

# Анализ алгоритмов обработки сигналов в спутниковой навигации

УДК 621.396

## Методика расчета помехоустойчивости комплексной ФАП в интегрированной СРНС/ИНС навигационной аппаратуре

© Авторы, 2009

**А.Ю. Шатилов** – к.т.н., научн. сотр. МЭИ (ТУ).

Показан способ синтеза комплексной системы ФАП, которая оптимальна при действии помехи с заданной мощностью. Дана методика расчета ее полосы и помехоустойчивости ( $J/S$ ), гарантирующая получение предельной сверху оценки  $J/S$ , подбора совокупности характеристик ИНС и опорного генератора для достижения заданной помехоустойчивости комплексной системы ФАП. Показано, что помехоустойчивость комплексной ФАП не зависит от динамики движения носителя, а зависит только от динамики погрешностей ИНС и дрейфов частоты опорного генератора, причем два этих процесса могут быть сведены к одному суммарному динамическому воздействию.

**Ключевые слова:** спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, помехоустойчивость, комплексирование, инерциальная навигационная система.

A design technique for doppler-aided integrated PLL/INS has been developed. The technique keeps PLL optimal at given jammer power. A calculation method for the PLL bandwidth and jammer capability ( $J/S$ ) has been presented, as well as inverse method for finding INS and oscillator's characteristics at the desired  $J/S$ . The method guarantees top estimate of jammer capability. It is shown that in the case of aided PLL jammer capability does not depend on user dynamics but does depend on the dynamics of INS velocity error and the carrier oscillator frequency drift. Both latter processes can be merged into one summarized dynamic disturbance input.

**Keywords:** satellite radio navigation system, user equipment, jammer capability, inertial navigation system, integration.

### Введение

Как известно, наименее помехоустойчивым звеном навигационной аппаратуры потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) является система фазовой автоподстройки (ФАП). Для повышения помехоустойчивости ФАП в ряде случаев целесообразно применять комплексирование НАП СРНС с инерциальными навигационными системами (ИНС). Помехоустойчивость ФАП обратно пропорциональна ее полосе. Комплексирование позволяет сузить полосу ФАП (а следовательно, повысить помехоустойчивость) за счет компенсации динамической составляющей входного воздействия с помощью информации от ИНС.

Комплексирование СРНС и ИНС на уровне систем ФАП является технически сложной и дорогостоящей задачей. Потенциального разработчика при этом интересует надежная оценка результирующего выигрыша в помехоустойчивости – того, ради чего тратятся большие силы и средства. Цель работы – предложить методику получения такой оценки, а также дать способ решения часто возникающей противоположной задачи – найти такие характеристики ошибок ИНС и дрейфа опорного генератора (ОГ) НАП, при которых достигается требуемая помехоустойчивость.

Показано, что полоса (и помехоустойчивость) оптимальной комплексной системы ФАП/ИНС не зависит от динамики движения носителя НАП, но определяется лишь динамикой дрейфов ОГ и динамикой погрешностей ИНС. Причем параметры динамики ОГ ( $S_{OG}$ ) и динамики ИНС ( $S_{ИНС}$ ) сведены к одному, просто вычисляемому параметру динамического возмущения ФАП  $S_{\Sigma} = S_{ИНС} + S_{OG}$ . В отличие от наиболее близкой работы на эту тему в [1], здесь даются однозначные математические соответствия между параметрами  $S_{OG}$ ,  $S_{ИНС}$  и реальными измеряемыми характеристиками ОГ и ИНС.

Комплексная система ФАП

На рис. 1 приведена общая структура рассматриваемой системы ФАП. Основное ее отличие от обычных ФАП в составе НАП СРНС заключается в наличии дополнительного входа  $y_{\omega}^{\text{ИНС}}$ , по которому вводится информация, полученная с помощью ИНС, и фильтра, учитывающего комплексирование.

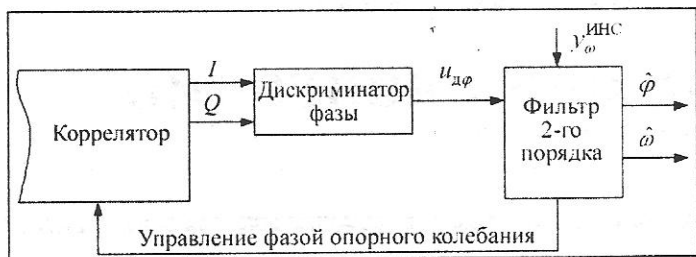


Рис. 1

Особенности работы данной системы, связанные с дискретизацией по времени, а также с синхронизацией измерений СРНС и ИНС, выходят за рамки настоящей статьи, поэтому при анализе принимаются следующие допущения:

- а) все процессы рассматриваются в непрерывном времени;
- б) проблема синхронизации СРНС и ИНС полагается решенной.

