

К 85-ЛЕТИЮ  
ДМИТРИЯ СЕРГЕЕВИЧА ЛУКИНА

УДК 621.391.01

ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМА  
ЧАСТОТНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ  
ПО РАДИОЛИНИИ С ТУМАНом

© 2023 г. Л. Е. Назаров<sup>a, b, \*</sup>, Б. Г. Кутуза<sup>c</sup>, В. В. Батанов<sup>b</sup>

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

<sup>b</sup> АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва,  
ул. Ленина, 52, Железнодорожный Московской обл., 140180 Российская Федерация

<sup>c</sup> 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 01.03.2022 г.

После доработки 01.03.2022 г.

Принята к публикации 23.01.2023 г.

Рассмотрена модель радиолинии с туманом, применяемая для представления искажений комплексных огибающих цифровых сигналов за счет поглощающих и дисперсионных свойств среды распространения. Показано, что при увеличении частотной полосы цифровых сигналов и при увеличении их порядка манипуляции (при использовании частотно-эффективных сигналов) влияние данных искажений приводит к энергетическим потерям по отношению к распространению в свободном пространстве. Произведено количественное оценивание энергетических потерь для используемых в приложениях цифровых сигналов с многопозиционной фазовой, квадратурно-амплитудной и амплитудно-фазовой манипуляциями и для радиолинии с туманом с вариацией ее параметров. Показано, что для сигналов с многопозиционной фазовой и с амплитудно-фазовой манипуляциями (коэффициент частотной эффективности сигналов 4 бит/с/Гц) энергетические потери достигают 3.5 и 1.0 дБ соответственно.

DOI: 10.31857/S0033849423060104, EDN: XMXFLH

## ВВЕДЕНИЕ

Модели распространения сигналов по радиолиниям с учетом свойств природных сред (ионосфера, тропосфера и др.) используются при оценке энергетических бюджетов для беспроводных наземных и спутниковых информационных систем, для систем дистанционного зондирования Земли, для радиолокационных и навигационных систем [1–6].

Самостоятельное научное направление с использованием этих моделей составляют задачи исследования искажений цифровых частотно-эффективных сигналов при распространении по радиолиниям с метеорологическими образованиями (дождь, облака, снег, иней и т.п.) за счет поглощающих и дисперсионных свойств сред [4, 7–10].

Рассмотрена частная модель дисперсионной и поглощающей радиолинии с туманом [10–12]. Модель данной радиолинии учитывает рассеяние и ослабление сигналов, определяемые рядом параметров, в частности, центральной частотой [9]. При разработке и развитии модели использовано представление среды распространения с туманом

в виде квазиоднородной дисперсионной среды с эффективной комплексной диэлектрической проницаемостью. Этот подход позволяет оценить ослабление узкополосных сигналов при распространении в зависимости от центральной частоты, в этом случае искажения их комплексных огибающих полагаются незначительными [9].

Актуальной является задача количественного оценивания рассматриваемых искажений при увеличении частотной эффективности цифровых сигналов (при увеличении частотной полосы в сочетании с повышением порядка манипуляции [7]) путем вычисления вероятностных характеристик при приеме (вероятности ошибки на бит  $P_b$ , на сигнальный символ  $P_{\text{сш}}$ ) и сравнения с вероятностными характеристиками приема при распространении в свободном пространстве.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Распространение плоской волны с частотой  $f$  по оси  $z$  для модели радиолинии с туманом в виде квазиоднородной дисперсионной среды задается

решением волнового уравнения для комплексной амплитуды электрического поля  $\dot{E}(z, f)$  [8, 13, 14]

$$\frac{d^2 \dot{E}(z, f)}{dz^2} + \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \dot{\epsilon}(f) \dot{E}(z, f) = 0. \quad (1)$$

Здесь  $\dot{\epsilon}(f)$  – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость среды;  $c$  – скорость света в свободном пространстве.

