Том 43, Номер 4 Апрель 1998

ISSN 0033-8494

РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

РАДИОТЕХНИКА и ЭЛЕКТРОНИКА

Главный редактор
Ю.В. Гуляев

МАИК "НАУКА" "НАУКА"

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 1998, том 43, № 4, с. 410–414

СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

УДК 621.391.1:621.371.3

ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ СИГНАЛОВ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

© 1998 г. В. П. Пашинцев

Поступила в редакцию 06.03.96 г.

Получено выражение для потенциальной точности измерения в приемниках систем космической связи времени запаздывания сигналов в зависимости от степени их частотно-селективных замираний.

Известно [1–3], что возмущения ионосферы могут вызывать в трансионосферных каналах замирания общего (например, рэлеевского) или частотно-селективного (ЧСЗ) типа. Последние возникают, когда ширина спектра ($\Delta\Omega_0 = 2\pi\Delta F_0$) передаваемого сигнала систем космической связи (СКС) превышает полную полосу когерентности ($\Delta\Omega_к = 2\pi\Delta F_к$) ионосферы, обусловленную ее дифракционными (рассеивающими) свойствами. В работе [3] исследовано влияние степени ЧСЗ в трансионосферных каналах (определяемой отношением $\Delta\Omega_0/\Delta\Omega_к$) на характеристики слежения за временем запаздывания сигнала в приемниках СКС. Однако в этих приемниках этапу слежения предшествует этап измерения времени запаздывания принимаемого сигнала.

Цель данной работы – оценка влияния степени ЧСЗ в трансионосферных каналах на потенциальную точность измерения времени запаздывания сигналов в приемниках СКС.

Обычно [4] в приемниках СКС используют схемы измерения времени запаздывания, оптимальные для приема сигналов со случайной начальной фазой на фоне гауссовских шумов (реализуемые, например, на согласованном фильтре (СФ), детекторе огибающей (ДО) и схеме выбора максимума). Известно [5, 6], что они остаются оптимальными и в случае, когда принимаемые сигналы подвержены рэлеевским замираниям. При этом потенциальная точность измерения (оценки) времени их запаздывания (τ), характеризуемая наименьшим значением дисперсии этого параметра (σ_τ^2) в соответствии с границей Крамера–Рао, определяется выражениями [5, 6]

$$\sigma_\tau^2 = \left[-C'\bar{E}_r\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\left|\dot\Psi(\tau_1)\right|^2_{\tau_1=0}\right]^{-1} = (2C'\bar{E}_r\Delta\Omega_э^2)^{-1}, \tag{1}$$

где

$$C' = \bar{E}_r/[N_0(N_0+\bar{E}_r)],$$

$\bar{E}_r = 2\sigma_b^2 E_t$ – средняя энергия принимаемого сигнала; $2\sigma_b^2$ – мощность коэффициента передачи канала (b) с рэлеевскими замираниями; E_t – энергия передаваемого сигнала; N_0 – спектральная плотность гауссовского шума; $\left|\dot\Psi(\tau_1)\right|^2_{\tau_1=0}$ – квадрат модуля нормированной комплексной автокорреляционной функции (АКФ) сигнала в точке максимума ($\tau_1 = 0$); $\Delta\Omega_э^2 = \overline{\Omega^2} - (\bar\Omega)^2$ – квадрат эффективной ширины спектра сигнала; $\overline{\Omega^2}$ – средний квадрат частоты нормированной комплексной огибающей сигнала; $(\bar\Omega)^2$ – квадрат среднего значения этой частоты.

Для достижения поставленной цели следует учесть, что рэлеевские замирания принимаемого сигнала являются частным случаем ЧСЗ (когда замирания частотных составляющих в пределах ширины спектра сигнала $\Delta\Omega_0$ происходят коррелированно). Это позволяет обобщить известный метод оценки (1) на случай приема сигналов с ЧСЗ.

