

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.1>

УДК 621.391.01

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО СПУТНИКОВЫМ ИОНОСФЕРНЫМ РАДИОЛИНИЯМ

В. В. Батанов¹, Л. Е. Назаров^{1,2}

¹ Информационные спутниковые системы им. академика М.Ф. Решетнева,
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52

² Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова
РАН, 141190, Фрязино Московской обл., пл. Введенского, 1

Статья поступила в редакцию 1 июня 2021 г.

Аннотация. Даны модельные описания искажений комплексных огибающих цифровых сигналов при их распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям, действие которых эквивалентно линейной фильтрации с комплексным коэффициентом передачи. Искажения фазо-частотных характеристик огибающих цифровых сигналов за счет дисперсионных свойств ионосферы обуславливают временное рассеяние и возникновение интерференционных межсимвольных помех, которые снижают надежность связи. Это определяет актуальность разработки вычислительных процедур обработки цифровых сигналов, снижающих эффективность действия данного типа помех, характерным свойством которых является линейная зависимость их мощности от мощности информационных сигналов. В статье приведено описание алгоритмов компенсации данных искажений на основе использования широкополосных пилот-сигналов и формирования обратного фильтра. Полезным свойством рассматриваемых пилот-сигналов является совпадение их структуры (частотной полосы, вида огибающей, закона манипуляции) со структурой информационных цифровых сигналов, а также функционирование рассматриваемых алгоритмов компенсации при априорной неопределенности относительно геометрии радиолинии, в частности, относительно полного электронного содержания и зенитного угла радиолинии. Путем компьютерного моделирования показана возможность практически полной компенсации

искажений цифровых широкополосных сигналов с фазовой манипуляцией и достижения вероятностных характеристик правильного приема, близких к характеристикам правильного приема сигналов при их распространении в свободном пространстве.

Ключевые слова: ионосфера, сигналы, искажения сигналов, компенсация искажений, вероятность ошибочного приема.

Abstract. Methods for describing of digital signal complex envelope distortions due to influence of satellite ionosphere radiolines based on linear filtering methods are presented. Distortions of the phase-frequency characteristics of the digital signal envelopes due to the dispersion properties of the ionosphere cause time scattering and the occurrence of intersymbol interference, which reduce the reliability of communication. This determines the relevance of the development of the computational procedure for processing digital signals that reduce the effectiveness of this type of interferences. The descriptions of the algorithms for compensation of these distortions based on the use of the broadband pilot-signals and the formation of an inverse linear filter are given. A useful property of the considered pilot-signals is the coincidence of their structure (frequency band, envelope type, manipulation law) with the structure of information digital signals. By means of computer simulations of this algorithms, the possibility of almost complete compensation of the considered distortions of wideband signals is shown.

Key words: ionosphere channels, broadband signals, signal distortions, algorithm, error-performances.

Введение

При распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям комплексные огибающие сигналов искажаются за счет влияния земной ионосферы как дисперсионной среды [1-5]. Данные искажения обуславливают возникновение интерференционных межсимвольных (МСИ) и межканальных (МКИ) помех в дополнение к канальным помехам в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) [5-11].

Помехи МСИ и МКИ представляют случайный процесс, статистические характеристики которого зависят от несущей частоты, от частотной полосы сигналов, от параметров ионосферной радиолинии [1,11,12]. Эти помехи снижают надежность передачи информации по рассматриваемым радиолиниям.

Актуальными являются проблемы количественного оценивания деградации вероятностных характеристик при приеме сигналов с использованием моделей помех МСИ и МКИ по отношению к распространению в свободном пространстве, разработки и моделирования алгоритмов обработки сигналов при приеме сигналов, снижающих искажающее действие рассматриваемого типа помех.

1. Постановка задачи

Анализ распространения сигналов по ионосферным линиям основан на решении волнового уравнения относительно электрического поля $\vec{E}(\vec{r}, f)$ плоской волны с частотой f [5,13]

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, f) - \text{grad div} \vec{E}(\vec{r}, f) + k^2 \left(\vec{\varepsilon}(\vec{r}, f) \vec{E}(\vec{r}, f) - j \frac{2\vec{E}(\vec{r}, f) \vec{\sigma}(\vec{r}, f)}{f} \right) = 0. \quad (1)$$

Здесь $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число; λ - длина волны; $\vec{\varepsilon}(\vec{r}, f)$, $\vec{\sigma}(\vec{r}, f)$ - соответственно тензоры диэлектрической проницаемости и проводимости, зависящие от магнитного поля Земли $\vec{H}(\vec{r})$.