Решение волнового уравнения (1) имеет вид [13, 14]

$$\dot{E}(z, f) = \dot{E}(0, f) \exp\left(-j \frac{2\pi f}{c} \dot{n}(f) z\right). \quad (2)$$

Здесь  $\dot{n}(f) = \sqrt{\dot{\epsilon}(f)}$  – коэффициент преломления среды.

Мнимая часть  $\text{Im}(\dot{n}(f))$  определяет ослабление сигналов, реальная часть  $\text{Re}(\dot{n}(f))$  определяет дисперсионные свойства среды – зависимость фазовой скорости от частоты  $f$  [14, 15].

Для цифровых сигналов  $s(t)$  в виде временной последовательности импульсов  $s_i(t)$  с манипуляционным сигнальным “созвездием” задача усложняется [16]. В этом случае сигналы  $s(t)$  представляются суммой монохроматических составляющих, которые при распространении приобретают парциальные фазовые и амплитудные смещения за счет дисперсионных и поглощающих свойств среды [13, 17]. Результирующее действие радиолинии с туманом обуславливает искажение комплексных огибающих цифровых сигналов, что порождает возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех в дополнение к канальным тепловым шумам [10].

Интерференционные помехи представляют случайный процесс (в общем случае нестационарный), его статистические характеристики зависят от характеристик среды (водное содержание, температура). Для класса частотно-эффективных сигналов эти помехи могут привести к существенному снижению надежности передачи информации по рассматриваемым радиолиниям.

Искаженные сигналы  $\hat{s}(t)$  при распространении по радиолинии с туманом представляются как результат линейной фильтрации сигналов  $s(t)$  [5, 10]

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(f) \dot{H}(z, f) \exp(j2\pi ft) df. \quad (3)$$

Здесь  $\dot{S}(f)$  – спектр сигнала  $s(t)$ ;  $\dot{H}(f, z) = \exp(j2\pi f \tau(z, f))$  – коэффициент передачи радиолинии с туманом как линейного фильтра;  $\tau(z, f)$  – время распространения гармонического сигнала с частотой  $f$ .

Цель работы – дать описание модели радиолинии с туманом и искажений цифровых сигналов с использованием этой модели, вычислить оценки энергетических потерь приема используемых в приложениях частотно-эффективных сигналов при распространении по рассматриваемым радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве

## 2. ЧАСТОТНО-ЭФФЕКТИВНЫЕ СИГНАЛЫ

Увеличение информационной скорости  $R$  передачи информации при ограниченной частотной полосе  $\Delta F$  радиолинии обеспечивается использованием частотно-эффективных цифровых сигналов с двумерными “созвездиями” объемом  $M = 2^k$ , характеризуемые коэффициентом частотной эффективности  $\eta = R/\Delta F = \log_2 M$  бит/с/Гц [16, 18]. В этот класс входят цифровые сигналы с многофазовой, квадратурно-амплитудной и с амплитудно-фазовой манипуляциями (ФМ-М-, КАМ-М- и АФМ-М-сигналы), интенсивно используемые в приложениях [7, 18, 19].

Рассматриваемые цифровые сигналы  $s(t)$  задаются соотношением [18]

$$s(t) = \sum_i A_i U(t) \cos(2\pi ft + \varphi_i). \quad (4)$$

Здесь  $f$  – центральная частота;  $U(t) = 1$  при  $iT < t \leq (i+1)T$  и  $U(t) = 0$  в противном случае;  $A_i$ ,  $\varphi_i$  – амплитуда и фаза радиоимпульсов, задаваемые последовательностью информационных символов и представляющие “созвездия” цифровых сигналов;  $T$  – тактовые временные интервалы радиоимпульсов.

Сигналы ФМ-М, КАМ-М и АФМ-М формируются путем отображения  $k$  двоичных информационных символов в соответствующие символы “созвездия” с объемом  $M$  на тактовых интервалах. Соответствующие отображения, как правило, выполняются с использованием правила Грея с целью повышения помехоустойчивости приема – соседние символы “созвездия” отличаются лишь в одном из информационных символов [16].