Указанные допущения не влияют на конечный результат.

Рассмотрим подробно синтез комплексного фильтра. Будем считать, что  $y_{\omega}^{\text{ИНС}}$  – это измерение доплеровской частоты сигнала, полученное в блоке вторичной обработки информации НАП по измерениям скорости в ИНС, текущим координатам и эфемеридам того спутника, за сигналом которого осуществляется слежение. Модель измерений  $y_{\omega}^{\text{ИНС}}$  запишем в виде:

$$y_{\omega}^{\text{ИНС}}(t) = \omega_{\text{доп}}(t) + \delta\omega_{\text{инс}}(t), \tag{1}$$

где  $\omega_{\text{доп}}(t)$  – истинное значение доплеровской частоты сигнала;  $\delta\omega_{\text{инс}}(t)$  – погрешность расчета доплеровской частоты из-за погрешностей счисления скорости в ИНС.

Воспользуемся концепцией эквивалентных наблюдений для синтеза фильтров следящих систем [1] и введем модель эквивалентных наблюдений фазы сигнала СРНС в виде:

$$y_{\varphi}(t) = \varphi(t) + n_{\varphi}(t), \tag{2}$$

где  $\varphi(t)$  – наблюдаемая фаза (с учетом вклада дрейфов ОГ),  $n_{\varphi}(t)$  – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью  $S_{\text{изм.}\varphi}$ .

Динамическую модель процесса  $\varphi(t)$  представим в виде

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_{\text{доп}}(t) + \delta\omega_{\text{ог}}(t), \tag{3}$$

где  $\delta\omega_{\text{ог}}(t)$  – процесс дрейфа частоты опорного генератора в НАП.

Выразим формально  $\omega_{\text{доп}}(t)$  из (1) и подставим результат в (3). В итоге получим динамическую модель процесса  $\varphi(t)$  в виде:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = y_{\omega}^{\text{ИНС}}(t) - \delta\omega_{\text{инс}}(t) + \delta\omega_{\text{ог}}(t). \tag{4}$$

Из (4) следует, что динамику процесса фильтруемой фазы  $\varphi(t)$  можно свести к известной (измеренной) составляющей  $y_{\omega}^{\text{ИНС}}(t)$ , и двум случайным воздействиям –  $\delta\omega_{\text{инс}}(t)$  и  $\delta\omega_{\text{ог}}(t)$ .

Математическую модель изменения случайных воздействий примем в виде

$$\frac{d[\delta\omega_{\text{инс}}(t)]}{dt} = \xi_{\text{инс}}(t), \quad \frac{d[\delta\omega_{\text{ог}}(t)]}{dt} = \xi_{\text{ог}}(t), \tag{5}$$

где  $\xi_{\text{инс}}(t)$ ,  $\xi_{\text{ог}}(t)$  – белые гауссовские шумы с нулевыми математическими ожиданиями и односторонними спектральными плотностями  $S_{\text{инс}}$  и  $S_{\text{ог}}$ , соответственно.

Объединим  $\delta\omega_{\text{инс}}(t)$  и  $\delta\omega_{\text{ог}}(t)$  в единый процесс:

$$\delta\omega_{\Sigma}(t) = \delta\omega_{\text{ог}}(t) - \delta\omega_{\text{инс}}(t). \tag{6}$$

Нетрудно показать, что  $\frac{d[\delta\omega_{\Sigma}(t)]}{dt} = \xi_{\Sigma}(t)$ , где  $\xi_{\Sigma}(t)$  – белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью  $S_{\Sigma} = S_{\text{инс}} + S_{\text{ог}}$ .

Подставив (6) в (4), получим:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = y_{\omega}^{\text{инс}}(t) + \delta\omega_{\Sigma}(t). \quad (7)$$

Динамическую модель вида (7) будем использовать для синтеза фильтра комплексной ФАП. Задачу такого синтеза будем решать методами оптимальной линейной фильтрации, которые изложены, например, в [2, 3]. Опуская общие выкладки, приведем итоговые уравнения комплексного фильтра:

$$\frac{d\hat{\varphi}(t)}{dt} = y_{\omega}^{\text{инс}}(t) + \delta\hat{\omega}_{\Sigma}(t) + K_1 u_{\Delta\varphi}(t), \quad \frac{d[\delta\hat{\omega}_{\Sigma}(t)]}{dt} = K_2 u_{\Delta\varphi}(t), \quad (8)$$

где  $K_1, K_2$  – стационарные коэффициенты фильтра для установившегося режима;  $u_{\Delta\varphi}(t)$  – выходной сигнал дискриминатора фазы, приведенный к единицам размерности фазы. При малых ошибках слежения

$$u_{\Delta\varphi}(t) \approx y_{\varphi}(t) - \hat{\varphi}(t) = [\varphi(t) - \hat{\varphi}(t)] + n_{\varphi}(t). \quad (9)$$

В [1] показано, что для системы 2-го порядка оптимальные значения  $K_1$  и  $K_2$  составляют:

$$K_2 = \sqrt{\frac{S_{\Sigma}}{S_{\text{изм.}\varphi}}}, \quad K_1 = \sqrt{2K_2}, \quad (10)$$

(выражения даны с учетом введенных обозначений).

