

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.01

ВЛИЯНИЕ ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ
НА ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

© 2023 г. Л. Е. Назаров^{a, b, *}, В. В. Батанов^b, Б. Г. Кутуза^c

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

^b Информационные спутниковые системы,
ул. Ленина, 52, Железнодорожск Красноярского края, 662972 Российская Федерация

^c Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая 11, корп. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: levnaz2018@mail.ru

Поступила в редакцию 04.04.2022 г.

После доработки 04.04.2022 г.

Принята к публикации 25.04.2022 г.

Приведены методы описания искажений сигналов при их распространении по транссионосферным линиям передачи, определяющих возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех. Разработана методика оценки статистических характеристик интерференционных помех и произведено их оценивание для цифровых сигналов с фазовой манипуляцией путем моделирования транссионосферных линий. Оценены вероятностные характеристики и асимптотические вероятности ошибочного приема рассматриваемых сигналов с увеличением их частотной полосы с использованием вычисленных статистических характеристик для линий P -частотного диапазона.

DOI: 10.31857/S0033849423010102, EDN: CEAPWM

ВВЕДЕНИЕ

При распространении по транссионосферным линиям сигналы испытывают искажения за счет влияния ионосферы [1–7]. Суть основных искажений – изменение комплексных огибающих сигналов за счет дисперсионных свойств ионосферы; временные вариации амплитуды и фазы сигналов из-за многолучевого распространения (сцинтилляции сигналов); рефракция; поворот плоскости поляризации радиоволн и возникновение обыкновенной и необыкновенной радиоволн за счет анизотропных свойств транссионосферных радиолиний [1, 7–10].

Изменение комплексных огибающих сигналов (искажение фазо-частотных и амплитудно-частотных характеристик) обуславливает возникновение помех межсимвольной (МСИ) и межканальной (МКИ) интерференций [1, 3, 6, 11–14] в дополнение к тепловым помехам в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) $n(t)$. Помехи МСИ и МКИ снижают надежность передачи информации по данным линиям, разрушая при определенных условиях нормальное функционирование спутниковых информационных систем [15, 16].

Созданию моделей рассматриваемых искажений сигналов при их распространении по транссионосферным линиям посвящен ряд работ, например, [1, 6, 8, 9, 17]. Актуальной является проблема развития моделей данного типа искажений, количественное оценивание мощности интерференционных помех для цифровых сигналов с увеличением их частотной полосы с использованием этих моделей и вычисление вероятностных характеристик при приеме сигналов, в частности, для класса цифровых сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией (ФМ-сигналы), широко используемых в приложениях [15].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данном разделе представлены описанные в работах [4, 7, 9–11] решения волнового уравнения, а также базовая модель распространения сигналов по транссионосферным линиям и искажений для логичного и более удобного изложения дальнейшего (нового) материала.

Методы анализа распространения сигналов по транссионосферным линиям основаны на решении волнового уравнения с учетом магнитного поля Земли $\vec{H}(\vec{r})$ относительно электрического

поля $\vec{E}(\vec{r}, f)$ монохроматической плоской волны с частотой f [4, 11]

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

Здесь c – скорость света в свободном пространстве;

$$\bar{\epsilon}(\vec{r}, f) = (\epsilon_x(\vec{r}, f), \epsilon_y(\vec{r}, f), \epsilon_z(\vec{r}, f)),$$

$$\bar{\sigma}(\vec{r}, f) = (\sigma_x(\vec{r}, f), \sigma_y(\vec{r}, f), \sigma_z(\vec{r}, f))$$

– соответственно тензоры диэлектрической проницаемости и проводимости в декартовых координатах, зависящие от $\vec{H}(\vec{r})$.

В изотропном случае (без учета магнитного поля Земли $\vec{H}(\vec{r})$ либо в продольном направлении распространения радиоволны относительно $\vec{H}(\vec{r})$) при нормальном падении плоской волны с частотой f на среду с неоднородной диэлектрической проницаемостью $\epsilon(z, f)$ и распространяющейся по оси z с граничным условием $E(0, f)$ при $z = 0$ уравнение (1) имеет вид [4]

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

При выполнении условия

$$\frac{d\epsilon(z, f)}{dz} \lambda \ll 1$$

(λ – длина волны) решение (2) задается приближением геометрической оптики [4]

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

где $n(x, f) = \sqrt{\epsilon(x, f)}$ – коэффициент преломления среды.

Для цифровых сигналов $s(t)$ в виде последовательности радиоимпульсов $s_i(t)$ длительностью T (с частотной полосой $\Delta F = 5.6/\pi T$, определяемой по уровню -3 дБ спектральной плотности мощности сигналов [15]) задача усложняется. В этом случае сигналы представляются суммой монохроматических сигнальных составляющих, каждая приобретает частное фазовое $\Delta\phi(z, f)$ и амплитудное смещения за счет дисперсионных и поглощающих свойств ионосферы, что определяет изменение исходных комплексных огибающих сигналов [1, 15, 16]. Эти изменения обуславливают возникновение интерференционных помех МСИ и МКИ в виде случайного процесса, характеристики которого зависят от центральной частоты f и

полосы частот ΔF сигналов, от последовательности $s_i(t)$ и от характеристик транссионосферной линии.