Комплексную огибающую принимаемого сигнала с ЧСЗ можно записать как [5]

$$\dot S_r(t) = \sqrt{E_t}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot f(t-\tau-\lambda)\dot b(\lambda)d\lambda, \tag{2}$$

где $\dot f(t-\tau-\lambda)$ – нормированная комплексная огибающая передаваемого сигнала со средним временем запаздывания τ (неизвестная неслучайная величина, подлежащая оценке) и случайным запаздыванием λ; $\dot b(\lambda)$ – низкочастотная импульсная функция канала, представляющая собой выборочную функцию комплексного гауссовского процесса с математическим ожиданием $M[\dot b(\lambda)] = 0$ и корреляционной функцией $M[\dot b(\lambda)\overset{*}{b}(\lambda_1)] =$

$= \sigma(\lambda)\delta(\lambda - \lambda_1)$, где $\sigma(\lambda)$ – функция рассеяния канала по времени.

Сигнал (2) принимается на фоне гауссовского шума, комплексная огибающая $\dot{n}(t)$ которого характеризуется $M[\dot{n}(t)] = 0$ и $M[\dot{n}(t)\overset{*}{\dot{n}}(u)] = N_0\delta(t-u)$.

Результат взаимокорреляционной обработки принимаемой аддитивной смеси с опорным колебанием $\overset{*}{f}(t-\tau-\tau_1)$, рассогласованным по времени на величину τ_1 относительно истинного значения оцениваемого параметра τ, описывается комплексным корреляционным интегралом вида

$$\dot{L}(\tau_1) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} [\dot{S}_r(t) + \dot{n}(t)]\overset{*}{f}(t-\tau-\tau_1)dt = \dot{L}_s(\tau_1) + \dot{L}_n(\tau_1), \tag{3}$$

где

$$\dot{L}_n(\tau_1) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \dot{n}(t)\overset{*}{f}(t-\tau-\tau_1)dt,$$

$$\dot{L}_s(\tau_1) = \sqrt{E_t}\int\limits_{-\infty}^{\infty} \dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\dot{b}(\lambda)d\lambda,$$

$$\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(t-\tau-\lambda)\overset{*}{f}(t-\tau-\tau_1)dt.$$

Пределы интегрирования в (3) расширены до $(-\infty, \infty)$, поскольку сигнал вне отрезка наблюдения $[0, T]$ полагаем равным нулю.

Общий метод расчета дисперсии σ_τ^2, определяемой границей Крамера–Рао, сводится к выводу выражения для элемента информационной матрицы J_τ [5, 6]:

$$\sigma_\tau^2 = (J_\tau)^{-1} = \left\{-M\left[\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\ln\Lambda(\tau_1)\big|_{\tau_1=0}\right]\right\}^{-1}, \tag{4}$$

где $\Lambda(\tau_1)\big|_{\tau_1=0}$ – отношение правдоподобия (ОП) в точке истинного значения оцениваемого параметра (т.е. при $\tau_1 = 0$).

Отметим, что схема измерения τ, оптимальная для сигналов со случайной фазой или рэлеевскими замираниями, будет не оптимальной в случае приема сигналов с ЧСЗ. Формируемый ею логарифм ОП в этом случае можно получить при использовании выражений для сигнальной $\dot{L}_s(\tau_1)$ и шумовой $\dot{L}_n(\tau_1)$ составляющих корреляционного интеграла (3) в соответствии с методикой [5]:

$$\ln\Lambda(\tau_1)\big|_{\tau_1=0} = \frac{\bar{E}_r\eta_ч}{N_0(N_0+\bar{E}_r\eta_ч)}\left|\dot{L}(\tau_1)\right|^2_{\tau_1=0}, \tag{5}$$

где

$$\eta_ч = \int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda\big|_{\tau_1=0} = \int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\Psi}(\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda \tag{6}$$

– коэффициент энергетических потерь при обработке сигнала с ЧСЗ; $\sigma_н(\lambda) = \sigma(\lambda)/2\sigma_b^2$ – нормированная функция рассеяния канала.