### Полоса комплексной ФАП

Согласно классическому определению [4], шумовая полоса следящей системы вводится как «величина  $\Delta F$ , равная полосе пропускания эквивалентной системы, которая имеет прямоугольную АЧХ, одинаковый по сравнению с исходной системой коэффициент передачи на нулевой частоте и одинаковую дисперсию выходного процесса при действии на входах этих систем белого шума»:

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi |K(0)|^2} \int_0^{\infty} |K(i\omega)|^2 d\omega, \quad (11)$$

где  $K(i\omega)$  – комплексный коэффициент передачи системы от входа к выходу.

Трудность применения такого определения к комплексным системам состоит в том, что комплексные системы имеют несколько входов и выходов. (Неясно, что в комплексной системе брать за  $K(i\omega)$ ). Здесь же показано (8), что комплексную ФАП можно реализовать в виде одновходовой следящей системы, поэтому данная трудность устраняется.

Согласно [1], полоса системы 2-го порядка рассчитывается как

$$\Delta F_{\text{ФАП}} = \frac{3}{4\sqrt{2}} \cdot \sqrt{K_2}. \quad (12)$$

Подставляя (10) в (12), получаем выражение для шумовой полосы оптимальной системы ФАП:

$$\Delta F_{\text{ФАП}} = \frac{3}{4\sqrt{2}} \cdot \sqrt[4]{\frac{S_{\Sigma}}{S_{\text{изм.}\varphi}}}. \quad (13)$$

Оптимальность в данном случае означает, что в рассматриваемой системе при заданных  $S_{\Sigma}$ ,  $S_{\text{изм.}\varphi}$  и коэффициентах фильтра  $K_1, K_2$ , найденных по (10), дисперсия ошибки слежения за фазой будет минимально возможной.

### Помехоустойчивость комплексной ФАП

Численной характеристикой помехоустойчивости следящей системы, согласно [1], должно быть наибольшее отношение мощности помехового сигнала к мощности полезного сигнала ( $J/S$ ), при котором система еще может выполнять слежение за сигналом с заданными характеристиками.

Трудность заключается в неуниверсальности «заданных характеристик», которые могут меняться в зависимости от назначения аппаратуры. Однако системы ФАП, применяемые в НАП СРНС, обладают пороговым эффектом, который проявляется в резком нарастании ошибки оценивания фазы (срыве слежения) при достижении среднего квадрата этой ошибки определенного значения. Поэтому под «сохранением слежения» удобно подразумевать состояние ФАП с допороговым уровнем среднеквадратической ошибки оценивания фазы. Пороговый уровень ошибок определяется апертурой и формой дискриминационной характеристики (ДХ) фазового дискриминатора. Апертура ДХ фазового дискриминатора равна либо 180°, либо 360°, а форма ДХ не должна оказывать существенного влияния. Следовательно, можно найти универсальный пороговый уровень ошибок в ФАП, при котором еще сохраняется слежение за фазой сигнала, но система работает уже на грани срыва. Поиск такого уровня был выполнен

Таблица 1

Тип дискриминатора фазы	$Q$	$\arctan\left(\frac{Q}{I}\right)$	$\text{sign}(I) \cdot Q$	$I \cdot Q$
Апертура ДХ	360°	180°	180°	180°
Пороговое отношение СКО слежения за фазой к апертуре ДХ	0,076	0,067	0,076	0,078

методом имитационного моделирования, полученные результаты приведены в табл. 1.

Данные табл. 1 подтверждают, что искомым пороговым уровнем слабо зависит от формы ДХ, а отношение пороговой среднеквадратической ошибки слежения за фазой к апертуре ДХ – величина практически постоянная. Обозначим эту величину как  $C_A$ . Для инженерных расчетов можно брать  $C_A = 0,076$ .

