

УДК 621.382(024)

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

*Национальный аэрокосмический университет имени Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков*

## МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СЛЕДЯЩЕГО ПРИЕМА ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА, ФОРМИРУЕМОГО ПРОТЯЖЕННОЙ ОТРАЖАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

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

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

### Введение

Общая тенденция дальнейшего развития и совершенствования доплеровских радиотехнических систем, связана с поиском новых методов и совершенствованием существующих в целях улучшения качественных показателей приема приема и обработки сигнала, наблюдаемого на входе резонансного тракта радиотехнической системы в присутствии аддитивной нормальной помехи.

Достижение требуемых показателей точности доплеровских измерений при наличии помех и искажений параметров доплеровского сигнала (амплитуды, частоты, фазы и т.д.), формируемого за счет отражений зондирующего сигнала (непрерывного, частотно-модулированного, импульсно-модулированного и т.д.), обеспечивается прежде всего применением узкополосного следящего приема и обработки наблюдаемого входного сигнала и шума [1 – 3].

Анализ моделей доплеровского сигнала, формируемого подстилающей поверхностью показывает, что наблюдаемый на входе системы доплеровский сигнал при облучении отражающей поверхности непрерывным гармоническим сигналом, представляет собой амплитудно-частотно-модулированное колебание [8] с детерминированной основой, равной регулярному доплеровскому смещению частоты, обусловленному скоростью (или ее изменениями) летательного аппарата (ЛА) и спектром возникающим в результате отражений от случайной радиофизической структуры подстилающей поверхности (набором светящихся точек), ограниченной по геометрическим размерам облучаемой площадки за счет угловых параметров антенной системы (ширины диаграммы в азимутальной и угломестной плоскостях, наклона диаграммы к облучаемой поверхности, дальности между ЛА и поверхностью и т.д.).

При этом сама процедура узкополосной фильтрации осуществляется следящим доплеровским

фильтром (СДФ) – перестраиваемым следящим гетеродином во всем диапазоне возможных изменений частоты ( $F_d$ ), являющийся детерминированной основой средней доплеровской частоты с учетом спектральной структуры сигнала. Процессу слежения всегда предшествует процесс поиска и захвата средней доплеровской частоты, осуществляемый отдельной вспомогательной схемой [3].

Однако процедуру узкополосной следящей фильтрации можно осуществить и другим известным путем, а именно замещением следящего гетеродина модулированным фильтром (МФ). Соответственно метод приема и обработки доплеровского сигнала можно назвать методом модулированного фильтра.

Основные теоретические и практические результаты исследований МФ [9], применительно к его использованию в радиотехнических системах связи при передаче и приеме широкополосных частотно-модулированных (ЧМ) сигналов. Задача фильтрации в данном случае состоит в выделении наилучшим образом модулирующей функции – полезного сообщения. В нашем случае приема и обработки амплитудно-частотного доплеровского сигнала состоит в наилучшем выделении средней доплеровской частоты, дающей возможность измерения детерминированного значения скорости ЛА.

Подробный анализ приема ЧМ сигналов в каналах связи показывает, что различие в способе слежения приводит к принципиальным особенностям приема ЧМ сигнала методом МФ.

Основное различие двух методов следящего приема ЧМ сигнала (метода следящего гетеродина и метода МФ) состоит в том, что МФ каким бы узкополосным он не был не изменяет девиации частоты подводимого к нему ЧМ сигнала, т.е. сигнал на его выходе имеет ту же девиацию, что и на его входе.

Следящий гетеродин преобразует каждую синфазно с его частотой модулированную ЧМ состав-

ляющую сложного входного сигнала в гармоническую, т.е. исходная девиация частоты входного сигнала на выходе схемы следящего гетеродина не восстанавливается. В дальнейшем будет показано, что МФ осуществляет спектральную обработку составляющих спектра входного сигнала. За счет такой процедуры можно улучшить некоторые показатели качества фильтрации по сравнению со схемой следящего гетеродина, и прежде всего, такой показатель как помехоустойчивость.

**Цель выполненных в работе исследований** состояла в улучшении показателей качества приема и обработки доплеровского сигнала с детерминированной основой спектра, обусловленной скоростью движения ЛА, наличием аддитивных помех и влиянием радиофизических свойств подстилающей поверхности.

### Содержание исследований

Постановка задачи исследований: необходимость синтеза структурно-физической модели СДФ, пригодной для практической реализации модифицированного метода следящего приема доплеровского амплитудно-частотно-модулированного сигнала и достижения сформулированной цели выполненных исследований.