Тогда подставляя формулу (3) для $\dot{L}(\tau_1)$ в (5), а (5) в (4), получим выражение для потенциальной точности измерения времени запаздывания сигнала с ЧСЗ в приемниках СКС:

$$\sigma_\tau^2 = \left\{-C'_ч\bar{E}_r\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\left[\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda\right]_{\tau_1=0}\right\}^{-1}, \tag{7}$$

где

$$C'_ч = \bar{E}_r\eta_ч/[N_0(N_0+\bar{E}_r\eta_ч)]. \tag{8}$$

В частном случае, когда ЧСЗ вырождаются в рэлеевские замирания, нормированная функция рассеяния канала вырождается в дельта-функцию (т.е. $\sigma_н(\lambda) = \delta(\lambda)$), и согласно (6)–(8) имеем

$$\eta_ч = \left|\dot{\Psi}(0)\right|^2 = 1; \quad C'_ч = C';$$

$$\sigma_\tau^2 = \left\{-C'\bar{E}_r\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\left|\dot{\Psi}(\tau_1)\right|^2_{\tau_1=0}\right\}^{-1},$$

что соответствует выражению (1).

Для того чтобы оценить влияние ЧСЗ в трансионосферных каналах на σ_τ^2, необходимо перейти к спектральной форме представления (7). Для этого следует учесть, что согласно правилам дифференцирования

$$\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\left[\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda\right]_{\tau_1=0} = 2\mathrm{Re}\left\{\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{\partial}{\partial\tau_1}\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda + \int\limits_{-\infty}^{\infty}\overset{*}{\dot{\Psi}}(\tau_1-\lambda)\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\sigma_н(\lambda)d\lambda\right\}_{\tau_1=0}. \tag{9}$$

Спектральные представления входящих в (9) нормированных комплексной АКФ и функции рассеяния имеют следующий вид [5]:

$$\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty}|\dot{F}(\Omega)|^2\exp[j\Omega(\tau_1-\lambda)]\frac{d\Omega}{2\pi}, \quad (10)$$

$$\sigma_н(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty}K_н(\Delta\Omega)\exp(j\Delta\Omega\lambda)\frac{d\Delta\Omega}{2\pi}, \quad (11)$$

где $\dot{F}(\Omega)$ – спектр нормированной комплексной огибающей $\dot{f}(t)$ передаваемого сигнала; $\Omega = \omega - \omega_0$; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота; $K_н(\Delta\Omega)$ – нормированная двухчастотная корреляционная функция канала; $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$.

Тогда первое и второе слагаемые в фигурных скобках (9) можно представить как

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{\partial}{\partial\tau_1}\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\right|^2\sigma_н(\lambda)d\lambda = \iint_{-\infty}^{\infty}\Omega_1|\dot{F}(\Omega_1)|^2\times$$
$$\times\Omega_2|\dot{F}(\Omega_2)|^2\exp[j(\Omega_1-\Omega_2)\tau_1]\times \quad (12)$$
$$\times K_н(\Omega_1-\Omega_2)\frac{d\Omega_1}{2\pi}\frac{d\Omega_2}{2\pi},$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\dot{\Psi}(\tau_1-\lambda)\frac{\partial^2}{\partial\tau_1^2}\overset{*}{\dot{\Psi}}(\tau_1-\lambda)\sigma_н(\lambda)d\lambda =$$
$$= -\iint_{-\infty}^{\infty}|\dot{F}(\Omega_1)|^2\Omega_2^2|\dot{F}(\Omega_2)|^2\times \quad (13)$$
$$\times\exp[j(\Omega_1-\Omega_2)\tau_1]K_н(\Omega_1-\Omega_2)\frac{d\Omega_1}{2\pi}\frac{d\Omega_2}{2\pi}.$$

Подставляя соотношения (12), (13) в (9), а (9) в (7), получим спектральную форму представления выражения для потенциальной точности измерения времени запаздывания сигнала с ЧСЗ в приемниках СКС:

$$\sigma_\tau^2 = -\{2C'_ч\bar{E}_r[(\bar{\Omega}_ч)^2 - \overline{\Omega_ч^2}]\}^{-1} =$$
$$= (2C'_ч\bar{E}_r\Delta\Omega^2_{эч})^{-1}, \quad (14)$$

