

Научная статья
УДК 621.396
DOI: [10.34759/trd-2022-127-14](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-14)

ОБОСНОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ В АВИАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Евгений Андреевич Буренко

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
МАИ,

Москва, Россия

super.evgeny-burenko2012@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются основные негативные факторы авиационных радиоканалов, снижающие показатели эффективности радиосистемы передачи информации, которые могут быть устранены в результате использования сигнально-кодовых конструкций на основе применения сигналов с ортогональным частотным разделением каналов (ОЧРК). Рассматриваются основные характеристики и преимущества сигналов с ОЧРК перед классическими одночастотными сигналами (например, с двоичной фазовой манипуляцией – ФМн-2), а также приводятся основные инженерно-технические расчёты, подтверждающие обоснованность

применения указанных сигнально-кодовых конструкций в авиационных радиосистемах передачи информации, как одно из решений для борьбы с замираниями, вызванными многолучевым распространением сигнала, и, как следствие, с межсимвольной интерференцией (МСИ). Рассмотрены способы обеспечения помехоустойчивости и скрытности радиосистемы с ОЧРК на основе применения широкополосных псевдошумовых сигналов (ПШС) с базой $B \gg 1$ совместно с сигналами ОЧРК.

Ключевые слова: авиационная радиосвязь, замирания сигнала, многолучевое распространение, скорость передачи информации, радиосистемы передачи информации, ортогональное частотное разделение каналов, ОЧРК, помехоустойчивость, скрытность, псевдошумовые сигналы, ПШС

Для цитирования: Буренко Е.А. Обоснование эффективности использования сигналов с ортогональным частотным разделением каналов в авиационных радиосистемах передачи информации // Труды МАИ. 2022. № 127. DOI: [10.34759/trd-2022-127-14](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-14)

Original article

**SUBSTANTIATION OF THE EFFECTIVENESS OF THE USE OF
SIGNALS WITH ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEXING IN AVIATION RADIO SYSTEMS OF
INFORMATION TRANSMISSION**

Evgeny A. Burenko

Moscow Aviation Institute (National Research University), MAI,

Moscow, Russia

super.evgeny-burenko2012@yandex.ru

Abstract. Aviation complexes of communication facilities are subject to stringent requirements in terms of weight and size indicators and energy consumption. Along with this, to ensure high-speed data transmission between a ground control station (GCS) and an unmanned aerial vehicle (UAV) over long distances (up to 300 km), it is required to provide high energy in the radio channel. This paper discusses the main negative factors of aviation radio channels that reduce the efficiency of the radio system of information transmission, which can be eliminated as a result of the use of signal-code structures based on the use of signals with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). Such negative factors include the presence of fading of the radio signal at the input of the receiver of the radio system and the possible impact on the operation of the radio system of interference. Discusses the main characteristics and advantages of signals with OFDM over classical single-frequency signals (for example, with binary phase shift keying – BPSK) are considered, as well as basic engineering and technical calculations are presented confirming the validity of the use of these signal-code structures in aviation radio systems for information transmission, as one of solutions for combating fading caused by multipath signal propagation, and as a result, with inter-symbol interference (ISI), which manifests itself in the superposition of re-reflected signals on the direct (main) signal. Discusses the methods for ensuring the noise immunity and secrecy of a radio system with OFDM based on the use of broadband pseudo-noise signals (PNS) together with OFDM signals are considered. For example, M -sequences or Gold's sequences, which are widely used in radio systems for various purposes, can be used as PNS. To combat narrow-band interference,

signal jamming protection can be used, which is reduced to a significant increase in the band occupied by the OFDM signal. Band increases as a result of superposition of the PNS signal with base $B \gg 1$ on each subcarrier of the OFDM. The simplest method for reducing the interference power in the receiving part is the narrowband interference decorrelation method, which reduces the interference power to the base B times as a result of multiplying the interference signal with the reference PNS in the demodulator PNS. As a result of multiplication, the interference is converted into a signal with a uniform power spectral density in the interference band, similar to the effect of white noise.

Keywords: aviation radio communication, signal fading, multipath propagation, information transfer rate, information transmission radio systems, orthogonal frequency division multiplexing, OFDM, noise immunity, stealth, pseudo-noise signals, PNS

For citation: Burenko E.A. Substantiation of the effectiveness of the use of signals with orthogonal frequency division multiplexing in aviation radio systems of information transmission. *Trudy MAI*, 2022, no. 127. DOI: [10.34759/trd-2022-127-14](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-14)

Обоснование частотного диапазона радиосистемы и характеристики авиационных радиоканалов

К авиационным комплексам средств связи предъявляются жёсткие требования по массогабаритным показателям и энергопотреблению [8, 15, 16, 18]. Наряду с этим для обеспечения высокоскоростной передачи данных между наземным пунктом управления (НПУ) и беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) на больших

расстояниях (до 300 км) требуется обеспечить высокую энергетику в радиоканале. Оптимальным вариантом удовлетворения этим требованиям является использование в качестве антенных систем фазированных антенных решёток (ФАР). Важным достоинством ФАР является возможность формирования и электронное управление узким лучом диаграммы направленности антенны. В последнее время при разработке высокоскоростных авиационных средств связи зарекомендовали себя ФАР спроектированные для работы в X -диапазоне частот (10 ГГц). При этом удаётся достичь малых габаритов антенной системы, уменьшить энергопотребление и обеспечить высокую скорость передачи информации ($10 \div 100$ Мбит/с).

Для наведения лучей диаграммы направленности ФАР на этапе вхождения в связь необходимо чтобы и НПУ, и БПЛА осуществляли обмен информацией о положении друг относительно друга. Это возможно достичь путём включения ФАР во всенаправленном режиме. Данная схема эффективно работает при обмене данными между двумя абонентами. При этом оба абонента находятся либо во всенаправленном режиме установления связи, либо в узконаправленном режиме во время высокоскоростной передачи данных. Однако, при организации сетевого взаимодействия (НПУ с $2 \div 4$ БПЛА) такой режим работы невозможен ввиду того, что все БПЛА входят в связь в разные моменты времени и ФАР, расположенная на НПУ, в этом случае должна будет постоянно переключаться из всенаправленного режима работы в узконаправленный, что негативно будет сказываться на качестве связи. Оптимальным в этом случае является использование дополнительных малогабаритных слабонаправленных антенн УВЧ-диапазона (1 ГГц, L -диапазон). При

этом абоненты осуществляют входение в связь и командно-телеметрический обмен данными с использованием слабонаправленных антенн УВЧ-диапазона, а высокоскоростной обмен данными – с использованием узконаправленных антенн СВЧ-диапазона.

Характеристики авиационных радиоканалов

При расчёте дальности связи, энергетике радиолинии, выборе параметров модуляции и кодирования [12] необходимо учитывать основные особенности авиационных радиоканалов [14, 16]:

- наличие замираний радиосигнала на входе приёмника радиосистемы;
- возможное воздействие на работу радиосистемы помех, организованных потенциальным противником;
- ограничения массогабаритных характеристик бортовой аппаратуры и её энергопотребления, в отличие от наземных радиосистем не позволяет решать целый ряд задач за счёт увеличения мощности передатчика и увеличения размеров антенн.

Теоретически максимальная дальность связи ограничивается расстоянием прямой геометрической видимости, которая в отсутствие рефракции графически изображена на рис. 1 и определяется по известной формуле [1]:

$$r = \sqrt{2R_3 H_1 + H_1^2} + \sqrt{2R_3 H_2 + H_2^2} \approx \sqrt{2R_3} \cdot (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$$

или

$$r[\text{км}] \approx 3,57 \cdot (\sqrt{H_1[\text{М}]} + \sqrt{H_2[\text{М}]}) \tag{1}$$

где $R_3 \approx 6371$ км – средний радиус Земли, H_1 – высота полёта БПЛА в метрах, H_2 – высота антенной мачты НПУ в метрах. Согласно [1] в 98% времени года рефракция отсутствует и для расчёта максимальной дальности связи, для надёжности связи 95 ÷ 98% следует использовать формулу (1).

