

УДК.621.396.62.33

В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина

Національний аерокосмічний університет імені Н. Е. Жуковського «ХАІ», Харків

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ФИЛЬТРАЦИИ СПЕКТРА ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ, СЛЕДЯЩИМ МОДУЛИРОВАННЫМ ФИЛЬТРОМ

Цель выполненных в работе исследований состояла в улучшении показателей качества приема и обработки доплеровского сигнала с детерминированной основой спектра, обусловленной скоростью движения летательного аппарата, наличием аддитивных помех и влиянием радиофизических свойств подстилающей поверхности. В работе разработан метод основанный на использовании резонансного фильтра с модулируемой емкостью, что обеспечило увеличение помехоустойчивости по сравнению с методом следящего гетеродина в пределах 2...3 дБ.

Ключевые слова: *следящий доплеровский фильтр, фильтрация, показатели качества, следящий прием, частота.*

Введение

Становление и развитие автономных радиотехнических систем, как самостоятельного класса систем, способных решать весьма широкий круг экономических и иных задач в интересах Украины, является важной научно-технической проблемой, требующей постоянного внимания.

Наиболее распространенными и широко применяемыми на практике, являются автономные радиотехнические системы, предназначенные для измерения вектора воздушной скорости летательных аппаратов различного назначения.

Успешное выполнение самых разных задач автономными радиотехническими системами возможно только на основе дальнейшего совершенствования методов и устройств приема и обработки доплеровской информации, осуществляемой с помощью следящих радиолокационных измерителей скорости движущихся объектов [1]. В практически реализуемых следящих измерителях особое внимание уделяется резонансным трактам следящего приема и обработки доплеровского сигнала, формируемого протяженной отражающей поверхностью в присутствии аддитивного шума [1, 2].

Основным элементом резонансного тракта следящего приема является следящий узкополосный фильтр (УПФ) с фиксированной полосой и резонансной частотой настройки [3]. При этом процесс слежения за изменяющейся средней частотой доплеровского спектра осуществляется гетеродинным методом при обязательном наличии отдельной системы поиска и захвата доплеровского сигнала [4], поиска и захвата средней частоты спектра.

Традиционные следящие УПФ реализуются на основе известных схем фазовой и частотной автоподстройки частоты управляемого генератора (ФАПЧ и ЧАП), а также комбинированных схем,

улучшающих по некоторым показателям качества работы существующие УПФ, построенные на основе традиционных следящих систем. Известны комбинированные следящие УПФ, осуществляющие автоподстройку частоты и фазы синхронизированного управляемого генератора [5]. Системы данного класса, по ряду показателей качества работы превосходят известные схемы ФАПЧ, ЧАП и комбинированные системы, построенные на простом генераторе с одним управляющим входом [6].

Интересным направлением дальнейшего развития следящих УПФ, является отказ от существующих схем, построенных на управляемых генераторах путем их замены следящим модулированным фильтром (МФ) [7].

Однако, здесь остается нерешенной, как в теоретическом, так и особенно в экспериментальном направлениях, задача оценки качества фильтрации спектра доплеровского сигнала в условиях влияния аддитивных помех с известными статистическими характеристиками.

Цель выполненных в работе исследований состояла в теоретическом анализе показателя качества фильтрации спектра доплеровского сигнала следящим модулированным фильтром и экспериментальным исследованием фильтрующих свойств следящего МФ методом имитационного моделирования динамических систем при воздействии аддитивной нормальной с учетом влияния радиофизических свойств подстилающей поверхности.

Изложение основного материала

Статистическая модель доплеровского сигнала, отраженного протяженной поверхностью.

