

Содержание

<i>В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, А.М. Спириин, К.А. Катков</i> Оценка погрешности измерения псевдодальности в спутниковых радионавигационных системах при возмущениях ионосферы в слое F	8
<i>Л.А. Фомин</i> Причины появления долговременной зависимости в пакетных сетях	14
<i>В.В. Федоренко, А.И. Сивакозов</i> Учет погрешности модели зоны формирования отраженных лучей при пеленгации закрытого источника радиоизлучений	19
<i>В.Н. Киселев, А.М. Еремин, С.С. Манаенко, А.В.Сенокосова</i> Методика оценки помехоустойчивости систем тропосферной связи при коррелированных релеевских замираниях	22
<i>Л.Л. Гусева, В.В. Копытов, Д.Т. Тамбиева</i> Численное моделирование оценки вероятности ошибки различения совокупности частотно-неразделимых источников радиоизлучения попадающих в полосу приема системы космического радиомониторинга	24
<i>А.В. Баженов, В.П. Сидорчук, И.Е. Афонин, С.И. Макаренко</i> Особенности создания уводящей помехи по угловым координатам моноимпульсной радиолокационной станции	27
<i>В.А. Цимбал, С.Э. Войтов, С.С. Чайков</i> Математическая модель оценивания коэффициента готовности и оптимизация интервалов проключения виртуальных каналов в пакетной радиосети военного назначения	30
<i>Д.Т. Тамбиева, В.В. Копытов, Л.Л. Гусева</i> Моделирование процесса поэкземплярной идентификации радиоэлектронных средств с учетом влияния среды распространения радиоволн	33
<i>В.И. Петренко, Ю.В. Кузьминов, Д.Ю. Мишин</i> Разработка требований к параметрам дискретных последовательностей, применяющихся для формирования ансамблей ортогональных производных последовательностей	36
<i>Н.А. Баранов, Г.С. Веремейчук</i> Конечно-разностная аппроксимация одного типа интегро-дифференциальных уравнений в свертках	39
<i>Н.А. Баранов, А.А. Демчук</i> Решение уравнения Колмогорова – Феллера с экспоненциальным ядром	42
<i>Н.А. Баранов, В.А. Демчук</i> Оптимизация безопасных условий бортовых распределенных вычислительных систем	45
<i>М.Р. Бибарсов, Н. Г. Касьяненко, Д.Ю. Мишин</i> Пространственная корреляционная функция узкополосных сигналов	49
<i>А.П. Жук, В.В. Сазонов</i> Влияние коэффициентов второй диагонали эрмитовой матрицы на корреляционные и спектральные свойства определяемых ею ортогональных в усиленном смысле сигналов	52

Оценка погрешности измерения псевдодалности в спутниковых радионавигационных системах при возмущениях ионосферы в слое F

В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, А.М. Спириин, К.А. Катков

Произведена сравнительная оценка влияния энергетических и частотных параметров принимаемых сигналов в трансфоносферных каналах с постоянными параметрами и с частотно-селективными замираниями (возникающими при возмущениях ионосферы в слое F) на шумовую погрешность измерения псевдодалности в спутниковых радионавигационных системах. Показана возможность повышения указанной погрешности на 2-3 порядка (с единиц до сотен и тысяч метров).

Введение

Известно [1], что погрешность определения координат в аппаратуре потребителей (АП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) зависит от погрешностей измерения псевдодалности δR_i до каждого из $i \geq 4$ навигационных спутников. Для одночастотной навигационной аппаратуры потребителей (НАП) наибольший вклад в величину $\delta R_i \approx \delta R_{\text{ион } i} + \sigma_R$ вносят ионосферная погрешность при распространении радиоволн (РРВ) $\delta R_{\text{ион } i} = 15 \dots 45 \text{ м}$ и шумовая погрешность приемника со среднеквадратическим отклонением (СКО) $\sigma_R = 2 \dots 6 \text{ м}$. В двухчастотной НАП ионосферные погрешности РРВ компенсируются ($\delta R_{\text{ион } i} = 0$), но наличие двух измерительных трактов приводит к возрастанию шумовой погрешности приемника (σ_{R2}) в 2...3 раза. В этом случае $\delta R_i \approx \sigma_{R2} \approx (2 \dots 3)\sigma_R = 6 \dots 22 \text{ м}$.