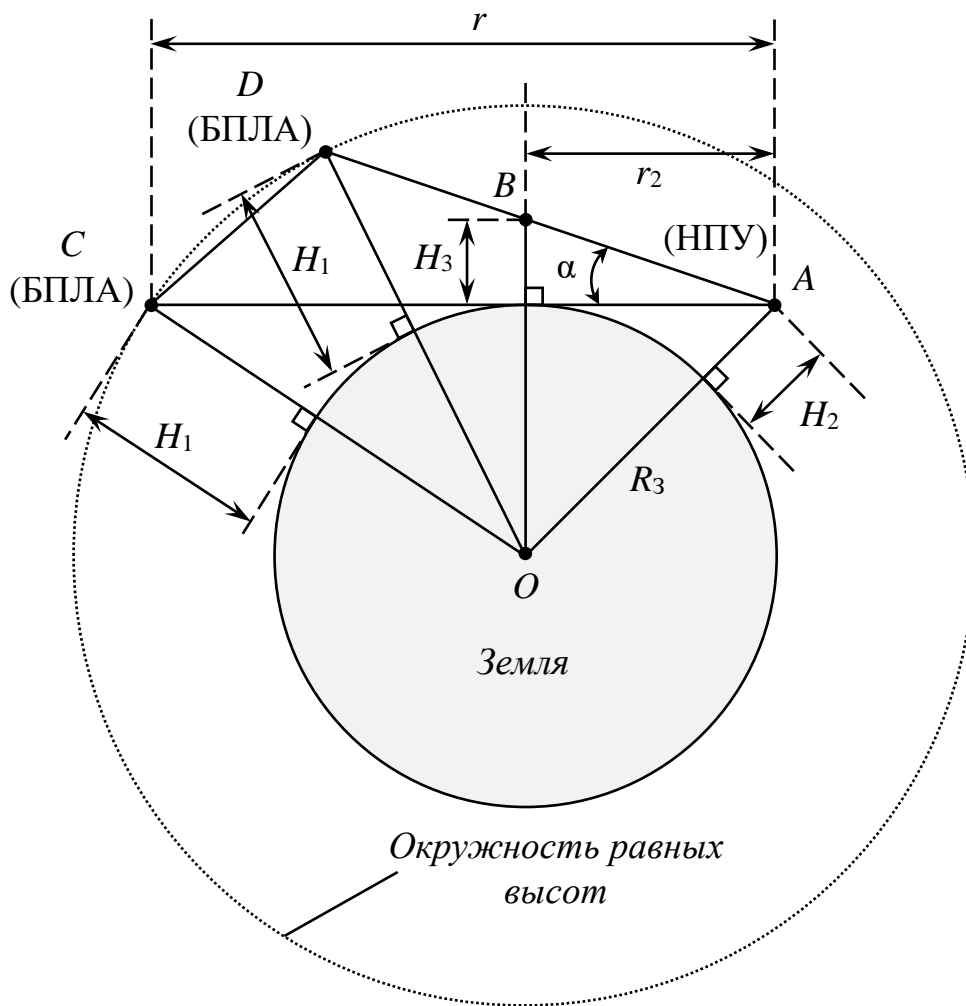


Рисунок 1 – Расстояние прямой видимости радиосвязи в авиационных радиоканалах

Максимальная дальность обеспечивается при нулевом угле места α антенны НПУ. Однако, при этом возникают дифракционные потери сигнала, вызываемые экранированием существенной области пространства, ответственной за передачу энергии от передатчика к приёмнику, определяемой размером первой зоны Френеля. Как показано в [1] в случае, когда $\alpha = 0$ дифракционные потери для гладкой

сферической поверхности Земли достигают 12 дБ и устраняются в случае увеличения просвета в точке B (рис. 1) до значения H_3 равного (или более) радиусу первой зоны Френеля F_1 [4]:

$$H_3 \geq F_1 = \sqrt{\lambda \cdot r_2}, \quad (2)$$

где λ – длина волны, $r_2[\text{км}] \approx 3,57 \cdot \sqrt{H_2[\text{м}]}$.

Для случая $H_2 = 25$ м и $\lambda = 3$ см величина $r_2 = 18$ км и соответственно $H_3 = F_1 = 23$ м. Наличие в области распространения излучаемого поля холмов со стандартной высотой $l = 50$ м, строений с высотой 25 м также приводит к дифракционным потерям, для устранения которых величина просвета должна быть увеличена до значения $H_3 = 100$ м. Исходя из рис. 1, минимально допустимый угол места α определяется на основании формулы

$$\text{tg } \alpha = \frac{H_3}{r_2}$$

и для приведённых значений $H_3 \sim 100$ м и $r_2 = 18$ км равен $\alpha \geq 0,32^\circ$, для $H_3 = 75$ м $\alpha \geq 0,24^\circ$, $H_3 = 23$ м $\alpha \geq 0,073^\circ$.

Зависимость дальности связи от угла места α определяется геометрическими соотношениями, поясняемыми на рис. 2, где для случая $H_2 \ll R_3$, угол $DMO = 90^\circ$ и $DA = r$:

$$r = \sqrt{(R_3 + H_1)^2 - (R_3 \cos \alpha)^2} - R_3 \sin \alpha.$$

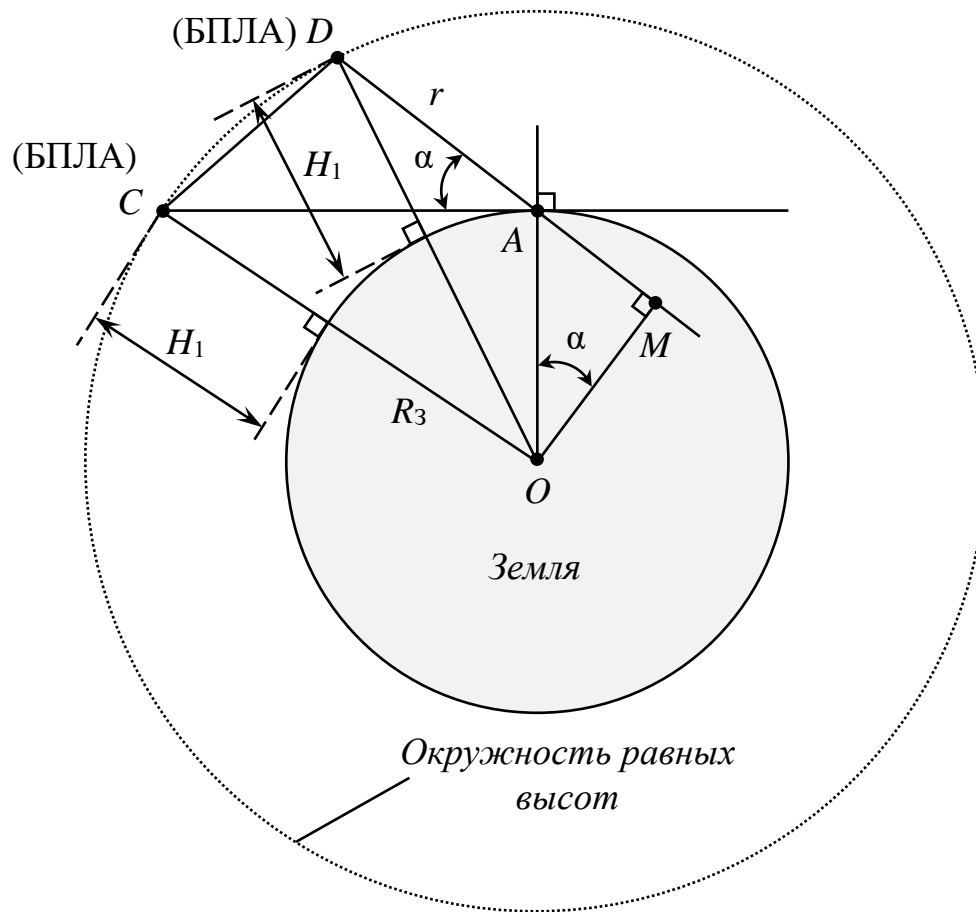


Рисунок 2 – Геометрические соотношения между дальностью связи r и углом места α БПЛА

Кривые дальности связи для углов места БПЛА $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 0,1^\circ$ и $\alpha = 0,24^\circ$ в зависимости от высоты полёта БПЛА представлены на рис. 3. На этом же рисунке жирным пунктиром показана дальность связи для гладкой сферической поверхности Земли при $\alpha = 0^\circ$ и $H_2 = 30$ м.

В дальнейшем при анализе статистических характеристик принимаемого радиосигнала будем считать, что $\alpha \geq 0,1^\circ$.

При $H_1 = 10$ км и $\alpha = 0,24^\circ$ дальность связи $r = 331,4$ км и меньше дальности прямой видимости (376,5 км), но обеспечивает требуемую дальность связи – 300 км.