где

$$(\bar{\Omega}_ч)^2 = \iint_{-\infty}^{\infty}\Omega_1|\dot{F}(\Omega_1)|^2\Omega_2|\dot{F}(\Omega_2)|^2\times$$
$$\times K_н(\Omega_1-\Omega_2)\frac{d\Omega_1}{2\pi}\frac{d\Omega_2}{2\pi} \quad (15)$$

– квадрат среднего значения частоты нормированной комплексной огибающей сигнала, подверженного ЧСЗ;

$$\overline{\Omega_ч^2} = \iint_{-\infty}^{\infty}|\dot{F}(\Omega_1)|^2\Omega_2^2|\dot{F}(\Omega_2)|^2K_н(\Omega_1-\Omega_2)\frac{d\Omega_1}{2\pi}\frac{d\Omega_2}{2\pi} \quad (16)$$

– средний квадрат этой частоты; $\Delta\Omega^2_{эч} = \overline{\Omega^2_ч} - (\bar{\Omega}_ч)^2$ – квадрат эффективной ширины спектра сигнала, подверженного ЧСЗ.

Входящий в $C'_ч$ (8) коэффициент $\eta_ч$ (6) в выражении (14) можно представить с учетом (10) и (11) в спектральной форме как

$$\eta_ч = \iint_{-\infty}^{\infty}|\dot{F}(\Omega_1)|^2|\dot{F}(\Omega_2)|^2K_н(\Omega_1-\Omega_2)\frac{d\Omega_1}{2\pi}\frac{d\Omega_2}{2\pi}. \quad (17)$$

В частном случае, когда ЧСЗ вырождаются в рэлеевские замирания, нормированная двухчастотная корреляционная функция канала принимает значение $K_н(\Omega_1 - \Omega_2) = 1$. Тогда согласно (15)–(17) и (8) имеем

$$\eta_ч = 1; \quad C'_ч = C'; \quad (\bar{\Omega}_ч)^2 = (\bar{\Omega})^2;$$
$$\overline{\Omega^2_ч} = \overline{\Omega^2}; \quad \Delta\Omega^2_{эч} = \Delta\Omega^2_э$$

и выражение (14) сводится к виду (1).

Входящая в (15)–(17) функция $K_н(\Omega_1 - \Omega_2)$ характеризует степень корреляции между замираниями на частотах $\Omega_1 = \omega_1 - \omega_0$ и $\Omega_2 = \omega_2 - \omega_0$, т.е. степень ЧСЗ принимаемого сигнала [5]. Для трансионосферного канала она имеет вид [2]

$$K_н(\Omega_1-\Omega_2) = K_н(\Delta\Omega) =$$
$$= \exp\left[-\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega_к}\right)^2\right] = \exp\left[-\left(\frac{\Delta\Omega}{\Delta\Omega_к/2}\right)^2\right], \quad (18)$$

где $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2 = (\omega_1 - \omega_0) - (\omega_2 - \omega_0)$; $\Omega_к$ – полоса когерентности ионосферы, обусловленная ее дифракционными (рассеивающими) свойствами; $\Delta\Omega_к = 2\Omega_к$ – полное (удвоенное) значение этой полосы. Для модели трансионосферного распространения радиоволн в приближении Рытова оно определяется как [1–3]

$$\Delta\Omega_к = 2\Omega_к = \frac{4\omega_0}{\sigma_\varphi(2+d_1^2)^{1/2}}, \quad (19)$$