Однако указанные выше небольшие значения шумовой погрешности ($\sigma_R = 2 \dots 6 \text{ м}$) обеспечиваются в СРНС благодаря передаче широкополосных сигналов (ШПС) с очень широкой полосой спектра ($\Delta F_0 \approx 1 \text{ МГц}$ или 10 МГц) в условиях нормальной ионосферы. При возмущениях ионосферы, создаваемых на высотах ее F -слоя ($150 \dots 300 \text{ км}$), полоса когерентности трансфоносферного канала связи (КС) может сужаться до значений $\Delta F_k < 100 \text{ кГц}$ и менее [2]. В этом случае достигаются отношения $\Delta F_0 / \Delta F_k > 10$

или 100 и в СРНС будет выполняться условие $\Delta F_0 / \Delta F_k > 1$ возникновения частотно-селективных замираний (ЧСЗ) принимаемых сигналов. Это приведет к росту шумовой погрешности измерения времени запаздывания ($\tau = R/c$) сигнала с ЧСЗ $\sigma_{\tau(\text{ч})}$ и определяемой ею псевдодалности $\sigma_{R(\text{ч})} = c \sigma_{\tau(\text{ч})}$ по сравнению со случаем отсутствия ЧСЗ (когда $\Delta F_0 / \Delta F_k \ll 1$):

$$\sigma_{R(\text{ч})} = c \sigma_{\tau(\text{ч})} > c \sigma_{\tau} = \sigma_R. \quad (1)$$

Целью статьи является оценка увеличения относительной шумовой погрешности измерения псевдодалности ($\sigma_{R(\text{ч})} / \sigma_R$) в СРНС по мере роста степени ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k$) при возмущениях ионосферы в слое F .

1. Анализ влияния параметров сигнала на погрешность измерения времени его запаздывания

Известно [3], что при передаче сигнала с комплексной огибающей $\dot{S}_i(t)$, энергией E_i , нормированной комплексной огибающей $f(t) = \dot{S}_i(t) / \sqrt{E_i}$ и несущей частотой $\omega_0 = 2\pi f_0$

$$s_i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ \dot{S}_i(t) \exp(j\omega_0 t) \} = \\ = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ \sqrt{E_i} f(t) \exp(j\omega_0 t) \}$$

по КС с флуктуирующей (неизвестной) начальной фазой принимаемый сигнал отличается от передаваемого лишь ослаблением амплитуды (в $\sqrt{K_{oc}}$ раз) и запаздыванием на время τ :

$$s_i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ \sqrt{E_i K_{oc}} f(t - \tau) \exp[j\omega_0(t - \tau)] \} \quad (2)$$

В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, А.М. Спириин, К.А. Катков
г. Ставрополь, Ставропольский военный институт связи ракетных войск

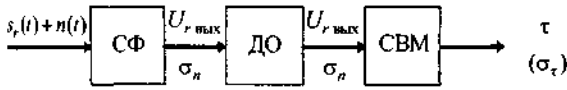


Рис. 1. Оптимальная некогерентная схема измерения времени запаздывания (τ) принимаемого сигнала

Потенциальная точность измерения времени запаздывания (τ) принимаемого сигнала (2) оптимальной некогерентной схемой (рис. 1) его обработки на фоне гауссовских флуктуационных шумов $n(t)$ определяется величиной СКО, описываемой выражением вида [4]

$$\sigma_\tau = \left[\sqrt{2(E_r / N_0)} \Delta\Omega_s \right]^{-1} = \left(\sqrt{2h^2} \Delta\Omega_s \right)^{-1} \quad (3)$$

где $h^2 = E_r / N_0 = E_r K_{oc} / N_0$ — отношение энергии принимаемого сигнала (2) $E_r = E_r K_{oc}$ к спектральной плотности мощности шума N_0 ; $\Delta\Omega_s$ — эффективная ширина спектра сигнала.

На рис.1 обозначены: СФ — согласованный фильтр; ДО — детектор огибающей; СВМ — схема выбора максимума; $U_{r_вых}$ — амплитуда напряжения сигнала на выходе СФ (а также ДО); σ_n — СКО гауссовского шума на выходе СФ (ДО).

Для наглядности анализа влияния энергетических (E_r) и частотных ($\Delta\Omega_s$) параметров принимаемого сигнала $s_r(t)$ на характеристики (τ, σ_τ) оптимальной схемы (рис.1) целесообразно записать выражение (3) в другом виде.

Известно [4, 5], что при приходе сигнала $s_r(t)$ с длительностью T_s и неизвестным запаздыванием τ на вход СФ на выходе его в момент времени $t = \tau + T_s$ амплитуда напряжения будет иметь максимальное значение, пропорциональное энергии принимаемого (входного) сигнала $U_{r_вых} = a_1 E_r$ (где a_1 — произвольная постоянная), а СКО гауссовского шума определяется как $\sigma_n = a_1 \sqrt{E_r N_0 / 2}$. В соответствии с этим отношение мощности сигнала на выходе СФ ($P_{r_вых}$) к мощности шума ($P_{n_вых}$) в момент времени $t = \tau + T_s$ описывается выражениями

$$q^2 = (P_r / P_n)_{вых} = (U_{r_вых} / \sigma_n)^2 = (a_1 E_r / a_1 \sqrt{E_r N_0 / 2})^2 = 2 E_r / N_0 = 2 h^2. \quad (4)$$

