

УДК 621.396.96

ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ РАДИОВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С УЧЕТОМ ИХ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СТРУКТУРЫ

А.И. ЛОГВИН, Э.А. ЛУТИН

Рассмотрена возможность совершенствования приемных устройств, принимающих непрерывные модулированные сигналы с учетом их поляризационных свойств. При этом в случае использования синтезированной структуры построения приемного устройства устраняются потери от блуждания случайных параметров отраженного сигнала. Реализация предложенной поляризационной обработки радиолокационных сигналов позволяет в два раза повысить точность определения координат.

Ключевые слова: радиовысотомер малых высот, поляризация, оптимальная фильтрация.

В системах дистанционного зондирования подстилающих поверхностей в качестве одного из измерительных устройств широко используется радиовысотомер, позволяющий осуществлять топографическое картографирование ледовых покрытий, выявляя пригодность к посадке воздушного судна (ВС). Работая совместно с РЛС ВС и радиометром, радиовысотомер (РВ) позволяет осуществлять всестороннее исследование грунтовых аэродромов.

Остановимся на возможности модернизации приемных устройств радиовысотомеров малых высот, использующих непрерывный сигнал с частотной модуляцией. В общем случае отраженная от поверхности волна является частично-поляризованной [1]. Рассмотрим построение оптимального приемника для данного случая.

Синтез оптимального приемника частотно-модулированной (ЧМ) волны при флуктуирующем угле ориентации плоскости поляризации (УОПП) принципиально не отличается от классических синтезированных устройств [2].

Для РВ модель принимаемого сигнала без учета поляризации ЭВМ имеет вид [2; 3]

$$S(t) = A_c(t) \cos\{\omega_0 t + M_q \cos(\Omega[t - 2R(t)/c]) + \varphi(t)\} + A_s(t) \sin\{\omega_0 t + M_q \sin(\Omega[t - 2R(t)/c]) + \varphi(t)\},$$

где $A_c(t)$, $A_s(t)$ – амплитуды квадратурных составляющих отраженного сигнала; $R(t)$ – наклонная дальность до поверхности; $\varphi(t)$ – случайная фаза, определяемая флуктуациями частоты отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера; $R(t) = H(t) \sec \theta$, $H(t) = H_0(t) + H_p(t)$, $H_0(t)$ – высота полета относительно среднего уровня рельефа подстилающей поверхности; $H_p(t)$ – случайное отклонение рельефа подстилающей поверхности относительно среднего уровня; θ – угол между нормалью к зондируемой поверхности и направлением $R(t)$; $M_q = \Delta\omega / \Omega$ – индекс частотной модуляции; $\Delta\omega$ – девиация частоты; Ω – круговая модулирующая частота; c – скорость распространения ЭМВ, $\varphi(t) = 0$ [3; 4].

Изменение амплитуд квадратурных составляющих $A_c(t)$ и $A_s(t)$ равносильно процессу изменения амплитуды сигнала из-за воздействия случайной функции $x(t)$, поэтому возьмем $A_c(t) = A_s(t) = A_0$.

Тогда для линейно поляризованного отраженного сигнала РВ получаем следующее:

$$S_1(t) = A_0 \cos \beta(t) [\cos(\omega_0 t + \Phi) + \sin(\omega_0 t + \Phi)]; \quad S_2(t) = A_0 \sin \beta(t) [\cos(\omega_0 t + \Phi) + \sin(\omega_0 t + \Phi)],$$

где $\Phi(t) = M_q \cos \Omega[t - 2H(t) \cos \theta / c]$; $\beta(t)$ – угол ориентации плоскости ЭМВ.

Примем $\cos \theta = 1$.

В этом случае априорные стохастические дифференциальные уравнения будут: $\dot{\beta}(t) = -\alpha_1(\beta - \beta_0) + n_\beta(t)$; $\dot{H}(t) = -\alpha_2(H - H_0) + n_H(t)$, где $n_\beta(t)$ – шум блужданий параметра $\beta(t)$ с характеристиками $\langle n_\beta(t) \rangle = 0$; $\langle n_\beta(t_1) n_\beta(t_2) \rangle = 0,5 N_\beta \delta(t_2 - t_1)$; $N_\beta = \text{const}$, $n_H(t)$ – шум блужданий

параметра $H(t)$ с характеристиками, аналогичными параметрам $n_\beta(t)$.