Примеры “созвездий” для сигналов ФМ-16, АФМ-16 и КАМ-16 ( $\eta = 4$  бит/с/Гц) представлены на рис. 1 – приведены законы отображения четырех информационных двоичных символов  $\alpha_p(b_i)$  ( $p = 0, 1, 2, 3$ ;  $0 \leq i \leq 15$ ) в соответствующие фазы  $\varphi_i$  и амплитуды  $A_i$  [7, 19].

В табл. 1 приведен класс анализируемых в работе цифровых сигналов в составе протоколов спутниковых информационных систем DVB-S2, 3GPP [7, 19].

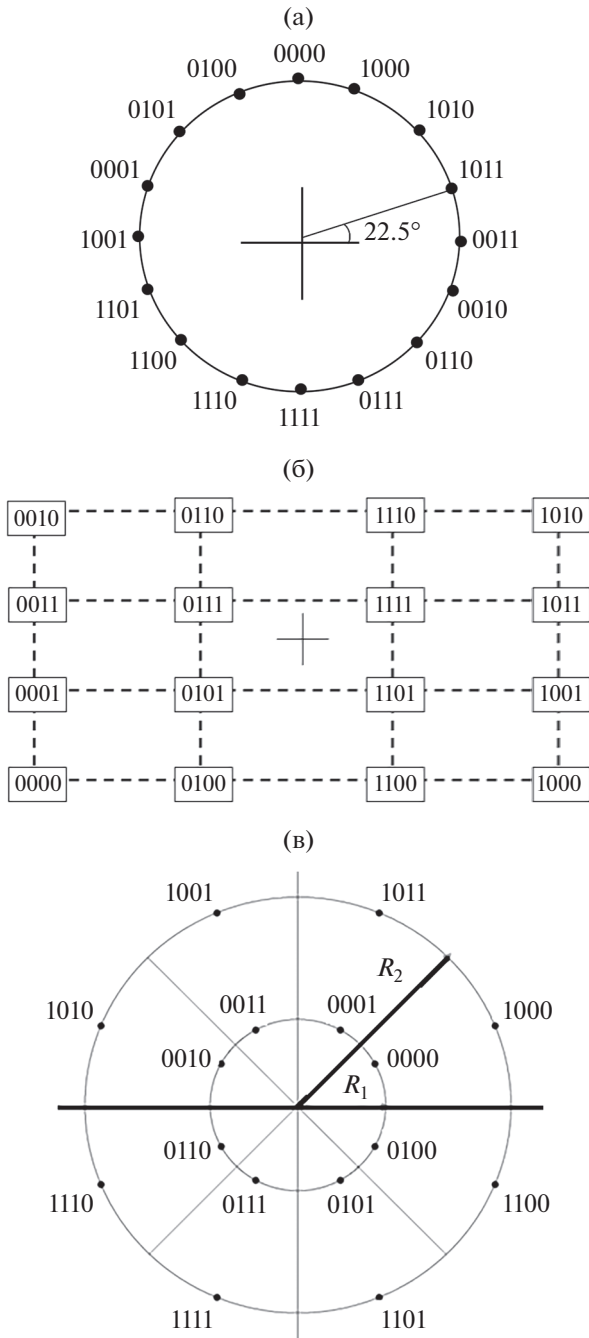


Рис. 1. Сигнальные “созвездия”: ФМ-16 (а), КАМ-16 (б) и АФМ-16 (в).

Для ФМ-М и КАМ-М-сигналов известны аналитические соотношения для вычисления вероятностей ошибки  $P_6$  и  $P_{\text{ош}}$ , для АФМ-М-сигналов оценивание вероятностных характеристик выполняется моделированием алгоритмов приема.