#### 1. Метод следящего приема на основе использования самосинфазирющегося модулированного фильтра.

Сущность данного метода следящего приема ЧМ сигнала состоит в следующем. Пусть на вход СДФ поступает широкополосный ЧМ сигнал с небольшими колебаниями амплитуды ширина спектра которого приблизительно равна удвоенной девиации его частоты  $2\Delta\omega = 2\beta\Omega$ , где  $\beta = \Delta\omega/\Omega$  – индекс частотной модуляции;  $\Omega$  – малый параметр представляющий собой частоту медленно меняющейся модулирующей функции  $\lambda_{\text{ч}}(t)$  – полезного сообщения. В общем случае  $\lambda_{\text{ч}}(t)$  является случайной функцией, например: речевым сигналом, передаваемым по радиоканалу; флуктуациями частоты доплеровского сигнала, отраженного подстилающей поверхностью и т.д.

Специфика функционирования доплеровских измерителей скорости (ДИС), устанавливаемых на борту ЛА, позволяет представить обрабатываемый сигнал в виде амплитудно-частотно-модулированного колебания наблюдаемого на фоне нормальной гауссовской помехи  $n(t)$  в следующем виде [8].

$$\begin{aligned} &[\lambda_a(t), \lambda_{\text{ч}}(t), t] = E_0[1 + M_A \lambda_a(t)] \times \\ &\times \sin[\omega_0 t + \beta_{\text{ч}} \int_0^t \lambda_{\text{ч}}(\tau) d\tau + F_{\text{Д}}(t) \cdot t + \varphi(t)] + n(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $E_0$  и  $\omega_0$  – амплитуда и частота излученного сигнала,  $M_A$  – коэффициент глубины амплитудной модуляции,  $\lambda_a(t)$  – случайная функция (процесс),

описывающий флуктуации амплитуды отраженного сигнала.  $F_{\text{Д}}(t) \approx F_{\text{Д}}$  – доплеровское смещение частоты – медленно меняющаяся функция времени.

Для многолучевой ДИС и непрерывного излучаемого сигнала при горизонтальном полете ЛА с путевой земной скоростью  $W_{\text{П}}$  доплеровское смещение частоты по любому из лучей определяется в соответствии с выражением [1]

$$F_{\text{Д}i} = \frac{2W_{\text{П}}}{\lambda_0} \cos \gamma_a \cos(\theta - \alpha), \quad (2)$$

где  $\gamma_a$  – угол между направлением облучения и его проекцией,  $\alpha$  – угол сноса ЛА, обусловленный ветровым перемещением воздушной среды,  $\theta$  – угол между проекцией  $i$ -го луча и направлением оси  $OX$  – трехмерной координатной системы  $X, Y, Z$ , привязанной к центру тяжести ЛА.

При изменениях скорости  $W_{\text{П}}$ , связанных с условиями полета имеет место и изменение  $F_{\text{Д}i}$ .

Ширина спектра доплеровского сигнала определяется выражением

$$\Delta f_{\text{Д}} = \sqrt{2} \frac{W_{\text{П}}}{\lambda_0} \sin \eta_{0i} \Delta \eta_i, \quad (3)$$

где  $\eta_{0i}$  – угол между вектором  $W_x$  и направлением  $i$ -го луча на облучаемую поверхность,  $\Delta \eta_i$  – ширина диаграммы направленности по  $i$ -му лучу.

Для согласованного (адекватного) приема ЧМ сигнал (1) с МФ должен быть простейшим, неразложенным. Это возможно лишь при условии, что собственные колебания фильтра совпадают по форме с резонансным внешним сигналом. Следовательно собственные колебания частоты такого МФ должны быть также частотно-модулированными, причем мгновенная частота их должна изменяться синфазно с частотой поступающего на фильтр внешнего ЧМ сигнала непрерывно следя за ее изменениями в процессе модуляции. В связи с этим ЧМ фильтр такого типа получил название модулированного следящего фильтра.

Различают два основных вида МФ: фильтры с внешним синфазированием у которых модуляция реактивных параметров осуществляется от внешнего независимого источника и фильтры с самосинфазированием, у которых для модуляции их реактивных параметров используется подвергнутый необходимой обработке выходной сигнал самого МФ.

Как один так и другой вид синфазирования частотной модуляции фильтров радикально отличаются от известных схем инерционной автоподстройки контуров на детерминированную частоту входного сигнала. В дальнейшем будем рассматривать лишь классический вариант МФ с самосинфазированием [9].

Упрощенная структурно-физическая модель самосинфазирющегося МФ приведена на рис. 1.