Таким образом, появляется обоснованный путь нахождения помехоустойчивости из предельного уровня ошибки слежения. Математически такой путь можно представить уравнением

$$\sigma_{\varphi, \text{пр}}^2 = (A_d C_A)^2 = \sigma_{\text{фл}}^2 (J/S) + \sigma_{\text{дин}}^2 (J/S), \tag{14}$$

где  $\sigma_{\varphi, \text{пр}}^2$  – предельная дисперсия ошибки слежения;  $A_d$  – апертура ДХ;  $\sigma_{\text{фл}}^2$  – дисперсия флуктуационной составляющей ошибки слежения;  $\sigma_{\text{дин}}^2$  – дисперсия динамической составляющей ошибки слежения. Здесь рассматривается воздействие на НАП внешней широкополосной помехи мощностью, в  $(J/S)$  раз превышающей мощность полезного сигнала. Принципиально такое воздействие ничем не отличается от воздействия внутреннего шума приемника, кроме того, что мощность помехи много больше мощности внутреннего шума. Поэтому характеристика  $J/S$  эквивалентна отношению сигнал-шум.

В (14)  $\sigma_{\text{дин}}^2$  зависит от интенсивности внешней помехи постольку, поскольку от нее зависит оптимальное значение полосы (13) (через параметр  $S_{\text{изм.}\varphi}$ ).

Из определения шумовой полосы

$$\sigma_{\text{фл}}^2 (J/S) = \Delta F_{\text{ФАП}} (S_{\text{изм.}\varphi} (J/S)) \cdot S_{\text{изм.}\varphi} (J/S), \tag{15}$$

где  $S_{\text{изм.}\varphi} (J/S)$  – флуктуационная характеристика дискриминатора фазы, записанная как функция от  $J/S$ . Подставив (13) в (15), получим

$$\sigma_{\text{фл}}^2 (J/S) = \frac{3}{4\sqrt{2}} \cdot \sqrt[4]{S_{\Sigma}^3 \cdot S_{\text{изм.}\varphi}^3 (J/S)}. \tag{16}$$

Опуская громоздкие выкладки, приведем аналогичное выражение для  $\sigma_{\text{дин}}^2 (J/S)$ :

$$\sigma_{\text{дин}}^2 (J/S) = \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot \sqrt[4]{S_{\Sigma}^3 \cdot S_{\text{изм.}\varphi}^3 (J/S)}. \tag{17}$$

Подставив (16), (17) в (14) и выделив  $S_{\text{изм.}\varphi} (J/S)$ , запишем уравнение

$$(A_d C_A)^8 \cdot 3 \sqrt[4]{\frac{4}{S_{\Sigma}}} = S_{\text{изм.}\varphi} (J/S). \tag{18}$$

Определив в (18) функцию  $S_{\text{изм.}\varphi} (J/S)$  и решив это уравнение относительно  $(J/S)$ , можно получить искомое значение помехоустойчивости.

Рассмотрим функцию  $S_{\text{изм.}\varphi} (J/S)$ , которая определяется типом используемого дискриминатора фазы. Наиболее применяемые в НАП СРНС дискриминаторы фазы [1] можно разделить на два типа.

1. Дискриминаторы, ориентированные на сигнал без модуляции навигационным сообщением (пример – «Q»). Для этого типа дискриминаторов  $A_d = 360^\circ$ ,

$$S_{\text{изм.}\varphi}(J/S) = \frac{1}{q_{c-n_0}} \approx \frac{(J/S)}{\Delta F_c}, \quad (19)$$

где  $q_{c-n_0}$  – отношение мощности сигнала к спектральной плотности смеси (помеха+шум);  $\Delta F_c$  – полоса сигнала.

2. Дискриминаторы, ориентированные на сигнал с модуляцией навигационным сообщением (примеры – « $I \cdot Q$ », « $\text{sign}(I) \cdot Q$ »). Для этого типа дискриминаторов  $A_d = 180^\circ$ ,

$$S_{\text{изм.}\varphi}(J/S) = \frac{1}{q_{c-n_0}} \left( 1 + \frac{1}{2q_{c-n_0} T_s} \right) \approx \frac{(J/S)}{\Delta F_c} \left( 1 + \frac{(J/S)}{2\Delta F_c T_s} \right), \quad (20)$$

где  $T_s$  – длительность интервала преддетекторного накопления в корреляторе, которая часто совпадает с длительностью символа навигационного сообщения.

Подставляя в правую часть (18) выражение (19) или (20), можно получить уравнения для нахождения помехоустойчивости системы с дискриминатором 1-го или 2-го типа соответственно. Результаты решения таких уравнений будут приведены ниже, в краткой методике расчета помехоустойчивости.

### Связь параметра интенсивности формирующего шума $S_\Sigma$ с реальными характеристиками ОГ и ИНС

Дрейфы частоты ОГ и погрешности скорости ИНС в рассматриваемой динамической модели (5) представлены как винеровские процессы. По определению винеровского процесса, дисперсия его приращений пропорциональна времени, за которое наблюдаются приращения. Коэффициентом пропорциональности является двусторонняя спектральная плотность формирующего шума. Исходя из этого, по экспериментальному графику процесса можно определить параметры его винеровской аппроксимации.