Цель работы – привести методы оценивания статистических характеристик интерференционных помех для класса цифровых сигналов с “созвездиями” фазовой манипуляции с использованием моделей транссионосферных линий, оценить вероятности ошибочного приема на основе этих характеристик для рассматриваемых сигналов при увеличении их частотной полосы.

2. МОДЕЛИ ИОНОСФЕРЫ

Рассматриваемая модель ионосферы транссионосферных линий соответствует сферически-симметричной среде с неоднородной диэлектрической проницаемостью $\epsilon(z, f)$ [1, 2, 11, 12]

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

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

Рассматриваемая модель относительно $\epsilon(z, f)$, задаваемая соотношением (4), является вещественной, т.е. поглощение радиоволн полагается малым [7]. Это обуславливает лишь фазо-частотные изменения исходных комплексных огибающих сигналов при распространении.

Для электронной плотности $N_y(z)$ известен ряд моделей [12–14], например, однослойная модель [2], используемая ниже для оценки статистических характеристик интерференционных помех,

$$N_y(z) = \sqrt{\beta \exp[-(\exp(b(z - z_m)) + bz)]}. \quad (5)$$

Здесь β, b – параметры; z_m – высота, на которой достигается максимальное значение электронной плотности N_m . Для дневного времени $N_m \leq 10^6$ эл/см³ при $z_m = 300...350$ км, $b = 0.01$, $\beta = 5 \times 10^{13}$ [2].

Использование других известных моделей электронной плотности $N_y(z)$ в дополнение к однослойной модели (5) и их сравнительный анализ относительно решений для рассматриваемого класса задач составляет самостоятельное исследование.

Искаженные сигналы $\hat{s}(t)$ при распространении представляются как результат линейной фильтрации передаваемых сигналов $s(t)$ [4]

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

Здесь $\hat{S}(f)$ – спектр сигнала $s(t)$; $\hat{H}(f, z) = \exp(j2\pi f \tau(z, f))$ – коэффициент передачи трансферной линии, как линейного фильтра;

$$\tau(z, f) = \int_0^z \frac{dx}{c_\phi}$$

– время распространения сигнала с частотой f вдоль лучевой линии АВ (сплошная линия АВ на рис. 1, поясняющем схему трансферной линии); $c_\phi = c/n(x, f)$ – фазовая скорость.

Время распространения $\tau(z, f)$ задается соотношением [11]

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

где R_3 – радиус Земли; θ_A – видимый зенитный угол; ξ_A – рефракционная поправка к θ_A , определяемая как решение уравнения [11]

$$\chi = \int_0^z \frac{n_0 R_3 \sin(\theta_A - \xi_A) dx}{(R_3 + x) \sqrt{(n(x, f)(R_3 + x))^2 - (n_0 R_3 \sin(\theta_A - \xi_A))^2}}. \quad (8)$$

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)

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

При условии $e^2/(2\pi m_e f^2) \ll \cos^2 \theta_A$ и $z > z_m$ для вычисления поправки ξ_A используется приближенное выражение [1]

$$\xi_A = \frac{e^2 \sin \theta_A}{m_e \pi^2 f^2} \times$$

$$\times \frac{R_3 \sqrt{(R_3 + z)^2 - R_3^2 \sin^2 \theta_A}}{(R_3 + z_m) L_{AB} \sqrt{(R_3 + z_m)^2 - R_3^2 \sin^2 \theta_A}} \int_0^z N_3(x) dx, \quad (10)$$

где e, m_e – заряд и масса электрона; интегрирование в (10) производится по линии СВ (см. рис. 1).

Вид искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ определяется путем оценивания коэффициента передачи $\hat{H}(z, f)$ с использованием (7), (8), (10) для f в частотном диапазоне ΔF сигналов и вычисления соотношения (6).

На рис. 2 приведен вид фрагмента исходного сигнала $s(t)$ с четырехпозиционной фазовой манипуляцией (ФМ4 сигналы) (рис. 2а) с постоянной огибающей, центральная частота $f = 400$ МГц, длительность составляющих радиоимпульсов равна $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 17.8$ МГц) и искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ (рис. 2б) на выходе трансферной линии с параметрами дневной ионосферы и зенитным углом $\theta_A = 80^\circ$. По оси абсцисс отложены значения времени относительно времени распространения в свободном пространстве. Видно изменение огибающей, временное рассеяние составляющих радиоимпульсов, определяющее интерференционные межсимвольные помехи, и временная задержка $\hat{s}(t)$ относительно распространения в свободном пространстве.

3. МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ПОМЕХ

Одной из основных характеристик систем передачи информации является вероятность ошибки на один информационный бит P_6 и вероятность ошибки на символ “созвездия” $P_{\text{ош}}$ при приеме цифровых сигналов. Для АБГШ опти-

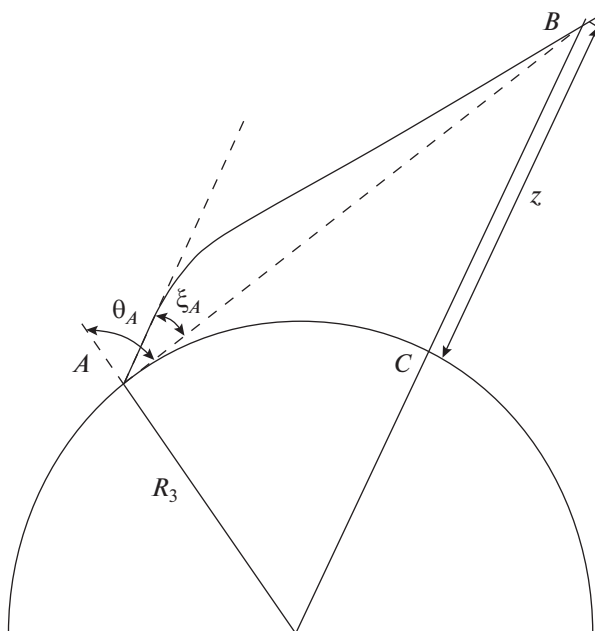


Рис. 1. Распространение сигналов по трансферной линии.

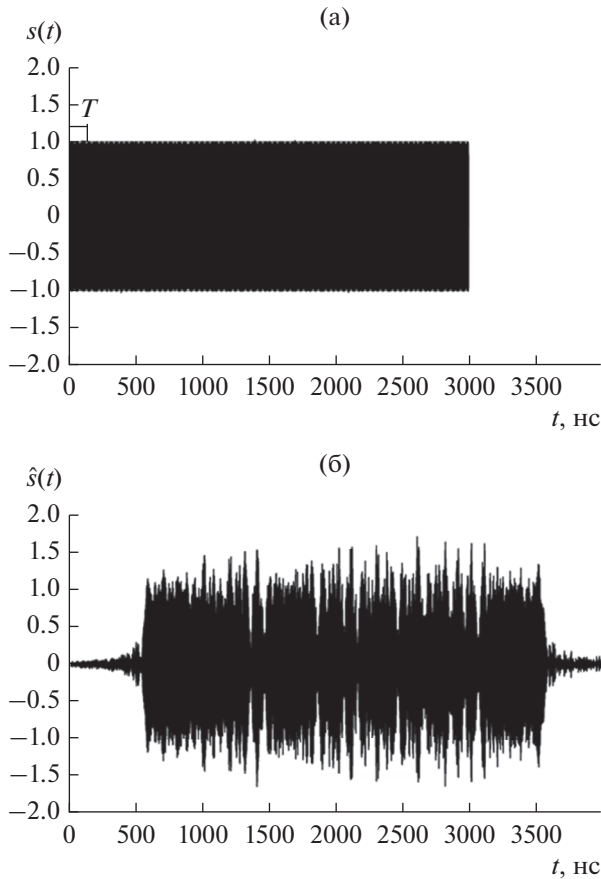


Рис. 2. Фрагмент исходного ФМ4 сигнала $s(t)$ (а) и искаженного сигнала (б) на выходе транссионосферной линии с параметрами дневной ионосферы, зенитный угол $\theta_A = 80^\circ$.

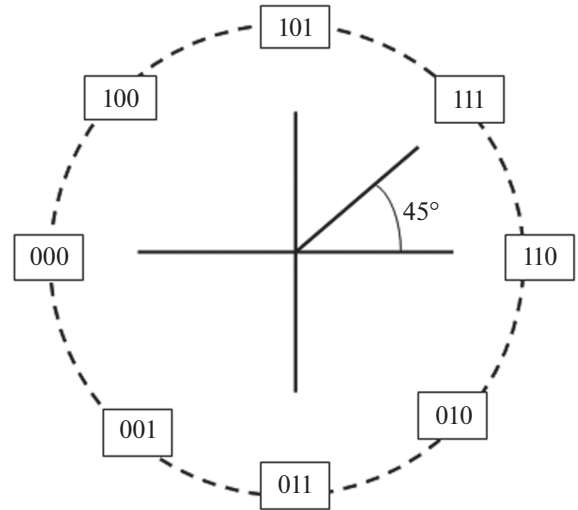


Рис. 3. “Созвездие” ФМ8 сигналов.

Фазы манипуляции φ_{il} для текущего значения i задаются как

$$\varphi_{i0} = \frac{\pi(1 + 2l)}{4}, \quad \varphi_{i1} = \frac{\pi l}{8}, \quad \varphi_{i2} = \frac{\pi l}{16}$$

и определяются значениями последовательности из двух (a_{i0}, a_{i1}), трех (a_{i0}, a_{i1}, a_{i2}) и четырех битов ($a_{i0}, a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}$) для сигналов ФМ4, ФМ8, ФМ16 соответственно путем отображения значений

$$l' = \sum_{p=0}^{\log_2 M - 1} a_{ip} 2^p$$

в значения l с использованием правила Грея [15]. На рис. 3 в качестве примера приведен вид сигнального “созвездия” для ФМ8 сигналов с использованием этого отображения $l' \rightarrow \varphi_l$ на основе трех информационных битов [15].