Специфика функционирования реальных доплеровских измерителей скорости (ДИС) летательного аппарата предполагает наличие на отражающей поверхности "светящихся" точек, количество кото-

рых ограничено размерами площади поверхности [8]. При этом “светящиеся” точки порождают статистически “независимые” элементарные сигналы, так что наблюдаемый на входе приемного тракта ДИС результирующий сигнал представляется в виде аддитивной суммы элементарных сигналов. Опираясь на результаты исследований, выполненных в [9, 10] статистическую модель наблюдаемого в точке приема, то есть на борту летательного аппарата (ЛА), можно представить в аналитической форме следующим образом:

$$S(\lambda_a(t), \lambda_{\text{ч}}(t), \omega_{\text{Д}}(t)) = E_0 [1 + M_{\text{АМ}} \lambda_a(t)] \times \sin[\omega_0 t + M_{\text{ЧМ}} \int_0^t \lambda_{\text{ч}}(\tau) d\tau + \omega_{\text{Д}} t + \varphi(t)], \quad (1)$$

где E_0 , ω_0 - априорно известные амплитуда и частота; $\omega_{\text{Д}} t$ - составляющая полной фазы полезного сигнала, которая является медленно меняющейся “регулярной” функцией обусловленной эффектом Доплера, возникающим за счёт движения ЛА с радиальной скоростью V_r ; $\varphi(t)$ - случайная начальная фаза; $M_{\text{АМ}}$ - коэффициент амплитудной модуляции; $M_{\text{ЧМ}}$ - индекс частотной модуляции.

Функции $\lambda_a(t)$ и $\lambda_{\text{ч}}(t)$ представляют собой случайные функции, порождаемые радиофизической структурой отражающей поверхности, модулируют амплитуду и частоту сигнала $S(\cdot)$, где частота $\omega_{\text{Д}}$ - медленно изменяющаяся регулярная функция, связанная с радиальной скоростью движения ЛА простым соотношением:

$$\omega_{\text{Д}} = \frac{4\pi V_r}{\lambda_0} = \frac{4W_{\text{П}}}{\lambda_0} \cos \beta_0, \quad (2)$$

где β_0 - угол между направлением вектора путевой скорости ЛА и направлением приема (излучения) сигнала, определяемым угловым положением диаграммы направленности антенной системы ДИС относительно отражающей поверхности. Ширина спектра доплеровского сигнала принимаемого на борту ЛА определяется соотношением:

$$\Delta\omega_{\text{Д}} = \frac{4\pi W_{\text{П}}}{\lambda_0} \sin \beta \Delta\beta_{0,5}, \quad (3)$$

где $\beta_{0,5}$ - ширина двухсторонней на (прием и передачу) диаграммы направленности i -го луча ДИС.

При конкретизации статистического описания случайных модулирующих процессов $\lambda_a(t)$ и $\lambda_{\text{ч}}(t)$, в частности, при релейских флуктуациях амплитуды и равномерном распределении фазы сигналов, формируемых “светящимися” точками (12), случайные процессы $\lambda_a(t)$ и $\lambda_{\text{ч}}(t)$ удобно писать в виде стохастических дифференциальных уравнений марковских случайных процессов:

$$\dot{\lambda}_a(t) = \alpha_1 \lambda_1 + N_{01} / (4\lambda_1) + n_{01}(t), \quad (4)$$

$$\dot{\lambda}_{\text{ч}}(t) = -\alpha_2 \lambda_2 + n_{02}(t), \quad (5)$$

где α_1 и α_2 - величины, обратные интервалу корреляции амплитудных τ_a и частотных флуктуаций; $n_{01}(t)$, $n_{02}(t)$ - нормальные “белые” шумы с нулевым средним и дельта функцией корреляции; N_{01} - спектральная плотность мощности амплитудной флуктуации; $\lambda_1 = E_0$ - амплитуда; $\lambda_2 = \varphi$ - фаза сигнала.

Как следует из (1), процесс формирования отраженного от подстилающей поверхности доплеровского сигнала при ее зондировании непрерывным гармоническим сигналом, сопровождается преобразованием непрерывного сигнала в амплитудно-частотно модулированный сигнал. (АМ-ЧМ сигнал), что определяет в дальнейшем построение и анализ фильтрующих схем спектра доплеровского сигнала, принимаемого на фоне аддитивного гауссовского шума.

Анализ статистической структуры спектра доплеровского сигнала, отраженного подстилающей поверхностью

Детальный анализ статистической структуры спектра доплеровского сигнала при случайном характере модулирующей функции $\lambda_{\text{ч}}(t)$ практически невозможен (10). Здесь естественен переход от поэлементного анализа и построению более общих корреляционных характеристик, а затем к исследованию статистической структуры спектра.