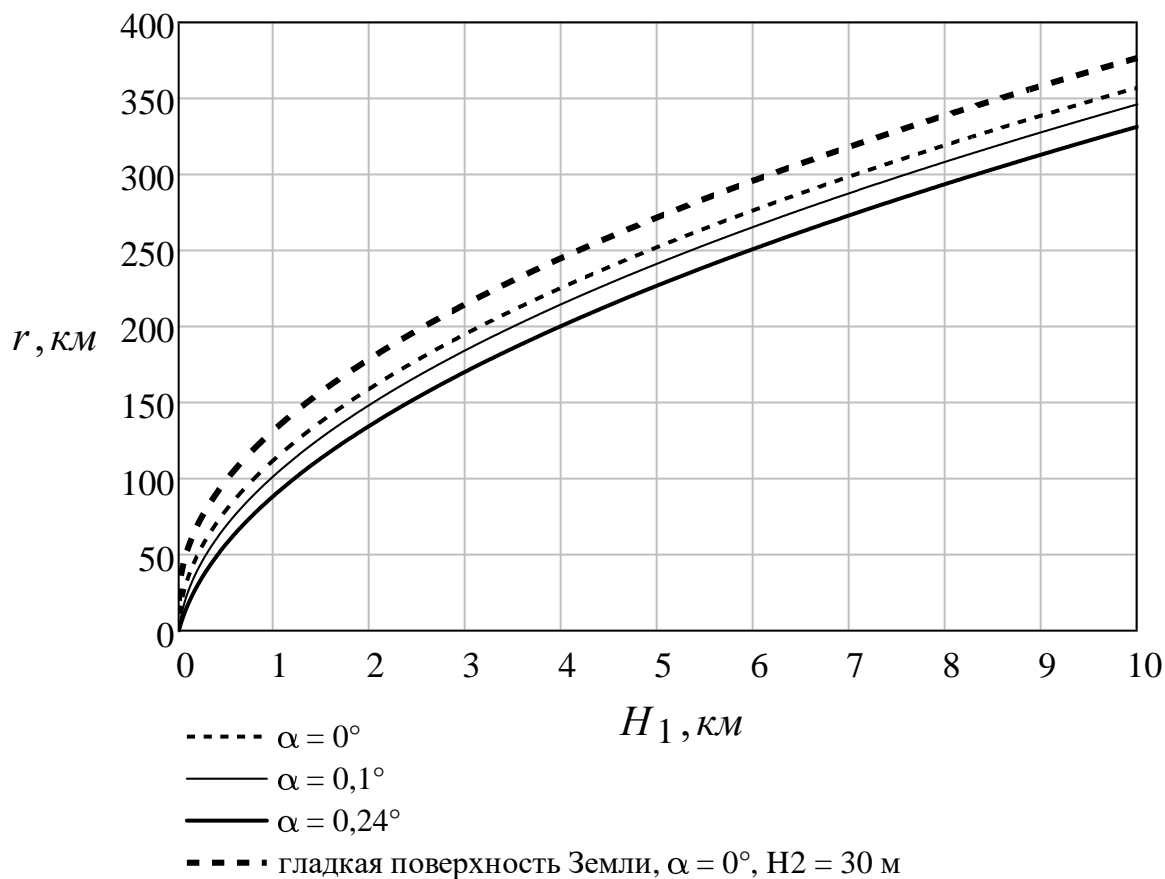


Рисунок 3 – Дальность связи с БПЛА в зависимости от высоты его полёта (верхняя пунктирная линия соответствует случаю гладкой сферической поверхности Земли)

Характеристики замираний сигнала

Будем считать, что от БПЛА к НПУ приходит прямой луч; при этом для углов места $\alpha \geq 0,1^\circ$ обеспечивается необходимый просвет между траекторией луча и поверхностью Земли, так что мощность принимаемого сигнала прямого луча можно рассчитать по формулам распространения радиосигнала в свободном пространстве [4].

В общем случае отражённый от Земли радиосигнал включает зеркальную и диффузную составляющие [5].

Для инженерных расчётов мощности отражённых зеркальных и диффузных сигналов целесообразно использовать методику Международного союза электросвязи (МСЭ), изложенную в [10].

Вначале определяется коэффициент отражения R_0 радиосигнала от гладкой плоскости поверхности Земли с учётом электрических свойств отражающей поверхности. Кривые R_0 приводятся во многих справочниках, в том числе в [4].

Такая кривая для R_0 для вертикальной поляризации сигнала [4] в зависимости от синуса угла γ представлена на рис. 4. Как следует из рис. 4, для угла скольжения (угла места) $\gamma = 0,24^\circ$ можно принять $R_0 \approx 0,96$.

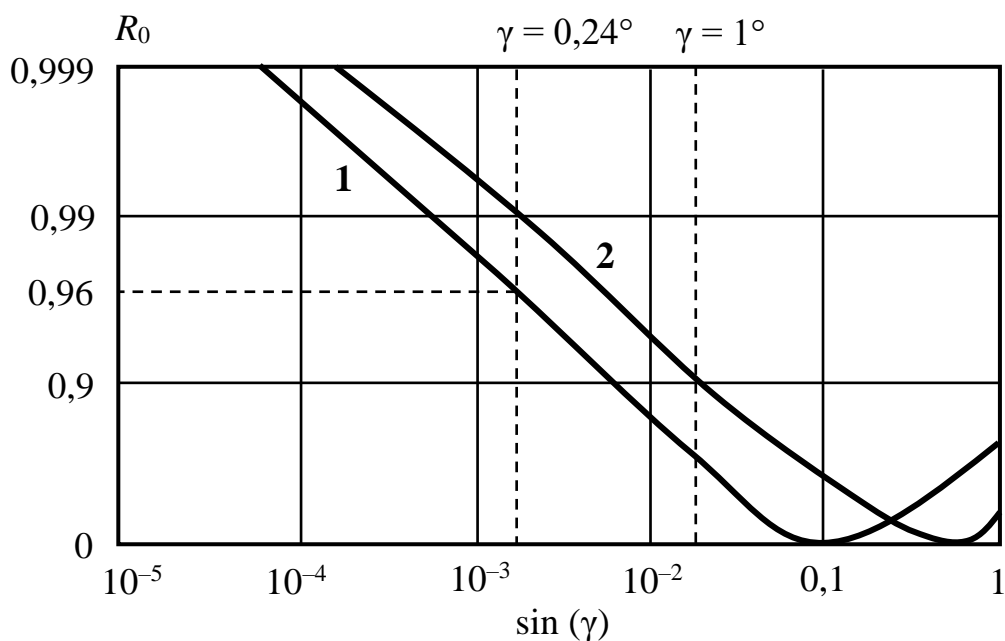


Рисунок 4 – Зависимость коэффициента отражения от синуса угла скольжения

На рисунке 4 обозначено:

1 – коэффициент отражения для плоской гладкой влажной (диэлектрическая проницаемость среды $\epsilon = 10$) поверхности Земли при вертикальной поляризации волн на длине волны 3 см.

2 – коэффициент отражения для плоской гладкой влажной ($\varepsilon = 10$) поверхности Земли при вертикальной поляризации волн на длине волны 30 см.

На втором этапе определяется коэффициент отражения радиосигнала с учётом кривизны поверхности Земли $R = D \cdot R_0$, где $D > 1$ – расходимость пучка радиоволн за счёт кривизны отражающей поверхности. Строгое вычисление коэффициента расходимости D дано в [9], однако с целью упрощения расчётов, в [10] параметр D рекомендуется вычислять в соответствии с формулой

$$D = \left(1 + \frac{2}{R_{\text{экв}} \sin \gamma} \cdot \frac{l_1 \cdot l_2}{l_1 + l_2} \right)^{-\frac{1}{2}},$$

где определение входящих в формулу параметров даётся на рис. 5 и где

$R_{\text{экв}} \approx \frac{4}{3} \cdot R_3 \approx 8500$ км – эквивалентный радиус Земли с учётом рефракции радиоволн.

В частности, для $\gamma = 0,1^\circ$, $l_1 = 300$ км, $l_2 = 18$ км получим $D = 0,551$. Для $\gamma = 0,24^\circ$, $l_1 = 300$ км, $l_2 = 18$ км получим $D = 0,715$. Для $\gamma = 0,32^\circ$, $l_1 = 300$ км, $l_2 = 18$ км получим $D = 0,764$.

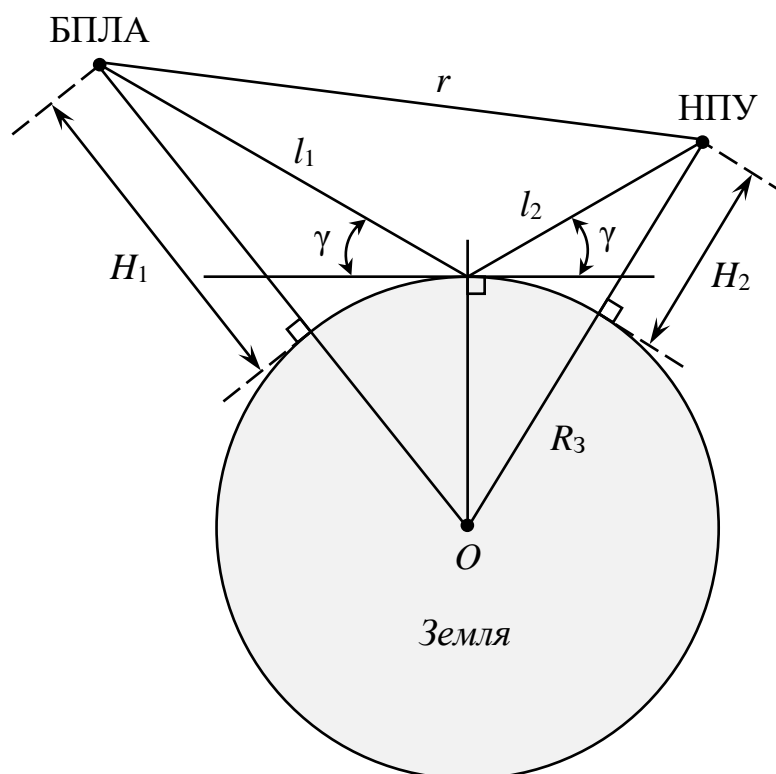


Рисунок 5 – Геометрические соотношения при отражении сигнала от сферической поверхности Земли

Следующим шагом расчёта является учёт влияния затеняющих факторов для отражённых лучей (леса, холмов, и др.) путём введения множителя F , так что $R = F \cdot D \cdot R_0$. Для среднепересечённой местности коэффициент F лежит в пределах от 0,1 до 1,2 [10]. В дальнейшем, как наихудший случай, принимаем $F = 1$.

