} P + 1} \cdot y(t) U_0 \sin(\omega_0 t + \psi^*), \quad (11)$$

$$F_{\partial}^* = - \frac{2\pi k_{F_{\partial}}}{T_{F_{\partial}} p + 1} y(t) U_0 \sin(\omega_0 t + \psi^*), \quad (12)$$

Здесь $k_\lambda = \frac{k_\psi \lambda}{\alpha_\psi N_0}$, $k_{F_\delta} = \frac{2k_\psi F_\delta}{S_y \gamma N_0}$, $k_\psi = \frac{2k_\psi \psi}{S_y N_0}$, $T_{\lambda_\psi} = \frac{1}{\alpha_1}$, $T_{F_\delta} = \frac{1}{\gamma}$, $P = \left(\frac{d}{dt}\right)$ – оператор

дифференцирования, μ – коэффициент преобразования перемножителя, S_y – крутизна управляющего элемента, A_2 – амплитуда сигнала на выходе ПГ, γ – ширина спектра доплеровского сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности «белого» шума.

При выводе уравнений (9), (11), (12) полагалось, что амплитудный сомножитель в сигнальном уравнении (1) равен постоянной величине U_0 , поскольку в нашем случае информационными параметрами являются F_δ^* и λ_ψ .

Структурная схема следящего измерителя частоты принимаемого сигнала (1), полностью совпадает со структурной схемой оптимального приемника ЧМ радиосигналов, передаваемых по мобильному каналу связи. Оптимальный следящий измеритель частоты, как и оптимальный мобильный приемник ЧМ сигналов представляет собой систему ФАПЧ с управлением по трем каналам. Функциональная схема оптимального следящего измерителя приведена на рис. 1

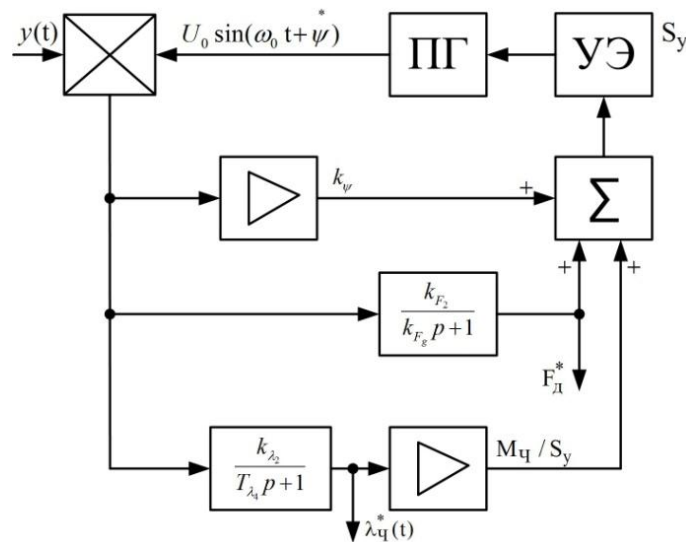


Рис. 1. Функциональная схема оптимального следящего измерителя доплеровской частоты

Дисперсия оценки доплеровской частоты для ПГ вычисляется по формуле [11]

$$\sigma_{F_\delta}^2 = \langle \left(\frac{d\varphi}{dt}\right)^2 \rangle - \left(\left\langle \frac{d\varphi}{dt} \right\rangle\right)^2 = \left(\Delta \frac{\sigma}{U_0}\right)^2 + 2\sigma_{ПГ}^2 + (\Delta_0 - 1) \left\langle \frac{d\varphi}{dt} \right\rangle - \frac{N_1 \Delta}{i} \left[I_{iD_0}(D) \right]^{-2} \times \left[I_{1-iD_0}(D) \cdot I_{iD_0}(D) + I_{1-iD_0}(D) \cdot I_{-iD_0}(D) \right], \quad (13)$$

