
Анализ алгоритмов обработки сигналов в спутниковой навигации

УДК 621.396

Методика расчета помехоустойчивости комплексной частотной автоподстройки в навигационной аппаратуре потребителей СРНС/ИНС

© Авторы, 2011

А.Ю. Шатилов – к.т.н., науч. сотрудник, МЭИ (ТУ)

Разработан способ синтеза комплексной системы частотной автоподстройки (ЧАП), которая оптимальна при действии помехи с максимально возможной мощностью (при которой ЧАП находится на грани срыва). Дана методика расчета полосы и помехоустойчивости ЧАП. Методика гарантирует получение предельной сверху оценки помехоустойчивости при заданных ограничениях на точность определения частоты. Построены кривые точность-помехоустойчивость, позволяющие быстро найти компромиссное решение при построении помехоустойчивого навигационного приемника.

Ключевые слова: радионавигация, ГЛОНАСС, комплексирование, некогерентное слежение.

A design technique for doppler-aided integrated FLL/INS has been developed. The technique keeps FLL optimal at maximum jammer power. A calculation method for the FLL bandwidth and anti-jam capability (J/S) has been presented. The method guarantees top estimate of anti-jam capability at given limitations for tracking error. The curves 'J/S vs. doppler error' has been presented. These curves allow quick finding of compromise solution for anti-jam navigation receiver development.

Keywords: radionavigation, GLONASS, integrated systems, non-coherent tracking.

Введение

Как известно [1], наименее помехоустойчивым звеном навигационной аппаратуры потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) является система слежения за несущей. В когерентном приемнике такой системой является система фазовой автоподстройки (ФАП), а в некогерентном – ЧАП. Для повышения помехоустойчивости ЧАП в ряде случаев целесообразно применять комплексирование НАП СРНС с инерциальными навигационными системами (ИНС). Помехоустойчивость ЧАП обратно пропорциональна её полосе. Комплексирование позволяет сузить полосу ЧАП (и тем самым повысить помехоустойчивость) за счет компенсации динамической составляющей входного воздействия с помощью информации от ИНС.

Комплексирование СРНС и ИНС на уровне систем ЧАП 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 и получить аналитические формулы, позволяющие решить противоположную задачу – найти такие характеристики ошибок ИНС и дрейфа опорного генератора (ОГ) НАП, при которых достигается требуемая помехоустойчивость.

Комплексная система ЧАП

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

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:

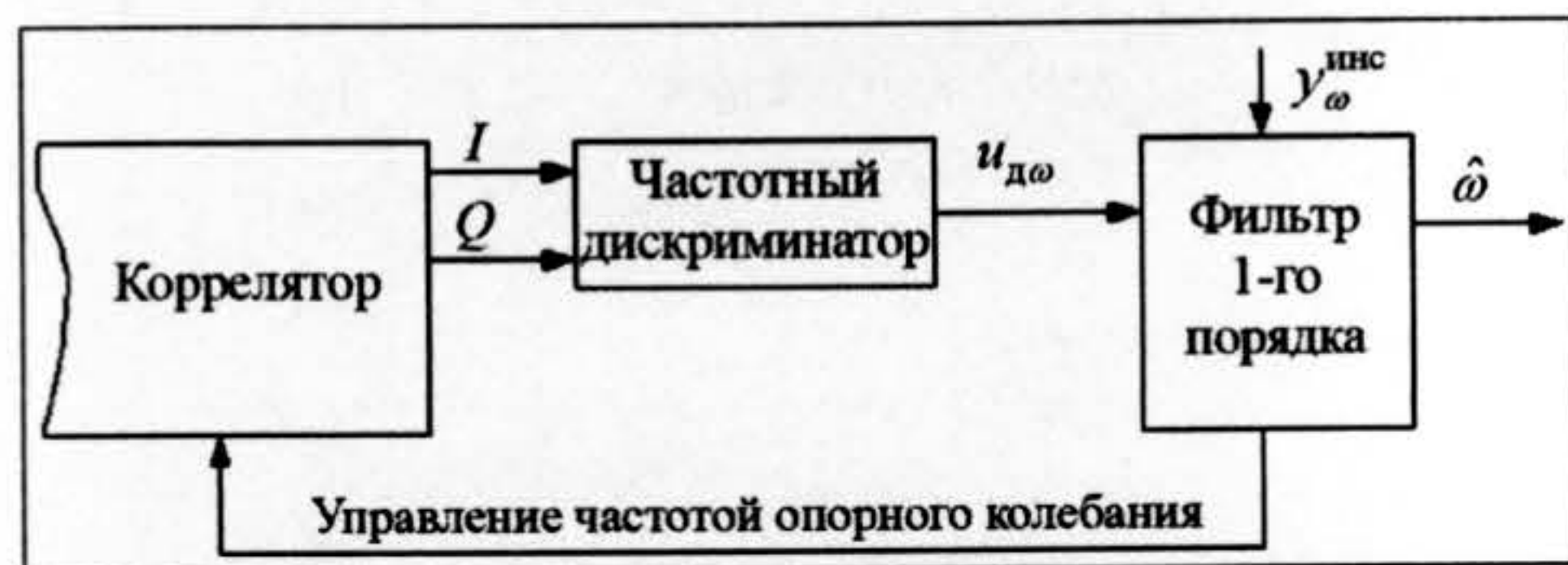


Рис. 1

ниям скорости в ИНС, текущим координатам и эфемеридам того спутника, за сигналом которого осуществляется слежение. Модель измерений $y_{\omega}^{инс}$ примем в виде:

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

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

Воспользуемся концепцией эквивалентных наблюдений для синтеза фильтров следящих систем [1] и введём модель эквивалентных наблюдений частоты сигнала СРНС:

$$y_{\omega}(t) = \omega(t) + n_{\omega}(t), \quad (2)$$

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

Модель процесса $\omega(t)$ запишем в виде

$$\omega(t) = \omega_{доп}(t) + \delta\omega_{ог}(t), \quad (3)$$

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

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

$$\omega(t) = y_{\omega}^{инс}(t) - \delta\omega_{инс}(t) + \delta\omega_{ог}(t). \quad (4)$$

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

Динамическую модель изменения случайных воздействий примем в виде

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

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

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

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

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 $S_{\Sigma} = S_{инс} + S_{ог}$.

Подставив (6) в (4), получим:

$$\omega(t) = y_{\omega}^{инс}(t) + \delta\omega_{\Sigma}(t). \quad (7)$$

Модель процесса (7) будем использовать для синтеза фильтра комплексной ЧАП. Задачу такого синтеза решим методами оптимальной линейной фильтрации, которые изложены, например, в [2, 3]. Опуская общие выкладки, приведем итоговые уравнения комплексного фильтра:

а) все процессы рассматриваются в непрерывном времени;

б) проблема синхронизации измерений в НАП СРНС и ИНС полагается решенной.

Указанные допущения не влияют на конечный результат.

Рассмотрим подробно синтез комплексного фильтра. Будем считать, что $y_{\omega}^{инс}$ – это измерение доплеровской частоты сигнала, полученное в блоке вторичной обработки информации НАП по измере-

$$\hat{\omega}(t) = y_{\omega}^{\text{нч}}(t) + \delta \hat{\omega}_{\Sigma}(t), \quad d[\delta \hat{\omega}_{\Sigma}(t)]/dt = K_1 u_{\text{д}\omega}(t), \quad (8)$$

где K_1 – стационарный коэффициент фильтра для установившегося режима; $u_{\text{д}\omega}(t)$ – выходной сигнал частотного дискриминатора, приведенный к единицам размерности частоты. При малых ошибках слежения

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

Можно показать, что для системы 1-го порядка оптимальное значение K_1 для установившегося режима составляет:

$$K_1 = \sqrt{S_{\Sigma}/S_{\text{изм.}\omega}}. \quad (10)$$

Полоса комплексной ЧАП

Согласно классическому определению [4], шумовая полоса следящей системы вводится как «величина ΔF_3 , 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»:

$$\Delta F_3 = \frac{1}{2\pi |K(0)|^2} \int_0^{\infty} |K(i\omega)|^2 d\omega, \quad (11)$$

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 $K(i\omega)$). Выражения (8) показывают, что комплексную ЧАП можно реализовать в виде одноходовой следящей системы, поэтому данная трудность устраняется.

Из (11) можно найти шумовую полосу для системы ЧАП 1-го порядка, которая получается равной

$$\Delta F_{\text{чап}} = K_1/4 = \sqrt{S_{\Sigma}/S_{\text{изм.}\omega}}/4. \quad (12)$$

Отметим, что выражение (12) определяет шумовую полосу оптимальной системы ЧАП. Оптимальность в данном случае означает, что в рассматриваемой системе при заданных S_{Σ} , $S_{\text{изм.}\omega}$ и коэффициенте фильтра K_1 , заданного выражением (10), дисперсия ошибки слежения за частотой будет минимально возможной.

Помехоустойчивость комплексной ЧАП

Численной характеристикой помехоустойчивости следящей системы, согласно [1], должно быть наибольшее отношение мощности помехового сигнала к мощности полезного сигнала $K_{\text{п}} = P_{\text{п}}/P_{\text{с}}$, при котором система ещё может выполнять слежение за сигналом с заданными характеристиками.