Поясним это на примере ОГ. На рис. 2 приведен экспериментальный график процесса уходов частоты ОГ ГК-99ТК, заданных относительно несущей частоты сигнала 1575,42 МГц. Точки графика снимались с темпом  $T=1$  с. Между экспериментальными точками вычислены приращения и отображены на рис. 3.

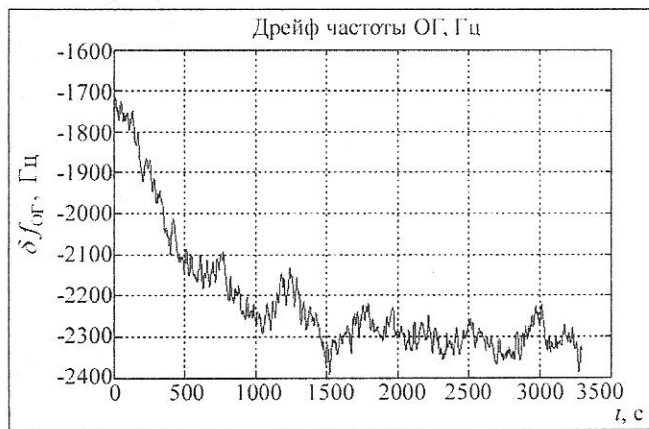


Рис. 2

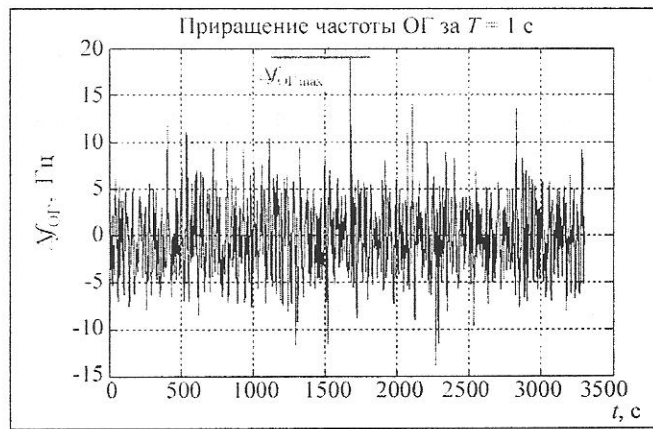


Рис. 3

Максимальное приращение составило  $\Delta f_{\text{ОГ,max}} = 19$  Гц. Отсюда дисперсия приращений в радианах в секунду приближенно равна  $(2\pi\Delta f_{\text{ОГ,max}}/3)^2$ , а спектральная плотность эквивалентного формирующего шума

$$S_{\text{ОГ}} = 2(2\pi\Delta f_{\text{ОГ,max}}/3)^2 / T_{\text{ОГ}}. \quad (21)$$

После подстановки экспериментального значения  $\Delta f_{\text{ОГ,max}} = 19$  Гц в (21) получим  $S_{\text{ОГ}} = 3167$  рад<sup>2</sup>/с<sup>3</sup>.

Аналогично находится параметр динамической модели погрешностей ИНС  $S_{\text{ИНС}}$ :

$$S_{\text{ИНС}} = 2 \left( \frac{2\pi f_0}{c} \Delta V_{\text{max}} / 3 \right)^2 / T_{\text{ИНС}}, \quad (22)$$

где  $\Delta V_{\text{max}}$  – максимальное приращение погрешности скорости ИНС за время  $T_{\text{ИНС}}$ ;  $f_0$  – несущая частота радиосигнала;  $c$  – скорость света. Величины  $\Delta V_{\text{max}}$ ,  $T_{\text{ИНС}}$  берутся из экспериментального графика погрешностей скорости ИНС. Параметр  $\Delta V_{\text{max}}$  можно определять по реализации погрешностей скорости в любой системе координат.



Приведем пример: для авиационной ИНС на основе волоконно-оптических гироскопов  $\Delta V_{\max} = 0,5$  м/с,  $T_{\text{ИНС}} = 30$  с, откуда  $S_{\text{ИНС}} = 2 \text{ рад}^2/\text{с}^3$ , что много меньше  $S_{\text{ОГ}}$ . В частности, такое сравнение (как в данном примере) показывает, что повышения помехоустойчивости НАП можно достичь только за счет улучшения качества ОГ, тогда как улучшение характеристик ИНС не даст практически никакого результата.