В общем случае угловой модуляции при $E_0 = 1$ и $M_{\text{АМ}} = 0$ сигнал (1) запишем в виде

$$S[\lambda_{\text{ч}}(t), \Delta\omega_{\text{Д}}, t] = \cos[\omega_0 t + \Delta\psi(t)], \quad (6)$$

где $\Delta\psi(t) = \int \Delta\omega_{\text{Д}}(t) dt$.

При $\Delta\psi(t) = M_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega_{\text{Д}} / \Omega$, невозможно отличить фазовую модуляцию (ФМ) от частотной модуляции (ЧМ). Под Ω следует понимать характеристическую частоту случайного процесса $\xi(t)$:

$$\Omega = \sqrt{8\alpha_1\alpha_2 - (\alpha_1 + \alpha_2)^2 + 4\alpha_2\sqrt{\alpha_1(2\alpha_1 - \alpha_2)}}. \quad (7)$$

Выражение (7) представляет интерес с точки зрения возможности представления модулирующей функции $\lambda_{\text{ч}}(t) \equiv \xi(t)$, обладающей характеристической частотой, определяемой выражением (7).

Выражение (6) можно преобразовать к виду

$$S[\cdot] = \cos \Delta\psi(t) \cos \omega_0 t - \sin \Delta\psi(t) \sin \omega_0 t. \quad (8)$$

То есть ЧМ-колебания (7) можно представить в виде суммы двух ортогональных АМ-колебаний $S_c(t)$ и $S_s(t)$ с огибающими $\cos \Delta\psi(t)$ и $\sin \Delta\psi(t)$ соответственно.

Опуская промежуточные преобразования при вычислении функции корреляции можно получить

$$R(\tau) = \frac{1}{2} \cos \omega_0 \tau \overline{\cos x}, \quad (9)$$

$$X = \Delta\psi(t + \tau) - \psi(t). \quad (10)$$

Черта сверху $\overline{\cos x}$ – временное усреднение.

По формуле (9) для конкретных модулирующих процессов с известным законом распределения вероятностей можно получить $R(\tau)$, а затем используя преобразование Винера-Хинчина, вычислить энергетический спектр ЧМ колебаний

$$G(\omega) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau dt. \quad (11)$$

При ЧМ-модуляции гармонической несущей случайной моделирующей функцией $\lambda_{\text{ч}}(t) \approx \Omega$ выражение для энергетического спектра имеет вид:

$$G(\omega) = \int_0^{\infty} \cos(\omega - \omega_0) \tau e^{-\Delta\psi_{\text{эф}}^2 [1 - r_x(\tau)]} dt, \quad (12)$$

где $r_x(\tau)$ - коэффициент корреляции $\Delta\psi(t)$,
 $\Delta\psi_{\text{эф}}^2$ - средний квадрат девиации фазы.

При $\omega = \omega_0$ интеграл (12) расходится. Это говорит о наличии в спектре на частоте ω_0 дискретной линии. Однако, для доплеровского сигнала, отраженного от подстилающей поверхности ω_D входит в гармоническую несущую, излучаемую с борта ЛА.

Чтобы обойти эту трудность, необходимо представить $G(\omega_0)$ в виде суммы дискретной несущей и непрерывных боковых полос. При этом энергетический спектр модулирующей функции Ω должен быть известен, поскольку он определяет вид коэффициента $r_x(\tau)$. Тогда при широкополосной ЧМ-модуляции ($\Delta\psi_{\text{эф}} \gg 1$), спектр имеет вид

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\Delta\omega_{\text{эф}}} \exp\left(-\pi \cdot (\omega - \omega_0)^2 / (2\Delta\omega_{\text{эф}}^2)\right). \quad (13)$$

Если положить $\Delta\omega_{\text{эф}} = \Delta\omega_D$, то выражение (13) с точностью до энергетического множителя P равного мощности отраженного от протяженной поверхности доплеровского сигнала совпадает с выражением для $G(\omega)$, полученным в (16) для равномерного прямолинейного движения ЛА на постоянной высоте H со скоростью $W_{\text{п}}$.

