

## СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА В ПРИЕМНОМ КАНАЛЕ ФАЗОМЕТРИЧЕСКОЙ РТС

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

*Приведена и проанализирована практически реализуемая структура согласованного приемника фазового измерительного сигнала, представляющего синхронизированный генератор с принудительной электронной настройкой, осуществляемой следящей системой на основе модулированного фильтра. Построенный таким образом согласованный приемник обладает широкой полосой поиска сигнала при минимальных искажениях закона изменения фазы входного сигнала с медленно изменяющейся частотой. Даны основные расчетные соотношения, позволяющие оценить искажения фазы, полосу захвата и удержания, скорость синфазирования в зависимости от отношения сигнал/шум и параметров резонансных систем СГ и МФ*

### Введение

Фазометрические радиотехнические системы (РТС) являются наиболее точными системами определения координат аэрокосмических объектов. По геометрической конфигурации приемных трактов они относятся к классу пространственно-разнесенных с высокоточной координатной привязкой приемных измерительных пунктов.

В большинстве высокоточных фазометрических РТС когерентного типа принимаются монохроматические высокостабильные сигналы сантиметрового диапазона волн, излучаемых ответчиком аэрокосмического объекта [1]. При этом основными информационными параметрами измерительных сигналов, принимаемых разнесенными пунктами РТС, являются фазовые набеги, обусловленные изменяющейся геометрической длиной запросно-ответных каналов, флуктуация которой зависит от электродинамических и статистических характеристик среды распространения. А также от внутренних шумов фильтрацию фазы информационного сигнала, искаженную радиофизическим эффектом, (случайными флуктуациями) обусловленным влиянием атмосферных неоднородностей среды распространения радиоволн.

### Постановка задачи

В практически реализуемых фазометрических РТС обычно в большинстве фазометрических РТС когерентного типа принимаются монохроматические высокостабильные сигналы СВЧ диапазона, распространяющиеся в запросно-ответном радиоканале [1]. Основными информационными параметрами измерительных сигналов, принимаемых пространственно-разнесенными пунктами РТС, являются фазовые набеги, обусловленные геометрической длиной запросно-ответных трактов, электродинамическими и статистическими характеристиками среды распространения.

Обычно измеряется величина фазового набега в любом из каналов приема и разность фазовых набегов сигналов, принимаемых в двух пространственно-разнесенных пунктах. При относительно малых временах измерения  $T$ , когда  $V_1 T < \sqrt{\lambda' R_0} / 8$  ( $V_1$ ) – тангенциальная составляющая скорости движения объекта;  $R_0$  – расстояние;  $\lambda'$  – длина волны излучения в движущейся в системе координат объекта), наблюдаемый на выходе канала  $R_0$  сигнал можно представить в виде

$$y_0(t) \approx \dot{G} \left( t - \frac{2R_0}{C} \right) \exp \left\{ i \omega_0 \left[ 1 - \frac{2V_r}{C} \right] \cdot \left( t - \frac{2R_0}{C} - t_3^p - t_3^c \right) \right\} + N(t), \quad (1)$$

где  $t_3^p$  – временная задержка за счет регулярного высотного профиля коэффициента преломления  $n(h)$ ;  $t_3^c$  – случайная временная задержка за счет пространственно-временных флуктуаций коэффициента преломления  $\tilde{n}(t, x, y, z)$ ;  $N(t)$  – «белый» шум;  $\dot{G}(\cdot)$  – комплексная огибающая.

Форма представления сигнала  $y_0(t)$  при  $t_3^p = 0$  и  $t_3^c = 0$  является общепринятой [2]. Полагается, что при выбранном  $T$  величина  $R_0(t) = R_0(t_T)$  на заданный момент измерения  $t_T$ .

$$y_i(t) \approx \dot{G}\left(t - \frac{2R_0}{C}\right) \exp\left\{i\omega_p \left[1 - \frac{2\Delta V_r}{C}\right] \cdot \left(t - \frac{2\Delta R_0}{C}\right)\right\} + N(t), \quad (2)$$

где  $\Delta V_r$  – разность радиальных скоростей по каналам  $R_0$  и  $R_i$ .

Анализируя формулу (2) нетрудно заметить, что при движении объекта по произвольной траектории величины  $\Delta V_r(t)$  и  $\Delta R_0(t) = R_0(t) - R_i(t)$  меняются произвольным образом. То же самое можно говорить и о  $V_r(t)$  и  $R_0(t)$  в формуле (1).

