

# ОБ ОЦЕНКЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОДНОГО КЛАССА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

**Рачинский С.А.**

г. Белгород, ФГАОУ ВО «Белгородский государственный национальный  
исследовательский университет»  
05.13.17 – «Теоретические основы информатики»

В настоящее время в связи с активным освоением ресурсов северных областей нашей страны, включая Арктические широты, интенсивное развитие получили спутниковые системы связи, использующие в качестве ретрансляторов спутники, находящиеся на высокоэллиптической орбите. При создании современных систем спутниковой связи одним из перспективных направлений является разработка новых классов широкополосных шумоподобных сигналов (ШШС), позволяющих реализовать многоадресную передачу информации при полном использовании частотно-временных ресурсов используемых каналов. Однако, проведенный анализ существующих публикаций, в которых описываются свойства новых сигналов [1-3], отсутствует информация о влиянии доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость указанных систем с разработанными сигналами.

В связи с этим в статье анализируется влияние указанного эффекта на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем при использовании в качестве переносчика информации ШШС с линейной частотной модуляцией.

В математическом виде рассматриваемые классы сигналов имеют вид.

а) ФМ ПСП сигналы, полученные в результате модуляции по фазе высокочастотного гармонического колебания по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) [1,4]:

$$S(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^N v_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_{\text{э}} - \frac{T}{2} - \frac{\tau_{\text{э}}}{2}}{\tau_{\text{э}}} \right\} \quad (1)$$

где  $\tau_{\text{э}}$  - длительность элемента ПСП;  $N$ -количество элементов в ПСП;  $v_l$  -коэффициент, характеризующий состояние ПСП, принимает значения +1 или -1,  $\text{rect}(x) = 1$ , *при*  $|x| \leq \frac{1}{2}$ ;  $\text{rect}(x) = 0$ , *при*  $|x| > \frac{1}{2}$  - прямоугольная «срезающая» функция.

б) Сигнал с линейной частотной модуляцией [5]:

$$S(t) = S_0 \cdot \exp \left( j\mu \frac{t^2}{2} \right) \quad (2)$$

где  $S_0$  - амплитуда огибающей сигнала, в дальнейшем постоянная величина, равная 1,  $\mu$  - крутизна модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульса (скорость изменения частоты), связанная с девиацией частоты  $\Delta F$  и длительностью сигнала  $T$ , соотношением  $\mu = 2 \cdot \pi \cdot \Delta F / T$ ,

в) ЛЧМ ФМ сигналов, огибающая которых, согласно [1], представима выражением:

$$S(t) = \begin{cases} S_0 \cdot \sum_{l=1}^N v_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_{\text{э}} - \frac{T}{2} - \frac{\tau_{\text{э}}}{2}}{\tau_{\text{э}}} \right\} \cdot \exp \left( j\mu \frac{t^2}{2} \right); & \text{при } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0; & \text{при других } t \end{cases} \quad (3)$$

г) ПС ЛЧМ сигналов, огибающая которых, согласно [2], представима выражением:

$$S(t) = \begin{cases} S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} \nu_{l+1} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t-l \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left( j \cdot \left( \omega_0 \cdot \left( t-l \frac{T}{N} \right) + \frac{\mu \left( t-l \frac{T}{N} \right)^2}{2} \right) \right) + \\ + S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} (1 - \nu_{l+1}) \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t-l \frac{T}{N} - \tau_0}{T_0} \right\} \cdot \exp \left( j \cdot \left( \omega_0 \cdot \left( t-l \frac{T}{N} - \tau_0 \right) + \frac{\mu \left( t-l \frac{T}{N} - \tau_0 \right)^2}{2} \right) \right); \\ 0, \text{ при } \left[ \frac{N-1}{N} \cdot T + T_0 + (1 - \nu_N) \cdot \tau_0 \right] < t < 0 \end{cases} \quad (4)$$

где:  $\nu_{l+1}$  - коэффициент, характеризующий состояние кодируемой последовательности и принимающий значения +1 или 0;  $\omega_0$  - средняя частота ЛЧМ радиоимпульса;  $T_0$  - длительность ЛЧМ радиоимпульса;  $\tau_0$  - величина задержки между началом ЛЧМ радиоимпульса и началом элемента ПСП, соответствующего нулевым значениям коэффициентов  $\nu_{l+1}$ .