При узкополосной ЧМ-модуляции ($\Delta\psi_{\text{эф}}^2 \ll 1$) интенсивность несущей максимальна и от модулирующей функции не зависит. Тогда

$$G(\omega) = \pi \delta(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \Delta\psi_{\text{эф}}^2 G_{\Omega}(\omega - \omega_0), \quad (14)$$

где $G_{\Omega}(\omega - \omega_0) = 4 \int_0^{\infty} r_x(\tau) \cos \omega \tau dt$ - безразмерный энергетический спектр модулирующего процесса; $\delta(\omega - \omega_0)$ - дельта функция.

Если заменить ω_0 на ω_D , а $\Delta\omega_{\text{эф}}$ на $\Delta\omega_D$, то с точностью до P получим выражение для энергетического спектра отраженного сигнала

$$G_{\text{отр}}(\omega) = P \frac{1}{\Delta\omega_D} \exp\left(-\pi (\omega - \omega_D)^2 / (2\Delta\omega_D^2)\right). \quad (15)$$

Таким образом, можно полагать, что при широкополосной ЧМ выражения (13) и (15) полностью эквивалентны. Но с другой стороны нельзя игнорировать отсутствие в (15) дискретной компоненты $\pi \delta(\omega_D)$. Тогда на физическом уровне можно записать следующее выражение для спектра доплеровского сигнала, отраженного от подстилающей поверхности

$$G^*(\omega) = \pi \delta(\omega - \omega_D) + P \frac{1}{\Delta\omega_D} e^{-\pi (\omega - \omega_D)^2 / (2\Delta\omega_D^2)} \quad (16)$$

и считать энергетический спектр доплеровского сигнала представленного формулой (1) широкополосным, а сам доплеровский сигнал считать широкополосным ЧМ сигналом и с учетом АМ модуляции АМ-ЧМ сигналом.

Следящий модулированный фильтр с самосинфазированием

Единая теория модулированных фильтров, и в первую очередь следящих фильтров ЧМ сигналов и родственных им систем оптимального приема ЧМ сигнала, нашедших широкое применение в системах связи, радиолокации, радионавигации и радиоуправления изложено в [9]. Однако теория приема и обработки сигналов следящими доплеровскими измерителями, обладающих частотным спектром с детерминированной основой (регулярной медленно меняющейся частотой Доплера) отнесена в [9] к перспективному направлению теоретических и экспериментальных исследований. Согласно существующей терминологии термин “следящий” подразумевает “мгновенную” перестройку рабочей частоты резонансного фильтра, именуемого модулированным фильтром с полезными компонентами спектра ЧМ сигнала синфазно. В нашем случае термин “следящий” включает в себя возможность отслеживания кроме смысла, изложенного в [9], отслеживание детерминированной компоненты с медленно изменяющейся частотой. Функциональная схема такого следящего модулированного фильтра приведена на рис. 1.