Вероятность ошибки  $P_6$  при приеме ФМ-М-сигналов для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) с односторонней спек-

тральной плотностью  $N_0$  определяется соотношением [16, 18]

$$P_6 = \frac{1}{\log_2 M} \left( 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta) d\theta \right). \quad (5)$$

Здесь  $p(\theta)$  – плотность распределения фазы

$$p(\theta) = 1 - \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{kE_6}{N_0} \sin^2(\theta)\right) \times \int_0^\infty x \exp\left(-\frac{1}{2}\left(x - \sqrt{\frac{2kE_6}{N_0} \cos(\theta)}\right)^2\right) dx, \quad (6)$$

$E_6$  – энергия сигналов на информационный бит.

Вероятность ошибки  $P_6$  при приеме КАМ-М-сигналов с объемом  $M = 2^k$  ( $k$  – четное) определяется соотношением [18]

$$P_6 = \frac{1 - (1 - P)^2}{\log_2 M}. \quad (7)$$

Здесь

$$P = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}}\right);$$

$L = 2^{k/2}$ ;  $E_{\text{ср}} = kE_{6,\text{ср}}$ ,  $E_{6,\text{ср}}$  – средняя энергия сигналов на бит;

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

Нормированные отсчеты  $\dot{y}_i$  с выхода демодулятора рассматриваемых сигналов для квадратурных составляющих  $\text{Re}(\dot{y}_i)$ ,  $\text{Im}(\dot{y}_i)$  и канала АБГШ представляют случайные величины с средними

$$\sqrt{\frac{2kr_i E_{6,\text{ср}}}{N_0}} \cos(\varphi_i), \quad \sqrt{\frac{2kr_i E_{6,\text{ср}}}{N_0}} \sin(\varphi_i)$$

и с единичной дисперсией. Здесь  $r_i$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ),  $E_{6,\text{ср}}$  – параметры, определяемые видом “созвездия”: для ФМ-М-сигналов выполняются условия  $r_i = 1$  и  $E_{6,\text{ср}} = E_6$ . Для КАМ-М- и АФМ-М-сигналов значения  $r_i$  определяются расстояниями Евклида символов “созвездия” до начала координат.

Соответствующие апостериорные вероятности  $p(\dot{y}|b_i)$  задаются соотношением [18]

$$p(\dot{y}|b_i) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{1}{2}\left((\text{Re}(\dot{y}_i) - A_i \cos(\varphi_i))^2 + (\text{Im}(\dot{y}_i) - A_i \sin(\varphi_i))^2\right)\right), \quad (8)$$

где

$$A_i = \sqrt{2kr_i E_{6,\text{ср}}/N_0}.$$

Таблица 1. Параметры цифровых частотно-эффективных сигналов

Сигналы	$\eta$ , бит/с/Гц	$\Delta E$ , дБ			
		$\theta = 90^\circ$		$\theta = 30^\circ$	
		$q = 0.2$ г/м <sup>3</sup>	$q = 0.05$ г/м <sup>3</sup>	$q = 0.2$ г/м <sup>3</sup>	$q = 0.05$ г/м <sup>3</sup>
ФМ-4	2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2
ФМ-8	3	0.75	0.5	1.75	0.75
АФМ-8	3	0.25	<0.2	0.75	0.50
ФМ-16	4	2.0	0.50	3.50	1.50
КАМ-16	4	0.5	0.25	2.0	0.5
АФМ-16	4	0.25	<0.2	1.0	0.5

Алгоритм приема, реализующий правило максимального правдоподобия и минимизирующий вероятность ошибки  $P_0$ , заключается в вычислении апостериорных вероятностей для сигнальных символов  $\Pr(b_i = \beta | y)$  ( $\beta = 0, 1, \dots, M - 1$ ) и в принятии решения относительно переданного символа  $\hat{b}_i$  с использованием соотношения  $\hat{b}_i = \max_{\beta} \Pr(b_i = \beta | y)$  [18, 20].

### 3. МОДЕЛЬ РАДИОЛИНИИ С ТУМАНОМ

Модель распространения сигналов по радиолинии с туманом приведена в ряде работ [9, 10, 12, 21]. Ниже дано ее общее описание.