Рассмотрим формирование зеркальной составляющей отражённого сигнала, который появляется при малом уровне неравномерностей отражающей поверхности.

В соответствии с критериями Рэля [4] допустимая максимальная высота неровностей на поверхности Земли Δh , при которой отражение является зеркальным, определяется формулой:

$$\Delta h[\text{см}] < \frac{\lambda[\text{см}]}{8 \sin \gamma},$$

где γ – угол скольжения, падающего на поверхность Земли луча, который отсчитывается от касательной к поверхности в точке падения.

В случае $\gamma \geq 0,24^\circ$ и $\lambda = 3$ см величина $\Delta h \leq 89,52$ см, и условие зеркального отражения выполняется для малого числа поверхностей Земли, ограниченных первой зоной Френеля, которая вдоль трассы распространения имеет длину порядка нескольких километров.

Мощность зеркально отражённого сигнала учитывается введением коэффициента ρ_s , так что коэффициент отражения зеркально отражённого сигнала равен $R_s = \rho_s \cdot R_0$.

Вводится и коэффициент g для критерия Рэля зеркального отражения [10]:

$$g = 4\pi \cdot \frac{\Delta h_{\text{эфф}}}{\lambda} \cdot \sin \gamma,$$

где $\Delta h_{\text{эфф}}$ – среднеквадратическое значение неровностей на поверхности Земли в первой зоне Френеля. Поверхность Земли считается гладкой, если $g < 0,3$. Фактически случай $g = \Delta\phi$ определяет среднеквадратическое значение разности фаз $\Delta\phi$ между сигналами отражёнными от основания и вершин неровностей.

Коэффициент ρ_s определяется выражением [10]:

$$\rho_s \approx \exp\left(-\frac{g^2}{2}\right).$$

Для сухопутных трасс, полагая высоты неровностей (кустарник, лес, холмы) $\Delta h_{\text{эфф}} = 3$ м, для $\gamma = 0,1^\circ$ и $\lambda = 3$ см получим, что $\rho_s < 0,1$ (или -20 дБ) и зеркальной

компонентой отражённого сигнала можно пренебречь. Аналогичный вывод для волн сантиметрового диапазона сделан и в [4].

Диффузный характер отражённого сигнала учитывается коэффициентом ρ_d , так что коэффициент отражения диффузного сигнала $R_d = \rho_d \cdot R_0$. В [10] указывается, что коэффициент ρ_d , измеренный экспериментально для сухопутных трасс, меняется в пределах от 0,2 (гладкая Земля) до 0,4 (сильно пересечённая местность).

Итак, будем считать, что результирующий коэффициент диффузного отражения сигнала от поверхности Земли в диапазоне частот 10 ГГц для неблагоприятных трасс равен:

$$R_d = \rho_d \cdot D \cdot R_0 = 0,4 \cdot 0,8 \cdot 0,96 = 0,3072,$$

или

$$R_d^2[\text{дБ}] = 10 \cdot \lg R_d^2[\text{отн. ед.}] = -10,25[\text{дБ}].$$

Эта величина R_d является медианным значением. С учётом возможного отклонения от медианного значения примем $R_d = -7$ дБ.

Множество лучей, отражённых от земной поверхности, в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей образует гауссовский случайный процесс (сигнал) с некоторой мощностью

$$\sigma^2 = R_d^2 \cdot P_c$$

на входе приёмника. Прямой луч на входе приёмника имеет амплитуду U_c и мощность

$$P_c = \frac{U_c^2}{2}.$$

Отношение мощности прямого луча к мощности отражённых лучей обозначим через

$$M = \frac{P_c}{\sigma^2} = \frac{1}{R_d^2}.$$

Плотность вероятности огибающей суммы прямого и отражённого лучей описывается обобщённым рэлеевским законом (распределение Райса). Тогда интегральная вероятность того, что огибающая прямого и отражённых сигналов будет превышать некоторую пороговую величину $x_{\text{пор}}$ описывается распределением Накагами–Райса и даётся выражением:

$$P(x > x_{\text{пор}}) = \int_{x_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{U_c^2 + x^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{U_c \cdot x}{\sigma^2}\right) dx,$$

где $I_0(\bullet)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка от чисто мнимого аргумента.

Вышеприведённый интеграл не вычисляется в элементарных функциях, поэтому для него существуют подробные графики [1, 10], которые показаны на рис. 6 для интегральной вероятности $P(x > x_{\text{пор}})$. Для заданной надёжности канала связи (процента времени работы канала с требуемыми характеристиками в течение года или наихудшего месяца), указанной на оси абсцисс, находится относительный уровень сигнала в децибелах, указанный на оси ординат, который с обратным знаком даёт требуемый запас по энергетике радиолинии на замирание сигнала. Согласно рис. 6 для надёжности связи 95% и $M = 0,15 \approx 8,24$ дБ требуемый запас в энергетике радиолинии на замирание сигнала составляет 6 дБ; для надёжности связи 99% требуемый запас в энергетике радиолинии составит 9 дБ.

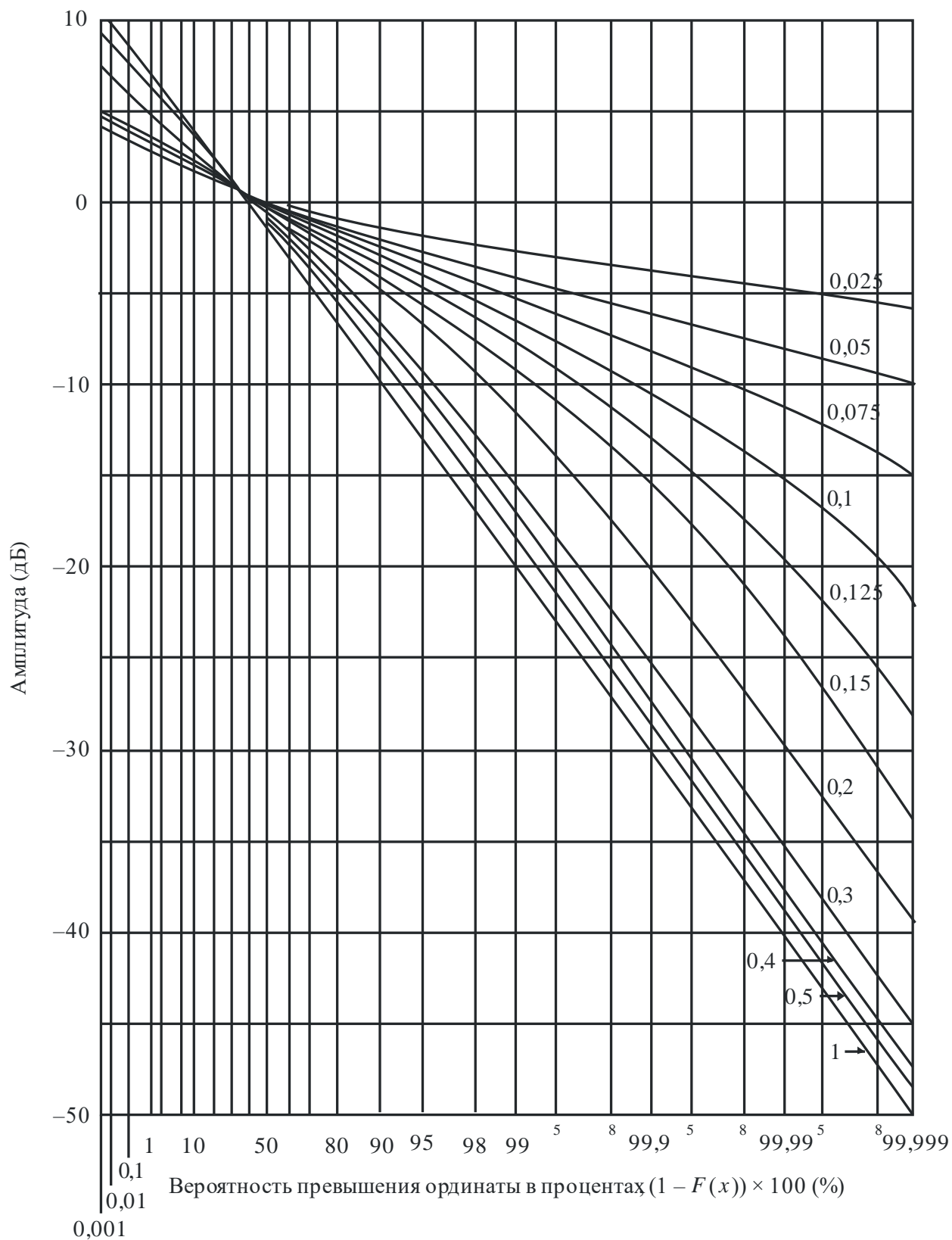


Рисунок 6 – Процент времени, в течение которого значение сигнала превышает уровень, указанный на оси ординат для различных M , указанных в относительных единицах

Анализ потерь в радиолинии работающей в диапазоне частот $960 \div 1215$ МГц (средняя частота $f = 1$ ГГц, $\lambda = 30$ см) показывает, что запас энергетика на потери вызванные замираниями составляет $L_3 \approx 7$ дБ при коэффициенте готовности $0,99$ и $L_3 \approx 4$ дБ при коэффициенте готовности (надёжности связи) $K_{\Gamma} = 0,95 = 95\%$, и отношении $M = \frac{P_c}{\sigma^2} = 0,1$ (отн. ед.) = 10 дБ.