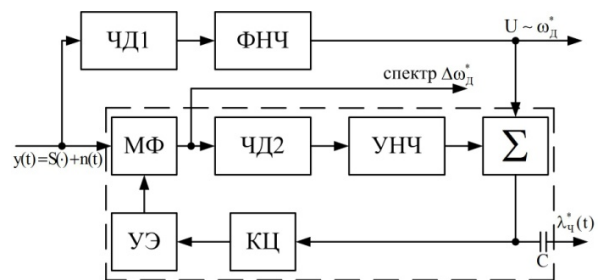


Рис. 1. Функциональная схема следящего МФ с самосинфазированием

В схеме, показанной на рис. 1, введены следующие обозначения: ЧД1, ЧД2 - частотные дискриминаторы; ФНЧ - фильтр нижних частот; УНЧ - усилитель низкой частоты; КЦ - корректирующая цепь; УЭ - управляющий элемент; Σ - сумматор; С - разделительная емкость. Теоретические и экспериментальные исследования классической схемы модулированного фильтра с самосинфазированием МФС, содержащей блоки функциональной схемы, обведены штриховой линией, достаточно подробно изложены в [9]. Режим слежения за средней частотой $\Delta\omega_D^*$ в схеме рис. 1 обеспечивается трактом, состоящим из блоков ЧД и ФНЧ с большой постоянной времени T_Φ , которая зависит от динамики движения ЛА. При сравнении помехоустойчивости обычного ЧМ приемника со следящим гетеродином и ЧМ приемника со следящим фильтром в тракте промежуточной частоты может быть достигнуто уменьшение синфазной составляющей мощности шумов, а с ней и надпороговой мощности полезного сигнала $\frac{(P_{\text{Ш синф}})_{\text{пч}}}{(P_{\text{Ш синф}})_{\text{смф}}} \approx \frac{\Delta\omega_{\text{ПЧ.Ш}}}{\Delta\omega_{\text{СМФ.Ш}}} \approx M_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega_D}{\Omega}$, или надпорогового напряжения полезного сигнала в $\sqrt{\beta}$ раз.

Выбор показателя качества фильтрации следящего МФ с самосинфазированием и методика его оценки по спектральным измерениям

Из приведенного выше достаточно упрощенного рассмотрения следящего МФ с самосинфазированием (СМФС) следует, что основным показателем качества работы СМФС является помехоустойчивость приема ЧМ сигнала, зависящая от соотношения шумовой полосы резонансного тракта приемника до частотного дискриминатора к шумовой полосе после частотного дискриминатора в надпороговой области.

Как следует из теории работы МФС, как системы с замкнутой петлей управления [9], основой оценки помехоустойчивости МФС, а следовательно, и СМФС является эквивалентная частотная характеристика (ЭЧХ) управляемого контура

$$K_\Sigma(j\Omega) = 1 / \left(1 + (j\Omega / \Delta\omega_{\text{эф}}) \cdot [1 - K_\Sigma(j\Omega)] \right). \quad (17)$$

ЭЧХ дает возможность рассчитать частотные искажения ЧМ сигнала и нелинейные искажения модулирующей функции. Воспользуемся на формальном уровне таким же определением качества работы, а именно, фильтрации СМФС как и для обычного ЧМ приемника с той лишь разницей, что соответствующие соотношения сигнал/шум по мощности будем оценивать (измерять) на входе и выходе МФ считая, что центральная частота, настройки МФ является постоянной $f_{\text{О.МФ}} = \omega_D^* / (2\pi)$, а полоса пропускания $\Delta\omega_{\text{эф}} \geq \Delta\omega_D$.

Запишем выражение для оценки качества фильтрации спектра (т.е. качества работы МФ) доплеровского сигнала при наличии шума

$$A = \left(\bar{P}_{\text{с.вых}} / \bar{P}_{\text{ш.вых}} \right) / \left(\bar{P}_{\text{с.вх}} / \bar{P}_{\text{ш.вх}} \right), \quad (18)$$

где $\bar{P}_{\text{с.вых}}$, $\bar{P}_{\text{с.вх}}$ - средние значения мощностей сигнала на входе и выходе МФ; $\bar{P}_{\text{ш.вых}}$, $\bar{P}_{\text{ш.вх}}$ - средние значения мощностей шума на входе и выходе МФ. Черта сверху означает усреднение по спектральным компонентам ЧМ сигнала и шума.

Из теории спектрального анализа [9] известно, что средняя мощность сигнала $x(t)$, прошедшего узкополосный фильтр F (по предположению идеальный) с полосой пропускания $\Delta\omega$, центральной частотой ω_0 и коэффициентом усиления внутри полосы $(\omega_0 - \Delta\omega/2, \omega_0 + \Delta\omega/2)$ равным 1, будет определяться выражением

$$\bar{P}_{\text{с.вых}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x_F(t)|^2 dt. \quad (19)$$

Так как фильтр пропускает только часть спектра сигнала, заключенную в полосе $\Delta\omega$, то средняя мощность сигнала на выходе

$$\bar{P}_{\text{с.вых}} = \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} S_x(\omega) d\omega. \quad (20)$$

Величину $S_x(\omega)$, входящую в (20) именуют спектральной плотностью.