В изотропном случае (без учета $\vec{H}(\vec{r})$ либо в продольном направлении распространения волны относительно поля $\vec{H}(\vec{r})$) при нормальном падении плоской волны на среду с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(z, f)$ и $\sigma(\vec{r}, f) = 0$, распространяющейся по оси z , уравнение (1) имеет скалярный вид [5]

$$\frac{d^2 E(z, f)}{dz^2} + \frac{(2\pi)^2 f^2}{c^2} \varepsilon(z, f) E(z, f) = 0. \quad (2)$$

Здесь c - скорость света в свободном пространстве.

При выполнении условия $\frac{d\varepsilon(z, f)}{dz} \lambda \ll 1$ (λ - длина волны) решение (2)

задается приближением геометрической оптики [5,14]

$$E(z, f) = \operatorname{Re} \left(E(0, f) \exp \left(- \frac{j2\pi f}{c} \int_0^z n(x, f) dx \right) \right). \quad (3)$$

Здесь $n(x, f) = \sqrt{\varepsilon(x, f)}$ - коэффициент преломления среды.

Для класса цифровых сигналов $s(t)$ с различными видами манипуляций (фазовой, квадратурно-амплитудной, др.) решение уравнения (2) усложняется. В этом случае сигналы представляются в виде суммы монохроматических сигналов, каждый из которых приобретает дополнительное фазовое и амплитудное смещения за счет дисперсионных и поглощающих свойств ионосферы, что определяет искажение комплексных огибающих на входе приемных устройств, обуславливающие возникновение интерференционных МСИ и МКИ помех [15]. Особенностью этих помех по отношению к АБГШ является невозможность снижения их искажающего влияния путем повышения мощности передаваемых сигналов.

Известные методы обработки сигналов при приеме, снижающие эффективность интерференционных помех, основаны на использовании пилот-сигналов, в частности, двух-частотного сигнала [1,12,16]. Суть этих методов - оценивание параметров ионосферной радиолинии на основе разности фаз пилот-сигналов при их распространении и использование этих оценок для восстановления комплексной огибающей цифровых сигналов.

Цель работы - дать описания и результаты моделирования алгоритмов обработки цифровых сигналов при приеме с использованием расширенного класса пилот-сигналов для спутниковых ионосферных радиолиний с целью компенсации интерференционных помех МСИ и МКИ.

2. Модель распространения сигналов по спутниковым ионосферным радиопутьям

Рассматриваемая ниже модель ионосферной радиопутьи соответствует сферически-симметричной среде с неоднородной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(z, f)$ [1,2,13]

$$\varepsilon(z, f) = 1 - f_p^2(z) / f^2. \quad (4)$$

Здесь $f_p(z) = \sqrt{80.8 N_9(z)}$ - собственная частота ионосферы (кГц); $N_9(z)$ - электронная плотность ионосферы на высоте z (эл/см³).

Модель (4) определяет вещественные значения $\varepsilon(z, f)$, т. е. поглощение радиоволн полагается малым и рассматриваются лишь фазо-частотные искажения цифровых сигналов при распространении.

Для электронной плотности $N_9(z)$ известен ряд моделей, например, однослойная модель [2,13,17]

$$N_9(z) = \sqrt{\gamma \cdot \exp[-(\exp(b(z - z_M)) + bz)]}. \quad (5)$$

Здесь γ, b - параметры; z_M - высота, на которой достигается максимальное значение электронной плотности N_M . Для нормальной среднеширотной ионосферы и дневного времени выполняется условие $N_M \leq 10^6$ эл/см³ при $z_M = 300...350$ км, $b = 0.01$, $\gamma = 5 \cdot 10^{13}$ [2].

Искаженные сигналы $\hat{s}(t)$ представляются результатом линейной фильтрации передаваемых сигналов $s(t)$ [10,11]

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(f) \dot{H}(z, f) \exp(-j2\pi ft) df. \quad (6)$$

Здесь $\dot{S}(f)$ - спектр сигнала $s(t)$; $\dot{H}(f, z) = \exp(j2\pi f \tau(z, f))$ - коэффициент передачи ионосферной радиопутьи, как линейного фильтра;

$\tau(z, f) = \exp\left(j2\pi f \int_0^z \frac{dx}{c_\phi(x, f)}\right)$ - фазовое время распространения гармонического

сигнала с частотой f вдоль лучевой линии АВ (сплошная линия АВ на рис. 1,

поясняющем схему спутниковой ионосферной радиоперелинковки);

$c_{\phi}(x, f) = c/n(x, f)$ - фазовая скорость.