Аналитическая модель передачи радиосигналов в авиационных радиосистемах передачи информации

Рассмотрим основные характеристики авиационных радиоканалов с рассеянием энергии сигнала [5, 6]: интервал многолучёвости T_L и интервал доплеровских смещений частоты $\Delta f_{\text{допл}}$ отражённого сигнала.

Процесс рассеяния сигнала во времени и по частоте лежит в основе формирования диффузной составляющей отражённого сигнала от шероховатой поверхности Земли, высота неровности которой превосходит значение, определяемое критерием Рэлея.

Рассмотрим худший случай максимального удаления между БПЛА и НПУ.

Как следует из рис. 7 и 8 при малых углах места $\alpha = 0,1^\circ \div 0,5^\circ$ диаграммы направленности передающей антенны БПЛА и приёмной антенны НПУ покрывают наибольшую (по сравнению с меньшими дальностями) часть поверхности Земли.

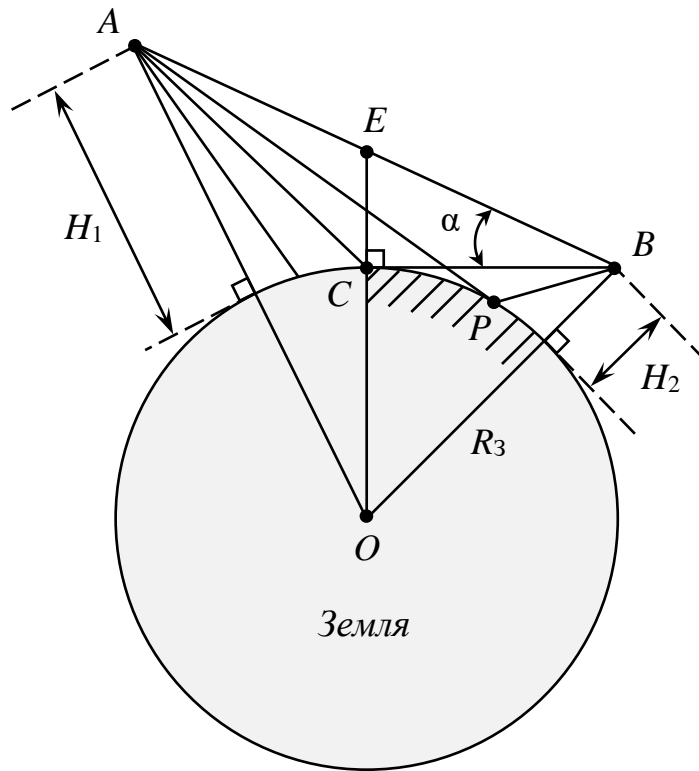


Рисунок 7 – Формирование области отражения

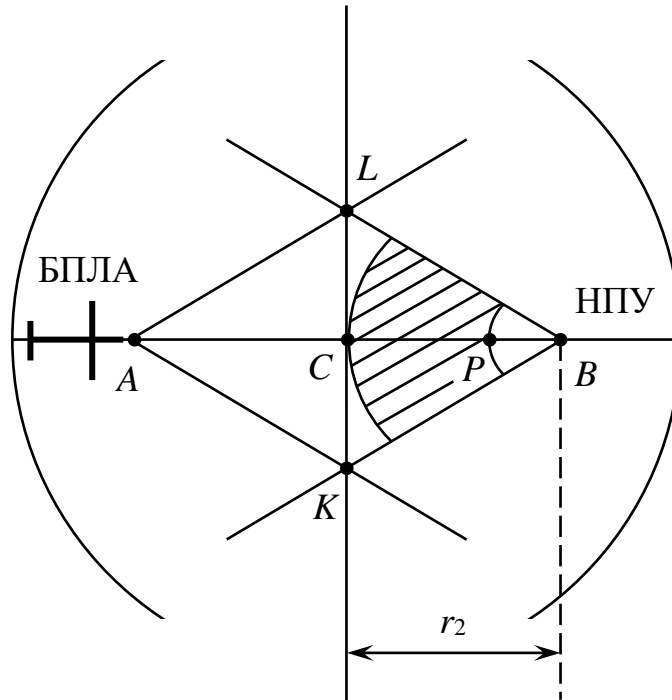


Рисунок 8 – Область приёма отражённого сигнала

Отражающая часть поверхности Земли (на рис. 8 заштрихована), формирующая отражённый сигнал в приёмной антенне, ограничивается пересечением диаграмм направленности передающей и приёмной антенн и сферической поверхностью Земли. Расстояние BC ограничено расстоянием прямой геометрической видимости r_2 НПУ (рис. 8). Расстояние BP ограничено шириной диаграммы направленности приёмной антенны НПУ в вертикальной плоскости. При отсутствии затенений величина $r_2[\text{км}] \approx 3,57 \cdot \sqrt{H_2[\text{м}]}$ и при высоте подъёма антенны НПУ $H_2 = 25$ м равна $r_2 = 17,85$ км ≈ 18 км. При ширине диаграммы направленности приёмной антенны в горизонтальной плоскости $\theta_{\Gamma} = 16^\circ$ расстояние $KC = CL = 2,5$ км и задержки лучей от точек Земли, смещённых относительно CB , можно не учитывать вследствие малости расстояния смещения точек ($\leq 2,5$ км).

Интервал многолучёвости $T_L = T_{\max} - T_{\min}$ ограничим двумя крайними значениями: T_{\min} – задержка сигнала прямого луча из передающей антенны в приёмную, соответствующая расстоянию прямой геометрической видимости и T_{\max} – задержка сигнала, отражённого в точке B (рис. 9).

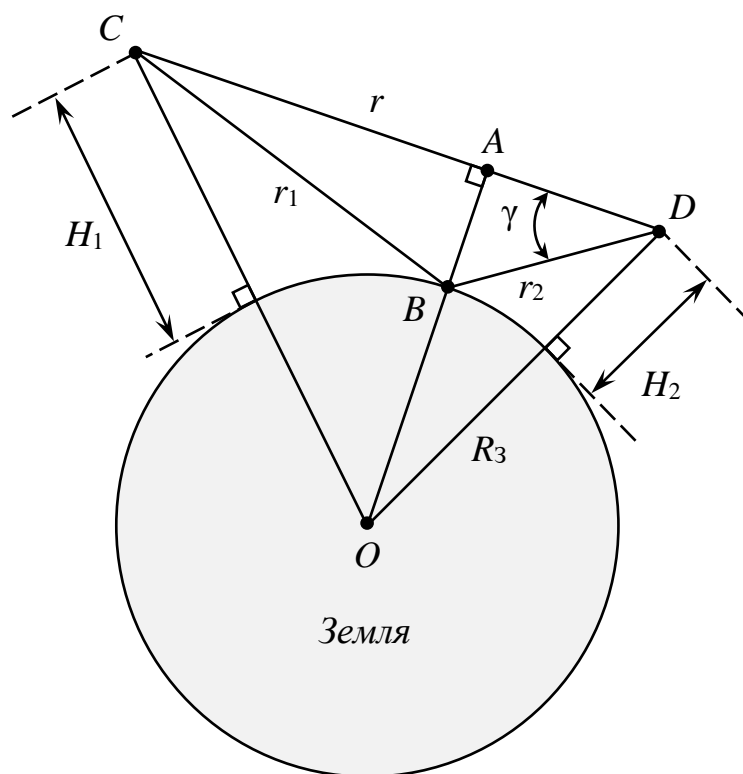


Рисунок 9 – Задержки отражённых лучей относительно прямого луча

Как следует из рис. 9 величина T_{\min} соответствует расстоянию $r = CD$, задержка T_{\max} соответствует расстоянию $r_1 + r_2 = CB + BD$, интервал многолучёвости T_L может быть определён как разность хода запаздывающих лучей относительно прямого $\Delta r = r_1 + r_2 - r$.