Длительность сигнала T_s определяет ширину его спектра $\Delta F_0 = 1 / T_s$. Последняя связана линейной зависимостью с эффективной шириной спектра сигнала $\Delta\Omega_s = a_2 \Delta F_0 = a_2 / T_s$, где коэффициент $a_2 = const$ определяется формой огибающей [6]. Например, для сигналов с прямоугольной и колоколообразной формами огибающей спектра $\Delta\Omega_s$ описывается выражениями вида:

$$\Delta\Omega_s = a_2 / T_s = \pi / \sqrt{3} T_s = \pi \Delta F_0 / \sqrt{3} \quad (5)$$

$$\Delta\Omega_s = a_2 / T_s = \sqrt{\pi} / T_s = \sqrt{\pi} \Delta F_0. \quad (6)$$

В соответствии с (4-5) выражение (3) можно записать в виде

$$\sigma_\tau = T_s / q a_2 = T_s / (U_{r_вых} / \sigma_n) a_2 \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что СКО времени запаздывания (σ_τ) входного сигнала (2) уменьшается при уменьшении его длительности $T_s = a_2 / \Delta\Omega_s$ и увеличении амплитуды пика выходного сигнала СФ и ДО ($U_{r_вых} = a_1 E_r$). Физический смысл влияния $U_{r_вых}$ и T_s на σ_τ в оптимальной схеме измерения (рис.1) иллюстрируется на рис. 2 и 3.

На рис.2 показана аддитивная смесь гауссовского шума $n_1(t)$ и амплитуды напряжения сигнала на выходе СФ и ДО $U_{r_вых}(t)$ для случаев прихода сигналов с прямоугольными огибающими одинаковой длительности T_s и разной энергией: $E_{r1} > E_{r2}$. Очевидно, что в отсутствие шумов ($\sigma_n = 0$) СВМ абсолютно точно ($\sigma_\tau = 0$) определит момент $t = \tau + T_s$ достижения максимума выходного сигнала СФ и ДО (т.е. $U_{r_вых1} = a_1 E_{r1}$ и $U_{r_вых2} = a_1 E_{r2}$). По этому моменту потом легко рассчитать время запаздывания входного сигнала: $\tau = t - T_s$. При наличии шумов ($\sigma_n > 0$) момент достижения максимума выходного напряжения СФ и ДО будет случайным $t = \tau + T_s \pm \Delta t$, и отличным от $t = \tau + T_s$ на величину погрешности ($\sigma_\tau > 0$), возрастающей обратно пропорционально амплитуде пика указанного напряжения ($U_{r_вых1} = a_1 E_{r1} > U_{r_вых2} = a_1 E_{r2}$):

$$\sigma_{\tau1} = T_s / (U_{r_вых1} / \sigma_n) a_2 < \sigma_{\tau2} = T_s / (U_{r_вых2} / \sigma_n) a_2 \quad (8)$$

На рис. 3 показана аддитивная смесь шума $n_1(t)$ и амплитуды напряжения сигнала на выходе СФ и ДО $U_{r_вых}(t)$ для случаев прихода сигналов с одинаковыми энергиями $E_{r1} = E_{r2} = E_r$ и разной длительностью $T_{s2} = a_2 / \Delta\Omega_{s2} > T_{s1} = a_2 / \Delta\Omega_{s1}$. При большей длительности входного сигнала T_{s2} выходной сигнал (отклик) СФ будет иметь более широкое основание (с протяженностью $\pm T_{s2} > \pm T_{s1}$) при одинаковой максимальной амплитуде ($U_{r_вых} = a_1 E_r$) и, следовательно, менее "острый" пик. При наличии шумов последнее обстоятельство обуславливает возможность появления максимума выходного напряжения СФ и ДО в случайный момент времени $t = \tau + T_{s1,2} \pm \Delta t$, характеризующийся большим СКО относительно истинного значения $t = \tau + T_{s1,2}$:

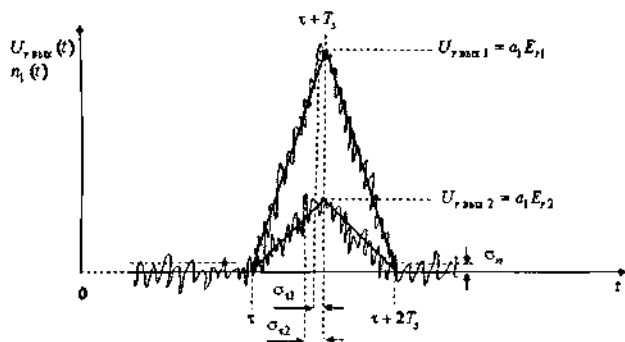


Рис. 2. Влияние амплитуды пика выходного сигнала согласованного фильтра ($U_{r,вых}$) на погрешность (σ_{τ}) измерения времени запаздывания (τ) входного сигнала

$$\begin{aligned} \sigma_{\tau 2} &= T_{s2} / (U_{r,вых} / \sigma_n) a_2 > \sigma_{\tau 1} = \\ &= T_{s1} / (U_{r,вых} / \sigma_n) a_2 \end{aligned} \quad (9)$$