Сравнивая (19) и (20) получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt = \bar{P}_{\text{с.вх}}. \quad (21)$$

Для определения $S_x(\omega)$ нужно устремить $\Delta\omega \rightarrow 0$. Но это означает, что на выходе фильтра будет очень слабый сигнал, который трудно измерить (кроме случая при котором спектр содержит дискретную компоненту т.е. ω_D^*)

На практике для вычисления $\bar{P}_{\text{с.вых}}$, $\bar{P}_{\text{с.вх}}$ необходим спектроанализатор, вычисляющий спектры сигнала и шума на входе и выходе МФ в заданной полосе частот $(\omega_0 - \Delta\omega/2, \omega_0 + \Delta\omega/2)$. Далее необходимо выполнить возведение в квадрат и усреднение по количеству M вычисленных значений. Тогда

$$\bar{P}_c = \frac{1}{M} \sum_{q=1}^M S_q^2(m); \text{ мВт/Гц.}$$

Обычно значение M не более 1024 для цифровых спектроанализаторов.

Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования фильтрующих свойств СМФС выполнялось на основе цифро-

вой имитационной модели фильтра, синтезированной в среде имитационного моделирования динамических систем на основе использования функциональной схемы, представленной на рис. 1.

В качестве МФ, примененного в имитационной динамической модели, использовался колебательный контур с перестраиваемой емкостью C_0 каналом управления, состоящим из ЧД2, УНЧ, Σ , КЦ и УЭ (см. рис. 1). В состав имитационной модели СМФС входил источник модулирующего сигнала, который обеспечивал формирование модулирующей функции Ω в виде низкочастотной гармонической функции вида $\lambda_{\text{ч}}(t) \approx \sin \Omega t$ и случайной моделирующей функции (7) без учета коэффициента корреляции амплитудных флуктуаций ЧМ сигнала (1).

Генератор шума имитировал “белый” шум $n(t)$ с заданной спектральной плотностью N_0 и корреляционной функцией $K(\tau) = N_0 \delta(t)/2$ в виде случайных чисел с нормальным распределением.

Контроль спектров ЧМ сигнала на входе и выходе МФ осуществлялся встроенным в имитационную модель цифровым спектроанализатором в виде некоторого программного продукта.

Остальные элементы имитационной модели СМФС выполнены на основе стандартных цифровых блоков с известной программной реализацией (модулятор ЧМ сигнала, сумматоры, ФНЧ фильтры, блоки сохранения данных и т.д.).

Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 2-4.

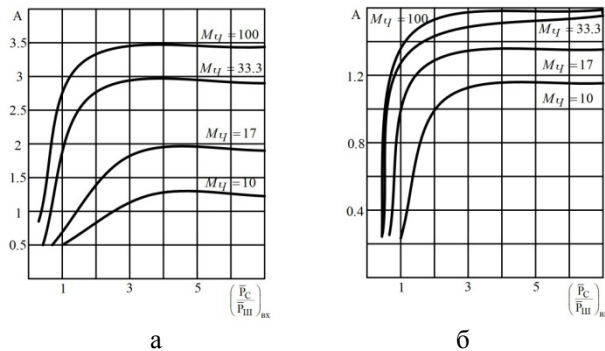


Рис. 2. Зависимость коэффициента фильтрации от $(P_C / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$ при гармонической (а) и случайной X (б) модулирующей функции $\lambda_{\text{ч}}(t)$

Исходные данные моделирования:

$F_0 = F_{\text{Д}}^* = 10$ кГц - резонансная частота МФ (эквивалентна $W_{\text{П}}^* \approx 900$ км/ч);

$\Delta F = \Delta F_{\text{Д}}^* = 1$ кГц - ширина полосы пропускания МФ;

$F_{\text{М}} = \Omega / (2\pi)$ - гармоническая и характеристическая частота модулирующей функции равнялась $10 \div 100$ Гц,

полоса УНЧ составляла $0 \div 200$ Гц с дискретными 10, 30, 60, 90, 100 Гц;

девиация частоты ЧМ модулятора составляла ± 500 Гц и ± 100 Гц,

индекс частотной модуляции $M_{\text{ч}} = \Delta F / F_{\text{М}}$ составлял 10, 30, 17, 11, 10; спектральная плотность мощности шума $N_0 = 5 \cdot 10^{-5} \div 100 \cdot 10^{-5}$ Вт/Гц.