Можно сказать, что

$$r_1 = \sqrt{(r - r_2 \cos \gamma)^2 + (r_2 \sin \gamma)^2},$$

$$\Delta r = r_1 + r_2 - r = \sqrt{(r - r_2 \cos \gamma)^2 + (r_2 \sin \gamma)^2} + r_2 - r.$$

Принимая, что при $\gamma \ll 1$ [рад] косинус раскладывается в ряд Тейлора, первые два члена которого

$$\cos \gamma \approx 1 - \frac{\gamma^2}{2},$$

получим

$$\Delta r = (r - r_2) \cdot \left[\sqrt{1 + \frac{\gamma^2 \cdot r \cdot r_2}{(r - r_2)^2}} - 1 \right].$$

Так как $r_2 \ll r_1$, используется аппроксимация вида

$$\sqrt{1 + \frac{\gamma^2 \cdot r \cdot r_2}{(r - r_2)^2}} \approx 1 + \frac{\gamma^2 \cdot r \cdot r_2}{(r - r_2)^2}$$

и окончательно

$$\Delta r = \frac{\gamma^2 \cdot r_2}{2}.$$

Для различных значений углов γ и $r_2 = 18$ км величина Δr равна:

$$\Delta r = \begin{cases} 0,158 \text{ м, при } \gamma = 0,24^\circ = 0,00418 \text{ рад,} \\ 0,685 \text{ м, при } \gamma = 0,5^\circ = 0,0087 \text{ рад,} \\ 10,966 \text{ м, при } \gamma = 2^\circ = 0,035 \text{ рад.} \end{cases}$$

Интервал многолучёвости

$$T_L = T_{\max} - T_{\min} = \frac{\Delta r}{c}$$

равен

$$T_L = \begin{cases} 0,53 \text{ нс, при } \gamma = 0,24^\circ, \\ 2,28 \text{ нс, при } \gamma = 0,5^\circ, \\ 36,55 \text{ нс, при } \gamma = 2^\circ. \end{cases}$$

соответственно.

Интервал корреляции Δf_ω случайных флуктуаций огибающей спектра сигнала на входе приёмника, вызванных замираниями, связан с интервалом многолучёвости T_L простым соотношением:

$$\Delta f_{\omega} = \frac{1}{T_L}$$

и для получившихся значений T_L равен:

$$\Delta f_{\omega} = \begin{cases} 1,89 \cdot 10^9 \text{ Гц, при } \gamma = 0,24^{\circ}, \\ 437,7 \cdot 10^6 \text{ Гц, при } \gamma = 0,5^{\circ}, \\ 27,4 \cdot 10^6 \text{ Гц, при } \gamma = 2^{\circ}. \end{cases}$$

При скорости передачи информации R порядка 50 Мбит/с полоса, занимаемая одночастотным сигналом с ФМн-2 в радиоканале, составляет $\Delta f = 2R = 100$ МГц. В случае $\gamma \leq 0,5^{\circ}$ интервал многолучёвости $T_L \leq 2,28$ нс и замирания по частоте следует считать общими [14].

Многолучёвое распространение сигнала приводит к межсимвольной интерференции (МСИ), которая проявляется в наложении запаздывающих отражённых сигналов на сигнал прямого луча [1, 3]. В случае отражения сигнала от зеркальной (морской, ровной) поверхности, отражённый сигнал по мощности $P_{\text{отр}}$ может оказаться соизмеримым ($P_{\text{отр}} = P_{\text{пр}}$) с сигналом прямого луча. Если величина T_L соизмерима с длительностью информационного импульса τ , то задержанные импульсы отражённого сигнала могут вычитаться из импульсов информационного сигнала, а сам отражённый сигнал является межсимвольной помехой.

Межсимвольной помехой можно пренебречь, если скорость передачи информации R выбирается из условия:

$$R = \frac{1}{\tau} = \frac{0,2}{T_L}$$

и для $T_L = 2,28$ нс величина $R = 87,54$ Мбит/с,

для $T_L = 36,55$ нс величина $R = 5,47$ Мбит/с.

Как следует из полученных результатов, в бóльшем диапазоне значений T_L скорость передачи информации ограничена межсимвольными помехами.

Рассмотренные негативные факторы, снижающие показатели эффективности радиосистемы, могут быть устранены при использовании сигнально-кодовых конструкций на основе сигналов с ортогональным частотным разделением (уплотнением) каналов (ОЧРК) или в английской аббревиатуре – OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) [1, 2, 11, 13].

В сигнале с ОЧРК передача последовательности N двоичных символов информации осуществляется в N параллельных частотных каналах, в каждом из которых используется ортогональный гармонический сигнал, модулируемый по фазе двоичным импульсом информации. Переход к параллельной передаче сопровождается увеличением длительности τ импульса информации в каждом канале в N раз до значения $\tau_1 = N \tau$, что приводит к соответствующему снижению скорости передачи в каждом канале в N раз по сравнению со скоростью передачи информации $R = 50$ Мбит/с до величины $R_1 = \frac{R}{N}$. Например, в случае $N = 100$ скорость в каждом канале $R_1 = 500$ кбит/с. При данной скорости величина $T_L \ll \tau_1$ и межсимвольная помеха не оказывает существенного влияния на качество приёма, вызывая медленные общие замирания сигнала во времени.

В тоже время для приведённых значений интервалов корреляции спектра сигнала для полосы сигнала в каждом канале $\Delta f_1 = \frac{2}{\tau_1} = 2R_1 = 1000$ кГц и замирания будут медленными общими по частоте.

Рассеяние принимаемого сигнала по частоте возникает вследствие движения отражателей подстилающей поверхности, облучаемой передающей антенной.

На частоте $f = 10$ ГГц доплеровское рассеяние $\Delta f_{\text{допл}}$ меняется в пределах от долей герца до 10 Гц. Интервал корреляции замираний сигнала во времени $\tau_{\text{корр}} = \frac{1}{\Delta f_{\text{допл}}}$ и составляет от десятых долей секунды до единиц секунд.

В L -диапазоне величина $\Delta f_{\text{допл}}$ меняется в пределах до 1 Гц и интервал корреляции $\tau_{\text{корр}}$ достигает единиц секунд. Для используемых скоростей передачи информации замирания сигнала во времени являются общими [14].

Сигнал на выходе схемы формирования ОЧРК при условии бинарной (двоичной) фазовой манипуляции (ФМн-2) каждого гармонического колебания, определяется известным выражением [1]:

$$S_{\Sigma}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ A_n \cdot \cos \left[2\pi \cdot (f_0 + n \cdot \Delta f) \cdot t + \varphi_n + \theta_n \right] \right\},$$

где $n = 0, 1, 2, \dots, (N - 1)$, φ_n – случайная начальная фаза в каждом подканале, f_0 – центральная частота сигнала в первом подканале, Δf – частотный разнос между подканалами, θ_n – угол модуляции ФМн-2, принимает значение 0° при передаче символа «1» и 180° при передаче символа «0», A_n – амплитуда каждой гармонической составляющей.

Чтобы ортогональность расположения частот в подканалах выполнялась, должно выполняться условие [1, 2, 3, 11, 13]:

$$\Delta f = f_n - f_{n-1} = \frac{1}{\tau_1},$$

где Δf – частотный разнос между подканалами, $\tau_1 = N \cdot \tau$ – длительность информационного символа в подканале ОЧРК. При этом в приёмнике на выходе n -го интегратора с синхронным разрядом обеспечивается формирование максимального значения сигнала, передаваемого на частоте $f_n = f_0 + n \cdot \Delta f$ и нулевое значение сигналов, передаваемых одновременно в остальных подканалах на частотах $f_m = f_0 + m \cdot \Delta f$ при $m \neq n$. Спектральная плотность мощности $S_i(f)$ составляющих прямоугольных импульсов сигнала ОЧРК приведена на рис. 10.