При проведении измерений необходимо компенсировать доплеровскую частоту  $\omega_0 \frac{2V_r}{C}$  в (1) и выбирать временной интервал измерений  $T$  так, чтобы вклад разностной доплеровской частоты  $\omega_p \frac{2\Delta V_r}{C}$  в (2) был по возможности минимальным.

Согласованный прием сигналов (1) и (2) должен учитывать многие факторы и в частности, динамику движения объекта, динамику взаимного движения объекта и среды распространения, статистические характеристики флуктуирующей среды, возможности практической реализации устройств согласованного приема и т.д.

Теоретически задача согласованного приема в рамках модельных ограничений на сигналы и помехи без учета влияния

Следовательно, формула (1) справедлива по отношению к конкретному моменту времени, включающему интервал  $T$ . Используя формулу (1) нетрудно записать выражение для сигнала на выходе двух каналов  $R_0$  и  $R_i$ , когда информация извлекается из разности фазовых набегов. При некоторых формальных допущениях, связанных с моделью среды распространения соотношением размера базы  $b$  и дальности  $R_0$  ( $R_0 > 16b$ ), наблюдаемый сигнал можно представить в виде

среды распространения рассматривается в [2] а с учетом среды в [3]. Получаемые при этом функциональные структуры приемных устройств, как правило, трудно реализовать на практике. Исключение составляют системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако последние практически не используются в каналах с разностно-фазовыми измерениями для сигналов вида (2). Связано это с тем, что измерительные частоты  $F_p$  имеют порядок нескольких килогерц ( $1 \div 4$  кГц), а величина разностной доплеровской частоты  $\Delta F_\delta$  может достигать величин десятков и сотен герц, в зависимости от базового расстояния  $b$ . Так при  $b=60$  м  $\Delta F_\delta \approx \pm 75$  Гц, при  $b=600$  м  $\Delta F_\delta \approx \pm 250$  Гц, при  $b=6000$  м  $\Delta F_\delta \approx \pm 3,5$  кГц.

Ниже рассматриваются основы построения устройств согласованного приема в каналах измерения разности фаз, позволяющие получить достаточно простую в практической реализации схему согласованного приемника.

Запишем состояние (2) с учетом того, что полезная информация извлекается из аргумента  $\exp\{\cdot\}$

$$y_i(t) = G_0 \cdot \exp\left\{i2\pi\left(F_p - \Delta F_\delta(t')\right)\left[k \cdot \Delta R_0(t') + k\delta \cdot \Delta R_0^p(t'+t) + k\delta \cdot \Delta R_c(t'+t)\right]\right\} + N(t), \quad (3)$$

где  $k = 2\pi/\lambda_0$  – волновое число;  $\delta \cdot \Delta R_0^p$  – ошибка за счет регулярного набега в среде;  $\delta \cdot \Delta R_0^c$  – ошибка за счет случайных флуктуаций, обусловленных средой распространения;  $t' = \Omega t$  – "медленное" время, характеризующее изменение частоты и параметра  $\Delta R_0$ , связанные с динамикой объекта;  $\Omega$  – характеристическая частота, связанная с эволюциями траектории.

Если время измерения  $T$  много больше  $t'$ , то изменения  $F_p$  будут очень малыми, что свидетельствует о медленном уклонении детерминированной основы разностного сигнала от гармонического.

В работе [4] показано, что воспроизведение величины

$$\Phi(t) = \left\{ k \cdot \Delta R_0(t') + k\delta \cdot \Delta R_0^p(t' + t) \right\} + k\delta \cdot \Delta R_0^c(t' + t) - \text{фазы}$$

сигнала с медленно меняющейся частотой  $(F_p - \Delta F_0(t'))$ , с минимальными искажениями возможно, если применить модулированный фильтр (МФ), т.е. устройство с резонансным фильтром, параметры ко-

торого изменяются в соответствии с законом изменения частоты  $(F_p - \Delta F_0(t'))$ . Предельным случаем такой схемы согласованного приема являются синхронизированный генератор (СГ) с внешней синхронизацией сигналом, схема ФАПЧ, а также схема автоматической подстройки [5].

### Решение задачи

Проведенный анализ показал, что ни одна из схем слежения не обеспечивает предъявляемых к ней требований по полосе и скорости слежения при минимальных искажениях отслеживаемой фазы  $\Phi(t)$ . Так схема МФ обеспечивает перестройку в широкой полосе с высокой скоростью, но не обеспечивает необходимой фазовой селекции. В то же время схемы СГ или ФАПЧ хорошо отслеживают  $\Phi(t)$ , но не обеспечивают нужной полосы захвата. Представляет интерес такая структура устройства согласованного приема, которая бы реализовала положительные качества МФ, СГ и ФАПЧ.