Трудность заключается в неуниверсальности «заданных характеристик», которые могут меняться в зависимости от назначения аппаратуры. Однако системы ЧАП, применяемые в НАП СРНС, обладают пороговым эффектом, который проявляется в резком нарастании ошибки оценивания частоты (срыве слежения) при достижении среднего квадрата этой ошибки определенного значения. Поэтому под «сохранением слежения» удобно подразумевать состояние ЧАП с допороговым уровнем среднеквадратической ошибки оценивания частоты. Пороговый уровень ошибок определяется апертурой и формой дискриминационной характеристики (ДХ) частотного дискриминатора.

В НАП СРНС широко используется частотный дискриминатор вида

$$u_d = I_{k-1}Q_k - I_kQ_{k-1}, \quad (13)$$

где I, Q – синфазный и квадратурный выходы коррелятора.

Апертура ДХ такого дискриминатора фиксирована и обратна времени преддетекторного накопления в корреляторе T :

$$A_d = 2\pi/T \text{ [рад/с]}. \quad (14)$$

Следовательно, можно найти универсальный пороговый уровень ошибок в ЧАП, при котором ещё сохраняется слежение за частотой сигнала, но система работает уже на грани срыва. Поиск такого уровня был проделан ме-

тодом имитационного моделирования в [5]. В результате максимальный уровень среднеквадратической ошибки слежения за частотой для системы ЧАП с дискриминатором (13) составил $\sigma_{\omega \text{ пр}} = C_A \cdot A_d$, где $C_A = 0,125$.

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

$$\sigma_{\omega \text{ пр}}^2 = (A_d C_A)^2 = \sigma_{\text{фл}}^2(K_n) + \sigma_{\text{дин}}^2(K_n), \quad (15)$$

где $\sigma_{\omega \text{ пр}}^2$ – 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 ЧАП внешней широкополосной помехи мощностью, в K_n 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 параметр K_n эквивалентен отношению сигнал-шум.

В (15) $\sigma_{\text{фл}}^2$, $\sigma_{\text{дин}}^2$ записаны как функции K_n , поскольку K_n определяет интенсивность внешней помехи. Дисперсия динамической ошибки $\sigma_{\text{дин}}^2$ зависит от интенсивности внешней помехи опосредованно, через оптимальное значение полосы (12) и параметр $S_{\text{изм } \omega}$.

Из определения шумовой полосы

$$\sigma_{\text{фл}}^2(K_n) = \Delta F_{\text{чдп}}(S_{\text{изм } \omega}(K_n)) \cdot S_{\text{изм } \omega}(K_n), \quad (16)$$

где $S_{\text{изм } \omega}(K_n)$ – флуктуационная характеристика частотного дискриминатора, записанная как функция от K_n . Подставив (12) в (16), получим

$$\sigma_{\text{фл}}^2(K_n) = \frac{1}{4} \sqrt{S_{\Sigma} \cdot S_{\text{изм } \omega}(K_n)}. \quad (17)$$

Анализ рассматриваемой системы ЧАП показывает, что в ней дисперсия динамической ошибки $\sigma_{\text{дин}}^2(K_n)$ равна дисперсии флуктуационной ошибки:

$$\sigma_{\text{дин}}^2(K_n) = \sqrt{S_{\Sigma} \cdot S_{\text{изм } \omega}(K_n)} / 4. \quad (18)$$

Подставляя (17), (18) в (15) и выделяя $S_{\text{изм } \omega}(K_n)$, получим уравнение

$$4(A_d C_A)^4 / S_{\Sigma} = S_{\text{изм } \omega}(K_n). \quad (19)$$

Определив в (19) функцию $S_{\text{изм } \omega}(K_n)$ и решив это уравнение относительно K_n , можно получить искомое значение помехоустойчивости.

Рассмотрим функцию $S_{\text{изм } \omega}(K_n)$, которая определяется флуктуационной характеристикой используемого частотного дискриминатора. Для дискриминатора (13) она равна [1]

$$S_{\text{изм } \omega}(K_n) = \frac{2}{q_{c/n_0} T^2} \left(1 + \frac{1}{2q_{c/n_0} T} \right) \approx \frac{2K_n}{T^2 \Delta F_c} \left(1 + \frac{K_n}{2\Delta F_c T} \right), \quad (20)$$

