



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.10.9>

УДК: 621.396.1

МОДЕЛЬ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАБЛЮДАЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ OFDM

И.В. Житков

Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского
197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13

Статья поступила в редакцию 30 июля 2022 г.

Аннотация. Разработанная модель, представляющая собой аналитическое описание сигналов OFDM и факторов пространственного перемещения ИРИ, а также результаты численных расчетов, позволяет оценить основные параметры сигналов, изменяющиеся при движении передатчика, и значение радиальной скорости объекта относительно пункта приема, что составляет основу для решения задач различения стационарных и движущихся объектов, а также оценивания характера пространственного перемещения ИРИ.

Ключевые слова: источник радиоизлучения, OFDM, Доплеровское смещение частоты, летно-подъемное средство.

Автор для переписки: Житков Илья Владимирович, Shustri14145@mail.ru

Введение

Активное внедрение новых информационных технологий, а также относительно низкие затраты на услуги связи и радиовещания привели к резкому увеличению числа функционирующих систем и средств радиосвязи коммерческого назначения.

Радиочастотная служба является частью системы контроля и надзора в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций Российской Федерации и выполняет контроль за излучениями радиоэлектронных средств (РЭС). Одной из основных задач радиоконтроля является выявление незаконно действующих передатчиков, в том числе определение местоположения и изменения пространственного положения ИРИ в случае их несанкционированного функционирования и создания помех легитимным средствам радиосвязи [1].

Динамика пространственного положения ИРИ в процессе его применения обуславливает вариативность временных и частотных параметров наблюдаемого радиоизлучения, что может быть использовано в качестве информационного признака для оценивания характера его деятельности.

Одним из современных полосозэффективных видов сигналов, обеспечивающих эффективную передачу информации, являются сигналы с OFDM модуляцией, которые в свою очередь широко применяются в системах беспроводной связи, построенных по стандартам IEEE 802.11, 802.16, а так же при организации большинства каналов управления и сброса информации с летно-подъемных средств (квадрокоптеров) [2].

Отличительной чертой радиоизлучений мобильных передатчиков является то, что их радиоизлучения подвержены доплеровскому эффекту, который косвенно характеризует скорость движения объекта.

Таким образом, целью статьи является исследование параметров OFDM сигналов, передаваемых с движущегося передатчика, изменение которых обусловлено Доплеровским эффектом смещения частоты, и оценивание

возможности их использования для выявления радиоизлучений подвижных передатчиков.

1. Модель OFDM сигналов

Процедура формирования сигналов с OFDM-модуляцией отличается от методов формирования сигналов с традиционными видами модуляции (ФМн, КАМ, АФМ и т.д.) [3] применением обратного быстрого преобразования Фурье, позволяющего разделить поступающий цифровой поток для передачи по множеству ортогональных частотных каналов.

Аналитически в общем виде представить OFDM-сигнал можно следующим образом

$$\dot{u}(t) = e^{j2\pi f_{\text{нес}} t} \sum_{l=1}^L \sum_{k=k_0}^{k_0+K-1} \dot{a}_{k,l} u_0(t-t_l) e^{j2\pi f_k(t-t_l)}, \quad (1)$$

$$0 \leq t \leq L \times T_{\text{OFDM}}, \quad t_l = (l-1) \times T_{\text{OFDM}}, \quad T_{\text{OFDM}} = T_{\text{FFT}} + T_{\text{CP}}, \quad 1 < K < N_{\text{FFT}}.$$

где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица;

$$u_0(t) - \text{функция единичного импульса, } u_0(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1, & 0 \leq t \leq T_{\text{OFDM}}; \\ 0, & t > T_{\text{OFDM}} \end{cases}$$

T_{OFDM} – длительность слова OFDM;

T_{FFT} – длительность информационного символа OFDM;

T_{CP} – длительность циклического префикса слова OFDM;

$f_{\text{нес}}$ – несущая частота сигнала OFDM;

$$f_k - k\text{-я поднесущая частота, } f_{k+1} - f_k = \frac{1}{T_{\text{FFT}}};$$

T_{FFT} – длительность информационного символа OFDM;

L – число передаваемых слов OFDM;

K – число поднесущих частот в сигнале OFDM;

$\dot{a}_{k,l}$ – модуляционный символ, передаваемый на k -й поднесущей частоте в l -м слове OFDM;

N_{FFT} – размерность ОБПФ при формировании сигнала OFDM;

$N_{FFT} = 2^n$, n – целое положительное число.

В зависимости от используемого вида модуляции модуляционные символы \dot{a} принадлежат одному из множеств сигнальных элементов, например ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8, КАМ-16, АФМ-16 и др. [4]

Следует отметить, что используемый набор ортогональных поднесущих частот $\{f_k\}_K$ в радиочастотном диапазоне занимает непрерывную область.

Поэтому ширина спектра сигнала OFDM определяется как $\Delta f_{OFDM} = \frac{K}{T_{FFT}}$.