Вероятность $P_{\text{ош}}$ при оптимальном когерентном приеме сигналов с M – фазовой манипуляцией для АБГШ определяется выражением

$$P_{\text{ош}}(M) = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta) d\theta. \quad (12)$$

Здесь $p(\theta)$ – плотность распределения фазы, для АБГШ с односторонней спектральной плотностью N_0 справедливо соотношение [15]

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{E_c \sin^2 \theta}{N_0}\right) \times \int_0^\infty r \exp\left(-\frac{1}{2}\left(r - \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \cos \theta\right)^2\right) dr, \quad (13)$$

где $E_c = E_6 \log_2 M$ – энергия радиоимпульсов; E_6 – энергия на 1 бит.

мальный прием основан на вычислении взаимной корреляции реализации на входе приемного устройства $r(t) = \hat{s}(t) + n(t)$ с передаваемым сигналом $s(t)$ [15, 16].

Ниже рассматривается класс цифровых сигналов с “созвездиями” многопозиционной фазовой манипуляции ФМ4, ФМ8, ФМ16 (4-, 8- и 16-позиционные фазовые манипуляции с объемом сигналов $M = 4, 8, 16$ соответственно). Эти сигналы интенсивно используются в системах связи различного назначения, включая спутниковые информационные системы [15].

Сигналы $s(t)$ из рассматриваемого класса представляют последовательность радиоимпульсов $s_i(t, \varphi_{il})$ длительностью T и задаются соотношением

$$s(t) = \text{Re} \left(\sum_i A u_i(t) \exp(j(\varphi_{il} + 2\pi f t)) \right). \quad (11)$$

Здесь $u_i(t) = 1$ при $iT \leq t < (i+1)T$, иначе $u_i(t) = 0$; A, φ_{il} – амплитуда и фаза радиоимпульсов, $l = 0, \dots, M - 1$.

Средняя вероятность P_6 при использовании правила Грея при формировании фазоманипулированных сигналов определяется соотношением [15]

$$P_6 \approx \frac{P_{\text{ош}}(M)}{\log_2 M}. \quad (14)$$

При условии $E_c/N_0 \gg 1$ соотношение (14) в сочетании с (12) и (13) приводится к более простому приближенному выражению [15]

$$P_6 \cong \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right), \quad (15)$$

где

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt.$$

Вероятность ошибки P_6 при приеме искаженных сигналов $\hat{s}(t)$ определяется спектральной плотностью N_0 тепловых шумов АБГШ, интерференционными помехами МСИ и МКИ и энергией E_s искаженных сигналов $\hat{s}(t)$ как случайной величины, зависящей от характеристик трансферной линии и от содержания передаваемой информационной последовательности. В этом случае вероятность P_6 оценивается с использованием (15) с усреднением по параметру $\lambda = E_s/(N_0 + \eta)$

$$P_6 \cong \frac{2}{\log_2 M} \left\langle Q\left(\sqrt{2\lambda} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \right\rangle. \quad (16)$$

Здесь $\langle \rangle$ – операция усреднения по множеству сигналов $s(t)$; $\eta = N_{\text{МСИ}} + N_{\text{МКИ}}$ – спектральная плотность суммарной мощности помех МСИ и МКИ, полагая их статистическую независимость.

Мощности помех МСИ и МКИ зависят от мощности сигналов $s(t)$, при ее увеличении выполняется условие $\eta \gg N_0$. В этом случае определяется асимптотическое поведение вероятности:

$$P_6 \cong \frac{2}{\log_2 M} \left\langle Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{\eta}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \right\rangle.$$

Учитывая свойство выпуклости функции $Q(x)$ при $x \geq 0$ (выполняется неравенство Йенсена $\langle Q(x) \rangle \geq Q(\langle x \rangle)$ [16]), имеем нижнюю границу для P_6 [16]:

$$P_6 \geq \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\left\langle \sqrt{\frac{2E_s}{\eta}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right\rangle\right). \quad (17)$$

Методика оценивания характеристик энергии E_s и суммарной спектральной плотности η МСИ и МКИ для сигналов $\hat{s}(t)$ заключается в следующем. Вычисление спектральной плотности η на интервале $iT \leq t < (i+1)T$ выполняется, задавая в (11)

условие $u_i(t) = 0$, т.е. составляющий радиоимпульс $s_i(t, \varphi_{il})$ в сигнале $s(t)$ отсутствует. Сумма сигнальной и помеховой составляющих $r_i(t) = \hat{s}_i(t) + n_i(t)$ на анализируемом временном интервале определяется включением в $s(t)$ радиоимпульса $s_i(t, \varphi_{il})$ при тождественном информационном содержании. Выполняя эту процедуру, на интервале $iT \leq t < (i+1)T$ вычисляются реализации помеховой $n_i(t)$ и сигнальной $\hat{s}_i(t)$ составляющих, с их использованием оценивается суммарная спектральная плотность мощности интерференционных помех МСИ и МКИ

$$\eta = \frac{1}{T\Delta F} \left(\int_0^T n_i(t)s(t) dt \right)^2,$$

энергия искаженных сигналов

$$E_s = \left(\int_0^T (r_i(t) - n_i(t))s(t) dt \right)^2,$$

отношение сигнал/помеха E_s/η и их средние значения. С использованием вычисленных величин оценивается характеристика спутниковых информационных систем – асимптотическая вероятность ошибки P_6 (17).