где T – длительность интервала преддетекторного накопления в корреляторе, ΔF_c – ширина полосы частот полезного сигнала. Выражение (20) не учитывает ограничения, связанные с возможной сменой символов навигационного сообщения в радионавигационном сигнале. Эти ограничения заключаются в том, что, во-первых, время T не может превышать $T_S/2$, где T_S – длительность символа навигационного сообщения, а, во-вторых, при $T = T_S/2$ отсчеты выходного сигнала $u_{d,k}$ могут быть сформированы только на фронтах символов навигационного сообщения (т.е. с вдвое меньшим темпом, равным T_S) из-за неопределенности фазы сигнала на предыдущем символе. С учетом сказанного, при $T = T_S/2$ зависимость $S_{\text{изм } \omega}(K_n)$ примет вид

$$S_{\text{изм } \omega}(K_n) \approx \frac{16K_n}{T_S^2 \Delta F_c} \left(1 + \frac{K_n}{\Delta F_c T_S} \right), \quad (21)$$

Подставляя в правую часть (19) выражение (20) или (21), можно получить уравнения для нахождения помехоустойчивости системы. Для сигналов, модулированных навигационным сообщением, используется выражение (21), а для сигналов, не модулированных навигационным сообщением, – выражение (20).

Рассмотрим случай сигналов, не модулированных навигационным сообщением, для которых выбор T более или менее произволен. С одной стороны, при увеличении T улучшаются флуктуационные свойства дискриминатора (это можно видеть из (20)), а следовательно, помехоустойчивость повышается. С другой стороны, при увеличении T уменьшается апертюра дискриминационной характеристики (14), а следовательно помехоустойчивость падает. Нахождение баланса этих двух факторов позволяет выработать рекомендации к выбору оптимального времени преддетекторного накопления T с точки зрения повышения помехоустойчивости.

Подставив (14), (20) в (19), получим уравнение

$$4 \left(\frac{2\pi}{T} C_A \right)^4 \frac{1}{S_\Sigma} = \frac{2K_n}{T^2 \Delta F_C} \left(1 + \frac{K_n}{2\Delta F_C T} \right). \quad (22)$$

Его решение относительно K_n будет иметь вид

$$K_n = T \Delta F_C \left(\sqrt{1 + \frac{4(2\pi C_A)^4}{S_\Sigma T^3}} - 1 \right). \quad (23)$$

Зависимость $K_n(T)$ приведена на рис. 2 при различных значениях S_Σ в диапазоне от 1 до 1000 рад²/с³ (1 рад²/с³ соответствует высококачественной ИНС, 1000 рад²/с³ – низкокачественному ОГ с большой кратковременной нестабильностью частоты). Из рисунка видно, что $K_n(T)$ – монотонно убывающая функция при любом параметре S_Σ , т.е., чем меньше будет время T , тем большую помехоустойчивость мы получим. Из этого можно сделать вывод, что основной вклад в помехоустойчивость системы ЧАП вносит ширина апертюры дискриминационной характеристики частотного дискриминатора, которая возрастает с уменьшением T .

Однако не стоит забывать, что с уменьшением T ухудшается флуктуационная характеристика частотного дискриминатора и точность определения частоты падает. Имеет место типичный «размен» точности на помехоустойчивость. Данный эффект проиллюстрирован на рис. 3, где по вертикальной оси отложены значения помехоустойчивости, а по горизонтальной – среднеквадратические значения погрешности определения частоты, пересчитанные к единицам псевдоскорости, при действии помехи максимального уровня. Графики приведены для значений S_Σ в диапазоне от 1 до 1000 рад²/с³.