Отметим, что рис. 3 и соотношение (9) позволяют объяснить причину применения ШПС в СРНС [1] с полосой $\Delta F_0 = 1$ МГц (или 10 МГц) и базой $B_s = T_s \Delta F_0 = T_s / T_s \approx 10^3$ (или $2 \cdot 10^5$) для уменьшения погрешности измерения псевдодалности $\sigma_R = c \sigma_{\tau}$. Поскольку полоса спектра ШПС определяется не T_s , а длительностью его элементарного символа ($\Delta F_0 = 1 / T_s = B_s / T_s$), то ширина основания выходного сигнала СФ будет в B_s раз меньше, чем у узкополосного сигнала (для которого $B_s = T_s \Delta F_0 = 1$): $\pm T_s = \pm T_s / B_s$. Поэтому рис. 3 и неравенство (9) будут справедливы и в случае применения ШПС при замене $T_{s,i}$ на $T_{s,i} = T_{s,i} / B_s$.

2. Оценка влияния частотно-селективных замираний сигнала на погрешность измерения псевдодалности

Приведенные выше выражения (7-9) рис. 2, 3 позволяют уяснить физическую причину возрастания СКО времени запаздывания сигнала с ЧСЗ $\sigma_{\tau(n)}$ и шумовой погрешности измерения в СРНС псевдодалности (1): $\sigma_{R(n)} = c \sigma_{\tau(n)}$.

Известно [2], что принимаемый сигнал в КС с ЧСЗ описывается выражением

$$s_r(t) = \sqrt{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{\bar{E}_r} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(t - \tau - \lambda) \dot{b}(\lambda) d\lambda \exp[j\omega_0(t - \tau)] \right\} \quad (10)$$

где $\dot{f}(t - \tau - \lambda)$ — нормированная комплексная огибающая передаваемого сигнала $\dot{f}(t)$ со средним временем запаздывания τ (неизвестная неслучайная величина, подлежащая измерению) и случайным запаздыванием λ ; $\dot{b}(\lambda)$ — низко-частотная импульсная функция КС (комплексный гауссовский процесс с ма-

тематическим ожиданием $M[\dot{b}(\lambda)] = 0$ и корреляционной функцией $M[\dot{b}(\lambda) \dot{b}(\lambda_1)] = 2\sigma_b^2 \sigma_n(\lambda) \delta(\lambda - \lambda_1)$. Здесь $2\sigma_b^2$ — мощность коэффициента передачи (b) КС с релейскими общими замираниями (ОЗ), а $\sigma_n(\lambda)$ — нормированная функция рассеяния КС по времени.

Погрешность измерения в схеме рис. 1 времени запаздывания τ принимаемого сигнала с ЧСЗ (10) проанализируем для простейшего случая передачи сигнала с колоколообразной формой огибающей [4,6]

$$\begin{aligned} f(t) &= (1/\sqrt{E_r}) \exp(-\pi t^2 / T_s^2) = \\ &= (1/\sqrt{E_r}) \exp(-t^2 \Delta\Omega_s^2) \end{aligned} \quad (11)$$

и эффективной шириной спектра вида (6) $\Delta\Omega_s = \sqrt{\pi} \Delta F_0 = \sqrt{\pi} / T_s$ по трансионосферному КС с нормированной функцией рассеяния гауссовского вида [7]

$$\sigma_n(\lambda) = (\sqrt{2\pi} \sigma_\lambda)^{-1} \exp(-\tau^2 / 2\sigma_\lambda^2) \quad (12)$$

Здесь СКО определяется полосой когерентности $\Delta\Omega_k = 2\pi \Delta F_k$ данного КС:

$$\sigma_\lambda = 2\sqrt{2} / \Delta\Omega_k = \sqrt{2} / \pi \Delta F_k \quad (13)$$

На основе выражений (10 - 13) в [2] получена формула для оценки СКО времени запаздывания (τ) сигнала с ЧСЗ в виде

$$\begin{aligned} \sigma_{\tau(n)} &= \left[2\bar{E}_r \frac{\bar{E}_r \eta_n}{N_0(N_0 + \bar{E}_r \eta_n)} \Omega_s^2 \mu_n \right]^{-1/2} = \\ &= (2\bar{E}_r C'_n \Delta\Omega_s^2 \mu_n)^{-1/2}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\bar{E}_r = 2\sigma_b^2 E_r = E_r$ — средняя энергия принимаемого сигнала с ЧСЗ, равная его энергии в КС без замираний ($E_r = E_r K_{oc}$);

$$\eta_n = (1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{-1/2} \leq 1 \quad (15)$$

— коэффициент энергетических потерь (уменьшения $\bar{E}_r = E_r$) при некогерентной обработке в схеме рис. 1 сигнала, подверженного ЧСЗ;

$$\mu_n = (1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{-3/2} \leq 1 \quad (16)$$