Туман состоит из сферических капель воды, приближением распределения капель по размерам  $R$  является гамма-распределение [9, 21]

$$n(R) = \frac{\mu^{\mu+1}}{\Gamma(\mu+1) R_m^{\mu+1}} \exp\left(-\frac{\mu R}{R_m}\right), \quad (9)$$

где  $\mu$  – параметр;  $R_m$  – наиболее вероятный размер (радиус) капель;  $\Gamma(\mu)$  – гамма-функция.

При расчетах были использованы значения  $\mu = 4$ ,  $R_m = 4$  мкм [21]. Результаты вычислений для этих параметров показывают, что вероятность капель с размером  $R > 20$  мкм в составе среды не превышает 0.00002, т.е. можно принять размер капель не более нескольких десятков микрометров.

Параметром тумана является его водность  $q$  (г/м<sup>3</sup>), связанная с дальностью видимости  $S$  [11]. Для среднего тумана  $q = 0.05$  г/м<sup>3</sup> и  $S \approx 300$  м, для сильного тумана  $q \geq 0.2$  г/м<sup>3</sup> и  $S$  не превышает 50...200 м. Высота туманов достигает 50...500 м, по высоте туманы достаточно однородны относительно водности  $q$ .

### Средний объем капель

$$V = \int_0^{\infty} \frac{4\pi}{3} R^3 n(R) dR = \frac{4\pi(\mu+1)(\mu+2)(\mu+3)}{3 \mu^3} (R_m)^3,$$

среднее количество капель  $N$  в кубическом метре равно  $N = q/(\rho V)$  ( $\rho$  – плотность воды). Для приведенных выше параметров среды были вычислены значения  $N = 0.55 \times 10^8$  м<sup>-3</sup> и  $N = 2.25 \times 10^8$  м<sup>-3</sup> для  $q = 0.05$  и  $0.2$  г/м<sup>3</sup>.

Модель рассматриваемой радиолинии представляет туман (смесь водных капель в виде сфер и воздуха) диэлектрической средой. Водная сфера с радиусом  $R$  имеет эквивалентный электрический момент  $\vec{p}$  в электрическом поле  $\vec{E}$  в квазистатическом приближении Рэлея при условии  $R \ll \lambda$  ( $\lambda$  – длина волны) для решения Ми в виде бесконечного ряда [15, 22]

$$\vec{p} = 4\pi R^3 \frac{\dot{\epsilon}_w - \epsilon_0}{\dot{\epsilon}_w + 2\epsilon_0} \epsilon_0 \vec{E}. \quad (10)$$

Здесь  $\dot{\epsilon}_w, \epsilon_0$  – коэффициенты диэлектрической проницаемости воды и свободного пространства.

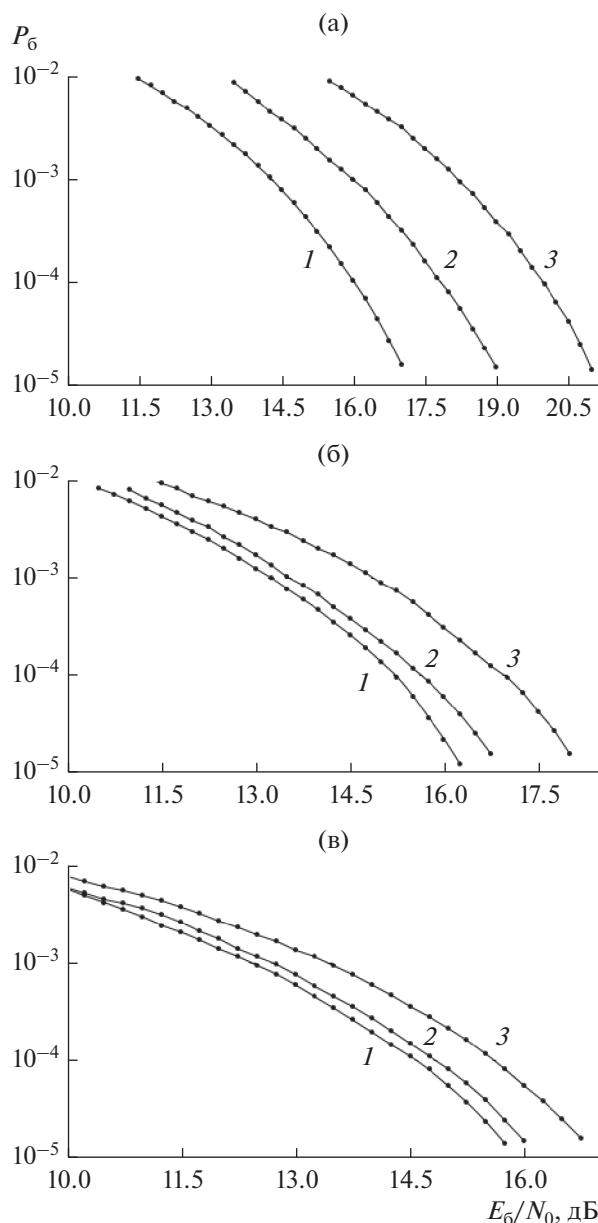
Коэффициент относительной эффективной диэлектрической проницаемости среды  $\dot{\epsilon}(f)$  с учетом (10) задается соотношением [15, 22]