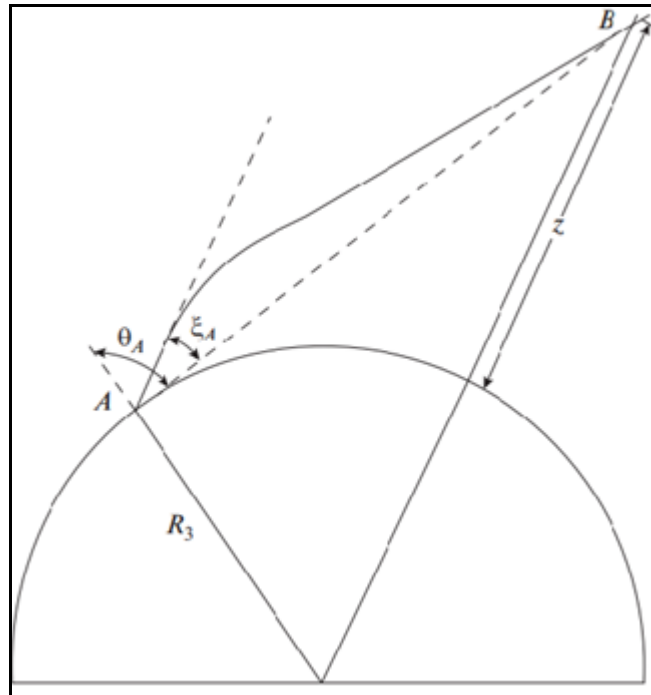


Рис.1. Распространение сигналов по спутниковой ионосферной линии.

Параметр $\tau(z, f)$ вычисляется с использованием соотношения [10]

$$\tau(z, f) = \int_0^z \frac{n(x, f)(R_3 + x)dx}{c_{\phi} \sqrt{n^2(x, f)(R_3 + x)^2 - (n(0, f)R_3 \sin(\theta_A - \xi_A))^2}}. \quad (7)$$

Здесь R_3 - радиус Земли; θ_A - видимый зенитный угол; ξ_A - рефракционная поправка к θ_A , определяемая как решение уравнения [12,18]

$$\chi = \int_0^z \frac{n(0, f)R_3 \sin(\theta_A - \xi_A)dh}{(R_3 + h) \sqrt{(n(h, f)(R_3 + h))^2 - (n(0, f)R_3 \sin(\theta_A - \xi_A))^2}}. \quad (8)$$

Здесь $\chi = \arccos\left(\frac{-L_{AB}^2 + R_3^2 + (R_3 + z)^2}{2R_3(R_3 + z)}\right)$, L_{AB} - расстояние линии прямой

видимости (штриховая линия АВ на рис.1)

$$L_{AB} = \sqrt{(R_3 + z)^2 - R_3^2 \sin^2(\theta_A)} - R_3 \cos(\theta_A). \quad (9)$$

Вид искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ определяется путем вычисления интегрального соотношения (6) с использованием оценки коэффициента передачи $H(z, f)$ в частотном диапазоне цифровых сигналов ΔF .