С учетом (21), (22) итоговое выражение для нахождения  $S_{\Sigma}$  примет вид

$$S_{\Sigma} = S_{\text{ИНС}} + S_{\text{ОГ}} = 2(2\pi\Delta f_{\text{ОГ.макс}}/3)^2/T_{\text{ОГ}} + 2\left(\frac{2\pi f_0}{c}\Delta V_{\max}/3\right)^2/T_{\text{ИНС}}, \quad (23)$$

где  $T_{\text{ОГ}}$  – длительность интервала зарегистрированного приращения  $\Delta f_{\text{ОГ.макс}}$ ;  $T_{\text{ИНС}}$  – длительность интервала зарегистрированного приращения  $\Delta V_{\max}$ .

### Краткая методика расчета помехоустойчивости и полосы комплексной ФАП

#### 1. Исходные данные:

$f_0$  – несущая частота радиосигнала;

$\Delta F_c$  – полоса сигнала;

$\Delta f_{\text{ОГ}}(t)$  [Гц],  $t_{\text{начала}} \leq t \leq t_{\text{конца}}$ , – экспериментальная выборка дрейфов частоты ОГ относительно несущей  $f_0$ ;

$\delta V_{\text{ИНС}}(t)$  [м/с],  $t_{\text{начала}} \leq t \leq t_{\text{конца}}$ , – экспериментальная выборка погрешности скорости ИНС в проекции на ту ось, где динамика погрешности наибольшая;

$A_d$  – апертура ДХ дискриминатора фазы ( $360^\circ$  – 1 тип,  $180^\circ$  – 2 тип);

$T_S$  – длительность интервала преддетекторного накопления в корреляторе (для дискриминатора 2-го типа).

2. По выборкам  $\Delta f_{\text{ОГ}}(t)$ ,  $\delta V_{\text{ИНС}}(t)$  определяются параметры  $\Delta f_{\text{ОГ.макс}}$ ,  $T_{\text{ОГ}}$ ,  $\Delta V_{\max}$ ,  $T_{\text{ИНС}}$  (как показано в примере выше) и находится спектральная плотность эквивалентного суммарного шума динамических возмущений  $S_{\Sigma}$ :

$$S_{\Sigma} = 2(2\pi\Delta f_{\text{ОГ.макс}}/3)^2/T_{\text{ОГ}} + 2\left(\frac{2\pi f_0}{c}\Delta V_{\max}/3\right)^2/T_{\text{ИНС}}.$$

3. Рассчитывается искомое значение предельной помехоустойчивости (J/S):

для дискриминатора 1-го типа ( $A_d = 2\pi$ ):

$$(J/S) = (A_d C_A)^{\frac{8}{3}} \cdot \Delta F_c \cdot \sqrt[3]{\frac{4}{S_{\Sigma}}}; \quad (24)$$

для дискриминатора 2-го типа ( $A_d = \pi$ ):

$$(J/S) = \Delta F_c T_S \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{2(A_d C_A)^{\frac{8}{3}}}{T_S} \cdot \sqrt[3]{\frac{4}{S_{\Sigma}}} - 1} \right). \quad (25)$$

4\*. Вычисляется спектральная плотность шума на выходе дискриминатора:

для дискриминатора 1-го типа ( $A_d = 2\pi$ )

$$S_{\text{изм.ф}} \approx \frac{(J/S)}{\Delta F_c};$$

для дискриминатора 2-го типа ( $A_d = \pi$ )

$$S_{\text{изм.ф}} \approx \frac{(J/S)}{\Delta F_c} \left( 1 + \frac{(J/S)}{2\Delta F_c T_S} \right).$$

5\*. Находится шумовая полоса ФАП

$$\Delta F_{\text{ФАП}} = \frac{3}{4\sqrt{2}} \cdot \sqrt[4]{\frac{S_{\Sigma}}{S_{\text{изм.ф}}}}.$$

Пункты, отмеченные звездочкой, необязательны.

Применение изложенной методики, например, к сигналам ГЛОНАСС СТ ( $\Delta F_c = 1,022$  МГц,  $f_0 = 1600$  МГц,  $T_S = 10$  мс) дает диаграмму на рис. 4.

По правой вертикальной оси диаграммы отложены значения параметра  $(\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}})$ , характеризующего динамику ОГ, а по левой – значения параметра  $(\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}})$ , характеризующего динамику погрешностей ИНС. Оси соотнесены так, что значения, находящиеся на одной горизонтали, соответствуют одинаковому вкладу ИНС и ОГ в интенсивность динамического возмущения ФАП ( $S_{\Sigma}$ ).