где $I(\cdot)$ – функция Бесселя мнимого индекса и мнимого аргумента; $\Delta = \frac{1}{2} \mu S_y U_0 A_2$ – полоса удержания ФАПЧ; μ – коэффициент преобразования перемножителя; S_y – крутизна управляющего элемента; A_2 – амплитуда на выходе ПГ; $\Delta_0 = \omega_0 - \omega_{ПГ}$ – начальная расстройка; N_1 – спектральная плотность мощности “белого” шума $n(t)$; σ – среднеквадратическое отклонение флуктуаций шума $n(t)$; $D_0 = \frac{4\Delta_0}{N_1}$, $D = \frac{4\Delta}{N_1}$ – коэффициенты характеризующие величину отношения сигнал шум D_0 и полосу удержания D .

Если $D_0 = 0$ и $\frac{d\varphi}{dt} = 0$, то формула (13) упрощается и принимает вид

$$\sigma_{F_\delta}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2} \left(\Delta \cdot \sigma / U_0 \right)^2. \quad (14)$$

Учет влияния амплитудных флуктуаций (сомножитель $[1 + M_a \lambda_a(t)]$ в формуле (1)) приводит к существенному усложнению аналитической записи выражений (9) – (12) и соответственно функциональной схемы оптимального следящего измерителя доплеровской частоты, в котором учитывается корреляционная связь между флуктуациями амплитуды, фазы и частоты, поскольку они порождаются одним и тем же набором светящихся точек, облучаемых диаграммой направленности, зондирующей источник излучения, находящийся на борту движущегося объекта.

Приведем наиболее простой вариант функциональной схемы оптимального следящего измерителя доплеровской частоты с учетом релейских замираний (флуктуаций) амплитуды, опуская сложные, громоздкие моделирующие уравнения $\dot{\psi}^*$, $\dot{\lambda}_q^*$, F_δ^* , \dot{A}^* .

Данная функциональная схема измерителя приведена на рис.2

В отличие от схемы (рис. 1), оптимальный измеритель имеет в своем составе специальную схему автоматической регулировки усиления, которая работает следующим образом.

При уменьшении амплитуды принимаемого доплеровского сигнала коэффициент основного информационного канала уменьшается, т.е. осуществляется «подавление» слабого сигнала и большее «усиление» сильного сигнала. Отношение сигнал/шум в данном случае

равно $q^2 = \frac{\langle A^2 \rangle}{2\alpha_1 N_0}$, где $\langle A^2 \rangle = \frac{1}{2\gamma} N_A$, N_A – односторонняя спектральная плотность мощности “белого” шума $n_a(t)$ (2).

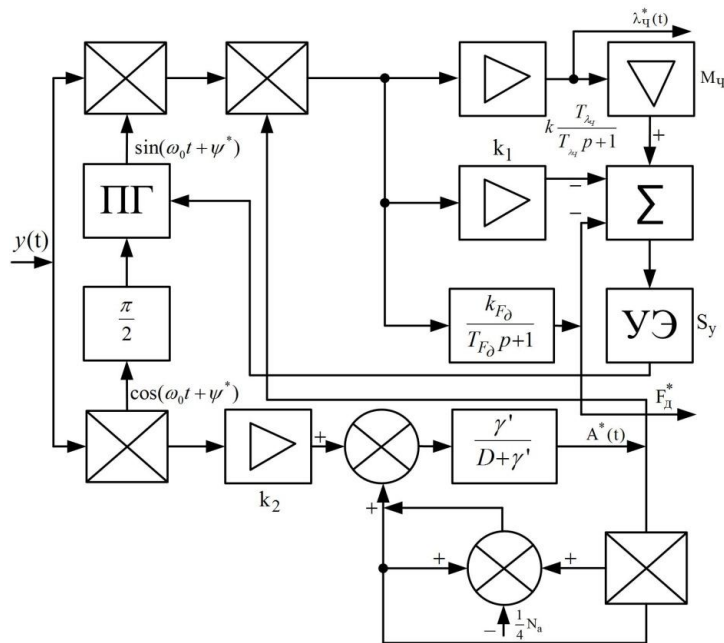


Рис.2. Функциональная схема оптимального следящего измерителя доплеровской частоты при наличии амплитудных флуктуаций (релейских замираний)