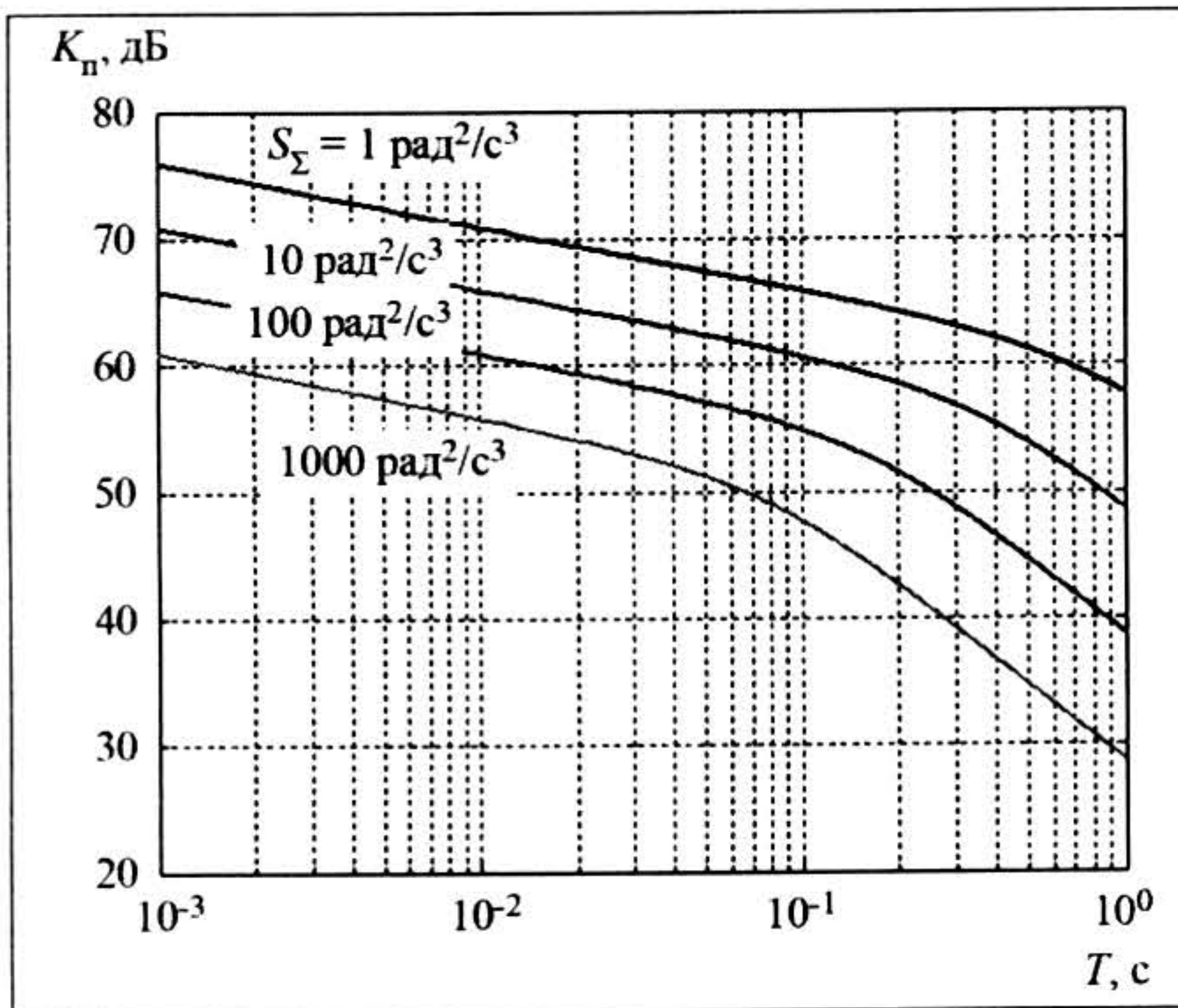


Рис. 2

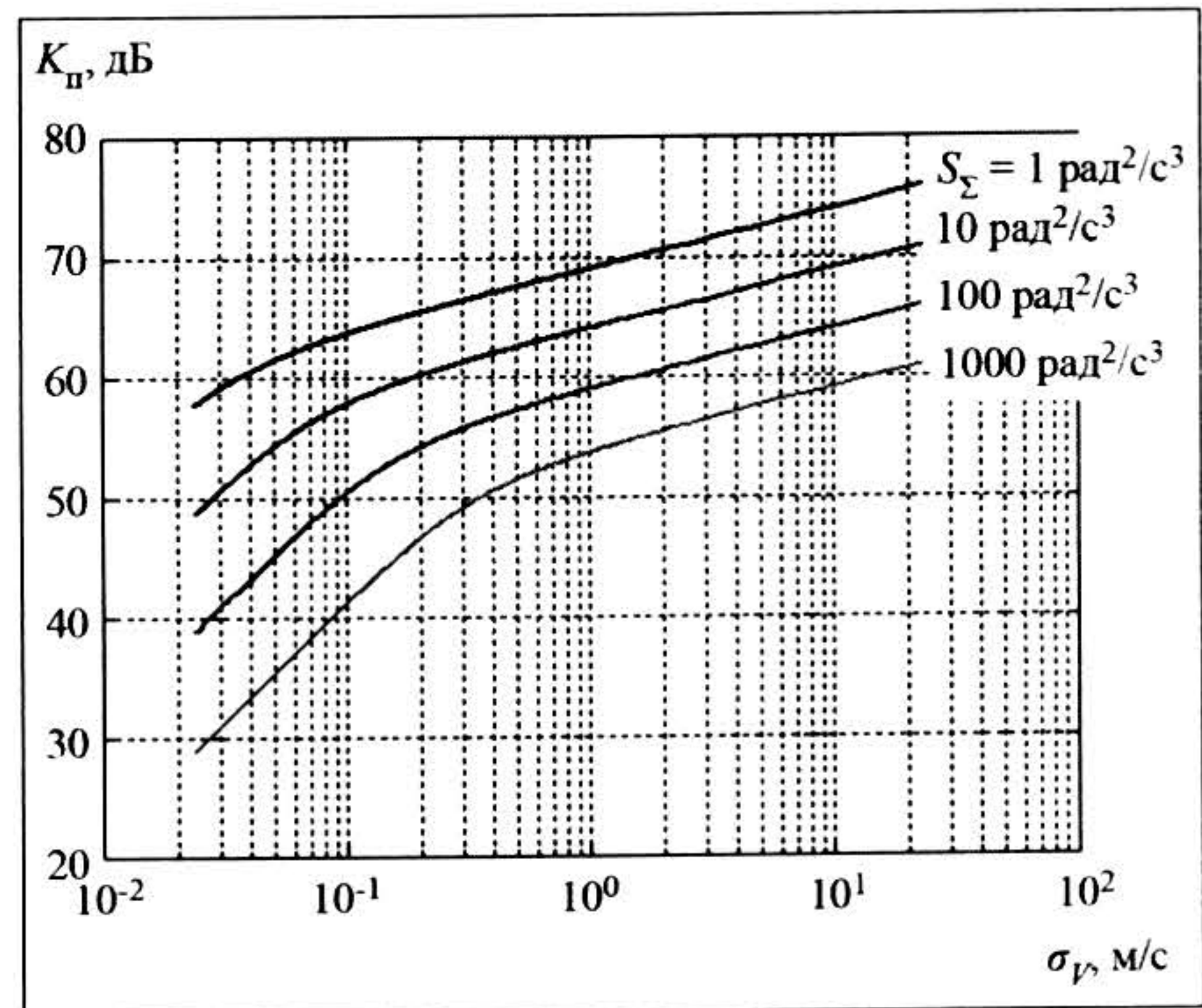


Рис. 3

Графики на рис. 2 и 3 построены для сигналов ГЛОНАСС СТ ($\Delta F_C = 1,022$ МГц, $f_0 = 1600$ МГц).

Из приведенных расчетов следует вывод, что помехоустойчивость системы ЧАП можно определить только задав ограничение на допустимую точность измерения частоты $\sigma_{\omega_{пр}}$ (или псевдоскорости $\sigma_{V_{max}} = \sigma_{\omega_{пр}} c / (2\pi f_0)$)

при действии помехи максимального уровня. В этом случае согласно выражению $\sigma_{\omega_{\text{пр}}} = C_A A_d$ требуется зафиксировать апертуру дискриминационной характеристики A_d , а следовательно, и время преддетекторного накопления T (см. (14)). тогда из ограничения на точность измерений псевдоскорости, вытекает ограничение на время преддетекторного накопления, которое можно записать в виде

$$T = \frac{cC_A}{f_0\sigma_{V,\text{max}}} \quad (24)$$

Если сигнал модулирован навигационным сообщением и оказалось, что $T > \frac{T_S}{2}$, то необходимо ограничить T величиной $T_S/2$, а построенная таким образом ЧАП уже не будет оптимальной с точки зрения использования всей ширины апертуры дискриминатора. Однако на сегодняшний день самая большая длительность символа составляет $T_S = 20$ мс, что