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Приведем результаты моделирования трансферных линий с целью оценивания вероятностных характеристик P_6 (включая асимптотические значения) при приеме класса сигналов ФМ4, ФМ8, ФМ16 при их распространении. Оценки P_6 получены на основе алгоритма когерентного корреляционного приема для радиоимпульсов $s_i(t, \varphi_{il})$ в составе $s(t)$ на анализируемых интервалах времени $iT \leq t < (i+1)T$: принимается решение о передаче сигнала $\hat{s}_p(t)$ при условии

$$\text{Re}(\dot{R}_p) = \max_{1 \leq j \leq M} (\text{Re}(\dot{R}_j)),$$

где

$$\dot{R}_j = \int_0^T \dot{r}_i(t) \dot{S}_j^*(t) dt.$$

Решение относительно переданной последовательности информационных символов объемом $\log_2 M$ принимается на основе отображения значения p в двоичную последовательность, соответствующую коду Грея.

При формировании сигналов $s(t)$ изменялось их информационное содержание – генерировались равновероятные статистически независимые информационные символы квадратурных каналов,

задающие начальные фазы φ_{il} составляющих радиоимпульсов (11). При моделировании производилась интервальная оценка P_6 путем вычисления частоты x/u , где x – число ошибочных символов в последовательности переданных символов u . Требуемый объем u определялся размером доверительно-го интервала $[0.5P_6, 1.5P_6]$, вероятностью $P_6 = 10^{-5}$, доверительной вероятностью $P_{\text{дов}} = 0.95$ [20].

Характеристики транссионосферной линии – однослойная модель (5) с параметрами дневной ионосферы, высота $z = 400$ км, центральная частота $f_0 = 400$ МГц. Варьируемые параметры: длительность составляющих радиоимпульсов T , частотная полоса ΔF сигналов, зенитный угол θ_A .

В табл. 1 приведены оценочные средние значения отношения сигнал/помеха $\langle E_s/\eta \rangle$ для сигналов $\hat{s}(t)$, вычисленные с использованием приведенной выше методики. Для рассматриваемых сигналов ФМ4, ФМ8, ФМ16 минимальное значение $\langle E_s/\eta \rangle = 19.45$ дБ достигается при $T = 50$ нс ($\Delta F = 35.6$ МГц) и $\theta_A = 80^\circ$. Для этого значения вычислены нижние границы вероятности ошибки P_6 с использованием соотношения (17) – для ФМ4 имеем $P_6 > 10^{-25}$, для ФМ8 $P_6 > 10^{-22}$, для ФМ16 $P_6 > 10^{-19}$.

Полученные нижние асимптотические оценки при наличии лишь помех МСИ и МКИ являются достаточно грубыми, уточненные оценки вычисляются с использованием выражения (16) и гистограмм плотности распределения $p(\eta)$ случайной величины η , вычисляемой на основе изложенной выше методики.

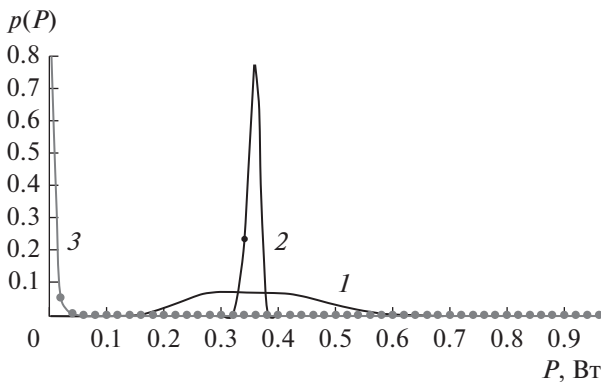


Рис. 4. Гистограммы распределения мощности суммы сигналов $\hat{s}(t)$ и помех МСИ и МКИ (кривая 1), сигнала $\hat{s}(t)$ (кривая 2), помех МСИ и МКИ (кривая 3) при распространении сигналов ФМ2, ФМ4, ФМ8 ($T = 50$ нс, $\theta_A = 80^\circ$).