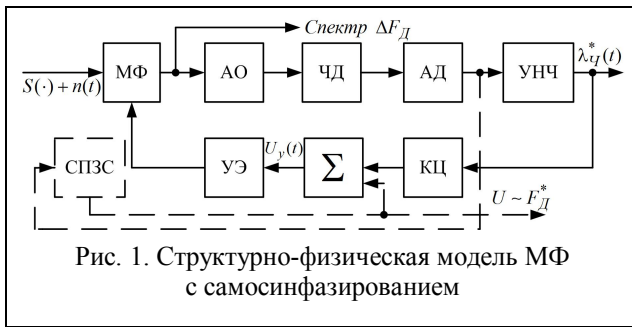


Рис. 1. Структурно-фізична модель МФ з самосинфазуванням

Здесь модулируемый фильтр, являющийся основным элементом контура самосинфазирования, выделен из усилителя промежуточной частоты (УПЧ) в отдельный блок представляющий собой обычный колебательный контур L, C контур с перестраиваемой (модулируемой) емкостью C напряжением  $U_y(t)$ .  $U_y(t)$  формируется цепью обратной связи состоящей из усилителя ограничителя амплитуды (АО), частотного детектора (ЧД), амплитудного детектора (АД), усилителя низкой частоты (УНЧ), корректирующей цепи (КЭ) и управляющего элемента (УЭ). СПЗС – схема поиска, захвата и слежения за спектром сигнала.

В свою очередь цепь обратной связи можно условно разделить на две части: первая часть, которая включает в себя блоки ОА, ЧД, АД и УНЧ образует прямой тракт выделения полезной функции  $\lambda_{\text{Ч}}^*(t)$ , а вторая с дополнением первой блоками КЭ и УЭ образует тракт частотной обратной связи.

Оценим количественно исходные характеристики входного доплеровского сигнала, отраженного подстилающей поверхностью при его зондировании источником непрерывного гармонического сигнала, размещенным на борту ЛА.

Для определенности возьмем доплеровский измеритель ДИСС-013 [10], обладающий наиболее важными техническими данными в режиме непрерывного излучения зондирующего сигнала: несущая частота  $f_0 = 8800 \pm 25$  МГц, диапазон измеряемых скоростей  $W = 100 \div 1300$  км/ч, диапазон рабочих высот  $h = 10 \div 1500$  м, диапазон измеряемых доплеровских частот  $F_D = 0,8 \div 11$  кГц, ширина спектра доплеровского сигнала при  $\eta = 70^\circ$ ,  $\Delta\eta_i = 3,6^\circ$ ,  $\Delta F_{D1} \approx 360$  Гц ( $F_D = 1800$  Гц),  $\Delta F_{D2} = 14$  Гц ( $F_D = 50$  Гц),  $\Delta F_{D3} = 20$  Гц ( $F_D = 240$  Гц) – экспериментальные данные, время поиска сигнала  $T_{\text{П}} \approx 60$  с, значения  $F_{D0}$  в режиме "Память" находятся в пределах  $0,8 \div 11$  кГц, погрешность измерения  $\delta = \pm 4\% F_D$ , преобразованная частота входного сигнала  $f_{\text{ПР}} = f_{\text{УПЧ}} = 500$  кГц на которой осуществляется фильтрация доплеровского сигнала методом следящего гетеродина.

Опираясь на приведенные реальные параметры входного доплеровского сигнала рассчитаем полуширину полосы пропускания МФ из условия [9]  $\alpha \sim \Omega_{\text{max}}$ . Величина характеристической частоты  $\Omega_{\text{max}}$ , трактуемая как верхняя граничная частота модулирующей функции  $\lambda_{\text{Ч}}(t)$  рассчитывается как [2]

$$\Omega(\rho, t) = 2\pi f_0 \left[ \frac{W_r}{c} - \left( \frac{\rho V_t}{RC} \right) + \left( \frac{2V_t^2 t}{RC} \right) \right], \quad (4)$$

где  $W_r$  и  $V_t$  – радиальная и тангенциальная составляющие скорости точки на отражающей поверхности до приемной антенны  $V_t = |\vec{V}_t|$ .

Физическая природа возникновения  $\Omega(\rho, t)$  заключается в искажениях фазы сигнала, отраженного от протяженной поверхности ограниченной угловыми параметрами антенной системы, изменениями радиофизических свойств поверхности в пределах освещаемого участка, а также характеристиками движения ЛА. В простейшем случае равномерного, прямолинейного движения ЛА

$$\Omega(\rho, t) = 2\pi f_0 \cdot W_r / c. \quad (5)$$

Подставляя  $f_0 = 8800$  МГц,  $c = 3 \cdot 10^5$  км/с,

$$W_r = 100 \div 1300 \text{ км/ч получим } \frac{\Omega}{2\pi} \approx 33 \div 238 \text{ Гц.}$$

Девиация частоты входного сигнала может находиться в пределах  $\beta \approx \Delta F_D \frac{2\pi}{\Omega} = 30 \div 60$ .

Поскольку  $\beta \gg 1$ , то принимаемый ЧМ сигнал можно считать широкополосным. Следовательно, при включении в структурно-физическую модель (рис.1) схемы поиска, захвата и слежения, применяемых в ДИСС-013, ДИСС-016 и других [10] можно считать возможным использование классической схемы МФ представленной на рис.1 в качестве следящего доплеровского фильтра с вытекающими при этом преимуществами по сравнению со схемами следящего гетеродина, применяемыми в практических системах ДИСС, устанавливаемых на ЛА (самолетах).