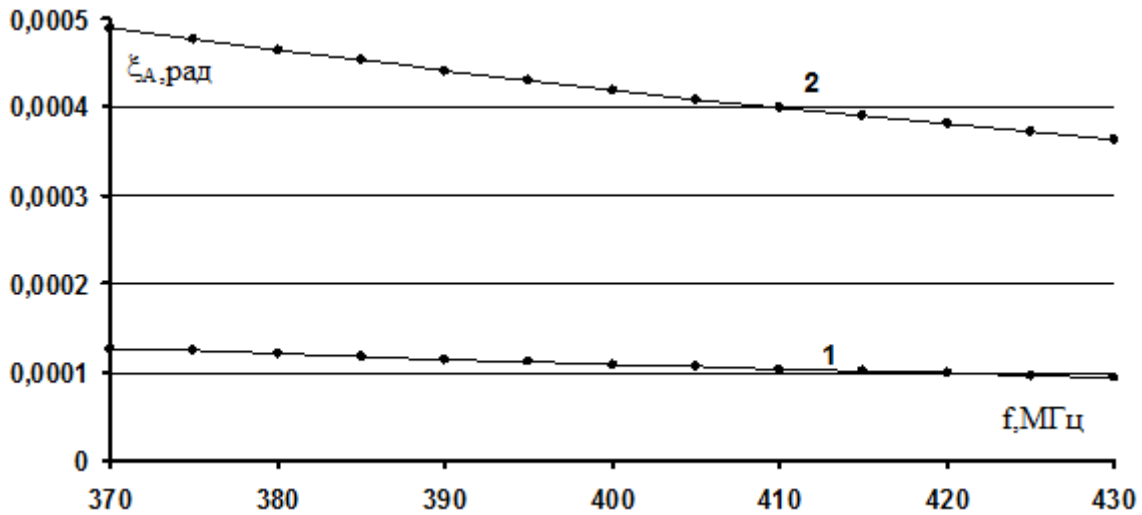


Рис.2. Зависимости рефракционной поправки ξ_A от частоты f : 1 – зенитный угол $\theta_A = 40^0$; 2 – зенитный угол $\theta_A = 80^0$.

На рис.2 приведены зависимости значений рефракционной поправки ξ_A от частоты f , вычисленные с использованием (8), (9) для модели дневной ионосферы (5) и Р-частотного диапазона, высота радиолинии $z = 400$ км, зенитный угол $\theta_A = 40^0$ (кривая 1) и $\theta_A = 80^0$ (кривая 2). Видно, что для частоты f в анализируемой полосе значения ξ_A не превышают 0.0005 рад для $\theta_A = 80^0$ и не превышают 0.00015 рад для $\theta_A = 40^0$. При увеличении частоты f значения рефракционной поправки ξ_A уменьшаются и для рассматриваемой модели ионосферы и $f > 1$ ГГц не превышают 0.00005 рад [1].

Вследствие малых значений параметра ξ_A при оценивании $\tau(z, f)$ применяется выражение (7) без учета ξ_A в виде [1]

$$\tau(z, f) = \frac{e^2}{2\pi m_e f^2} \frac{(R_3 + z_M)}{\sqrt{(R_3 + z_M)^2 - (R_3 \sin \theta_A)^2}} \int_0^z N_3(x) dx. \quad (10)$$

Здесь e, m_e - заряд и масса электрона.

Из соотношения (10) следует, что для вычисления $\tau(z, f)$ необходима

оценка параметра $R(z) = \frac{e^2}{2\pi m_e} \frac{(R_3 + z_M)}{\sqrt{(R_3 + z_M)^2 - (R_3 \sin \theta_A)^2}} \int_0^z N_3(x) dx,$

включающего полное электронное содержание $\alpha_{ПЭС} = \int_0^z N_3(x) dx.$

Известный метод оценки параметра $\alpha_{ПЭС}$ и параметра $R(z)$ основан на вычислении разности временных задержек $\Delta\tau(z, f_1, f_2) = \tau(z, f_1) - \tau(z, f_2)$ распространения пилот-сигналов в виде гармонических сигналов с центральными частотами f_1 и f_2 на временном интервале анализа (методы фазовой или групповой задержек) [1,2,12]. Значение $\Delta\tau(f_1, f_2)$ определяется на основе вычисления корреляций для реализации на входе приемного устройства и пилот-сигналов. При реализации этого подхода оценка параметра $R(z)$ оценивается с использованием соотношения [1]

$$R(z) = \frac{\Delta\tau(z, f_1, f_2)}{\left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right)}. \quad (11)$$

Обратный линейный фильтр спутниковой ионосферной радиолинии, снижающий действие интерференционных помех, задается его коэффициентом передачи $\dot{H}^{-1}(z, f) = \exp(-j\varphi(z, f))$. Здесь фаза $\varphi(z, f)$ определяется соотношением [1,16]

$$\varphi(z, f) = \frac{R(z)}{f}. \quad (12)$$

Результирующий сигнал $s_p(t)$ с компенсацией искажающего действия ионосферы вычисляется с использованием соотношения

$$s_p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(f) \exp(-j\varphi(z, f)) \exp(j2\pi f t) df. \quad (13)$$

Здесь $\dot{Y}(f)$ - спектр входной реализации $\dot{y}(t) = \hat{s}(t) + \dot{n}(t)$; $\dot{n}(t)$ - помеховая реализация АБГШ.

Для общего класса пилот-сигналов, включая широкополосные пилот-сигналы, эквивалентные используемым информационным сигналам $s(t)$, алгоритм оптимального оценивания параметра $R(z)$ основан на определении максимального значения функционала

$$D(R) = \max_R \left| \int_{\Delta F} \dot{S}^*(f) \dot{Y}(f) \exp(-j\varphi(R, f)) df \right|. \quad (14)$$

Здесь $\dot{S}^*(f)$ - комплексно-сопряженный спектр пилот-сигнала; ΔF - частотная полоса пилот-сигналов.