— коэффициент сужения квадрата эффективной ширины спектра ($\Delta\Omega_s^2 = \pi / T_s^2 = \pi \Delta F_0^2$) при некогерентной обработке в схеме рис. 1 сигнала с ЧСЗ;

$$C'_n = \bar{E}_r \eta_n / N_0(N_0 + \bar{E}_r \eta_n).$$

В частном случае отсутствия ЧСЗ (т.е. $\Delta F_0 / \Delta F_k \ll 1$) будем иметь:

$$\eta_n = 1; \mu_n = 1; C'_n = C' = \bar{E}_r / N_0(N_0 + \bar{E}_r). \quad (17)$$

Тогда выражение (14) сводится к известному [3, 4] виду для оценки σ_{τ} в КС с релейскими ОЗ, который при отношении $\bar{E}_r / N_0 = E_r / N_0 \geq 10$ (когда $C' \approx 1 / N_0$) примерно соответствует формуле (3) для КС без замираний:

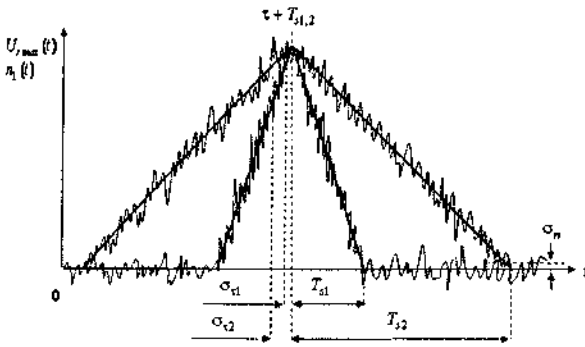


Рис. 3. Влияние "остроты" пика выходного сигнала согласованного фильтра на погрешность (σ_τ) измерения времени запаздывания (τ) входного сигнала

$$\sigma_\tau = \left[2 \bar{E}_r \frac{\bar{E}_r}{N_0 (N_0 + \bar{E}_r)} \Delta \Omega_s^2 \right]^{-1/2} = (2 \bar{E}_r C' \Delta \Omega_s^2)^{-1/2} \approx \left(\frac{2 \bar{E}_r}{N_0} \Delta \Omega_s \right)^{-1} \quad (18)$$

По мере увеличения степени ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k$) указанные коэффициенты уменьшаются: $\eta_v < 1$, $\mu_v < 1$, $C'_v < C'$ и σ_τ (18) возрастает до $\sigma_{\tau(v)}$ (14).

С учетом (4 - 6) и (18) выражение (14) можно записать в виде, аналогичном (3) и (7):

$$\sigma_{\tau(v)} = \left[\sqrt{\frac{2 \bar{E}_r}{N_0}} A_v \Delta \Omega_s \sqrt{\mu_v} \right]^{-1} = \frac{T_s / \sqrt{\mu_v}}{q \sqrt{A_v} a_2} = \frac{T_s \rho_v}{(U_{r, \max} l_v / \sigma_0) a_2} \quad (19)$$

где

$$\sqrt{A_v} = \sqrt{\frac{\bar{E}_r \eta_v}{N_0 + \bar{E}_r \eta_v}} = \sqrt{\frac{1}{1 + N_0 / \bar{E}_r \eta_v}} = l_v \leq 1 \quad (20)$$

— коэффициент уменьшения максимального значения амплитуды сигнала на выходе СФ ($U_{r, \max}$) вследствие ЧСЗ входного сигнала;

$$\rho_v = 1 / \sqrt{\mu_v} \geq 1 \quad (21)$$

— коэффициент увеличения длительности ($T_s = a_2 / \Delta \Omega_s$) сигнала на выходе СФ вследствие ЧСЗ входного сигнала.

Указанные выше эффекты уменьшения амплитуды сигнала на выходе СФ в момент отсчета ($t = \tau + T_s$) и увеличения его длительности обусловлены рассогласованием по форме огибающей принимаемого сигнала, искаженной из-за ЧСЗ, и заложенной в СФ копии передаваемого сигнала.

На рис. 4 показана аддитивная смесь гауссовского шума $n_i(t)$ и амплитуды напряжения сигнала на выходе СФ и ДО $U_{r, \max}(t)$ для случаев прихода сигналов с одинаковыми энергиями E_r и длительностями-

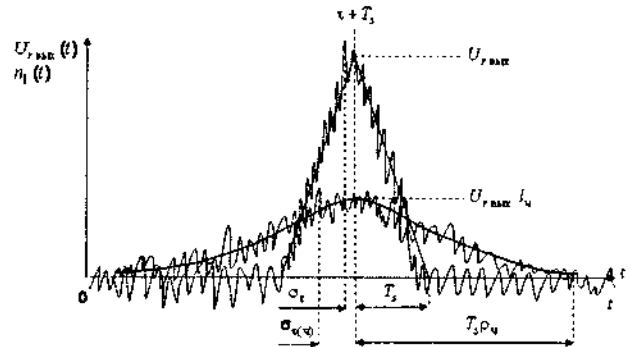


Рис. 4. Влияние "расплывания" отклика согласованного фильтра из-за частотно-селективных замираний входного сигнала на рост погрешности измерения (σ_τ) его времени запаздывания (τ)