Наиболее очевидным преимуществом метода и схемы самосинфазурующегося МФ по сравнению с методом следящего гетеродина является улучшение порога приема ЧМ сигнала при определенном превышении полезного сигнала над шумом на входе ЧД. Оптимальный надпороговый режим работы с заданным значением отношения сигнал/шум  $q^2 = P_C / P_{\text{Ш}}$ , где  $P_C$  – мощность ЧМ сигнала по несущей – детерминированной основе,  $P_{\text{Ш}}$  – мощность шума, достигается при возможно меньших уровнях входного сигнала, поэтому необходимо уменьшать мощность шума на входе ЧД. Если помеха близка к гармонической, то МФ не имеет преимуществ перед типовым приемником ЧМ.

Однако, как доказано в [6,9] для флуктуационной помехи выигрыш в отношении синфазных составляющих флуктуационного шума равен индексу частотной модуляции  $\beta$

$$\frac{(P_{Ш\text{ синф}})_{ПЧ}}{(P_{Ш\text{ синф}})_{МФ}} = \frac{\Delta\omega_{ПЧ\text{ Ш}}}{\Delta\omega_{МФ\text{ Ш}}} = \beta, \quad (6)$$

где  $P_{(Ш\text{ синф})_{ПЧ}} = G_{Ш\text{ синф}\text{ вх}} \Delta\omega_{ПЧ\text{ Ш}}$  – мощность шума на входе ЧД стандартного приемника ЧМ,  $P_{(Ш\text{ синф})_{МФ}}$  – мощность шума на входе МФ,  $\Delta\omega_{МФ\text{ Ш}}$  – синфазная составляющая шума. В обычном ЧМ приемнике  $\Delta\omega_{ПЧ\text{ Ш}} \approx h2\beta\Omega_{\text{max}}$ , где  $h$  – коэффициент связывающий шумовую полосу фильтра УПЧ с его полосой пропускания.

В приемнике с МФ настроенным на резонансную частоту УПЧ его шумовая полоса для синфазной составляющей шума  $\Delta\omega_{МФ\text{ Ш}} \approx h2\alpha = h2\Omega_{\text{max}}$ .

Следовательно уменьшение надпорогового напряжения полезного сигнала в отношении синфазных составляющих шума составит

$$\frac{(E_{Ш\text{ синф}})_{ПЧ}}{(E_{Ш\text{ синф}})_{МФ}} = \sqrt{\beta}. \quad (7)$$

Ортогональная составляющая входных шумов на эту величину никак повлиять не может.

Влияние ортогональной составляющей входного шума на превышение сигнала на выходе рассмотрено в [9]. Как видно из рис. 1 напряжение ортогональной составляющей в тракте обратной связи во всем ее спектре воздействует на частоту следящего фильтра. Однако в тракте прямого усиления эта часть спектра должна срезаться фильтром нблизкой частоты и на выход приемника пройти не может.

Важно, чтобы создаваемая ортогональным шумом остаточная расстройка МФ не приводила к недопустимым искажениям полезного сигнала.

При равномерном распределении ортогонального шума остаточная расстройка МФ будет равна

$$\omega_{\Delta\text{ЭФ}}^2 = \frac{\alpha^2}{3\alpha T_{\Sigma}}, \quad (8)$$

где  $T_{\Sigma}$  – постоянная времени цепи обратной связи.

Дисперсия флуктуаций остаточной расстройки будет равна

$$\sigma_{Ш_e}^2 = \frac{2}{3} \frac{1}{q^2} \frac{\alpha^2}{\alpha T_{\Sigma}}. \quad (9)$$

## 2. Модифицированный метод следящего приема на основе использования модифицированного фильтра.

Сущность модификации классического варианта СДФ, реализуемого на МФ с обязательным использованием СПЗС состоит в следующем.

Известно [10], что отраженный от протяженной поверхности доплеровский сигнал подвержен ам-

плитудным флуктуациям с большим динамическим диапазоном порядка  $70 \div 90$  дБ. В существующих ДИСС применяется сложный метод автоматической регулировки усиления (АРУ), позволяющий поддерживать уровень входного сигнала СДФ в пределах  $0,8 \div 1,2$  В при изменениях его амплитуды в пределах 75 дБ. Для его осуществления используется двойное преобразование частоты входного сигнала с выделением диапазона изменения доплеровской частоты  $0,8 \div 11$  кГц, усиления с коэффициентом 98 дБ, подавления амплитудных флуктуаций в УНЧ с помощью диодных регуляторов и дальнейшим переносом выходного сигнала УНЧ на частоту  $f_0^* \approx 500$  кГц для дальнейшей фильтрации схемой СДФ.