Для оценки доплеровского сдвига частоты, как известно [4,5], широко используется функция неопределённости (ФН), которая в математическом виде может быть представлена следующим образом:

$$\chi_i(\tau, F_\delta) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t) \cdot S_i^*(t - \tau) \cdot \exp(j2\pi F_\delta t) dt \quad (5)$$

где:  $\tau$  - временной сдвиг между сигналами,  $F_\delta$  - доплеровский сдвиг частоты,  $E$  - энергия сигнала,  $S_i(t)$  - огибающая принимаемого  $i$  - ого сигнала,  $S_i^*(t - \tau)$  - комплексно-сопряженная огибающая  $i$  - ого сигнала.

Результаты экспериментальных исследований оценки максимальных значений ФН рассматриваемых сигналов при различных изменениях доплеровских сдвигов частоты представлены в Таблице 1, а на рисунках 1-4 представлены зависимости вероятности ошибки от величины отношения сигнал/шум для исследуемых сигналов при доплеровских сдвигах частоты 10,30 и 50 кГц.

Таблица 1 – Максимальные значения функций неопределённости для ЛЧМ, ПС ЛЧМ, ЛЧМ ФМ, ФМ ПСП сигналов при различных значениях доплеровских сдвигов частоты

Значения доплеровского сдвига частоты (кГц)	Значение ФН для ЛЧМ сигнала	Значение ФН для ПС ЛЧМ N=31	Значение ФН для ЛЧМ ФМ N=31	Значение ФН для ЛЧМ ФМ N=127	Значение ФН для ФМ ПСП сигнала при N=31
5	0.9995	0.9889	0.9715	0.9374	0.05
10	0.999	0.9651	0.9513	0.8741	0.031
15	0.9985	0.9471	0.9466	0.811	0.061
20	0.998	0.9394	0.9354	0.748	0.0297
25	0.9975	0.9242	0.91	0.685	0.0294
30	0.997	0.9016	0.8962	0.6223	0.027
35	0.9965	0.883	0.8816	0.5596	0.013
40	0.996	0.874	0.8681	0.4971	0.024
45	0.9955	0.8592	0.8413	0.4348	0.004
50	0.995	0.8374	0.8358	0.3692	0.02