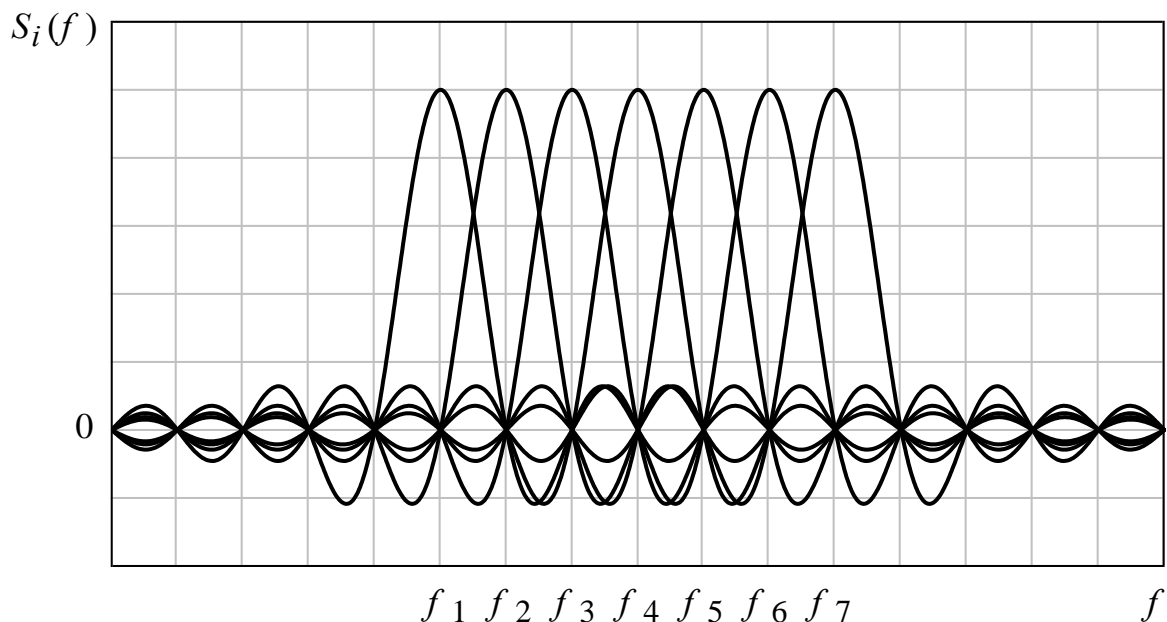


Рисунок 10 – Спектральная плотность мощности составляющих сигналов ОЧРК (для примера $N = 7$ подканалов)

Спектральная плотность мощности $S(f)$ ансамбля прямоугольных импульсов сигнала ОЧРК для случая $N = 7$ подканалов приведена на рис. 11.

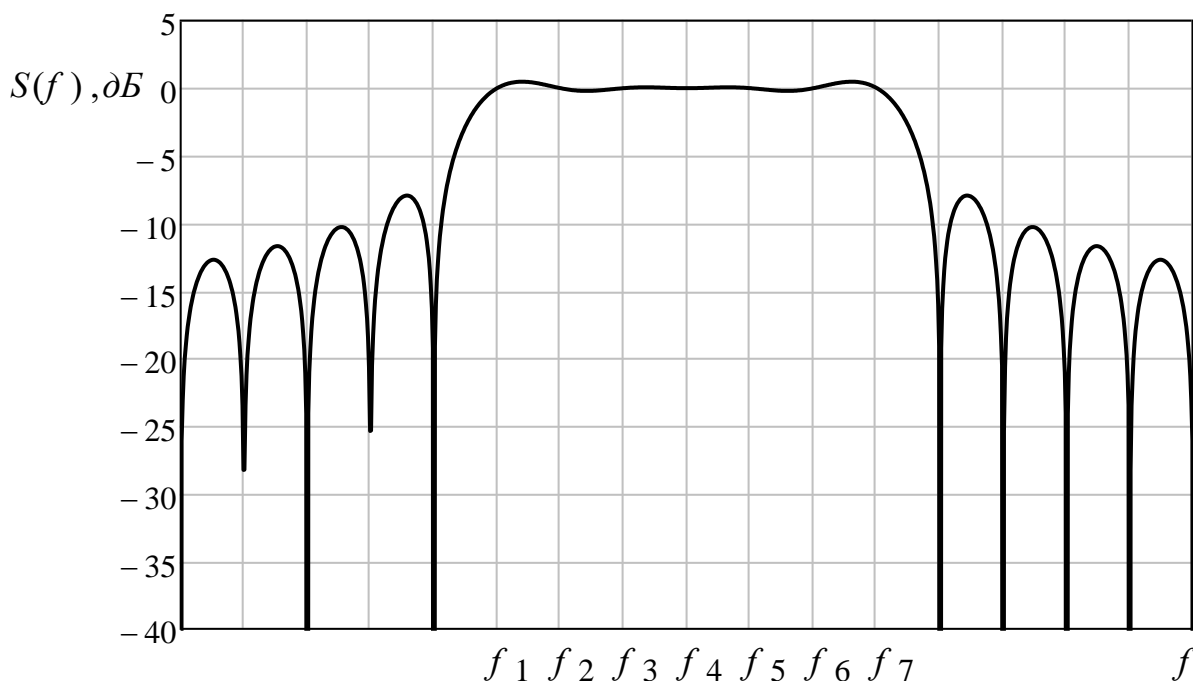


Рисунок 11 – Спектральная плотность мощности ансамбля сигналов ОЧРК (для примера $N = 7$ подканалов)

Представляет интерес анализ влияния эффекта Доплера на структуру принимаемого сигнала ОЧРК [1, 3]. Достаточно широко распространено мнение о нарушении ортогональности сигналов ОЧРК вследствие различных доплеровских смещений частот в каждом ортогональном канале, которое определяется известным выражением:

$$f_{\text{допл}}^n = \pm (f_0 + n \cdot \Delta f) \cdot \frac{V}{c},$$

где V – взаимная скорость движения объектов, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

В работе [3] показано, что ортогональность сигналов соседних каналов может быть сохранена в приёмной части, при условии изменения времени интегрирования сигнала в каждом подканале при соответствующей подстройке схем тактовой синхронизации и применения следящих схем синхронизации по несущей и по тактам.

Преимущество применения схем синхронного формирования и приёма сигналов ОЧРК позволяют использовать их при любых доплеровских сдвигах, и тем самым обеспечивать информационное взаимодействие между высоко динамичными абонентами, в том числе и БПЛА [15, 18]. Помимо этого, использование синхронных схем генерации ОЧРК позволяет отказаться от использования циклических префиксов, классически применяемых в несинхронных схемах ОЧРК для устранения эффекта Доплера, что позволяет повысить скорость передачи данных в радиоканале.

Одним из важных достоинств, представленных ОЧРК сигналами, является их высокая спектральная эффективность, определяемая как отношение скорости передачи данных к занимаемой полосе спектральной плотности мощности сигнала. При использовании классических одночастотных сигнально-кодовых конструкций, например, таких как двоичная фазовая манипуляция (ФМн-2) [17, 19], спектральная эффективность не превышает 0,5 бит/Гц, в то время как использование синхронных схем формирования и приёма ОЧРК сигналов позволяет достичь величин близких к 1 бит/Гц.

В совокупности описанные преимущества позволяют эффективно использовать ограниченность частотных ресурсов и передавать данные со скоростью, практически в 2 раза большей, чем альтернативные решения, используемые в авиационных комплексах радиосвязи.

В условиях, описанных выше ограничений скорости передачи информации в авиационных радиоканалах связи для достижения требуемых высоких скоростей

передачи информационных данных ($10 \div 100$ Мбит/с) необходимо осуществлять параллельную передачу информационных данных в независимых каналах связи.

Обеспечение помехозащищённости радиосистемы с ОЧРК

Важнейшим свойством радиосистемы передачи информации является её помехозащищённость [5, 6, 7, 16]. Помехозащищённость – свойство радиосистемы, определяющее её способность передавать сообщения с заданным качеством при возможном воздействии естественных и организованных помех. Она объединяет в себе два свойства: скрытность работы на этапе радиоразведки и помехоустойчивость в случае постановки помех. Скрытность – способность радиосистемы осуществлять передачу сообщений с требуемым качеством в течение заданного интервала времени с заданной вероятностью обнаружения факта работы радиосистемы противником. Помехоустойчивость – способность радиосистемы осуществлять передачу информации с требуемым качеством при воздействии на вход приёмника естественных и организованных помех.

Если рассматривать перспективные станции помех, формирующие сигналы помех с различными спектрально-временными характеристиками, включая узкополосные гармонические помехи, то для ослабления их воздействия при передаче командных сообщений могут быть использованы известные методы помехозащиты, основанные на применении псевдошумовых сигналов (ПШС) с базой $B \gg 1$, например, M -последовательностей или последовательностей Голда [20].

Простейшим является метод декорреляции узкополосных помех в приёмнике, обеспечивающий уменьшение мощности помехи в базу B раз в результате

перемножения сигнала помехи с опорным ПШС в демодуляторе ПШС. В результате перемножения помеха преобразуется в сигнал с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе помехи $\Delta f_{\text{п}}$.

Для обеспечения скрытности может быть использована сигнальная помехозащита, которая сводится к значительному увеличению полосы, занимаемой сигналом ОЧРК при передаче. Полоса увеличивается в результате наложения ПШС на каждую поднесущую ОЧРК. База ПШС есть произведение $B = (\Delta F_{\text{ПШС}} \cdot T_{\text{с}}) \gg 1$, где $\Delta F_{\text{ПШС}} = \frac{1}{\tau_0}$ – полоса ПШС, τ_0 – длительность одного элементарного символа ПШС, $T_{\text{с}}$ – длительность периода ПШС, равная длительности информационного символа в каждом подканале ОЧРК $T_{\text{с}} = \tau_1$, где $\tau_1 = N \tau$.