Дифференциальное уравнение для изменения профиля поверхности подтверждается многими экспериментальными данными [4] и может быть записано в виде

$$\begin{cases} H^* - H_0 = \frac{\alpha_2}{\alpha_2 + D} S_{y1} K_1 \sin \Omega \tau^* E_1(t) [\cos(\omega_0 t + \Phi^*(t)) - \sin(\omega_0 t + \Phi^*(t))] \\ \beta^* - \beta_0 = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + D} S_{y2} K_2 E_2(t) [\cos(\omega_0 t + \Phi^*(t)) + \sin(\omega_0 t + \Phi^*(t))] \end{cases} \quad (1)$$

где $\tau^* = t - 2H^*/c$; $\Phi^* = M_q \cos \Omega \tau^*$; $K_1 = 4A_0 M_q \Omega / c \alpha_2 S_{y1}$; $K_2 = 2A_0 / \alpha_1 S_{y2}$;

$E_1(t) = E_x(t) \cos \beta^* / N_{0x} + E_y(t) \sin \beta^* / N_{0y}$; $E_2(t) = E_y(t) \cos \beta^* / N_{0y} + E_x(t) \sin \beta^* / N_{0x}$.

Уравнения (1) получены в предположении диагональности матрицы ковариации [1] при условии апостериорной статистической независимости процессов $\beta(t)$ и $H(t)$.

Структурная схема оптимального приемника, соответствующая алгоритму (1) приведена на рис. 1, где введены обозначения: ГЧМ - генератор ЧМ сигнала; Г - генератор низкочастотных модулирующих колебаний.

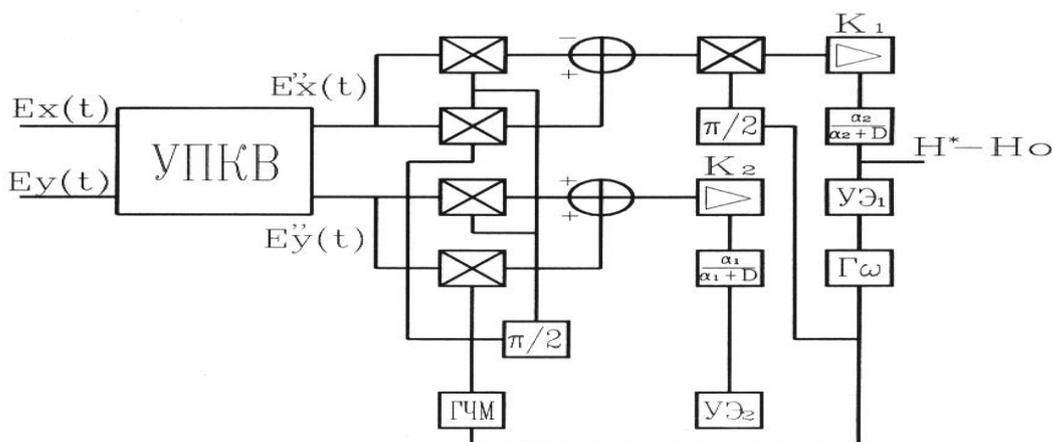


Рис. 1. Структурная схема оптимального приёмника радиовысотомера

Оптимальный приемник содержит канал выделения информационного параметра τ^* , т.е. H^* и кольцо слежения за изменением УОПП ЭМВ. Для вычисления относительной ошибки фильтрации информационного параметра и УОПП выпишем систему уравнений для нахождения $\dot{K}_{\tau\tau}$ и K :

$$\dot{K}_{\beta\beta}(t) = N_\beta/2 - 2\alpha_1 K_{\beta\beta} + K_{\beta\beta}^2 F_{\beta\beta}^*; \quad \dot{K}_{HH}(t) = N_H/2 - 2\alpha_2 K_{HH} + K_{HH}^2 F_{HH}^*.$$

Применяя метод временного усреднения, полученная система уравнений упрощается:

$$N_\beta/2 - 2\alpha_1 \overline{K_{\beta\beta}} + \overline{K_{\beta\beta}^2} F_{\beta\beta}^* = 0; \quad N_H/2 - 2\alpha_2 \overline{K_{HH}} + \overline{K_{HH}^2} F_{HH}^* = 0.$$