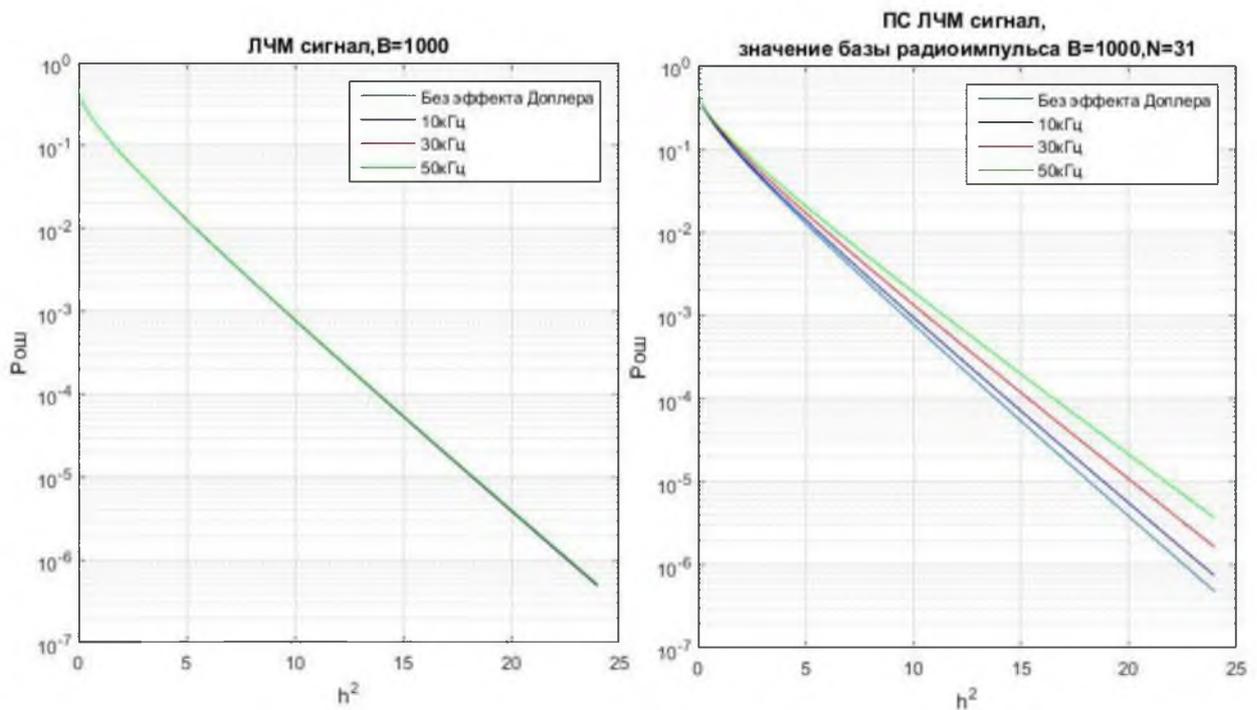


Рисунок 7 – Зависимость вероятности ошибки от величины отношения сигнал/шум для ЛЧМ и ПС ЛЧМ сигналов при доплеровских сдвигах частоты 10,30 и 50 кГц

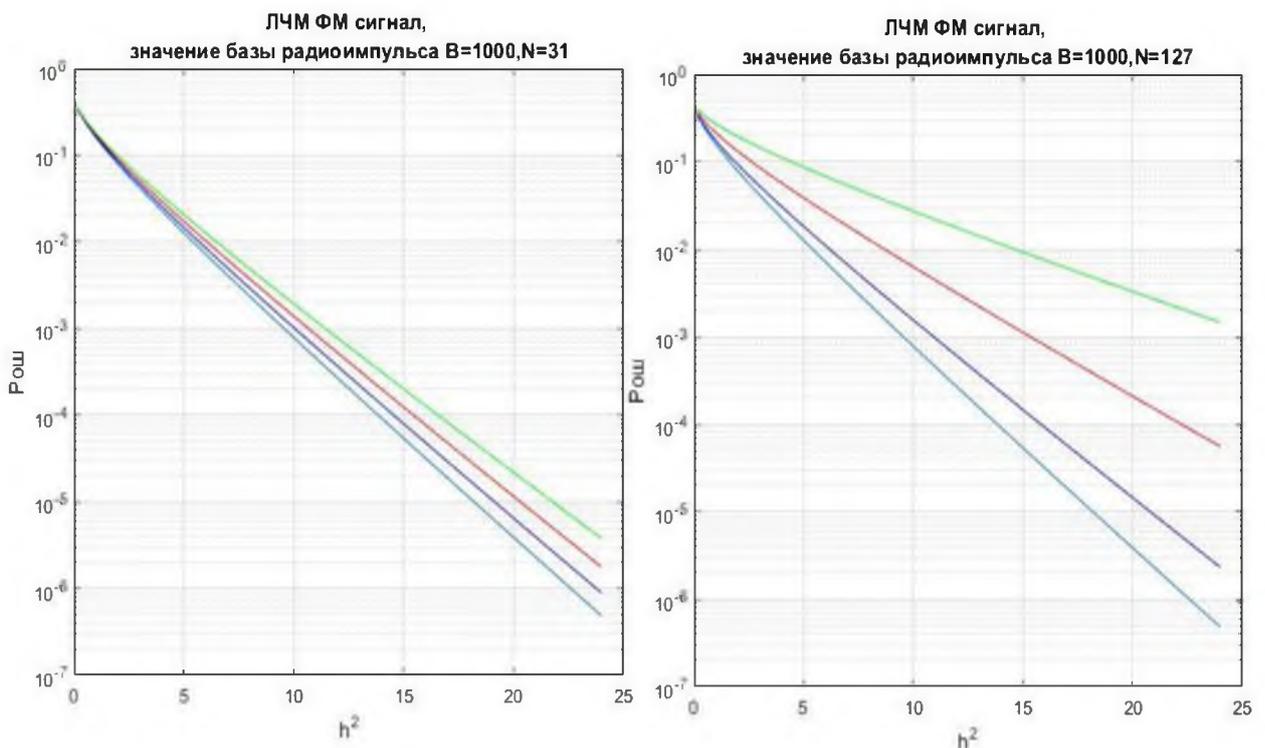


Рисунок 8 – Зависимость вероятности ошибки от величины отношения сигнал/шум для ЛЧМ ФМ сигналов при доплеровских сдвигах частоты 10,30 и 50 кГц