где

$$\sigma_\varphi = [2(r_e\lambda_0)^2L_0L\sigma^2_{\Delta N}]^{1/2}$$

– среднеквадратическое отклонение флуктуаций фазового фронта волны с длиной $\lambda_0 = c/f_0 = 2\pi c/\omega_0$ на выходе неоднородного ионосферного слоя с толщиной L; c – скорость света в вакууме; r_e – классический радиус электрона; L_0 – внешний размер неоднородностей электронной концентрации (ЭК); $\sigma^2_{\Delta N}$ – дисперсия флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы;

$$d_1^2 = \frac{3z^2 - 3zL + L^2}{4k_0^2}\frac{1}{8L_0^2 l_0^2}$$

– параметр, учитывающий нарастание дифракционных эффектов в фронте волны по мере ее распространения внутри ионосферного слоя и за ним на пути $z - L$ в свободном пространстве; $k_0 = \omega_0/c$; l_0 – внутренний размер неоднородностей ЭК.

Согласно (18), степень ЧСЗ принимаемого в СКС сигнала с заданной шириной спектра $\Delta\Omega_0 = 2\Delta\Omega$ характеризуется значением $K_н(\Delta\Omega_0)$, которое определяется отношением $\Delta\Omega_0/\Delta\Omega_к = \Delta F_0/\Delta F_к$. Поэтому полученное выражение (14) позволяет оценить влияние ЧСЗ на величину σ_τ^2 в приемниках СКС при передаче сигналов с произвольным спектром $|\dot F(\Omega)|$.

Для иллюстрации влияния отношения $\Delta F_0/\Delta F_к$ на величину σ_τ^2 в приемниках СКС зададимся конкретным выражением для $F(\Omega)$. В качестве простейшего примера рассмотрим передачу колоколообразного радиоимпульса [6] со спектром нормированной комплексной огибающей

$$F(\Omega_i) = \frac{\tau_0}{\sqrt{E_t}}\exp\left(-\frac{\pi\Omega_i^2}{\Delta\Omega_0^2}\right), \tag{20}$$

где $\Omega_i = \omega_i - \omega_0$; $\tau_0 = 1/\Delta F_0 = 2\pi/\Delta\Omega_0$ – длительность импульса на уровне 0.46 от максимума.

Подставляя (20) и (18) в выражения (15)–(17), имеем

$$\eta_ч = \left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)^{-1/2} \le 1,$$

$$\overline{\Omega_ч^2} = \pi\Delta F_0^4\left(1 + \frac{2\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)\Big/\left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)^{3/2}, \tag{21}$$

$$(\overline{\Omega}_ч)^2 = 2\Delta F_0^4\Big/\left[\Delta F_к^2\left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)^{3/2}\right].$$

Тогда квадрат эффективной ширины спектра сигнала с ЧСЗ можно представить в виде

$$\Delta\Omega^2_{эч} = \overline{\Omega_ч^2} - (\overline{\Omega}_ч)^2 = \pi\Delta F_0^2\Big/\left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)^{3/2} = \Delta\Omega_э^2\mu_ч,$$

а выражение (14) как

$$\sigma_\tau^2 = (2C'_ч\bar E_r\Delta\Omega_э^2\mu_ч)^{-1} = \left[\frac{2\bar E_r\eta_ч}{N_0(N_0 + \bar E_r\eta_ч)}\bar E_r\Delta\Omega_э^2\mu_ч\right]^{-1}, \tag{22}$$

где $\eta_ч$ определяется согласно (21); $\Delta\Omega_э^2 = \pi\Delta F_0^2 = \pi/\tau_0^2$ – квадрат эффективной ширины спектра колоколообразного радиоимпульса (20) [6];

$$\mu_ч = \left(1 + \frac{4\Delta F_0^2}{\pi\Delta F_к^2}\right)^{-3/2} \le 1 \tag{23}$$

– коэффициент сужения $\Delta\Omega_э^2$ из-за ЧСЗ.

В частном случае отсутствия ЧСЗ (т.е. при условии $\Delta F_0/\Delta F_к \ll 1$) имеем $\eta_ч = 1$, $C'_ч = C'$, $\mu_ч = 1$ и выражение (22) сводится к виду (1). По мере увеличения степени ЧСЗ (т.е. роста отношения $\Delta F_0/\Delta F_к > 1$) эти коэффициенты принимают значения $\eta_ч < 1$, $C'_ч < C'$, $\mu_ч < 1$ и величина σ_τ^2 возрастает.