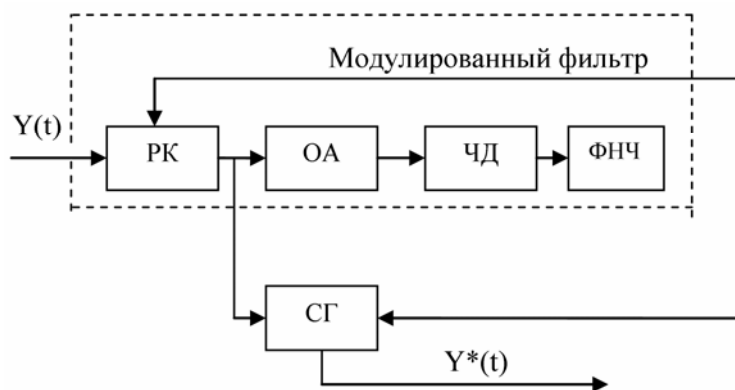


Рис. 1. Устройство согласованного приема фазометрической РТС

Схема МФ содержит непосредственно перестраиваемый резонансный контур (следающий фильтр), ограничитель амплитуды ОА, частотный детектор ЧД, корректирующий фильтр низких частот ФНЧ. Принцип действия МФ и его аналитическое описание достаточно подробно рассмотрено в [4]. Тракт синхронизированного генератора СГ в отличие от классической схемы с одним входом, имеет

второй вход управления. Такое построение схемы СГ соответствует тракту высокоселективного резонансного приемника прямого усиления с электронной настройкой на принимаемый сигнал. Сама электронная настройка осуществляется путем использования управляющего напряжения МФ. Обеспечение постоянства уровня выходного напряжения  $U_{\text{вых}}(t)$  при большом диапазоне перестройки СГ

обеспечивается схемой автоматической регулировки усиления АРУ. Необходимость введения АРУ оправдана, если диапазон перестройки СГ равный отношению верхней и нижней границ  $F_p \pm \Delta F_o(t')$  больше двух. Например  $F_g = 1,5$  кГц,

$$\text{где } \Phi(t') = \varphi_0 + \varphi_c(t'), \varphi_0 = k \cdot \Delta R_0, \varphi_c(t') = k \delta R_0^c(t'), k \cdot \Delta R_0^p = 0.$$

При воздействии (4) на модулированный фильтр имеет место преобразование  $Z(y(t'))$ , которое приводит к преобразованию  $Z(N(t))$  в эквивалентный фазовый шум  $N_\varphi(t')$  на текущей частоте настройки фильтра. При выбранной или заданной частоте  $\Omega$ , точность настройки МФ, а следовательно и СГ характеризуется остаточной шумовой девиацией частоты  $\omega_p$ , дисперсия которой равна

$$\sigma_{ш}^2 = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{q^2} \cdot \frac{\alpha^2}{\sqrt{(\alpha T_\Sigma)^3}}, \quad (5)$$

где  $q^2 = P_c/P_{ш}$  – отношение сигнал/шум по мощности;  $\alpha$  – полоса пропускания фильтра МФ,  $2\alpha \approx \Omega/2\pi$ ;  $T_\Sigma$  - суммарная постоянная времени цепи управления МФ.

Дисперсия остаточной расстройки фильтра МФ описывается (5) с подстановкой  $(\alpha T_\Sigma)$  в первой степени.

Дисперсия ошибки воспроизведения фазы сигнала  $\Phi(t')$  определяется соотношением заимствованным из [9]

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{\pi \omega_p N_0}{R_0 \langle A(t) \rangle} \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{\Delta}{\Delta_0} \right)^2} \right]^{-1}, \quad (6)$$

где  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума  $N(t)$ ;  $R_0$  – амплитуда сигнала СГ;  $\langle A(t) \rangle$  – среднее значение амплитуды сигнала на входе СГ;  $\Delta$  – текущая расстройка  $\omega_p - \omega_c$ ;  $\Delta_0$  – расстройка в стационарном режиме.