Более простой подоптимальный алгоритм оценки $R(z)$ основан на вычислении корреляционных соотношений для оценки разности временной задержки $\Delta\tau(f_1, f_2)$ и вычисления $R(z)$ на их основе с использованием (11)

$$\Delta\tau(z, f_1, f_2) = \max_{\tau} \left| \int_0^T \dot{y}(t + \tau) \dot{s}_1^*(t) dt \right| - \max_{\tau} \left| \int_0^T \dot{y}(t + \tau) \dot{s}_2^*(t) dt \right|. \quad (15)$$

Здесь T , f_1 , f_2 - длительность и центральные частоты широкополосных пилот-сигналов $\dot{s}_1(t)$ и $\dot{s}_2(t)$.

При реализации алгоритмов (11), (14), (15) параметры z_M , θ_A включены в вычисляемые оценки в виде функциональных множителей и при формировании сигнала $s_p(t)$ с использованием выражения (13) не требуют задания количественных значений.

Широкополосные пилот-сигналы $\dot{s}_1(t)$ и $\dot{s}_2(t)$ формируются на основе сигнала $\dot{s}_{\Pi}(t)$, структура которого (например, частотная полоса, вид огибающей, тип манипуляции) совпадает с структурой используемого класса информационных сигналов $\dot{s}(t)$. Метод формирования заключается в обратном преобразовании двух непересекающихся множеств спектральных

составляющих $\dot{F}_1(f), \dot{F}_2(f)$ в составе спектрального множества $\dot{F}_\Pi(f)$ ($\dot{F}_\Pi(f) = \dot{F}_1(f) \cup \dot{F}_2(f)$) для задаваемого сигнала $\dot{s}_\Pi(t)$

$$\dot{s}_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_1(f) \exp(j\pi ft) df, \quad (16)$$

$$\dot{s}_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_2(f) \exp(j\pi ft) df. \quad (17)$$

3. Результаты моделирования

Одной из основных характеристик систем передачи информации является вероятность ошибки на бит P_6 при приеме сигналов [15,18]. Для АБГШ оптимальный прием основан на вычислении взаимной корреляции входной реализации $r(t) = \hat{s}(t) + n(t)$ с передаваемым сигналом $s(t)$ [15].

Ниже рассматриваются сигналы $s(t)$ на основе двухпозиционной фазовой манипуляции (сигналы ФМ2), интенсивно используемые в спутниковых информационных системах [15]. Сигналы $s(t)$ представляют последовательность элементарных сигналов $s_i(t, \varphi_{il}) = Au(t + iT) \exp(j(\varphi_{il} + 2\pi ft))$ длительностью T [15]. Здесь $u(t + iT) = 1$ при $iT \leq t < (i+1)T$, иначе $u(t + iT) = 0$; A, φ_{il} - амплитуда и фаза. Фазы манипуляции φ_{il} для текущего значения i задаются правилом $\varphi_{il} = \pi l$ и определяются значениями передаваемого бита $l = 0, 1$.

Моделирование ионосферных спутниковых радиолиний выполнено с целью оценивания деградации вероятности P_6 при приеме сигналов $\hat{s}(t)$ относительно распространения в свободном пространстве и эффективности приведенного алгоритма обработки сигналов при приеме, снижающего действие интерференционных межсимвольных помех. Характеристики ионосферной линии - однослойная модель (4) с параметрами дневной ионосферы, высота $z = 400$ км, центральная частота $f_0 = 400$ МГц,

длительность элементарных сигналов элементарных сигналов ФМ2 $T = 100$ нсек (частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц).

При моделировании изменялось информационное содержание формируемых сигналов $s(t)$ - генерировались равновероятные информационные символы, задающие начальные фазы φ_{il} составляющих сигналов $s_i(t, \varphi_{il})$. Пример сигнала $\hat{s}(t)$ на выходе ионосферной радиолинии ($\theta_A = 10^0$) показан на рис.3, видно искажение огибающей, временное рассеяние элементарных сигналов, определяющее интерференционные помехи, и временная задержка $\hat{s}(t)$ относительно распространения сигнала в свободном пространстве $s(t)$.