В модифицированном методе следящего приема применен метод реализации АРУ, позволяющий исключить двойное преобразование частоты и УНЧ с инерционной АРУ. При этом в резонансном тракте предварительного усиления принимаемого сигнала необходимо формировать сигнал промежуточной частоты  $f_{ПР} = f_0 = 500$  кГц, либо более низкий 100 кГц, а сжатие динамического диапазона амплитудных флуктуаций осуществлять с помощью схемы АРУ с одновременным подавлением амплитудных флуктуаций, разработанной в [11]. Кроме того, в модифицированном варианте структурно-физической модели СДФ можно отказаться от СПЗС, а применить ЧД и фильтр низких частот (ФНЧ) с большой постоянной времени  $T \approx 0,1 \div 10$  с [12]. Такой выбор постоянной времени обоснован тем, что в процессе полета, когда производятся измерения скорости ЛА не совершает траекторного маневрирования в течение единиц, секунд и даже десятков минут. Упрощенная структурно-физическая модель модифицированного самосинфазирующегося МФ представлена на рис. 2.

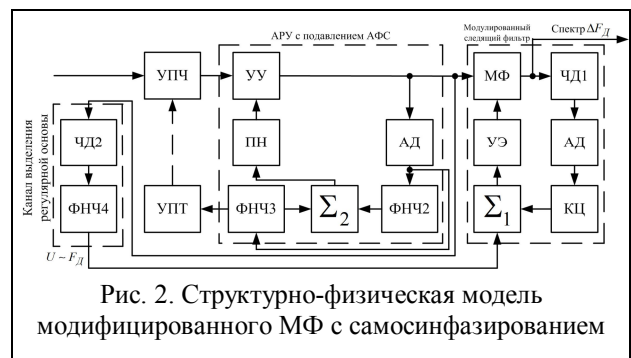


Рис. 2. Структурно-физическая модель модифицированного МФ с самосинфазированием

Здесь: УПЧ – усилитель промежуточной частоты с  $f_{ОПЧ} = 100 \div 500$  кГц; УУ – управляемый усилитель; АД – амплитудный детектор; ПН – преобразователь напряжения; ФНЧ2 – фильтр низких частот канала выделения амплитудных флуктуаций сигнала; ФНЧ3 – фильтр низких частот компенсационного канала;  $\Sigma_1, \Sigma_2$  – сумматор; УПТ – усилитель постоянного тока; ЧД2 – частотный детектор канала

выделения средней частоты Доплера (детерминированной основы спектра доплеровского ЧМ сигнала).

Как видно из рассмотрения структурно-физической модели МФ входящей в состав модели, представленной на рис.2, в ней отсутствует АО. Известно, что при малых отношениях сигнал/шум ограничитель ухудшает помехоустойчивость, поскольку происходит подавление слабого сигнала шумом. Фактически функции АО выполняет схема АРУ с подавлением АФС. Поэтому, далее рассмотрим подробно, именно, эту часть структурно-физической модели, представленной на рис.2.

Представим входное случайное воздействие  $S(t)$  в виде смеси детерминированного сигнала  $S_1(t)$  и узкополосной помехи  $N(t)$ , формируемой в резонансном тракте УПЧ с эффективной полосой  $\Delta\omega_0 \approx \Delta F_D$ , где  $F_D$  – ширина полосы доплеровского сигнала и центральной частотой настройки  $\omega_0$ .

В принятом приближении  $S(t)$  можно представить в виде случайной смеси гармонического сигнала  $S_{01} \cos \omega_0 t$  и узкополосной помехи  $N_2(t) \cos[\omega_0 t + \alpha(t)]$ , подчиняющейся релеевскому закону распределения вероятностей [4]:

$$S(t) = S_{01} \cos \omega_0 t + N_2(t) \cos[\omega_0 t + \alpha(t)], \quad (10)$$

где  $N_2(t)$  и  $\alpha(t)$  – медленно меняющиеся функции времени, причем их скорости изменения  $N_2'(t)$  и  $\alpha'(t)$  обратно пропорциональны полосе  $\Delta\omega_0$ .

Смесь (10) преобразуется к виду (11), где

$$A(t) = \sqrt{S_{01}^2 + N_2^2 + 2N_2S_{01} \cos \alpha(t)}, \quad (11)$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{N_2(t) \sin \alpha(t)}{S_{01} + N_2(t) \cos \alpha(t)}.$$

Для случая «сильного» сигнала  $q_{вх} \gg 1$  смесь (10) нормализуется, что облегчает дальнейшее использование выражения (11).

Линейный амплитудный детектор АД воспроизводит огибающую  $A(t)$  без искажений с выделением среднего значения  $\bar{U}_D$  и гармонических составляющих  $U_D(t)$ .