При передаче высокоскоростных сообщений скрытность может быть обеспечена в результате применения сигнальной и пространственной помехозащиты. Сигнальная помехозащита реализуется по аналогии в результате применения сигналов ОЧРК совместно с ПШС. Пространственная скрытность реализуется в результате применения направленных передающей и приёмной антенн.

Заключение

Таким образом, с учётом описанных выше достоинств ортогонального частотного уплотнения узкополосных сигналов можно сделать вывод о возможности использования данных сигнально-кодовых конструкций в авиационных радиосистемах как эффективное решение для борьбы с замираниями, вызванными многолучёвым распространением сигнала, и как следствие – с межсимвольными

помехами, а также для повышения скорости передачи информационных данных в авиационных радиоканалах с БПЛА. Для борьбы с узкополосными помехами и обеспечения скрытности в радиосистеме с ОЧРК возможно применение псевдошумовых сигналов с базой $B \gg 1$.

Список источников

1. Тепляков И.М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. – М.: Радио и связь, 2004. – 328 с.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 352 с.
3. Фомин А.И., Ялин А.К. Характеристики сигнала в радиосистеме с ортогональным частотным разделением каналов при синфазности канальных поднесущих // Электросвязь. 2017. № 12. С. 34-41.
4. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Изд-во Связь, 1972. – 336 с.
5. Тепляков И.М., Рощин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
6. Мазепа Р.Б. Радиосистемы и сети передачи информации. – М.: Изд-во МАИ, 2002. – 568 с.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом Вильямс, 2007. – 1104 с.
8. Вейцель В.А. Теория и проектирование радиосистем радиопередачи и передачи информации. – М.: Горячая линия-Телеком, 2018. – 182 с.

9. Reports of the CCIR. Annex to volume V. Propagations in non-ionized media. 1990.
URL:
<https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.283.43.en.1012.pdf>
10. Reports of the CCIR. Annex to volume IX – Part 1. Fixed service using radio relay systems. 1990. URL:
<https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.283.43.en.1022.pdf>
11. Hanzo L., Munster M., Choi B.J., Keller T. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANS and Broadcasting, New York, John Wiley, Apr. 2004, 980 p.
12. Kuznetsov V., Solodkov A., Malyshev A. A Method Of Quadrature Digital Modulation APSK – PAM // 2016 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, ICCICCT-2016, 16-17 December 2016, Kumaracoil, India, pp. 172–175. DOI: [10.1109/ICCICCT.2016.7987933](https://doi.org/10.1109/ICCICCT.2016.7987933)
13. Climini L.J. Analysis and simulation of digital Mobile channel using Orthogonal Frequency division Multiplexing // IEEE Transactions Communications, 1985, vol. 33, no. 7, pp. 665–675. DOI: [10.1109/TCOM.1985.1096357](https://doi.org/10.1109/TCOM.1985.1096357)
14. Фомин А.И., Хамад А. Анализ надёжности связи в каналах с быстрыми и медленными замираниями // Труды МАИ. 2008. № 30. URL:
<https://trudymai.ru/published.php?ID=7525>
15. Титов К.Д. Принципы построения сверхширокополосного канала связи на беспилотном летательном аппарате вертолётного типа лёгкого класса // Труды МАИ.

2022. № 122. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=164250>. DOI: [10.34759/trd-2022-122-12](https://doi.org/10.34759/trd-2022-122-12)

16. Фомин А.И., Малютин О.А. Обоснование показателя эффективности при проектировании радиосистем передачи информации на этапе научно-исследовательской работы // Труды МАИ. 2019. № 108. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=109437>. DOI: [10.34759/trd-2019-108-7](https://doi.org/10.34759/trd-2019-108-7)

17. Агеев Ф.И., Вознюк В.В. Методика расчёта вероятности битовой ошибки оптимального посимвольного когерентного приёма двоичных противоположных фазоманипулированных сигналов при наличии в канале радиосвязи узкополосной шумовой помехи // Труды МАИ. 2022. № 124. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=167070>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-15](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-15)

18. Агаев Ф.Г., Асадов Х.Г., Зульфугарлы П.Р. Исследование оптимальных режимов функционирования БПЛА в беспроводных сетях передачи информации // Труды МАИ. 2021. № 119. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=159793>. DOI: [10.34759/trd-2021-119-15](https://doi.org/10.34759/trd-2021-119-15)

19. Агеев Ф.И., Вознюк В.В., Худик М.Ю. Повышение помехоустойчивости систем передачи данных фазоманипулированными шумоподобными сигналами в условиях действия помех с различной спектральной структурой на основе целенаправленной модификации спектра сигнала // Труды МАИ. 2021. № 118. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=158242>. DOI: [10.34759/trd-2021-118-08](https://doi.org/10.34759/trd-2021-118-08)

20. Кузнецов В.С., Шевченко И.В., Волков А.С., Солодков А.В. Генерация ансамблей кодов Голда для систем прямого расширения спектра // Труды МАИ. 2017. № 96. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=85813>

References

1. Teplyakov I.M. *Osnovy postroeniya telekommunikatsionnykh sistem i setei* (Fundamentals of construction of telecommunication systems and networks), Moscow, Radio i svyaz', 2004, 328 p.
2. Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shloma A.M., Shumov A.P. *Tekhnologiya OFDM* (OFDM technology), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2017, 352 p.
3. Fomin A.I., Yalin A.K. *Elektrosvyaz'*, 2017, no. 12, pp. 34-41.
4. Dolukhanov M.P. *Rasprostranenie radiovoln* (Propagation of radio waves), Moscow, Izd-vo Svyaz', 1972, 336 p.
5. Teplyakov I.M., Roshchin B.V., Fomin A.I., Veitsel' V.A. *Radiosistemy peredachi informatsii* (Radio systems for information transmission), Moscow, Radio i svyaz', 1982, 264 p.
6. Mazepa R.B. *Radiosistemy i seti peredachi informatsii* (Radio systems and information transmission networks), Moscow, Izd-vo MAI, 2002, 568 p.
7. Sklyar B. *Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye* (Digital communication. Theoretical foundations and practical application), Moscow, Izdatel'skii dom Vil'yams, 2007, 1104 p.

8. Veitsel' V.A. *Teoriya i proektirovanie radiosistem radioupravleniya i peredachi informatsii* (Theory and design of radio systems of radio control and transmission of information), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2018, 182 p.
9. *Reports of the CCIR. Annex to volume V. Propagations in non-ionized media.* 1990. URL: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.283.43.en.1012.pdf>
10. *Reports of the CCIR. Annex to volume IX – Part 1. Fixed service using radio relay systems.* 1990. URL: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.283.43.en.1022.pdf>
11. Hanzo L., Munster M., Choi B.J., Keller T. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANS and Broadcasting*, New York, John Wiley, Apr. 2004, 980 p.
12. Kuznetsov V., Solodkov A., Malyshev A. A Method Of Quadrature Digital Modulation APSK – PAM, *2016 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, ICCICCT-2016*, 16-17 December 2016, Kumaracoil, India, pp. 172–175. DOI: [10.1109/ICCICCT.2016.7987933](https://doi.org/10.1109/ICCICCT.2016.7987933)
13. Climini L.J. Analysis and simulation of digital Mobile channel using Orthogonal Frequency division Multiplexing, *IEEE Transactions Communications*, 1985, vol. 33, no. 7, pp. 665–675. DOI: [10.1109/TCOM.1985.1096357](https://doi.org/10.1109/TCOM.1985.1096357)
14. Fomin A.I., Khamad A. *Trudy MAI*, 2008, no. 30. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=7525>
15. Titov K.D. *Trudy MAI*, 2022, no. 122. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=164250>. DOI: [10.34759/trd-2022-122-12](https://doi.org/10.34759/trd-2022-122-12)

16. Fomin A.I., Malyutina O.A. *Trudy MAI*, 2019, no. 108. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=109437>. DOI: [10.34759/trd-2019-108-7](https://doi.org/10.34759/trd-2019-108-7)
17. Ageev F.I., Voznyuk V.V. *Trudy MAI*, 2022, no. 124. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=167070>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-15](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-15)
18. Agaev F.G., Asadov Kh.G., Zul'fugarly P.R. *Trudy MAI*, 2021, no. 119. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=159793>. DOI: [10.34759/trd-2021-119-15](https://doi.org/10.34759/trd-2021-119-15)
19. Ageev F.I., Voznyuk V.V., Khudik M.Yu. *Trudy MAI*, 2021, no. 118. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=158242>. DOI: [10.34759/trd-2021-118-08](https://doi.org/10.34759/trd-2021-118-08)
20. Kuznetsov V.S., Shevchenko I.V., Volkov A.S., Solodkov A.V. *Trudy MAI*, 2017, no. 96. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=85813>

Статья поступила в редакцию 09.08.2022

Статья после доработки 11.08.2022

Одобрена после рецензирования 20.08.2022

Принята к публикации 26.12.2022

The article was submitted on 09.08.2022; approved after reviewing on 20.08.2022; accepted for publication on 26.12.2022