Таблица 1. Оценочные средние значения сигнал/помеха $\langle E_s/\eta \rangle$, дБ

θ_A , град	T , нс					
	50	60	70	80	90	100
0	24.15	26.10	27.55	29.35	30.50	31.50
80	19.45	21.55	23.80	25.35	26.90	28.50

На рис. 4 приведена гистограмма распределения мощности P суммы сигнала $\hat{s}(t)$ и интерференционных помех (кривая 1) для модели радиолитии с параметрами $T = 50$ нс, $\theta_A = 80^\circ$, полученная в результате ее моделирования для сигналов ФМ4, ФМ8, ФМ16. Кривая 2 и кривая 3 соответствуют гистограммам распределения мощности сигналов $\hat{s}(t)$ и мощности интерференционных помех. Гистограммы нормированы относительно мощности огибающей сигналов $s(t)$, равной 1.

На рис. 5 приведены соответствующие гистограммы $p(\gamma)$ для отношения сигнал/помеха $\gamma = E_s/\eta$ для сигнала ФМ4, $T = 50$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ и 80° . Видно, что при увеличении значений угла θ_A уменьшаются минимальные ненулевые значения γ , которые определяют асимптотические значения вероятности ошибки P_6 . Подобные гистограммы вычислены для рассматриваемого ряда сигналов с фазовой манипуляцией при их распространении по транссионосферным линиям, параметры которых приведены в табл. 1.

В табл. 2 приведены асимптотические значения вероятности ошибки P_6 , вычисленные с использованием этих гистограмм для сигналов ФМ4, ФМ8, ФМ16. Видно, что асимптотические значения вероятности ошибки уменьшаются при увеличении длительности T (с увеличением частотной полосы сигналов) и при уменьшении значений угла θ_A . В частности, при $T = 50$ нс и

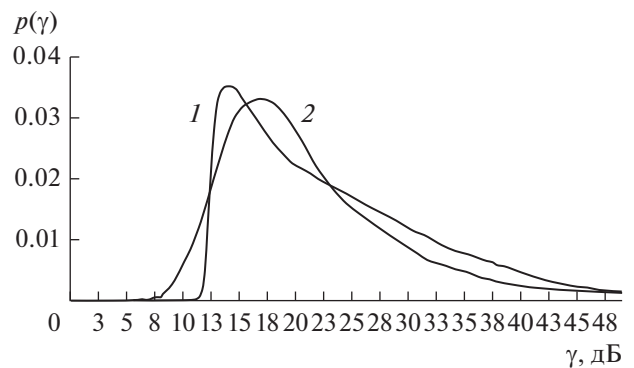


Рис. 5. Гистограммы отношений сигнал/помеха γ ($T = 50$ нс) для $\theta_A = 0^\circ$ (1) и 80° (2).

Таблица 2. Асимптотические вероятности ошибки P_6

Сигналы	θ_A , град	T , нс					
		50	60	70	80	90	100
ФМ4	0	3.9×10^{-7}	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$
	80	3.2×10^{-5}	7.7×10^{-6}	5.4×10^{-7}	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$	$< 10^{-9}$
ФМ8	0	6.6×10^{-5}	4.7×10^{-5}	1.5×10^{-5}	3.8×10^{-7}	1.3×10^{-8}	1.1×10^{-9}
	80	1.6×10^{-3}	1.4×10^{-4}	3.6×10^{-5}	4.1×10^{-6}	7.5×10^{-8}	2.9×10^{-9}
ФМ16	0	5.7×10^{-2}	4.4×10^{-2}	3.0×10^{-2}	2.0×10^{-2}	1.5×10^{-3}	2.5×10^{-7}
	80	6.5×10^{-2}	5.5×10^{-2}	5.0×10^{-2}	4.2×10^{-2}	2.5×10^{-2}	1.6×10^{-3}

$\theta_A = 80^\circ$ асимптотические значения вероятности ошибки достигают для ФМ4 $P_6 = 3.2 \times 10^{-5}$, для ФМ8 $P_6 = 1.6 \times 10^{-3}$ и для ФМ16 $P_6 = 6.5 \times 10^{-2}$. Эти уточненные значения существенно отличаются от значений нижних границ θ_A , вычисленных с использованием соотношения (17).

Данное поведение асимптотических вероятностей θ_A представляет ограничивающий фактор применения сигналов с фазовой манипуляцией с расширением их частотного спектра в спутниковых информационных системах, в частности для анализируемого P -частотного диапазона.

На рис. 6–8 приведены вероятности ошибки P_6 для сигналов ФМ4, ФМ8 и ФМ16 при распространении по трансферной линии, кривые 1 соответствуют распространению в свободном пространстве и вычислены с использованием со-

отношений (12), (13). Вероятность $P_6 = 0.001$ достигается при значениях сигнал/помеха $E_6/N_0 = 7, 10$ и 14.5 дБ соответственно для ФМ4, ФМ8, ФМ16 сигналов.