На рис. 5 жирной линией нанесена условно спектральная линия S^2 на частоте 10 кГц, соответствующая $\delta(f)$ для $f_0 = 10$ кГц.

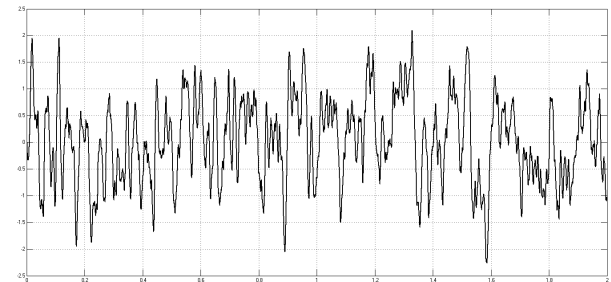


Рис. 4. Вид случайной модулирующей функции ЧМ сигнала при частоте среза ФНЧ $F_{\text{М}} = \Omega / (2\pi) = 30$ Гц

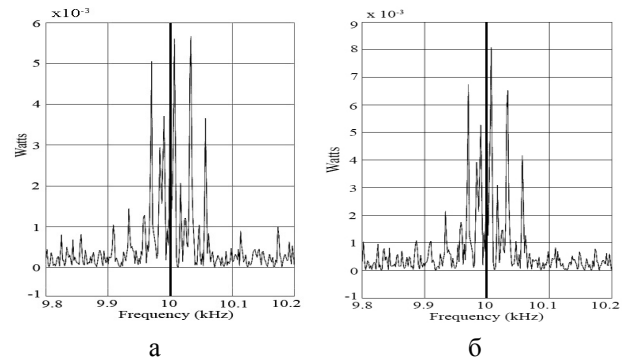


Рис. 5. Спектр ЧМ сигнала $S^2(t)$ на входе (а) и выходе (б) модулированного фильтра при $(P_C / P_{\text{ш}})_{\text{вх}} = 14$ и $\beta = \pm 100$ Гц

Заключение

В работе исследована задача оценки качества фильтрации спектра доплеровского сигнала, отраженного от подстилающей поверхности следящим модулированным фильтром.

Полагается, что в процессе зондирования подстилающей поверхности непрерывным гармоническим сигналом, происходит его преобразование в амплитудно-частотно модулированный сигнал, который принимается в виде аддитивной смеси с “белым” гауссовским шумом.

При выбранном показателе качества фильтрации спектра доплеровского сигнала СМФС, формально совпадающем с известным показателем помехоустойчивости приема ЧМ сигнала в канале передачи непрерывных сообщений, отличающимся расчетом средних мощностей сигнала и шума на входе и выходе МФ, получены такие результаты.

Максимальное значение коэффициента фильтрации при гармонической модулирующей функции ЧМ сигнала не превышает $3 \div 3,5$ раз или примерно 5 дБ по мощности для индекса ЧМ модуляции стремящемуся к максимуму при F_d , стремящейся к минимуму.

Область пороговых значений коэффициента фильтрации примерно одинакова для различных значений индекса модуляции ЧМ сигнала и находится в пределах $3 \div 5$ дБ по отношению средних мощностей сигнала и шума на входе МФ, рассчитанных по их спектрам.

Аналогичные выводы можно сделать и для случайной модулирующей функции ЧМ сигнала на входе МФ. Отличие состоит лишь в том, что максимальное значение коэффициента фильтрации не превышает $1,2 \div 1,4$ раз, или примерно 1,5 дБ по отношению средних мощностей сигнала и шума на входе МФ, рассчитанных по их спектрам.

При этом область пороговых значений коэффициента фильтрации для различных значений индекса модуляции находится в пределах $0,8 \div 1,5$ дБ по отношению средних мощностей сигнала и шума на входе МФ.