При  $\Delta = 0$  условие малости  $\sigma_\varphi^2 \ll 1$

$F_n = 250$  Гц, тогда  $F_e/F_n = 6$ . Представим соотношение (3) в виде

$$y(t') = A(t') \cos[\omega_p t' + \Phi(t')] + N(t), \quad (4)$$

является относительным. В [9] полагается, что интенсивность фазовых шумов должна быть мала по сравнению с величиной

$$P = \frac{\omega_0 \langle A(t) \rangle}{R_0} \sin \langle \Phi(t) \rangle$$

Тогда эффект точности воспроизведения фазы  $\Phi(t)$  на выходе СГ может быть оценен некоторым коэффициентом  $\mu = P/D$ , где  $D = \pi C_0 \omega_0^2 / R_0^2$ ;  $C_0$  – спектральная плотность мощности собственных шумов не синхронизированного генератора. При сильной синхронизации  $\mu \gg 1$ ,  $\sigma_\varphi^2 \approx 1/2\mu$ , а ширина спектра синхронизированного генератора

$$W(\Omega) = \frac{R_0}{2} \left[ \left( 1 - \frac{1}{2\mu} \right) \cdot \delta(\Omega) + S_\varphi(\Omega) \right], \quad (7)$$

где  $S_\varphi(\Omega)$  – ширина спектра фазовых флуктуаций;  $\delta(\Omega)$  – флуктуация спектральной линии СГ относительно  $\omega_p$ .

Формула (7) показывает, что синхронизированный генератор в пределах полосы воспроизводит спектр базовых флуктуаций  $S_\varphi(\Omega)$ . В то же время схема ФАПЧ может и подавлять спектр  $S_\varphi(\Omega)$  в зависимости от параметров ФНЧ ветви управления перестраиваемым генератором. Обращаясь к рис. 1 можно заметить, что тракт принудительной перестройки СГ на основе МФ эквивалентен цепи управлений системы ФАПЧ, с той лишь разницей, что с помощью петли МФ достигается главная цель, а именно, обеспечение широкой полосы захвата сигнала, а расширение полосы тракта управления в

схеме ФАПЧ к такому эффекту не приводит.

Таким образом, предложенный вариант реализации тракта согласованного приема сигналов фазометрических РТС позволяет резко повысить точность фазовых измерений в широком диапазоне изменений информационной частоты сигнала, по сравнению с применяемым в настоящее время вариантом безпоискового приема.

Ориентировочное значение полосы схватывания можно рассчитать по формуле [6]

$$P_{\text{схв}} \approx 2\sqrt{\xi_{M_1}}, \quad \xi_{M_1} = \frac{\omega_p - \omega_0}{\omega_0 \cdot \delta},$$

где  $\delta$  – затухание в контуре МФ.

Так при  $\delta=0,01$ ,  $F_p - F_0=500$  Гц и  $F_0=1$  кГц получаем  $P_{\text{схв}}=14$ .

Полоса удержания определяется по формуле  $P_{\text{уд}} \approx \frac{\xi_{M_1}}{2}$ , а время установления фазы на выходе МФ равно  $T_{\text{синхр}} \approx \frac{1}{2\alpha}$  и при  $2\alpha=5$  Гц составляет 0,2 с. Это означает, что при произвольном значении частоты сигнала  $F_p$  в полосе 500 Гц и произвольном значении резонансной частоты настройки МФ  $F_0$  поиск сигнала завершится через 0,2 с.

### Выводы

Выполненные в работе исследования по согласованной фильтрации фазометрического сигнала с изменяющейся частотой, принимаемого объекта в условиях радиофизических искажений вносимых средой распространения, показали, что возможна более простая реализация согласованного фильтра по сравнению с известными согласованными фазовыми

фильтрами, реализуемыми схемами фазовой автоподстройки частоты, обладающая при этом широкой полосой удержания и частотной устойчивостью к возможной вероятности срыва слежения

### Список литературы

1. Пространственно-временная обработка сигналов / Кремер И.Я., Петров В.М. и др. Под ред. Кремера И.Я. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
2. Костенко П.Ю. Основы статистической теории радиотехнических систем. – Х.: ХАИ, 2005. – 389 с.
3. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.
4. Виницкий Д.С. Автономные радиосистемы. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
5. Автоматическая подстройка фазового набега в усилителях / Под ред. Капранова М.В. – М.: Сов. радио, 1972. – 172 с.
6. Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1969. – 660 с.
7. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М.: Сов. радио, 1970. – 336 с.
8. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь. – 1981. – 288 с.
9. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.

Подано до редакції 04.02.10