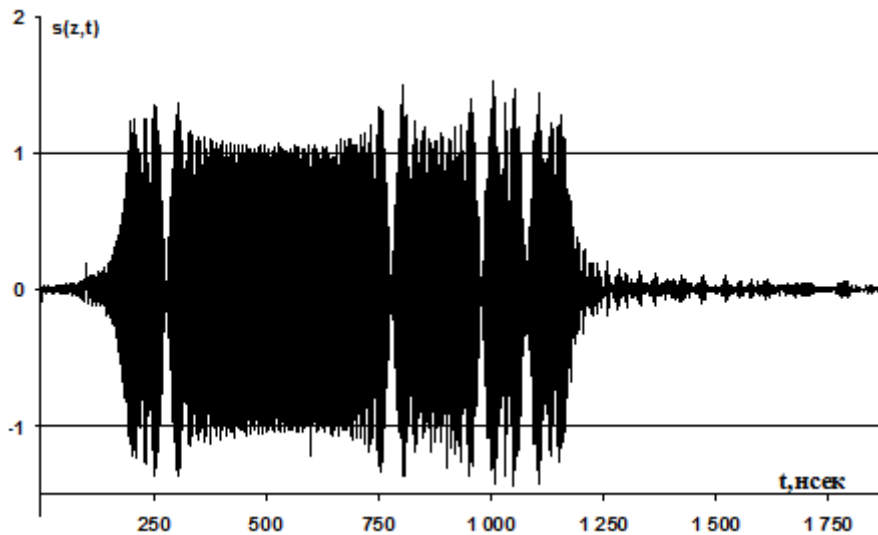
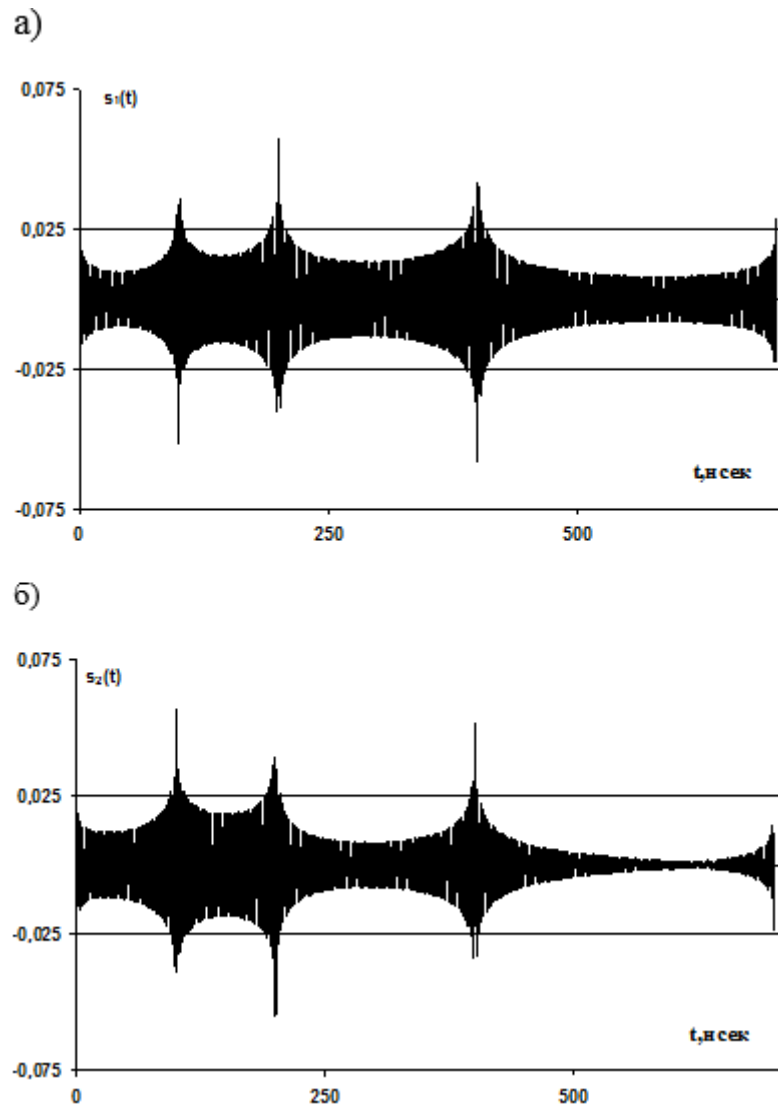


Рис.3. Вид сигнала сигналов на выходе ионосферной радиолинии.