Последовательность модуляционных символов OFDM на частотно-временной плоскости формирует кадровую структуру. Для обеспечения устойчивой синхронизации по времени и по частоте в кадровую структуру последовательности символов OFDM включают служебные модуляционные символы (рисунок 1) [5]. Для передачи этих служебных символов, как правило, используются такие помехоустойчивые виды модуляции как ФМн-2 или ФМн-4.

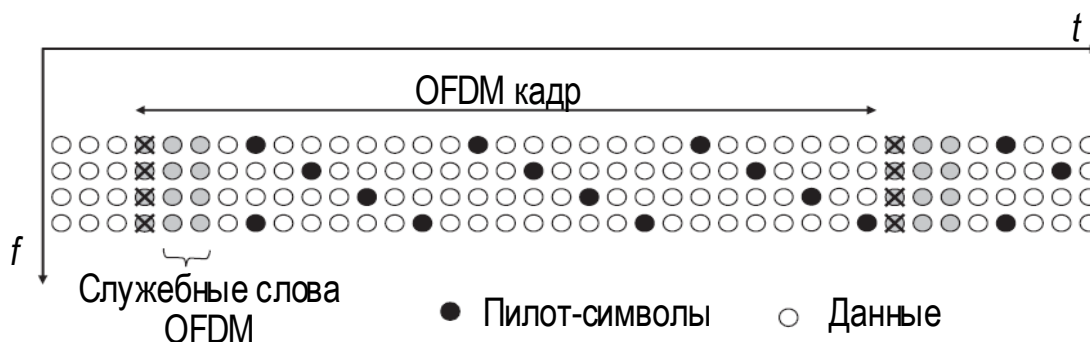


Рис. 1. Пример OFDM кадра со служебными символами

Наличие в кадровой структуре сигнала одинаковых модуляционных символов позволяет их использовать для оценивания характера флуктуаций временных и частотных параметров наблюдаемого сигнала, в том числе обусловленных наличием Допплеровского эффекта.

Прием и демодуляцию сигналов OFDM можно описать следующей последовательностью преобразований. На первом этапе принимаемый сигнал (1) подвергается гетеродинированию с переносом на нулевую частоту, а именно:

$$\dot{U}(t) = \dot{u}(t)e^{-j2\pi f_{zem}t}, 0 \leq t \leq L \times T_{OFDM} \quad (2)$$

где $\dot{U}(t)$ – комплексная огибающая сигнала OFDM;

f_{zem} – частота настройки гетеродина, $f_{zem} = f_{нес}$

Сравнив (1) и (2) нетрудно увидеть, что имеет место соотношение

$$\dot{U}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=k_0}^{k_0+K-1} \dot{a}_{k,l} u_0(t-t_l) e^{j2\pi f_k(t-t_l)} \quad (3)$$

На втором этапе реализуется аналого-цифровое преобразование комплексной огибающей с частотой дискретизации $F_{OFDM} = \frac{N_{FFT}}{T_{FFT}}$. В результате формируется последовательность комплексных отсчетов слов OFDM, включающая L сегментов по N_{OFDM} элементов, а именно:

$$\dot{U}(0 \leq t \leq L \times T_{OFDM}) \xrightarrow{F_{OFDM}} \dot{U}\left(t_i = \frac{i}{F_{OFDM}}\right), [i = 0(1)(L \times N_{OFDM} - 1)], \quad (4)$$

С учетом (3) и (4) получим выражение для комплексной огибающей в дискретные моменты времени

$$\dot{U}(t_i) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=k_0}^{k_0+K-1} \dot{a}_{k,l} u_0(t_i - t_l) e^{j2\pi F_{OFDM} \frac{k}{N_{FFT}}(t_i - t_l)}, \quad (5)$$

Для дальнейшей работы последовательность комплексных отсчетов удобно представить в виде матрицы размерностью N_{OFDM} на L

$$\dot{U}(t_i) \rightarrow \langle \dot{u}_i \rangle_{N_{OFDM} \times L} \rightarrow \mathbf{U}_{[N_{OFDM}, L]} = \begin{pmatrix} \dot{u}_{1,1} & \dot{u}_{1,2} & \dots & \dot{u}_{1,L} \\ \dot{u}_{2,1} & \dot{u}_{2,2} & \dots & \dot{u}_{2,L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{u}_{N_{OFDM},1} & \dot{u}_{N_{OFDM},2} & \dots & \dot{u}_{N_{OFDM},L} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

С учетом (5) для элементов произвольного l -го столбца матрицы $\mathbf{U}_{[N_{OFDM}, L]}$ можем записать

$$\dot{u}_{i,l} = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{a}_{k,l} e^{j2\pi \frac{ki}{N_{FFT}}}, [i = 0(1)(N_{OFDM} - 1)]. \quad (7)$$

На третьем этапе для каждого слова OFDM, представленного в виде N_{OFDM} комплексных отсчетов, реализуется N_{FFT} -точечное быстрое преобразование Фурье. С этой целью в качестве сигнальных отсчетов, то есть аргумента для БПФ,

из каждого столбца $\mathbf{U}_{[N_{OFDM}, L]}$ выбирается N_{FFT} подряд следующих элементов, начиная с i_0 -го. В зависимости от режима формирования защитного интервала во временной области: $i_0 = 1$ (циклический постфикс) или $i_0 = N_{OFDM} - N_{FFT} + 1$ (циклический префикс).