На рис. 6 и 7 кривые 2 и 3 соответствуют зенитным углам $\theta_A = 0^\circ$ и $\theta_A = 80^\circ$ для ФМ4 и ФМ8 сигналов с длительностью $T = 50$ нс (частотная полоса $\Delta F = 35.6$ МГц). Видно, что вероятность $P_6 = 0.001$ практически не зависит от анализируемых значений зенитных углов и достигается при $E_6/N_0 = 9.5$ дБ для ФМ4 и $E_6/N_0 > 20$ дБ для ФМ8, что согласуется с асимптотическим значением вероятности ошибки вероятности ошибки $P_6 = 0.0016$, приведенном в табл. 2. Соответствующие энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 2.5 дБ для ФМ4 и превышают 10 дБ для ФМ8 сигналов, что показывает неприемлемое ка-

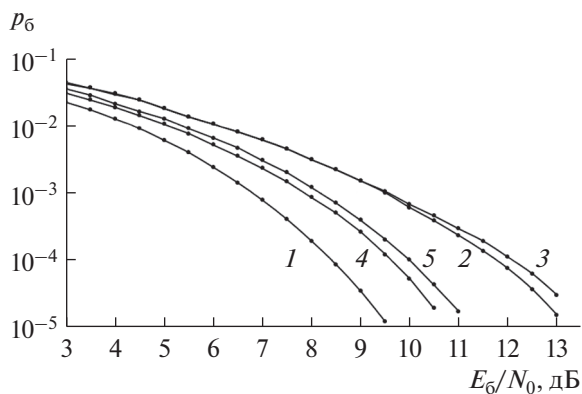


Рис. 6. Вероятности ошибки P_6 для сигналов ФМ4 при распространении по трансферной линии: распространение в свободном пространстве (кривая 1); при $T = 50$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (2), 80° (3) и при $T = 100$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (4) и 80° (5).

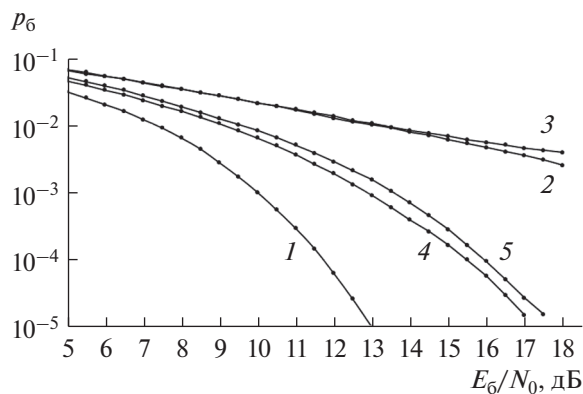


Рис. 7. Вероятности ошибки P_6 для сигналов ФМ8 при распространении по трансферной линии: распространение в свободном пространстве (кривая 1); при $T = 50$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (2), 80° (3) и при $T = 100$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (4) и 80° (5).

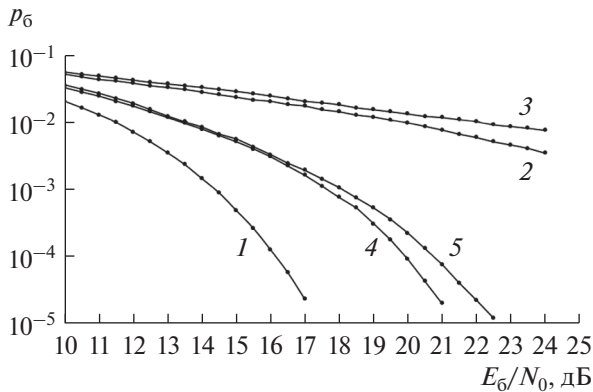


Рис. 8. Вероятности ошибки P_6 для сигналов ФМ16 при распространении по транссионосферной линии: распространение в свободном пространстве (кривая 1); при $T = 100$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (2) и 80° (3) и при $T = 200$ нс, $\theta_A = 0^\circ$ (4) и 80° (5).

чество функционирования информационных систем в последнем случае.

При уменьшении частотной полосы рассматриваемых сигналов ΔF (при увеличении длительности T) значения энергетических потерь уменьшаются. Кривые 4 и 5 соответствуют зенитным углам $\theta_A = 0^\circ$ и $\theta_A = 80^\circ$ для ФМ4 и ФМ8 сигналов с длительностью $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 17.8$ МГц). В этом случае вероятность $P_6 = 0.001$ зависит от значений зенитных углов θ_A (различие значений E_6/N_0 не превышает 0.5 дБ) и для $\theta_A = 80^\circ$ достигается при $E_6/N_0 = 8.5$ дБ для ФМ4 и $E_6/N_0 = 13.5$ дБ для ФМ8. Соответствующие энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 1.5 дБ для ФМ4 и 3.5 дБ для ФМ8 сигналов. При уменьшении задаваемых значений P_6 энергетические потери увеличиваются, при $P_6 = 10^{-5}$ и $\theta_A = 80^\circ$ энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 2.5 дБ для ФМ4 и 4.5 дБ для ФМ8 сигналов.