Таким образом, замена резонансных узкополосных фильтров с фиксированными параметрами, которые применяются в существующих трактах приема и обработки доплеровской информации следящим модулированным фильтром с самосинфазированием для реальных условий формирования модулирующей функции в виде случайного процесса, даст улучшение помехоустойчивости до $1,5 \div 2$ дБ.

Список литературы

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации [Текст] / М.С. Ярлыков. - М.: Радио и связь, 1985 - 344 с.
2. Печенин В.В. Узкополосная фильтрация и изменение частоты сигналов в доплеровских системах навига-

ции летательных аппаратов [Текст] учеб. пособие / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович и др. - Х.: Нац. аэрокосм. ун-т им Н.Е. Жуковского "ХАИ" 2016. - 56 с.

3. Виницкий А.С. Автономные радиосистемы. Учеб. пособие для вузов [Текст] / А.С. Виницкий. - М.: Радио и связь, 1986. - 336 с.

4. Колчинский В.Е. Автономные доплеровские системы и устройства навигации летательных аппаратов [Текст] / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский - М.: Сов. радио, 1975. - 432 с.

5. Печенин В.В. Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. - 2012. - №3(23). С. 94-98.

6. Зайцев Г.Ф. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности [Текст] / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. - К.: Техника, 1998 - 208 с.

7. Печенин В.В. Классы следящих систем на модулированном фильтре [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович // Труды 8-й Международной конференции Акустические и радиолокационные методы измерений и обработки информации 20-23 сентября 2015, Суздаль, Россия. - С 161-163.

8. Печенин В.В. Статистическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата [Текст] / В.В. Печенин, Щербина К.А., Войтенко О.В. // Всеукраїнський міжведомствений науково-технічний збірник "Радиотехніка". - Вып. 177. - Х.: 2014 - С. 64-70.

9. Виницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов [Текст] / А.С. Виницкий - М.: изд. Советское радио, 1969, 548 с.

10. Печенин В.В. Взаимная корреляция уровня и фазы гармонического сигнала при распространении электромагнитных волн в тропосфере [Текст] / В.В. Печенин, С.А. Дейкало // Радиоэлектроника и информатика №3(12) 2000. С 15-17.

Надійшла до редколегії 1.02.2017

Рецензент: д-р техн. наук, с.н.с. В.В. Павліков, Національний аерокосмічний університет імені М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків.

ОЦІНКА ЯКОСТІ ФІЛЬТРАЦІЇ СПЕКТРА ДОПЛЕРІВСЬКОГО СИГНАЛА ВІДБИТОГО ВІД ПІДСТИЛЬНОЇ ПОВЕРХНІ СЛІДКУЮЧИМ МОДУЛЬОВАНИМ ФІЛЬТРОМ

В.В. Печенін, К.О. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. С'єдіна

Мета виконаних у роботі досліджень полягала в поліпшенні показників якості прийому і обробки доплерівського сигналу з детермінованою основою спектру, обумовленою швидкістю руху ЛА, наявністю адитивних перешкод і впливом радіофізичних властивостей підстилючої поверхні. Розроблений метод заснований на використанні резонансного фільтра з модульованою ємністю, яка забезпечує збільшення завадостійкості порівняно з методом слідуєчого гетеродина в межах $2 \dots 3$ дБ.

Ключові слова: слідуєчий доплерівський фільтр, фільтрація, модульований фільтр, показники якості, слідуєчий прийом, частота.

MODULATED TRACKING FILTER QUALITY ASSESSMENT OF SPECTRUM FILTRATION OF DOPPLER SIGNAL GENERATED BY UNDERLYING SURFACE

V.V. Pechenin, K.A. Shcherbina, M.A. Vonsovich, J.V. Syedina

The purpose of the carried out research was to improve quality indicators upon transmitting and receiving the Doppler signal with deterministic spectrum predetermined by the aircraft speed, the presence of additive noise and the influence of radio-physical properties of the underlying surface. The developed method is based on the use of a resonant filter with modulated capacity, which provides enhanced noise immunity in comparison with the tracking heterodyne method within $2 \dots 3$ dB.

Keywords: doppler tracking filter, filtration, modulated filter, quality indicators, tracking, frequency.