ми $T_s = a_2 / \Delta \Omega_s$, при отсутствии ($\Delta F_0 / \Delta F_k \ll 1$) и наличии ($\Delta F_0 / \Delta F_k > 1$) в них ЧСЗ. В последнем случае будет иметь место "расплывание" отклика СФ, которое сопровождается уменьшением его амплитуды $U_{r, \max} l_v < U_{r, \max}$ и "остроты" (т.е. увеличением ширины основания $T_s \rho_v > T_s$). В силу одновременного действия этих двух величин согласно выражениям (19) и (7) величина СКО времени запаздывания сигнала, подверженного ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k > 1$), в схеме измерения рис. 1 может существенно возрастать по сравнению со случаем отсутствия ЧСЗ ($l_v = \rho_v = 1$):

$$\sigma_{\tau(v)} = T_s \rho_v / (U_{r, \max} l_v / \sigma_n) a_2 > \sigma_\tau = T_s / (U_{r, \max} / \sigma_r) a_2 \quad (22)$$

Сравнительный анализ рис. 3 и 4, а также соотношений (9) и (22) показывает, что увеличение ширины спектра передаваемого сигнала $\Delta F_0 = 1 / T_s$ за счет уменьшения его длительности $T_{s1} < T_{s2}$ (или прямого расширения спектра, когда $\Delta F_0 = B_s / T_s = 1 / T_s$) обеспечит уменьшение СКО времени запаздывания принимаемого сигнала ($\sigma_{\tau1} < \sigma_{\tau2}$) только в КС без ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k \ll 1$). В трансионосферных КС с ограниченной полосой когерентности (ΔF_k) увеличение ширины спектра сигнала до значений, когда начинает выполняться условие возникновения ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k > 1$) приведет к увеличению рассматриваемого СКО ($\sigma_{\tau(v)} > \sigma_\tau$). Следовательно, при заданной $\Delta F_k = const$ трансионосферного КС существует оптимальное значение ширины спектра передаваемого сигнала $\Delta F_0 = \Delta F_{0, \text{опт}}$, при котором достигается минимальная величина погрешности измерения в схеме рис. 1 времени запаздывания $\sigma_{\tau(v)} = \sigma_{\tau(v) \text{ min}}$.

Выражение (14) для дисперсии $\sigma_{\tau(v)}^2$ с учетом (15, 16) можно записать в виде суммы двух слагаемых:

$$\sigma_{\tau(v)}^2 = \frac{(1 + 4 \Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{3/2}}{2 \pi \Delta F_0^2 \bar{E}_r / N_0} + \frac{(1 + 4 \Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^2}{2 \pi \Delta F_0^2 (\bar{E}_r / N_0)^2} \quad (23)$$

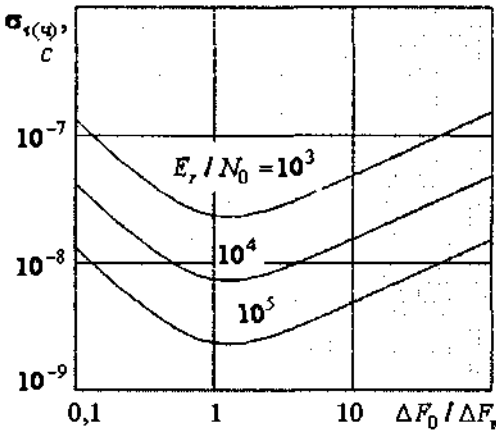


Рис. 5. Зависимость погрешности измерения времени запаздывания сигнала $\sigma_{\tau(t)}$ от степени ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k$)

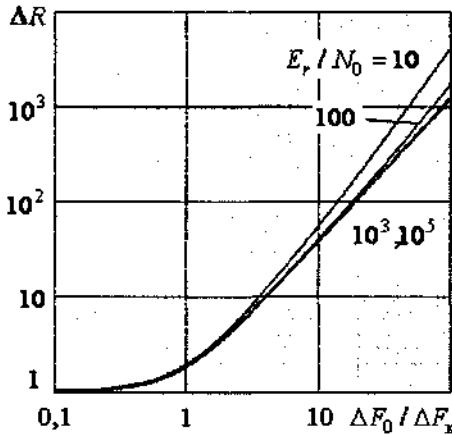


Рис. 6. Зависимость относительной погрешности $\Delta R = \sigma_{R(t)} / \sigma_R$ измерения псевдодалности в СРНС от степени ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k$)

Анализ выражения (23) показывает, что для обычно реализуемого в СРНС отношения сигнал/шум $\bar{E}_r / N_0 \geq 10^3$ [1] второе слагаемое будет на порядок меньше первого при значениях $\Delta F_0 / \Delta F_k \leq 10^2$. Поэтому для указанных отношений формулу (23) можно записать в приближенном виде как

$$\sigma_{\tau(t)}^2 \approx \frac{(1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{3/2}}{2\pi \Delta F_0^2 \bar{E}_r / N_0}. \quad (24)$$