Далее фильтр ФНЧ1 выделяет среднее значение  $\bar{y}_1$ , которое пропорционально среднему значению  $\bar{A}(t)$  в очень узкой полосе пропускания  $\Delta F_1$ , определяемой траекторными эволюциями воздушного объекта (изменениями высоты полета, креном и т.д.):

$$y_1(t) = \beta [\bar{y}_1 + y_N(\Omega_{1i}t)], \quad (12)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи АД,  $\Omega_{1i}$  – частоты гармоник номера  $i$  случайного процесса  $y_N(\cdot)$ , лежащих в полосе  $\Delta F_1$ .

Аналогично фильтр ФНЧ2 формирует напряжение  $y_2(t)$  в полосе пропускания  $\Delta F_2$

$$y_2(t) = \beta [\bar{y}_2 + y_N(\Omega_{2j}t)], \quad (13)$$

где  $\Omega_{2j}$  – частоты гармоник номера  $j$  полосы  $\Delta F_2$ .

Полоса пропускания  $\Delta F_2$  определяет полосу сигнала паразитной амплитудной модуляции (ПАМ). Причем  $\Delta F_2 \gg \Delta F_1$  и  $\Omega_{1j\max} < F_{D\min}$ .

На выходе инвертирующего сумматора СМ получим разность

$$\Delta y(t) = y_1(t) - y_2(t) \approx \beta [\bar{y}_1 - \bar{y}_2] + \beta [y_N(\Omega_{1i}, t) - y_N(\Omega_{2j}, t)]. \quad (14)$$

Соотношение (14) описывает эргодическую смесь со средним значением  $\bar{y}_0 = \bar{y}_1 - \bar{y}_2$ , определяющим нулевую рабочую точку регулировочной характеристики управляющего сигнала УП (ток, напряжение, цифровое управление).

Важным свойством синтезированной модели является постоянство  $\bar{y}_0$ , не зависящее от регулярного изменения высоты полета. Случайная составляющая  $\tilde{y}(\Omega, t) \approx \beta [y_N(\Omega_{2j}, t)]$  определяет временную и спектральную структуру ПАМ, которая представляет узкополосный случайный процесс, подчиняющийся нормальному закону с нулевым средним, дисперсией  $\sigma_2^2$  и спектральной функцией  $N_2(\omega)$ . В  $N_2(\omega)$  основную долю энергии вносит гармоника частоты  $\Omega_{2\max}$ , численно равная частоте отсечки ФНЧ2.

Для определения динамических свойств регулятора уровня доплеровского сигнала необходимо элементы схемы на рис. 2 заменить динамическими звеньями и составить структурную схему по управляющему воздействию, т.е. наличию паразитной амплитудной модуляции и оценить степень ее подавления на выходе УУ. Из анализа структурно-физической модели (см. рис. 2) видно, что часть схемы содержащая АД, ФНЧ1, ФНЧ2 и инвертирующий сумматор представляет собой амплитудный дискриминатор. Тогда структурная схема регулятора уровня с подавлением ПАМ, будет содержать динамические звенья:  $W_{АД}(p)$ ,  $W_{ФНЧ2}(p)$ ,  $W_{УП}(p)$ , а регулировочная характеристика в линеаризованном виде может быть записана в виде

$$\mu = \alpha U_m K_d K_{ФНЧ2}, \quad (15)$$

где  $\alpha = \tg \varphi$  – регулировочная характеристика высокочастотного тракта, содержащего УПЧ и УУ,  $K_0$  – максимальный коэффициент усиления при регулирующем напряжении  $U_p = 0$ ,  $U_{pm}$  – максимальный уровень регулирующего напряжения при  $K_0 = 0$ ,  $p \cong \frac{d}{dt}$ . При линеаризации этой характеристики  $\alpha = K_0 / U_{pm}$ . Таким образом, передаточная функция системы регулирования по отклонению

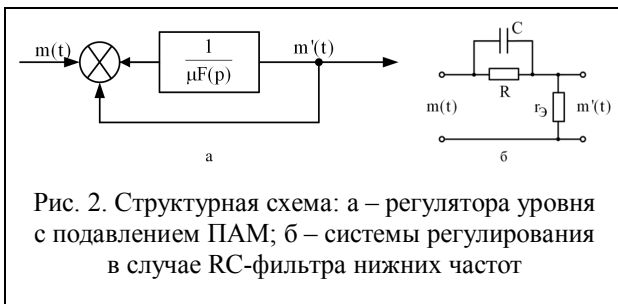
амплитуды, характеризующая случайную модуляцию входного и выходного сигналов может быть записана в виде отношения случайно изменяющихся коэффициентов глубины модуляции  $m(t)$  на входе и  $m'(t)$  на выходе регулятора

$$v(p) = \frac{m'(t)}{m(t)} = \frac{1}{1 + \mu F(p)}. \quad (16)$$

Передаточной функции (16) соответствует структурная схема, изображенная на рис. 3, а. Если фильтр нижних частот ФНЧ2 состоит из одного RC звена, то

$$F(p) = \frac{1}{T_{\phi 2} p + 1} \text{ и } v(p) = K_3 \frac{T_{\phi 2} p + 1}{T_{\phi 3} p + 1}, \quad (17)$$

где  $K_3 = \frac{1}{1 + \mu}$ ;  $T_{\phi 3} = \frac{T_{\phi 2}}{1 + \mu}$ ;  $T_{\phi 2} = RC$ .