$$\dot{\epsilon}(f) = 1 + \int_0^{\infty} 4\pi R^3 \frac{\dot{\epsilon} - 1}{\dot{\epsilon} + 2} n(R) dR, \quad (11)$$

где  $\dot{\epsilon}$  – коэффициент относительной диэлектрической проницаемости воды.

Пусть  $q(R)$  – парциальная водность среды для капель с радиусом  $R$ . Используя соотношение  $n(R) = 3q(R)/(4\pi R^3 \rho)$  и соотношение (11), имеем

$$\dot{\epsilon}(f) = \left(1 + 3 \frac{\dot{\epsilon} - 1}{\dot{\epsilon} + 2} q\right). \quad (12)$$



**Рис. 2.** Вероятности ошибки при приеме сигналов ФМ-16 (а), КАМ-16 (б) и АФМ-16 (в): распространение в свободном пространстве (кривая 1) и распространение по радиолинии с туманом ( $q = 0.2 \text{ г/м}^3$ ) с параметром  $\theta = 90^\circ$  (2) и  $0^\circ$  (3).

Выражение для  $\dot{\epsilon}$  имеет вид [11]

$$\dot{\epsilon} = \frac{\gamma_0 - \gamma_1}{1 + (f/f_p)^2} + \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{1 + (f/f_s)^2} + \gamma_2 + j \left( \frac{f(\gamma_0 - \gamma_1)}{f_p + f^2/f_p} + \frac{f(\gamma_1 - \gamma_2)}{f_s + f^2/f_s} \right), \quad (13)$$

при  $\gamma_0 = 77.66 + 103.3(\alpha - 1)$ ,  $\gamma_1 = 0.0671\gamma_0$ ,  $\gamma_2 = 3.52$ ,  $\alpha = 300/T_0$ ,

$$f_p = 20.20 - 146(\alpha - 1) + 316(\alpha - 1)^2, \quad f_s = 39.8f_p.$$

Здесь  $f$  – частота (ГГц);  $T_0$  – температура воды (К).

Погонное ослабление сигналов  $\beta$  (дБ/км) при распространении по радиолинии с туманом оценивается с использованием соотношения [11]

$$\beta(f) = \frac{0.819qf \operatorname{Im}(\dot{\epsilon}_f)}{(\operatorname{Im}(\dot{\epsilon}_f))^2 + (2 + \operatorname{Re}(\dot{\epsilon}_f))^2}. \quad (14)$$

Для радиолинии с углом места  $5^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  длина трассы распространения вычисляется как  $L(\theta) = L(\theta = 90^\circ)/\sin(\theta)$  [11].