Заметим, что при выполнении условия отсутствия ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k \ll 1$) выражение (24) сводится к виду (3) для случая (6) $\Delta \Omega_s = \sqrt{\pi} \Delta F_0$:

$$\sigma_{\tau}^2 = [2(\bar{E}_r / N_0) \Delta \Omega_s^2]^{-1} = [2\pi \Delta F_0^2 (\bar{E}_r / N_0)]^{-1}, \quad (25)$$

Приравняв к нулю производную от функции $\sigma_{\tau(t)}^2$ (24) по ΔF_0 , получим уравнение

$$\left(\sigma_{\tau(t)}^2 \right)' = \frac{6(1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{1/2}}{\pi^2 \Delta F_0^2 \Delta F_k^2 (\bar{E}_r / N_0)} - \frac{(1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)}{\pi \Delta F_0^3 (\bar{E}_r / N_0)} = 0,$$

решение которого дает искомую формулу для выбора оптимальной ширины спектра передаваемого сигнала по КС с ограниченной полосой когерентности (ΔF_k):

$$\Delta F_0 = \Delta F_{0\text{opt}} = \sqrt{0,5\pi} \Delta F_k \quad (26)$$

При оптимальной ширине спектра передаваемого сигнала (26) погрешность (СКО) измерения в схеме рис. 1 времени запаздывания сигнала с ЧСЗ (24) будет иметь минимальное значение:

$$\sigma_{\tau(t)} = \sigma_{\tau(t)\text{min}} \approx 3^{3/4} [2\pi \Delta F_0^2 (\bar{E}_r / N_0)]^{-1/2}, \quad (27)$$

которое лишь в $3^{3/4} \approx 2,28$ раз превышает погрешность измерения времени запаздывания (σ_{τ}) сигнала без ЧСЗ (25).

В соответствии с выражением (24) на рис. 5 построены графики зависимости погрешности измерения времени запаздывания сигналов $\sigma_{\tau(t)}$ от степени их ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k = 0,1 \dots 10^2$) при величине $\Delta F_k = 1 \text{ МГц}$ и типовых отношениях сигнал/шум на входе приемника СРНС: $\bar{E}_r / N_0 = 10^3 \dots 10^5$ (30...50 дБ) [1]. Анализ этих графиков показывает, что при отношении $\Delta F_{0\text{opt}} / \Delta F_k = \sqrt{0,5\pi} \approx 1,25$ наблюдается минимум погрешности $\sigma_{\tau(t)}$, величина которой возрастает почти на порядок при $\Delta F_0 / \Delta F_k \approx 10^2$.

Поскольку согласно (1) $\sigma_{R(t)} = c \sigma_{\tau(t)} > \sigma_R = c \sigma_{\tau}$, то в качестве меры возрастания шумовой погрешности измерения псевдодалности по результатам обработки сигналов с ЧСЗ в схеме рис.1 по сравнению со случаем их отсутствия целесообразно использовать величину отношения СКО (14) к (3):

$$\begin{aligned} \Delta R &= \frac{\sigma_{R(t)}}{\sigma_R} = \frac{\sigma_{\tau(t)}}{\sigma_{\tau}} = \frac{(2\bar{E}_r C_s \Delta \Omega_s \mu_v)^{-1/2}}{[2(\bar{E}_r / N_0) \Delta \Omega_s]^{-1/2}} = \\ &= \left[1 + \left(\frac{\bar{E}_r}{N_0} \right)^{-1} \eta_v^{-1} \right]^{1/2} \mu_v^{-1/2} = \\ &= \left[1 + \left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi \Delta F_k^2} \right)^{1/2} / \left(\frac{\bar{E}_r}{N_0} \right) \right]^{1/2} \left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi \Delta F_k^2} \right)^{3/4}. \end{aligned} \quad (28)$$

При выполнении соотношения ($\bar{E}_r / N_0 \gg \Delta F_0 / \Delta F_k$) формула (28) сводится к виду, соответствующему отношению СКО (24) к (25):

$$\Delta R = \sigma_{R(t)} / \sigma_R = \sigma_{\tau(t)} / \sigma_{\tau} \approx (1 + 4\Delta F_0^2 / \pi \Delta F_k^2)^{3/4}. \quad (29)$$

В соответствии с выражением (28) на рис. 6 построены графики зависимости относительной погрешности измерения псевдодалности в СРНС ($\Delta R = \sigma_{R(t)} / \sigma_R$) от превышения полосы их спектра над полосой когерентности КС ($\Delta F_0 / \Delta F_k$)

при фиксированных отношениях сигнал/шум ($\bar{E}_r / N_0 = E_r / N_0$).