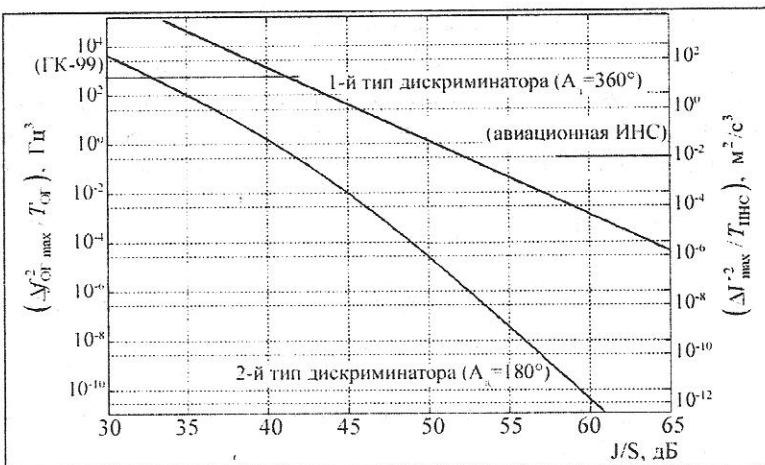


Рис. 4

По горизонтальной оси отложены значения максимально достижимой помехоустойчивости, которую можно достичь при каком-то одном заданном из параметров  $(\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}})$ ,  $(\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}})$ , а другой пара-

метр – нулевой. Другими словами, если пользоваться левой вертикальной осью, то  $(\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}}) = 0$ ; если пользоваться правой вертикальной осью, то  $(\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}}) = 0$ .

### Краткая методика нахождения характеристик ИНС и ОГ по заданной помехоустойчивости

Под характеристикой ИНС будем понимать входящее в (22) отношение  $(\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}})$ . Физический смысл данной характеристики можно понять, если умножить числитель и знаменатель дроби на  $T_{\text{ИНС}}$ :

$$\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}} = \left( \frac{\Delta V_{\text{max}}}{T_{\text{ИНС}}} \right)^2 T_{\text{ИНС}} = \delta A_{\text{max}}^2 T_{\text{ИНС}}$$
 – произведение квадрата предельной погрешности ускорения на эффективную длительность импульса этой погрешности. Аналогичную характеристику примем и для опорного генератора  $(\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}})$ .

Из (6), (8) следует, что характеристики ИНС и ОГ влияют на помехоустойчивость системы только через общий параметр  $S_{\Sigma}$ . Поэтому принцип выбора этих характеристик состоит в нахождении такого  $S_{\Sigma}$ , при котором удовлетворяются требования заданной помехоустойчивости. Более подробно этот процесс проиллюстрирован в последующей методике.

#### 1. Исходные данные:

$(J / S)$  – требуемая помехоустойчивость;

$f_0$  – несущая частота радиосигнала;

$\Delta F_c$  – полоса сигнала;

$A_d$  – апертура ДХ дискриминатора фазы ( $360^\circ$  – 1 тип,  $180^\circ$  – 2 тип);

$T_S$  – длительность интервала преддетекторного накопления в корреляторе (для дискриминатора 2-го типа).

#### 2. Расчет максимально допустимого значения параметра $S_{\Sigma}$ :

для дискриминатора 1-го типа ( $A_d = 2\pi$ ):

$$S_{\Sigma, \text{max}} = 4(A_d C_A)^8 \cdot \left( \frac{\Delta F_c}{J / S} \right)^3; \tag{26}$$

для дискриминатора 2-го типа ( $A_d = \pi$ ):

$$S_{\Sigma, \text{max}} = \frac{32(A_d C_A)^8}{T_S^3} \cdot \left[ \left( \frac{J / S}{\Delta F_c T_S} + 1 \right)^2 - 1 \right]^{-3}. \tag{27}$$

#### 3. Выбор характеристик ИНС $(\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}})$ и ОГ $(\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}})$ согласно условию

$$2 \left( \frac{2\pi}{3} \right)^2 \cdot (\Delta f_{\text{ОГ. max}}^2 / T_{\text{ОГ}}) + 2 \left( \frac{2\pi f_0}{3c} \right)^2 \cdot (\Delta V_{\text{max}}^2 / T_{\text{ИНС}}) \leq S_{\Sigma, \text{max}}. \tag{28}$$