Пилот-сигналы $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$, используемые для оценки параметра $R(z)$ и формирования обратного фильтра $\hat{H}^{-1}(z, f)$, формировались на основе сигнала $\hat{s}_\Pi(t)$ в виде последовательности элементарных сигналов $s_i(t, \varphi_{il})$, $l = 0, 1, \dots, 6$. Вид сигналов $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$ приведен на рис.4 - центральные частоты сигналов равны $f_1 = 397.8$ МГц и $f_2 = 402.3$ МГц.

Рис.4. Вид пилот-сигналов $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$.

На рис.5 приведены вероятности $P_{\bar{0}}$ при приеме сигналов при наличии АБГШ. По оси абсцисс отложены значения сигнал/помеха $E_{\bar{0}}/N_0$, N_0 - односторонняя спектральная плотность АБГШ, $E_{\bar{0}}$ - энергия сигналов на бит. Кривая 1 соответствует теоретической кривой при приеме исходных сигналов $s(t)$ при распространении в свободном пространстве [15]. Кривая 2 соответствует распространению сигналов по ионосферной радиолнии, зенитный угол $\theta_A = 10^0$, в этом случае энергетические потери при $P_{\bar{0}} = 10^{-5}$ за счет рассеяния и влияния интерференционных помех по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 0.8 дБ. Кривая 3

соответствует распространению по ионосферной радиолинии, зенитный угол $\theta_A = 80^0$, энергетические потери превышают 1 дБ. При расширении частотного диапазона сигналов ΔF (при уменьшении длительности элементарных сигналов T), а также при увеличении объема сигнальных «созвездий» (увеличение порядка манипуляции) рассматриваемые энергетические потери увеличиваются.

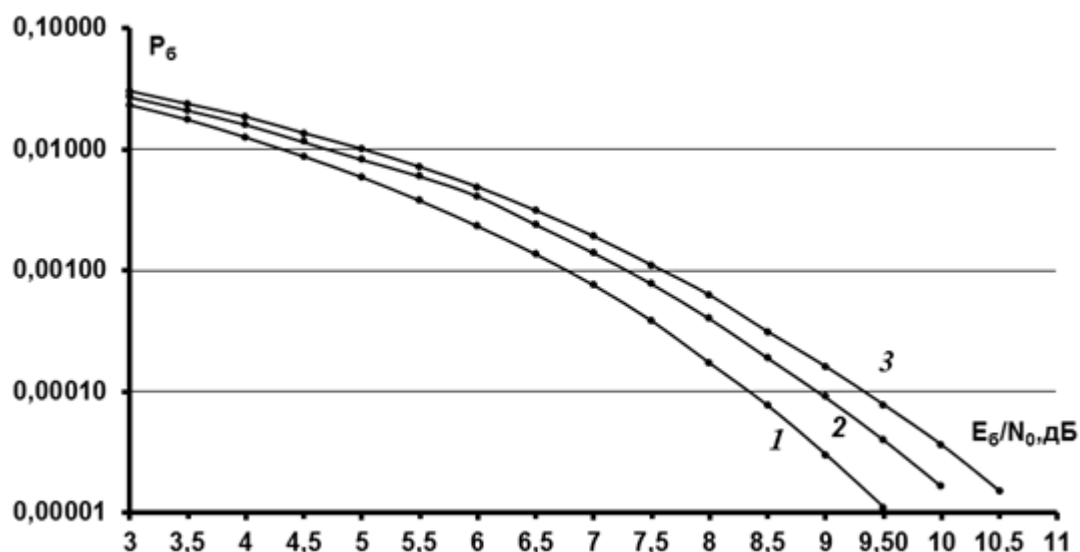


Рис.5. Вероятности ошибочного приема сигналов ФМ2 при распространении по ионосферной линии: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $\theta_A = 10^0$, $T = 100$ нс, $\Delta F = 20$ МГц; 3 - $\theta_A = 80^0$, $T = 100$ нс, $\Delta F = 20$ МГц.

Моделирование показало, что при использовании приведенных алгоритмов (11), (14), (15) обработки искаженных сигналов $\hat{s}(t)$ с целью компенсации интерференционных межсимвольных помех на основе используемых широкополосных пилот-сигналов энергетические потери незначительны - в этом случае для анализируемых значений отношения сигнал/помеха E_6/N_0 соответствующие вероятностные кривые практически совпадают с вероятностной кривой 1 для распространения сигналов в свободном пространстве. Эти результаты показывают эффективность приведенного алгоритма компенсации искажений широкополосных сигналов, обусловленных влиянием ионосферных спутниковых радиолиний.