Решая полученное уравнение, определив предварительно F_{HH}^* и $F_{\beta\beta}^*$, можно получить выражения для нормированных дисперсий ошибок фильтрации параметров $\beta(t)$ и $H(t)$:

$$\overline{K_{\beta\beta}(t)} / K_{\beta\beta}(0) = \left(\sqrt{1 + 4q_1 \sigma_\beta^2} - 1 \right) / 4q_1 \sigma_\beta^2; \quad \overline{K_{HH}(t)} / K_{HH}(0) = \left(\sqrt{1 + 4q_2 \sigma_H^2} - 1 \right) / 2q_2 \sigma_H^2,$$

где $q_1 = 2E_0^2 / \alpha_1 N_0'$; $N_0' = 2N_{01} N_{02} / (N_{01} + N_{02})$; $\sigma_\beta^2 = N_\beta / 4\alpha_1$; $q_2 = 2E_0^2 M_q' / \alpha_2 N_0'$;

$M_q' = M_q \Omega / c$; $\sigma_H^2 = N_H / 4\alpha_2$.

Из полученного соотношения следует, что дисперсия оценки быстро уменьшается по мере роста отношения сигнал/шум, а при одном и том же отношении сигнал/шум нормированная апостериорная дисперсия уменьшается при увеличении интенсивности блужданий случайного параметра.

При принятых допущениях дисперсия ошибки информационного параметра при приеме сигналов с ЧМ не зависит от случайных блужданий УОПП ЭВМ. Следовательно, при построении оптимального приемника с высоким качеством фильтрации УОПП ЭВМ топографическое картографирование подстилающей поверхности осуществляется РВ независимо от степени деполяризации ЭМВ, что означает повышение точности картографирования по отношению к случаю наличия указанной деполяризации. Кроме того, выделение значений $H^*(t)$ осуществляется с минимальной среднеквадратичной ошибкой в соответствии с критерием оптимальности, который был выбран при проведении синтеза.

Таким образом, использование представления частично поляризованной волны в виде суммы ортогонально поляризованных компонент позволяет оптимизировать приемник ЧМ сигнала путем использования двух каналов обработки ортогонально поляризованных компонент входящей ЭМВ, каждый из которых содержит систему ФАПЧ для осуществления квазикогерентного приема и устройство автоматического регулирования усиления. Иными словами, каждый канал обработки такого оптимального приемника содержит две следящие системы. Реализация оптимальной поляризационной обработки радиолокационных сигналов позволяет в два раза повысить точность определения координат при построении оптимального приемника с достаточно высоким качеством фильтрации угла ориентации плоскости ЭМВ.

Следует отметить, что синтез приемного устройства, приведенный в данной работе, может быть использован не только для его применения в радиовысотомерах, но и для любого другого устройства, использующего ЧМ сигнал.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. - М: Радиотехника, 2008.
2. Логвин А.И., Лутин Э.А. Оптимальный синтез структуры активно-пассивного комплекса // Методы и средства обработки сигналов в радиотехнических системах ГА. – М.: МИИГА, 1992. - С. 15-24.
3. Ярлыков М.С., Миронов М.А., Моисеенко Ю.Н. Оптимизация алгоритмов обработки информации в комплексном радиовысотомере // Радиотехника. – 1984. - Т. 39. - №5. - С. 4-11.
4. Dobson M.C., Konyate F. and Ulabu F.T. A reexamination of soil textural effects on microwave emission and backscattering // IEEE Trans. Geoscience Remote sensing, 1984, vol. GE-22, pp. 530-535.

OPTIMAL FILTRATION SIGNALS RADIOALTIMETER OF SMALL ALTITUDE WITH REGARDS POLARIZATION

Logvin A.I., Lutin E.A.

The article considers the possibility of improving polarization properties of receivers for continuously frequency-modulated signals in radioaltimeter of small altitude with regards its polarization are considered. For that Methods of Markov non-linearity filtrations are used.

Keywords: radioaltimeter small altitude, polarization, optimal filtration.

Сведения об авторах

Логвин Александр Иванович, 1944 г.р., окончил КГУ (1966), профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки РФ, академик Российской академии транспорта, профессор кафедры управления воздушным движением МГТУ ГА, автор более 500 научных работ, область научных интересов – радиолокация, радиофизика, радиополяризация.

Лутин Эмиль Аркадьевич, 1942 г.р., окончил МАИ им. С. Орджоникидзе (1966), профессор, доктор технических наук, профессор кафедры технической эксплуатации авиационного радиоэлектронного оборудования МГТУ ГА, автор более 150 научных работ, область научных интересов – радиофизика, радиополяриметрия, радиолокация.