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Приведем результаты количественного оценивания энергетических потерь  $\Delta E$ , обусловленных искажениями цифровых сигналов при распространении по радиолинии с туманом, описываемой моделью (10)–(14), по отношению к распространению в свободном пространстве.

Методика оценки энергетических потерь  $\Delta E$  основана на сравнительном анализе соответствующих вероятностей ошибки  $P_6$  при посимвольном приеме цифровых сигналов, параметры которых приведены в табл. 1 [23].

Оценивание  $\Delta E$  произведено для модели радиолинии с параметрами:  $q = 0.2$  и  $0.05 \text{ г/м}^3$  [11]; высота тумана 100 м; угол места  $\theta = 90^\circ$  и  $30^\circ$ ; температура воды  $T_0 = 273 \text{ К}$ ; центральная частота 30 ГГц; тактовый интервал  $T = 2 \text{ нс}$  (частотная полоса 1 ГГц, определяемая по нулевому уровню спектральной плотности мощности сигналов).

На рис. 2а–2в приведены вероятностные характеристики для сигналов ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16 (соответствующие “созвездия” см. на рис. 1).

Кривые 1 для ФМ-16 и КАМ-16 сигналов вычислены с использованием соотношений (5) и (7), кривая 1 для АФМ-16 вычислена путем моделирования алгоритма посимвольного приема (8).

Видно, что вероятность ошибки  $P_6 = 10^{-5}$  достигается при  $E_6/N_0 = 17.5, 16.25$  и  $15.75 \text{ дБ}$  для ФМ-16, КАМ-16 и АФМ-16 сигналов соответственно.

Кривые 2, 3 вычислены моделированием алгоритма посимвольного приема (7) с учетом искажающего влияния радиолинии с туманом с параметрами  $q = 0.2 \text{ г/м}^3$ ,  $\theta = 90^\circ$  (кривая 2) и  $\theta = 30^\circ$  (кривая 3). Видно, что вероятность ошибки  $P_6 = 10^{-5}$  для первых значений параметров достигается при 19.0, 16.25 и 16.1 дБ. Для вторых значений

параметров достигается при 21.0, 18.25 и 16.75 дБ для сигналов ФМ-16, КАМ-16 и АФМ-16.

На основе этих данных и сравнительного анализа кривых 1 и кривых 2 и 3 для рассматриваемой вероятности ошибки  $P_6$  получены значения энергетических потерь  $\Delta E$  для модели радиолинии с параметрами  $q = 0.2 \text{ г/м}^3$  и  $\theta = 30^\circ$ :  $\Delta E = 3.5, 2.0$  и  $1.0$  дБ для сигналов ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16 соответственно. Для параметров радиолинии с параметрами  $q = 0.2 \text{ г/м}^3$ ,  $\theta = 90^\circ$  энергетические потери достигают  $\Delta E = 2.0, 0.5$  и  $0.25$  дБ для рассматриваемых сигналов.

Ослабление сигналов, вычисленные с использованием соотношения (14), в этих случаях равны 0.032 и 0.017 дБ. Таким образом, приведенные выше энергетические потери  $\Delta E$  обусловлены в основном дисперсионными свойствами рассматриваемых радиолиний.

Подобные результаты относительно вероятностных характеристик и энергетических потерь  $\Delta E$ , обусловленные в основном дисперсионными свойствами среды, для модели радиолинии с туманом получены также для других рассматриваемых цифровых сигналов: ФМ-4, ФМ-8, АФМ-8. Вычисленные значения  $\Delta E$  приведены в табл. 1.

Приведенные значения энергетических потерь  $\Delta E$  необходимо учитывать при расчете энергетических бюджетов рассматриваемых радиолиний распространения для рассматриваемого класса цифровых частотно-эффективных сигналов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведено описание модели радиолинии с туманом, применяемой для представления искажений комплексных огибающих цифровых сигналов за счет поглощающих и дисперсионных свойств среды распространения. Данные искажения приводят к межсимвольным и межканальным интерференционным помехам в дополнение к АБГШ. При увеличении частотной полосы цифровых сигналов и увеличении их порядка манипуляции (при использовании частотно-эффективных сигналов) влияние интерференционных помех приводит к энергетическим потерям по отношению к распространению в свободном пространстве.