Заключение

Приведены модельные представления искажений цифровых сигналов при их распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям, действие которых эквивалентно линейной фильтрации с комплексным коэффициентом передачи. Искажения фазо-частотных характеристик цифровых сигналов за счет дисперсионных свойств ионосферы обуславливают временное рассеяние и возникновение интерференционных межсимвольных помех, которые снижают надежность связи. Приведено описание алгоритмов компенсации данных искажений на основе использования широкополосных пилот-сигналов и формирования обратного фильтра. Полезным свойством рассматриваемых пилот-сигналов является совпадение их структуры (частотной полосы, вида огибающей, закона манипуляции) со структурой информационных цифровых сигналов, а также функционирование рассматриваемых алгоритмов компенсации при априорной неопределенности относительно параметров радиолинии, в частности, относительно полного электронного содержания и зенитного угла радиолинии. Путем компьютерного моделирования показана возможность практически полной компенсации искажений цифровых широкополосных сигналов с двоичной фазовой манипуляцией и достижения вероятностных характеристик правильного приема, близких к характеристикам правильного приема сигналов при распространении в свободном пространстве.

Исследование эффективности рассматриваемых алгоритмов компенсации искажений за счет влияния ионосферы спутниковых радиолиний для более широкого класса цифровых сигналов, используемых в системах спутниковой связи (например, для цифровых сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией), является перспективным направлением научных исследований.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 20-07-00525).

Литература

1. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. *Распространение радиоволн при космической связи*. Москва, Связь. 1969. 156 с.
2. Долуханов М.П. *Распространение радиоволн*. Москва, Гос. Издательство по вопросам связи и радио. 1960. 392 с.
3. Иванов Д.В., Иванов В.А., Михеева Н.Н., Рябов Н.В., Рябова М.И. Распространение коротковолновых сигналов с расширенным спектром в среде с нелинейной дисперсией. *Радиотехника и электроника*. 2015. Т.60. №11. С.1167-1177.
4. Гуляев Ю.В., Стрелков Г.М. Распространение сверхширокополосного радиоимпульса в холодной плазме. *Доклады Академии наук*. 2006. Т.408. №6. С.754-757.
5. Гинзбург В.Л. *Распространение электромагнитных волн в плазме*. Москва, Наука. 1960. 552 с.
6. Кутуза Б.Г., Мошков А. В., Пожидаев В. Н. Комбинированный метод, который устраняет влияние ионосферы при обработке сигналов бортовых радиолокаторов Р-диапазона с синтезированной апертурой. *Радиотехника и электроника*. 2015. Т.60. №9. С.889-895.
7. Арманд Н.А. Распространение широкополосных сигналов в дисперсионных средах. *Радиотехника и электроника*. 2003. Т.48. №9. С.1045-1057.
8. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Анализ искажений радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2016. Т.21. №5. С.37-45.
9. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Данилович Н.И. Анализ искажений сигналов с фазовой манипуляцией при распространении по ионосферным спутниковым линиям передачи. *Антенны*. 2017. №12. С.17-24.
10. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Зудилин А.С. Искажения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям спутниковых систем связи.

Журнал радиоэлектроники. 2016. №2. URL:
<http://jre.cplire.ru/jre/feb16/1/text.pdf>.

11. Dvorak S.L., Dudley D.G. Propagation of Ultrawideband Electromagnetic Pulses Through Dispersive Media. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 1995. Vol.37. No.2. P.192-200.
12. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П. и др. *Распространение радиоволн*. Москва, ЛЕНАНД. 2009. 496 с.
13. Дэвис К. *Радиоволны в ионосфере*. Москва, Мир. 1973. 502 с.
14. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме. *Радиотехника и электроника*. 2012. Т.57. №9. С.1028-1034.
15. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Москва, Издательский дом “Вильямс”. 2003. 1104 с.
16. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Алгоритм приема широкополосных сигналов при распространении по трансionoсферным линиям. *Физические основы приборостроения*. 2020. Т.9. № 4(38). С.24–29. <https://doi.org/10.25210/jfop-2004-024029>.
17. Bilitza D., McKinnell L.-A., Reinisch B., Fuller-Rowell T. The International Reference Ionosphere (IRI) today and in the future. *Journal of Geodesy*. 2011. Vol.85. P.909-920.
18. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Вероятностные характеристики обнаружения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. *Радиотехника и электроника*. 2017. Т.62. №9. С.866-874.

Для цитирования:

Батанов В.В., Назаров Л.Е. Алгоритмы компенсации искажений сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2021. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.1>