соответствует $\sigma_{V,\text{max}} = 2,3$ м/с. Предлагается считать такую точность приемлемой при действии помехи максимального уровня и не рассматривать значения $\sigma_{V,\text{max}}$ менее чем $2cC_A/(f_0T_S)$. В предельном случае $\sigma_{V,\text{max}} = 2cC_A/(f_0T_S)$, и тогда помехоустойчивость системы ЧАП можно найти путем подстановки (14), (21) в (19):

$$K_{\text{п}} = \frac{T_S \Delta F_c}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{16(2\pi C_A)^4}{S_{\Sigma} T_S^3}} - 1 \right) \quad (25)$$

Связь параметра интенсивности формирующего шума S_{Σ} с реальными характеристиками ОГ и ИНС

Общие принципы расчета S_{Σ} по реальным характеристикам ИНС и ОГ изложены в [6]. Предлагаемая формула расчета основана на получении экспериментальных выборок дрейфа частоты ОГ и погрешности скорости ИНС:

$$S_{\Sigma} = S_{\text{инс}} + S_{\text{ог}} = 2 \left(2\pi \Delta f_{\text{ог max}} / 3 \right)^2 / T_{\text{ог}} + 2 \left(\frac{2\pi f_0 \Delta V_{\text{max}}}{c} / 3 \right)^2 / T_{\text{инс}}, \quad (26)$$

где $\Delta f_{\text{ог max}}$ – максимальное приращение дрейфа частоты ОГ за время $T_{\text{ог}}$; ΔV_{max} – максимальное приращение погрешности скорости ИНС за время $T_{\text{инс}}$; f_0 – несущая частота радиосигнала, c – скорость света.