Количественное оценивание этих энергетических потерь произведено для класса цифровых сигналов ФМ-4, ФМ-8, АФМ-8, ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16 и для радиолинии с туманом с параметрами водности до  $0.2 \text{ г/м}^3$ , углов места  $\theta = 90^\circ$  и  $30^\circ$ . Показано, что сигналы с фазовой манипуляцией ФМ-16 наиболее подвержены искажающему влиянию среды распространения с туманом — энергетические потери достигают 3.5 дБ для вероятности ошибки  $P_6 = 10^{-5}$ . Наиболее устойчивые к рассматриваемым искажениям являются АФМ-

сигналы — энергетические потери для сигналов АФМ-16 для анализируемых радиолиний не превышают 1 дБ.

Разработка и развитие методов приема цифровых частотно-эффективных сигналов, снижающих искажающее действие радиолиний с туманом (например, использование методов адаптивного выбора помехоустойчивого кодирования [20] либо применение инверсного фильтра), а также оценивание эффективности искажающего действия рассматриваемых радиолиний с вариацией их параметров (температура, частотный диапазон, водность, др.) представляют направления перспективных исследований.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукин Д.С., Палкин Е.А. Численный канонический метод в задачах дифракции и распространения электромагнитных волн в неоднородных средах. М.: МФТИ, 1982.
2. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Растягаев Д.В. и др. // РЭ. 2015. Т. 60. № 10. С. 1001.
3. Richharia M., Westbrook L.D. Satellite Systems for Personal Applications. Concepts and Technology. Chichester: John Wiley and Sons, Ltd., Publ., 2010.
4. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования. / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.
5. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979.
6. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы Землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2010.
7. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications Pt 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X) DVB. Doc. A083-2. Eur. Broadcasting Union CH-1218. Geneva, 2020. [https://dvb.org/wp-content/uploads/2019/10/A083-2\\_DVB-S2X\\_Draft-EN-302-307-2-v121\\_Feb\\_2020.pdf](https://dvb.org/wp-content/uploads/2019/10/A083-2_DVB-S2X_Draft-EN-302-307-2-v121_Feb_2020.pdf).
8. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969.
9. Recommendation ITU-R P.838-3. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. Geneva, 2005. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf).
10. Назаров Л.Е., Кутуза Б.Г. // Сб. трудов XV Всерос. науч.-техн. конф. “Радиолокация и радиосвязь”. Москва. 21–23 нояб., 2022. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2022. С. 293.

11. Recommendation ITU-R P.840-4. Attenuation due to clouds and fog. P Series "Radiowave propagation". Geneva: Electronic Publ., 2009. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-7-201712-S!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-7-201712-S!!PDF-E.pdf).
12. Кутуза Б.Г. // РЭ. 1974. Т. 19. № 4. С. 665.
13. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1960.
14. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П. др. Распространение радиоволн. М.: Ленанд, 2009.
15. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1973.
16. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД "Вильямс", 2003.
17. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // РЭ. 2017. Т. 62. № 9. С. 866.
18. Proakis J.G., Salehi M. Digital Communication. Boston: McGraw-Hill, Higher Education, 2001.
19. ATIS 3GPP Specification, 3GPP TS 38.211 V16.2.0 (2020-06): 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation (Release 16). Washington: Publ. Alliance for Telecom. Industry Solutions, 2020.
20. Назаров Л.Е., Батанов В.В. // РЭ. 2022. Т. 67 № 8. С. 782. <https://doi.org/10.31857/S0033849422080137>
21. Пожидаев В.Н. // РЭ. 2010. Т. 55. № 11. С. 1311.
22. ван де Хюлст Г. Рассеяние света малыми частицами. М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
23. Боровков А.А. Математическая статистика. Оценка параметров. Проверка гипотез. М.: Наука, 1984.