Формула (17) показывает, что в данном случае система регулирования эквивалентна форсирующему динамическому звену рис. 3, б с параметрами R, C и  $r_3 = R/\mu$ .

Определим амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики регулятора для случая гармонической модуляции гармоникой  $\Omega_{2 \max} = \Omega$ .

Заменяя в (17)  $p$  на  $j\Omega$ , получим

$$A(\Omega) = \left| \frac{m'(t)}{m(t)} \right| = \sqrt{\frac{1 + (\Omega T_{\phi 2})^2}{(1 + \mu)^2 + (\Omega T_{\phi 2})^2}}, \quad (18)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctg \frac{\mu \Omega T_{\phi 2}}{1 + \mu + (\Omega T_{\phi 2})^2}. \quad (19)$$

Если выбрать  $(\Omega T_{\phi 2})^2 \ll 1$  (для фильтрации несущей  $(\omega_0 T_{\phi 2})^2 \ll 1$ , что выполнимо при  $(\omega_0 / \Omega)^2 \gg 1$ ), то подавление ПАМ будет равно

$$v \cong \frac{1}{1 + \mu} = \frac{1}{\varepsilon}, \quad (20)$$

где  $\varepsilon$  – степень регулирования.

Оценка среднеквадратической погрешности регулирования выходного сигнала. В установившемся режиме работы схемы составляющая  $y(t)$  в выражении (10) превысит уровень составляющей  $\bar{y}_0$  в выражении (14) и таким образом вводится в зону нечувствительности схемы СМ.

В общем случае положение  $\bar{y}_0$  в пределах зоны  $\Delta$  является величиной случайной и подчиняющийся нормальному закону распределения случайного нестационарного процесса, что существенно усложняет оценку погрешности регулирования и выходит за рамки решаемой задачи. Для стационарного случая при наиболее вероятном положении  $\bar{y}_0$  в зоне  $\Delta$  (с вероятностью  $p\{\bar{y}_0\} = 0,5$ ) среднеквадратическая погрешность регулирования может быть рассчитана как [7]:

$$\bar{D}_{2\sigma} = \frac{4}{\sqrt{\pi}} \frac{T_{\phi 2} \sigma_2}{\bar{\tau}_m \Delta} h, \text{ дБ}, \quad (21)$$

где  $\bar{\tau}_m$  – средняя длительность интервалов времени между выбросами процесса  $\tilde{y}(\Omega, t)$  «вверх» и «вниз» за границы уровней  $\xi_{01}$  и  $\xi_{02}$ ,  $h$  – шаг «приращення» уровня  $\tilde{y}(\cdot)$  в зоне нечувствительности  $\Delta$

$$\Delta = (1 - 2)h. \quad (22)$$

Расчетные выражения длительностей  $\bar{\tau}_m$  выбросов огибающей  $\tilde{y}(\Omega, t)$ , представляемой в виде аддитивной суммы гармонического сигнала с частотой  $\Omega$  и нормального шума приведены в [8,9].

При практических расчетах (22) обычно задаются отношением  $T_{\phi 2} / \bar{\tau}_m$ , шагом  $h$  в дБ и величиной  $\sigma_2 \approx k \Delta$ , ( $k < 1$ ). Например: при  $\sigma_2 = 0,05 \Delta$ ,  $T_{\phi 2} / \bar{\tau}_m = 15$  и  $h = 1$  дБ,  $\bar{D}_{2\sigma} = 3$  дБ.

Переходной процесс в системе регулирования. Переходной процесс как реакция на ступенчатое возмущение (изменение) уровня входного сигнала  $x(t)$  или его собственного коэффициента усиления  $K$ , при использовании однозвенного RC фильтра ФНЧ2. Влияние цепи компенсации можно не учитывать в силу неравенства  $\Delta F_1 \ll \Delta F_2$ . Детальный анализ переходного процесса для данного случая детально рассмотрен в [4] для случая, когда регулировочная характеристика описывается экспонентой

$$\alpha = e^{-S U_p},$$

где  $S$  – коэффициент пропорциональности.

Для времени установления переходного процесса  $T_y$  получено следующее выражение

$$T_y = \tau \ln \left| \ln p_0^* / \delta \right|, \quad (23)$$

где  $\tau$  – постоянная времени фильтрующей цепи RC,  $p_0^*$  – величина относительного коэффициента усиления приемного тракта до скачка, т.е. при  $t = 0$ ,  $\delta$  – величина скачка относительного усиления  $p_1 = 1 - \Delta$ ,  $p_1 = \bar{p}$  – усредненное значение относительного коэффициента усиления в установившемся режиме при действии флуктуационных помех.