Анализ графиков на рис. 6 показывает, что при типовых параметрах сигналов СРНС ($\Delta F_0 \approx 1 \text{ МГц}$, $E_r / N_0 \approx 10^4$) и сужении полосы когерентности трансionoсферных КС до значения $\Delta F_k \approx 1 \text{ МГц}$ (когда $\Delta F_0 / \Delta F_k = 1$) шумовая погрешность измерения псевдодалности $\sigma_{R(\kappa)}$ возрастает в 2 раза, а при $\Delta F_k = 100 \text{ кГц}$ (когда $\Delta F_0 / \Delta F_k = 10$) - в 40 раз по сравнению с обеспечиваемым значением $\sigma_R = 2 \dots 6 \text{ м}$ при нормальной ионосфере (в отсутствие ЧСЗ). При передаче в СРНС сигналов с $\Delta F_0 = 10 \text{ МГц}$ по КС с $\Delta F_k = 100 \text{ кГц}$ (когда $\Delta F_0 / \Delta F_k = 100$) относительная шумовая погрешность измерения псевдодалности возрастает до $\sigma_{R(\kappa)} / \sigma_R \approx 10^3$. При этом компенсация роста относительной шумовой погрешности измерения псевдодалности в СРНС из-за ЧСЗ ($\sigma_{R(\kappa)} / \sigma_R$) за счет увеличения энергетического отношения сигнал/шум ($E_r / N_0 > 10^5$) невозможна.

Таким образом, при возмущениях ионосферы в слое F, вызывающих рост отношения ($\Delta F_0 / \Delta F_k$) ширины спектра передаваемого сигнала к полосе когерентности трансionoсферного канала, шумовая погрешность измерения псевдодалности (σ_R) в СРНС может возрастать по сравнению с условиями нормальной ионосферы ($\sigma_R = 2 \dots 6 \text{ м}$) в 40...1000 раз, достигая значений $\sigma_R = 80 \dots 6 \cdot 10^3 \text{ м}$.

Уменьшить эту погрешность за счет увеличения отношения сигнал/шум на входе приемника (E_r / N_0) невозможно, поскольку она обусловлена рассогласованием по форме огибающей принимаемого сигнала, подверженного ЧСЗ ($\Delta F_0 / \Delta F_k > 1$), с копией передаваемого сигнала, заложенной в схеме обработки (рис. 1).


Литература

1. Волков Н.М. и др. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС // Успехи современной радиоэлектроники. — 1997. — №1. — С. 31-46.
2. Пашинцев В.П. Влияние частотно-селективных замираний на измерение времени запаздывания сигналов в системах космической связи // Радиотехника и электроника, 1998, Т. 43. — № 4. — С. 410-414.
3. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. — М.: Сов. радио, 1977. — Т. 3. — 664 с.
4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. — М.: 1992. — 304 с.
5. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970. — 560 с.
6. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 284 с.
7. Пашинцев В.П., Колосов Л.В., Тишкин С.А., Смирнов А.А. Влияние ионосферы на обнаружение сигналов в системах космической связи // Радиотехника и электроника. — 1999. — Т. 44. — № 2. — С. 143-150.


Estimation of an Error of Measurement Pseudorange in Satellite Radionavigating Systems at Indignations of an Ionosphere in Layer F

V.P. Pashincev, M.E. Solchatov, A.M. Spirin, K.A. Katkov


The comparative appraisal of influence energy and the frequency of the parameters of accepted signals in ionosphere channels with permanent parameters and with frequency of - electively delay (appearing in indignation ionosphere in stratum F) on noise the error of measurement distance in satellite navigation systems is performed. The possibility of the increase of indicated error on 2-3 order (from units till hundreds of and the 1000s of metres) is shown.




Пашинцев Владимир Петрович, 1952 года рождения. В 1974 году окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище. Начальник кафедры СВИС РВ, доктор технических наук, профессор. Автор двух учебников, двух монографий и более 160 научных публикаций. Подготовил 9 кандидатов технических наук. Область научных интересов — анализ показателей качества космической и декаметровый радиосвязи в условиях возмущений ионосферы.



Солчатов Максим Эриксович, 1973 года рождения. В 1995 году окончил Ставропольское высшее военное инженерное училище связи. Старший преподаватель кафедры СВИС РВ, кандидат технических наук. Область научных интересов — анализ и синтез устройств обработки сигналов. Автор более 40 научных работ.



Спирин Александр Михайлович, 1981 года рождения. В 2003 году окончил филиал Ростовского военного института ракетных войск (г. Ставрополь). Аджункт СВИС РВ. Область научных интересов — влияние ионосферы на системы спутниковой радионавигации. Автор 6 научных работ.



Катков Константин Александрович, 1969 года рождения. В 1991 году окончил ВИКИИ имени Можайского. Начальник смены научно-вычислительной лаборатории СВИС РВ, соискатель ученой степени кандидат технических наук. Область научных интересов — влияние ионосферы на системы спутниковой радионавигации. Автор 7 научных работ.