Величина γ' определяется выражением

$$\gamma' = \frac{1}{2} \gamma \left(3 \sqrt{1 + \left(\frac{2N_A}{9\gamma^2 N_0} \right)} - 1 \right), \quad (15)$$

где $\gamma = \alpha_1 (q\beta_{ЧМ})^{1/2}$, $\beta_{ЧМ}$ – индекс частотной модуляции.

Заключение

Решена оптимизационная задача синтеза следящего измерителя доплеровского сигнала при дистанционном зондировании поверхности с движущегося источника излучения.

Показано, что сигнал, формируемый в однолучевом доплеровском канале, представляет собой частотно-модулированное колебание с регулярной частотной основой, т.е. доплеровской частотой, полностью адекватен частотно-модулированному сигналу, используемому в мобильной радиосвязи.

С помощью методов нелинейной фильтрации, основанных на теории условных марковских процессов, разработанных для систем мобильной ЧМ связи, был синтезирован оптимальный следящий измеритель доплеровского сигнала, принимаемого в условиях влияния аддитивной нормальной помехи "белого" шума, и построена его функциональная схема. При этом использовались уравнения стационарной квазилинейной фильтрации стохастических процессов, коими являются флуктуации амплитуды, частоты и фазы сигнала, наблюдаемого на выходе доплеровского канала. Основное внимание уделено синтезу измерителя без учета амплитудных флуктуаций. В этом случае оптимальный измеритель представляет собой следящую систему типа ФАПЧ с трехканальным управлением перестраиваемого генератора, т.е. с тремя контурами следящей обратной связи.

Кратко рассмотрена задача синтеза следящего измерителя с учетом флуктуаций амплитуды, описываемой релеевским дифференциальным уравнением. В этом случае следящий измеритель также представляет следящую систему типа ФАПЧ с трехканальным уравнением и связанную с ней систему автоматического усиления. Учет этой связи, по-видимому, должен обеспечить лучшую помехоустойчивость по сравнению с трехканальной системой без автоматической регулировки усиления.

Список литературы: 1. *Ярлыков, М.С.* Статистическая теория радионавигации / М.С. Ярлыков. – М. : Радио и связь, 1985. – 344 с. 2. *Кантор, Л.Я.* Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов / Л.Я. Кантор. – М. : Связь, 1967. – 255 с. 3. *Фомин, А.Ф.* Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений / А.Ф. Фомин. – М. : Сов. радио, 1975. – 352 с. 4. *Печенин, В.В.* Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2012. – №3(23). – С. 94-98. 5. *Печенин, В.В.* Оценка флуктуационных погрешностей следящей системы, реализованной на синхронизированном автогенераторе / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2014. – №3(16). – С. 33-35. 6. *Тихонов, В.И.* Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов / В.И. Тихонов, Н.К. Кульман. – М. : Сов. радио, 1975. – 704 с. 7. *Колчинский, В.Е.* Доплеровские устройства и системы навигации / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. – М. : Сов. радио, 1975. – 439 с. 8. *Стратонович, Р.Л.* Применение теории процессов Маркова для оптимальной фильтрации сигналов / Р.Л. Стратонович // Радиотехника и электроника. – 1960. – Т.5. – №11. 9. *Печенин, В.В.* Статистическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Радиотехника. – 2014. – Вып. 177. – С. 64-70. 10. *Тихонов, В.И.* Влияние шумов на работу схемы фазовой автоподстройки частоты / В.И. Тихонов // Автоматика и телемеханика. – 1959. – Т.20. – №9.

Национальный аэрокосмический университет
имени Н.Е. Жуковского «ХАИ»

Поступила в редколлегию 11.04.2016