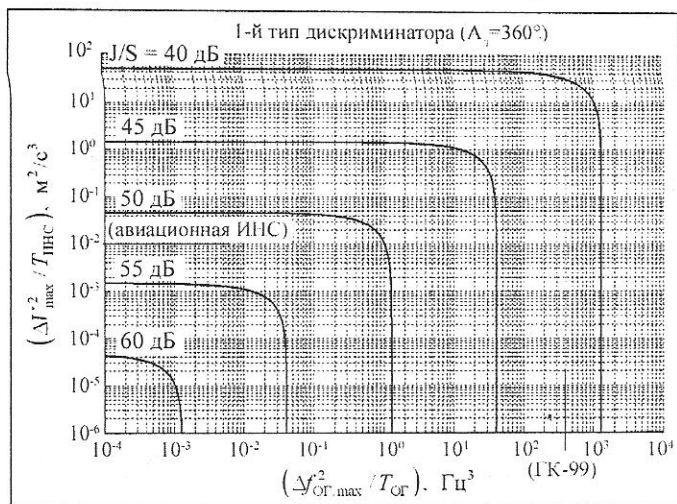


Рис. 5

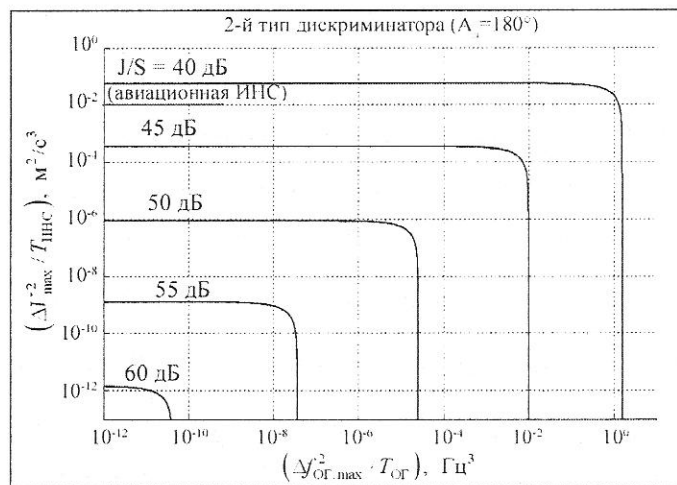


Рис. 6

помехоустойчивости, т.е. не являлись предельными. В статье приведен способ синтеза такой системы ФАП, которая оптимальна при действии помехи с заданной мощностью. Дана методика расчета ее помехоустойчивости (J/S), гарантирующая получение оценки J/S, предельной сверху (благодаря сохранению оптимальности системы, работающей на грани срыва).

Предложено характеризовать состояние системы, близкое к срыву, отношением среднеквадратической ошибки слежения к апертуре ДХ.

Показано, что помехоустойчивость комплексной ФАП не зависит от динамики движения носителя, а зависит только от динамики погрешностей ИНС и дрейфов частоты опорного генератора, причем два этих процесса могут быть сведены к одному суммарному динамическому возмущению. Предложено использовать динамические модели погрешности скорости ИНС и дрейфа частоты ОГ в виде винеровских процессов. Дан способ нахождения спектральной плотности формирующего шума в винеровской модели по экспериментальной выборке аппроксимируемого процесса.

Дана методика подбора совокупности характеристик ИНС и ОГ для достижения заданной помехоустойчивости комплексной системы ФАП.

### Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2005.
2. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 1991.
3. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника. 2003.
4. Первачев С.В. Радиоавтоматика. М.: Радио и Связь. 1982.

Поступила 2 июня 2009 г.

Результат применения изложенной методики, например, к сигналам ГЛОНАСС СТ ( $\Delta F_c = 1,022$  МГц,  $f_0 = 1600$  МГц,  $T_S = 10$  мс) можно проиллюстрировать графиками на рис. 5 и 6. Каждый график является кривой, которая ограничивает сверху область допустимых значений характеристик ИНС ( $\Delta V_{\max}^2 / T_{\text{ИНС}}$ ) и ОГ ( $\Delta f_{\text{ОГ}, \max}^2 / T_{\text{ОГ}}$ ). Координаты любой точки, лежащей под кривой, представляют пару допустимых значений указанных параметров для данной помехоустойчивости. На каждом рисунке представлено по пять кривых для пяти наиболее актуальных значений помехоустойчивости. На рис. 5 изображено семейство кривых при использовании дискриминатора фазы типа 1 (расчет  $S_{\Sigma}$  по (26)), на рис. 6 – типа 2 (расчет  $S_{\Sigma}$  по (27)).

Наиболее очевидным применением представленных графиков с точки зрения разработчика НАП является подбор совокупности параметров ( $\Delta V_{\max}^2 / T_{\text{ИНС}}$ ), ( $\Delta f_{\text{ОГ}, \max}^2 / T_{\text{ОГ}}$ ) для достижения заданной помехоустойчивости при работе по сигналам ГЛОНАСС СТ.

Менее очевидный вывод, следующий из сопоставления графиков на рис. 5 и рис. 6, заключается в том, что при одних и тех же характеристиках ИНС и ОГ применение фазовых дискриминаторов 1-го типа с сигналами, не модулированными навигационным сообщением, способно повысить помехоустойчивость ФАП более чем на 10 дБ.

● В более ранних работах [1] предлагались методики расчета помехоустойчивости уже заданных систем в отрыве от их оптимальности (с точки зрения теории оптимальной фильтрации) при действии помех. Получаемые оценки не говорили о невозможности дальнейшего увеличения