Иногда экспериментальные выборки дрейфов ОГ и погрешностей ИНС недоступны. В этом случае можно связать S_{Σ} с общими (интегральными) техническими характеристиками ИНС и ОГ. В случае ОГ наиболее распространенной характеристикой интенсивности дрейфов частоты является девиация Алана $\sigma_y(\tau)$ [7]. Для выбранной модели динамики дрейфов ОГ в виде винеровского процесса (5) девиация Алана равна $\sigma_{y_{\text{ог}}}(\tau) = \sqrt{S_{\text{ог}}\tau/2}/(2\pi f_0)$, откуда

$$S_{\text{ог}} = 2 \left(2\pi f_0 \sigma_{y_{\text{ог}}}(\tau) \right)^2 / \tau \quad (27)$$

Для описания интенсивности дрейфа ошибок скорости ИНС можно также использовать девиацию Алана

$$\sigma_{\text{инс}}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2} M \left[\left(\frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k+2\tau} \delta V_{\text{инс}}(t) dt - \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k+\tau} \delta V_{\text{инс}}(t) dt \right)^2 \right]} = \sqrt{\frac{1}{2} M \left[\left(\delta X_{\text{инс}}(t_k+2\tau) - 2\delta X_{\text{инс}}(t_k+\tau) + \delta X_{\text{инс}}(t_k) \right)^2 \right]}, \quad (28)$$

где $M[]$ – операция взятия математического ожидания; $\delta V_{\text{инс}}$ – ошибка скорости ИНС; $\delta X_{\text{инс}}$ – ошибка координаты ИНС; t_k – опорный момент времени [7]. Для выбранной модели динамики дрейфов ошибок скоростной поддержки от ИНС в виде винеровского процесса (5) девиация Алана $\sigma_{\text{инс}}(\tau) = c\sqrt{S_{\text{инс}}\tau/2}/(2\pi f_0)$, откуда

$$S_{\text{инс}} = 2 \left(2\pi f_0 \sigma_{\text{инс}}(\tau) / c \right)^2 / \tau \quad (29)$$

Таким образом, (29) и (28) дают методику расчета параметра динамического возмущения $S_{\text{инс}}$.

Параметр τ должен быть согласован с полосой ЧАП: $\tau \approx 1/(2\pi\Delta F_{\text{чап}})$. Полоса $\Delta F_{\text{чап}}$ заранее неизвестна, однако для приближенной оценки $S_{\text{инс}}$ можно воспользоваться тем фактом, что типовые значения полос ЧАП при комплексировании получаются равными 0,01...0,1 Гц. Рекомендуемое значение параметра τ для расчета помехоустойчивости ЧАП – 10 с.

Краткая методика расчета помехоустойчивости и полосы комплексной ЧАП

1. Исходные данные:

T_S – длительность элементарного символа навигационного сообщения (если сигнал модулирован навигационным сообщением);

$\sigma_{V \max}$ – максимально допустимое СКО ошибки псевдоскорости. Если сигнал модулирован навигационным сообщением, то должно выполняться $\sigma_{V \max} \geq 2cC_A / (f_0 T_S)$;

f_0 – несущая частота радиосигнала;

ΔF_c – полоса сигнала;

τ – время усреднения при определении девиации Алана ($\tau = 1 \dots 10$ с).

$\sigma_{y \text{ or}}(\tau)$ – девиация Алана для выбранного типа ОГ;

$\sigma_{\text{инс}}(\tau)$ – девиация Алана для погрешностей определения скорости в ИНС.

2. Определяется параметр динамического возмущения S_Σ :

$$S_\Sigma = S_{\text{инс}} + S_{\text{ог}} = 2(2\pi f_0 \sigma_{y \text{ or}}(\tau))^2 / \tau + 2(2\pi f \sigma_{\text{инс}}(\tau)/c)^2 / \tau.$$

3. Находится оптимальное время преддетекторного накопления по ограничению на ошибку определения псевдоскорости $T_{\text{opt}} = cC_A / (f_0 \sigma_{V \max})$.