В результате проведенных экспериментов как видно из графиков, представленных на рисунках 1-4, было выявлено, что изменение доплеровского сдвига частоты, в реальных пределах его изменения (от 0 до 50 кГц), приводит к уменьшению помехоустойчивости спутниковых системы связи с кодовым разделением адресов. Однако, по сравнению с ФМ ПСП сигналами, значения  $P_{ош}$  для ЛЧМ ФМ и ПС ЛЧМ сигналов изменяются незначительно, что позволяет говорить о целесообразности применения этих классов канальных сигналов в СТКС в указанных системах.

## Список используемых источников

1. Варакин Л.Е. Система связи с шумоподобными сигналами [Текст]. М.: Радио и связь, 1985.– 384 с.
2. Белов, С.П. Исследование функции неопределенности псевдослучайных сигналов с линейной частотной модуляцией [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жилияков, И.А. Сидоренко // Вопросы радиоэлектроники. Серия «РЛТ». – М., 2008. – Вып. 4. – С.100-109.
3. Белов, С.П. Возможность применения одного класса сложных сигналов с ЛЧМ для передачи речевых данных в цифровых мобильных системах связи [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жилияков, А.С. Белов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». – М., 2008. – Вып. 1. – С. 161-171.
4. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов [Текст]. М.: Сов. Радио, 1977. – 400 с.
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. Кельзона М.: [Текст]. М.: Сов. Радио, 1971. - 568с

## ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Романькова Т.С.

г. Белгород, ФГАОУ ВО «Белгородский государственный национальный  
исследовательский университет»,  
09.06.01 – «Информатика и вычислительная техника»

**Аннотация.** Рассматривается задача компенсации возникающих при регистрации изображений аппаратных искажений, моделью которых служат двумерные интегральные уравнения Фредгольма первого рода.

Основной поток информации человеком воспринимается через различные органы чувств. Одним из них является зрение. В настоящее время информация регистрируется, обрабатывается и передается с помощью различных технических средств, которые принято представлять в виде цифрового изображения. [1, 2]

Зачастую при регистрации изображения возникают помехи, которые вносят искажения. Поэтому часто используемой моделью регистрации изображения служит соотношение (1, 2)

$$v_{nm} = u_{nm} + \varepsilon_{nm}, n = 1, \dots, N; m = 1, \dots, M \quad (1)$$

где  $\varepsilon_{nm}$  - неизвестная погрешность регистрации сигнальной части вида

$$u_{nm} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} r(x_n - x, y_m - y) f(x, y) dx dy \quad (2)$$

$r(x, y)$  - аппаратная функция системы регистрации (ядро интегрального уравнения), которая предполагается известной;

$f(x, y)$  - неизвестное входное воздействие системы регистрации, которое и представляет основной интерес.

Модель основана на двумерном интегральном уравнении Фредгольма первого рода. [3,4]

Задача заключается в том, чтобы восстановить по известной левой части в (1) и ядру  $r(x,y)$  уравнения (2) неизвестного воздействия  $f(x,y)$ , которое и представляет в данной ситуации интерес.

Получить неизвестного входного воздействия  $f(x,y)$  можно используя преобразование Фурье. Таким образом, уравнение (2) можно привести к следующему виду:

$$U(w_1, w_2) = R(w_1, w_2) \cdot F(w_1, w_2) \quad (2)$$

откуда

$$F(w_1, w_2) = \frac{U(w_1, w_2)}{R(w_1, w_2)} \quad (3)$$

где

$$U(w_1, w_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(x, y) \cdot \exp(-jw_1 x) \cdot \exp(-jw_2 y) dx dy \quad (4)$$