На рис. 8 кривые 2 и 3 соответствуют зенитным углам $\theta_A = 0^\circ$ и $\theta_A = 80^\circ$ для ФМ16 сигналов с длительностью $T = 100$ нс ($\Delta F = 17.8$ МГц). Видно, что вероятность $P_6 = 0.001$ при увеличении E_6/N_0 не может быть достигнута, это согласуется с асимптотическими значениями вероятностей ошибки $P_6 = 0.057$ для $\theta_A = 0^\circ$ и $P_6 = 0.062$ для $\theta_A = 80^\circ$, приведенными в табл. 2. Это показывает неприемлемое качество функционирования информационных систем в данном случае. При уменьшении частотной полосы рассматриваемых сигналов ΔF значения энергетических потерь уменьшаются.

Кривые 4 и 5 соответствуют зенитным углам $\theta_A = 0^\circ$ и $\theta_A = 80^\circ$ для ФМ16 сигналов с длительностью $T = 200$ нс (частотная полоса $\Delta F = 8.9$ МГц). В этом случае вероятность $P_6 = 0.001$ зависит от значений зенитных углов θ_A (различие значений E_6/N_0 достигает 1 дБ для $P_6 = 0.00001$) и для $\theta_A = 80^\circ$ достигается при $E_6/N_0 = 18$ дБ. Энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 3.5 дБ. При уменьшении задаваемых значений P_6 энергетические потери увеличиваются, при $P_6 = 10^{-5}$ и $\theta_A = 80^\circ$ энергетические потери достигают 5 дБ.

Приведенные оценочные значения энергетических потерь при использовании рассматриваемого класса фазоманипулированных сигналов необходимо учитывать при оценивании энергетических бюджетов рассматриваемых линий.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведены методы описания изменений комплексных огибающих цифровых сигналов при их распространении по транссионосферным линиям, основанные на методах линейной фильтрации. Рассматриваемые искажения сигналов обуславливают возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех, которые снижают надежность связи, разрушая при определенных условиях нормальное функционирование спутниковых информационных систем. Особенностью этих помех является то, что невозможна их компенсация путем повышения мощности передаваемых радиосигналов. Рассмотрено искажающее действие транссионосферных линий на сигналы с фазовой манипуляцией ФМ4, ФМ8, ФМ16, активно используемые в приложениях. Разработана методика оценки статистических характеристик суммарных межсимвольных и межканальных помех для этих сигналов и определены их количественные средние значения, а также вычислены гистограммы распределения их мощности и гистограммы распределения отношений сигнал/помеха. С использованием этих характеристик оценены асимптотические вероятности ошибочного приема рассматриваемых сигналов с расширенным спектром при наличии лишь межсимвольных и межканальных помех для радиолинии P -частотного диапазона. Показано, в частности, что асимптотическая вероятность ошибочного приема сигналов ФМ16 с частотной полосой 17.8 МГц (длительность сигналов $T = 100$ нс) превышает 0.065.

Данное поведение асимптотических вероятностей ошибочного приема представляет ограничивающий фактор применения сигналов с фазовой манипуляцией с расширением их частотного спек-

тра в спутниковых информационных системах, в частности для анализируемого P -частотного диапазона. Это обуславливает актуальность проблемы разработки методов снижения эффективности влияния ионосферы на вероятностные характеристики при приеме рассматриваемых сигналов с фазовой манипуляцией, что составляет перспективное направление научных исследований.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969.
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Гос. изд-во по вопросам связи и радио, 1960.
3. Иванов Д.В., Иванов В.А., Михеева Н.Н. и др. // РЭ. 2015. Т. 60. № 11. С. 1167.
4. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1960.
5. Кутуза Б.Г., Мошков А.В., Пожидаев В.Н. // РЭ. 2015. Т. 60. № 9. С. 889.
6. Арманд Н.А. // РЭ. 2003. Т. 48. № 9. С. 1045.
7. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // РЭ. 2017. Т. 62. № 9. С. 866.
8. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Данилович Н.И. // Антенны. 2017. № 12. С. 17.
9. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Зудилин А.С. // Журн. радиоэлектроники. 2016. № 2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb16/1/text.pdf>.
10. Dvorak S.L., Dudley D.G. // IEEE Trans. 1995. V. EC-37. № 2. P. 192.
11. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П. и др. Распространение радиоволн. М.: ЛЕНАНД, 2009.
12. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973.
13. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. // РЭ. 2012. Т. 57. № 9. С. 1028.
14. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Лукин Д.С. // РЭ. 2019. Т. 64. № 1. С. 3. <https://doi.org/10.1134/S0033849419010030>
15. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД “Вильямс”, 2003.
16. Витерби А.Д., Омура Дж. Принципы цифровой связи и кодирования. М.: Радио и связь, 1982.
17. Батанов В.В., Назаров Л.Е. // Физ. основы приборостроения. 2020. Т. 9. № 4. С. 24. <https://doi.org/10.25210/jfor-2004-024029>
18. Bilitza D., McKinnell L.-A., Reinisch B., Fuller-Rowell T. // J. Geodesy. 2011. V. 85. P. 909.
19. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // Электромагнитные волны и электрон. системы. 2016. Т. 21. № 5. С. 37.
20. Боровков А.А. Математическая статистика. М.: Наука, 1984.