Поскольку современные корреляторы не обеспечивают возможности плавного изменения времени накопления, необходимо округлить T_{opt} до ближайшего возможного значения T и скорректировать требование к $\sigma_{V \max}$:

$$\sigma_{V \max} = cC_A / (f_0 T).$$

4. Если сигнал не модулирован навигационным сообщением, то помехоустойчивость и полоса ЧАП находятся в соответствии с выражениями

$$K_n = T \Delta F_c \left(\sqrt{1 + 4(2\pi C_A)^4 / (S_\Sigma T^3)} - 1 \right), \tag{30}$$

$$\Delta F_{\text{чaп}} = \frac{1}{4} \sqrt{S_\Sigma} / \sqrt{\frac{2K_n}{T^2 \Delta F_c} \left(1 + \frac{K_n}{2\Delta F_c T} \right)}. \tag{31}$$

Если сигнал модулирован навигационным сообщением с длительностью символа T_S , то в предельном случае, когда $T = T_S / 2$, а $\sigma_{V \max}$ – минимально возможна при сохранении оптимальности ЧАП с точки зрения использования всей ширины апертуры дискриминатора, помехоустойчивость и полоса ЧАП находятся в соответствии с выражениями

$$K_n = \frac{T_S \Delta F_c}{2} \left(\sqrt{1 + 16(2\pi C_A)^4 / (S_\Sigma T_S^3)} - 1 \right),$$

$$\Delta F_{\text{чaп}} = \frac{1}{4} \sqrt{S_\Sigma} / \sqrt{\frac{16K_n}{T_S^2 \Delta F_c} \left(1 + \frac{K_n}{\Delta F_c T_S} \right)}.$$

Когда же $T \ll \frac{T_S}{2}$, помехоустойчивость и полосу ЧАП допустимо определять по формулам (30) и (31) соответственно.

- Приведен метод синтеза системы ЧАП, которая обеспечивает наибольшую помехоустойчивость при заданном ограничении на ошибку определения псевдоскорости. Предложена методика расчета помехоустойчивости комплексной системы ЧАП. Показано, что помехоустойчивость системы не зависит от динамики движения носителя, а зависит только от динамики погрешностей ИНС и дрейфов частоты опорного генератора, причем эти два процесса могут быть сведены к одному суммарному динамическому возмущению. Предложено использовать динамические модели погрешности скорости ИНС и дрейфа частоты ОГ в виде винеровских процессов. Предложен способ нахождения спектральной плотности формирующего шума в винеровской модели по заданной девиации Алана для дрейфов ОГ и погрешности скорости ИНС.

Статья подготовлена при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы.

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.
5. Шатилов А.Ю. Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем. // Радиотехника. 2010. № 11. С. 29–33.
6. Шатилов А.Ю. Методика расчета помехоустойчивости комплексной ФАП в НАП СРНС/ИНС // Радиотехника (Журнал в журнале). 2009. № 7. С. 113–120.
7. Рютман Ж. Характеристики нестабильности фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов: итоги развития за 15 лет // ТИИЭР. 1978. Т. 66. № 9. Сентябрь.

Поступила 7 июня 2011 г.

The Bandwidth and Anti-Jam Capability of the Integrated FLL/INS BOC

© Authors, 2011

A.Y. Shatilov

In earlier works the anti-jam capability (J/S) calculation techniques for tracking systems did not state that the system is kept optimal in the presence of jammer (from the optimal filtration theory's point). The J/S estimates do not guarantee that system's optimally tuned for the maximum jammer level and there's no possibility for further lowering errors and getting goal in anti-jam capability. In this article the special design technique for tracking loop synthesis and bandwidth determination is presented. The technique keeps FLL optimal at maximum jammer power and guarantees top estimate of anti-jam capability at given limitations for tracking error. The necessity of giving limitation for tracking error turned out to be a feature for FLL in opposite, for instance, to PLL and DLL. In PLL or DLL tracking error is limited by discriminator's aperture. In FLL discriminator's aperture could be made infinite due to reducing of correlator's accumulation time. So the doppler error is theoretically unlimited by aperture and hence anti-jam capability can grow to infinity. But it's not the way the developer would like. It's more reasonable to arrange a compromise between anti-jam capability, and precision and the developed technique allows to do so for FLL. The curves 'J/S vs. doppler error' has been presented. These curves allow quick finding of compromise solution for anti-jam navigation receiver development.

It is shown that in the case of aiding, anti-jam capability does not depend on user dynamics but only does depend on the dynamics of INS velocity error and the dynamics of oscillator frequency drift. Both latter processes can be merged into one summarized dynamic disturbance input. The dynamic model both for INS velocity error and the oscillator frequency drift is suggested as random walk. The way to find random walk's forming noise spectral density by given Allan deviations for oscillator drift and INS velocity error is given.