Устойчивость регулирования. При узких зонах «нечувствительности» инвертирующего сумматора СМ, когда  $\Delta = \min \Delta y(t)$  при которой уровень собственного шума СМ превышает  $\Delta$ , возможно, воз-

никновение автоколебательного процесса в системе регулирования. При типичном соотношении между шагом «приращения»  $h$  и  $\Delta$  (22), амплитуда возможных автоколебаний ограничивается раствором зоны не чувствительности  $\Delta$ , можно рассматривать устойчивость как устойчивость только линейной части системы, в которой определяющим фактором является запаздывание в интервале длительности переднего фронта скачка  $\delta\tau$  [7]. Тогда условие устойчивости принимает вид:

$$K \leq \frac{1 - e^{-\delta\tau/\tau}}{0,5(1 - e^{-\delta\tau/\tau})e^{-\delta\tau/\tau}(1 - \lambda)}, \quad (24)$$

где  $\lambda$  выбирается в пределах  $0 \leq \lambda \leq 1$ .

### Заключение

В работе рассмотрены и проанализированы два метода повышения помехоустойчивости следящего приема доплеровского сигнала, формируемого протяженной подстилающей поверхностью. Первый метод следящего приема основанный на использовании резонансного фильтра с модулируемой емкостью обеспечивает увеличение помехоустойчивости по сравнению с методом следящего гетеродина в пределах 2...3 дБ. Второй метод обеспечивает повышение помехоустойчивости за счет исключения из схемы модулированного фильтра ограничителя амплитуды и использования схемы подавления флуктуаций отраженного сигнала, создаваемых подстилающей поверхностью. Синтезированы структурно-физические модели следящих фильтров, реализующие разработанные методы повышения помехоустойчивости.

Получены удобные для практического применения простые расчетные формулы оценок помехоустойчивости, разработанных схем следящего приема, а также устойчивости и быстродействия схемы подавления амплитудных флуктуаций доплеровского сигнала. Результаты исследований, выполненных в настоящей работе могут быть использованы при разработке и модернизации радиотехнических устройств и систем аналогичного назначения.

### МЕТОДИ ПІВІЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СЛІДКУЮЧОГО ПРИЙОМУ ДОПЛЕРІВСЬКОГО СИГНАЛУ, ФОРМОВАНОГО ПРОТЯЖНОЮ ВІДБИВАЮЧОЮ ПОВЕРХНЕЮ

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 підстилаючої поверхні. Розроблений метод заснований на використанні резонансного фільтра з модульованою ємністю, яка забезпечує збільшення завадостійкості порівняно з методом сліdkуючого гетеродина в межах 2...3 дБ.*

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

### NOISE IMMUNITY ENHANCEMENT METHODS OF DOPPLER TRACKING 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...3 dB.*

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

### Список литературы

1. Ярлыков, М.С. Статистическая теория радионавигации [Текст] / М.С. Ярлыков. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
2. Шелухин, О.И. Радиосистемы ближнего действия [Текст] / О.И. Шелухин. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
3. Колчинский, В.Е. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов [Текст] / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. – М.: Сов. радио, 1975. – 432 с.
4. Сосновский, А.А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов. Справ. [Текст] / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович. – М.: Транспорт, 1987. – 256 с.
5. Кантор, Л.Я. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов [Текст] / Л.Я. Кантор, Л.Я. Ярофеев, В.М. Дорофеев. – М.: Связь, 1977. – 336 с.
6. Кантор, Л.Я. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов [Текст] / Л.Я. Кантор. – М.: Связь, 1967.
7. Тихонов В.И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов [Текст] / В.И. Тихонов, Н.К. Кульман. – М.: Сов. радио, 1975. – 704 с.
8. Щербина, К.А. Статистическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата [Текст] / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Радиотехника. – Вып. 177. – Х., 2014. – С. 64-70.
9. Винницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов [Текст] / А.С. Винницкий. – М.: Советское радио, 1969.
10. Винницкий, А.С. Автономные радиосистемы. Учебное пособие для вузов [Текст] / А.С. Винницкий. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
10. Тихонов А.П. Радиолокационное оборудование самолетов: [Текст] / А.П. Тихонов. – М.: Транспорт, 1981.
11. Печенин, В.В. Регулирование уровня сигнала синхронизации управляемого генератора следящего доплеровского фильтра [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Физические основы припоростроения. – 2014. – Т. 3, № 1. – С. 84-91.

Надійшла до редколегії 28.05.2015

**Рецензент:** д-р техн. наук, с.н.с. В.В. Павліков, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Харків.