Согласно (21)–(23), возрастание дисперсии ошибки измерения в СКС времени запаздывания сигнала (σ_τ^2) по мере увеличения отношения $\Delta F_0/\Delta F_к > 1$ объясняется двумя причинами:

1) уменьшением среднего отношения сигнал/шум ($\bar E_r/N_0$) из-за энергетических потерь ($\eta_ч$) в схеме обработки принимаемого сигнала с ЧСЗ, что обусловливает уменьшение амплитуды пика напряжения на выходе СФ и ДО;

2) сужением эффективной ширины спектра сигнала, подверженного ЧСЗ ($\Delta\Omega^2_{эч} = \Delta\Omega_э^2\mu_ч$), что обусловливает уменьшение "остроты" пика напряжения на выходе СФ и ДО.

Однако следует отметить, что согласно (23) и (21) при больших отношениях полос $\Delta F_0/\Delta F_к \gg 1$ значение $\mu_ч \approx (\Delta F_к/\Delta F_0)^3$, а $\eta_ч \approx \Delta F_к/\Delta F_0$ (т.е. $\mu_ч \ll \eta_ч$). При небольших отношениях полос $\Delta F_0/\Delta F_к \geq 1$ и большом отношении сигнал/шум $\bar E_r/N_0 \gg 1$, когда справедливо неравенство $\bar E_r\eta_ч/N_0 \gg 1$, значение $C'_ч \approx 1/N_0$, т.е. не зависит от $\eta_ч$. Это указывает на доминирующее влияние второй причины, связанной с $\mu_ч < 1$, на увеличение ошибки измерения времени запаздывания сигналов в приемниках СКС при возникновении ЧСЗ в трансионосферных каналах.

Отметим, что возмущения ионосферы могут сопровождаться сужением полосы ее когерентности (19) до значений $\Delta F_к = 10$ МГц ... 100 кГц при несущей частоте $f_0 \approx 1$ ГГц [1, 3]. Поэтому опасность возникновения ЧСЗ (т.е. условия $\Delta F_0 \geq \Delta F_к$) в трансионосферных каналах наиболее реальна при передаче в СКС фазоманипулированных широкополосных сигналов (ФМ ШПС) [1–3]. Выбор сигнала о колоколообразной огибающей (20) в качестве иллюстрации примера расчета величины σ_τ^2 (14) обусловлен только соображениями простоты математических выкладок. Тем не менее полученное для этого случая выражение (22) вполне пригодно для проведения инженерных расчетов зависимости σ_τ^2 от степени ЧСЗ и в случае передачи ФМ ШПС. Указанный факт обусловлен тем, что известная [7] оценка квадрата эффективной ширины спектра для идеального ФМ ШПС $\Delta\Omega_э^2 = 4\Delta F_0^2$ незначительно отличается от оценки $\Delta\Omega_э^2 = \pi\Delta F_0^2$ для колоколообразного радиоимпульса.

Итак, получено выражение (14) для определения потенциальной точности измерения в приемниках СКС времени запаздывания сигналов в зависимости от степени их ЧСЗ. Конкретизация выражения в виде (22) может быть использована для инженерных расчетов увеличения ошибки измерения этого времени при передаче сигналов (в том числе широкополосных) в условиях возмущений ионосферы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Нейп Д.Л.* // ТИИЭР. 1983. Т. 71. № 6. С. 40.
2. *Гундзе Е., Чжаохань Лю.* // ТИИЭР. 1982. Т. 70. № 4. С. 5.
3. *Богуш Р.Л., Гильяно Ф.У., Нейп Д.Л., Мишле А.Х.* // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 7. С. 21.
4. *Тепляков И.М., Калашников И.Д., Рощин Б.В.* Радиолинии космических систем передачи информации. М.: Сов. радио, 1975.
5. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 3. М.: Сов. радио, 1977.
6. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992.
7. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов. М.: Сов. радио, 1978.