С учетом (7) результатом БПФ массива сигнальных отсчетов l -го слова OFDM является массив спектральных коэффициентов

$$\dot{b}_{k,l} = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{i=i_0}^{i_0+N_{FFT}-1} \dot{a}_{i,l} e^{-j2\pi \frac{ki}{N_{FFT}}}, \left[k = 0(1)(N_{FFT} - 1) \right]. \quad (8)$$

Как следует из выражения (8) каждому столбцу матрицы $\mathbf{U}_{[N_{OFDM}, L]}$ соответствует N_{FFT} спектральных коэффициентов. Однако, с учетом (1) только K из N_{FFT} спектральных коэффициентов являются значимыми, то есть соответствуют передаваемым модуляционным символам

$$\dot{b}_{k,l} = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq k < k_0, \\ \dot{a}_{k,l} & \text{при } k_0 \leq k \leq k_0 + K - 1, \\ 0 & \text{при } k > k_0 + K - 1. \end{cases} \quad (9)$$

При условии, что в кадровой структуре последовательности модуляционных символов OFDM, переносимых k -м поднесущим колебанием, имеет место периодическое повторение служебных символов, можно записать

$$\dot{b}_{k,l} = \dot{b}_{k,l+d}, \quad (10)$$

где d – период повторения служебных символов.

Ошибка синхронизации по времени приводит к возникновению дополнительного фазового множителя при спектральных коэффициентах на каждой частоте, а именно

$$\dot{b}_{k,l} = \dot{a}_{k,l} \dot{\lambda}_{k,l} = \dot{a}_{k,l} e^{j2\pi F_{FFT} \frac{k}{N_{FFT}} \tau_l}, \quad k_0 \leq k \leq k_0 + K - 1. \quad (11)$$

где τ_l – ошибка синхронизации по времени для l -го слова OFDM.

Допустим, что ошибка синхронизации по времени отсутствует, но имеет место рассогласование между несущей частотой и частотой гетеродина, то есть

$$\delta f = f_{\text{нес}} - f_{\text{зем}}. \quad (12)$$

В этом случае значение k -го спектрального коэффициента определяется не только k -м модуляционным символом в l -м слове OFDM, но и значениями остальных модуляционных символов с учетом величины частотного смещения [6], а именно:

$$\begin{aligned} \dot{b}_{k,l} &= \dot{a}_{k,l} \dot{\gamma}_l + \sum_{m=0, m \neq k}^{N_{\text{FFT}}-1} \dot{a}_{m,l} \frac{\sin(\pi(m-k+\varepsilon_l))}{N_{\text{FFT}} \sin\left(\frac{\pi(m-k+\varepsilon_l)}{N_{\text{FFT}}}\right)} e^{j \frac{\pi(m-k+\varepsilon_l)(N_{\text{FFT}}-1)}{N_{\text{FFT}}}}, \\ \dot{\gamma}_l &= \frac{\sin(\pi\varepsilon_l)}{N_{\text{FFT}} \sin\left(\frac{\pi\varepsilon_l}{N_{\text{FFT}}}\right)} e^{j \frac{\pi\varepsilon_l(N_{\text{FFT}}-1)}{N_{\text{FFT}}}}, \end{aligned} \quad (13)$$

где ε_l – нормированное смещение частоты при приеме l -го слова OFDM,

$$\varepsilon_l = N_{\text{FFT}} \frac{\delta f_l}{F_{\text{FFT}}}.$$

Анализ выражения (13) показывает, что основное влияние на значение $\dot{b}_{k,l}$ наряду со значением модуляционного символа $\dot{a}_{k,l}$ оказывает комплексный множитель в первом слагаемом, а составляющие под знаком суммы, в силу статистической независимости значений модуляционных символов слова OFDM, можно рассматривать как некое шумовое воздействие.

Выражения (11), (13) показывают, что значения наблюдаемых спектральных коэффициентов определяются не только значениями передаваемых модуляционных символов, но и характером рассогласования по параметрам обработки приемной аппаратуры и принимаемого сигнала.

2. Модель наблюдения ИРИ

В рамках модели наблюдения радиоизлучения с движущегося передатчика принципиально необходимо учесть два фактора, оказывающих существенное влияние на результаты наблюдения, а именно: фактор доплеровского эффекта и фактор воздействия шумов.

Фактор доплеровского эффекта.

Для обеспечения простоты и ясности рассуждений рассмотрим задачу на плоскости. Будем полагать, что пункт приема радиоизлучения от передатчика неподвижен, а его положение характеризуется координатами (X_0, Y_0) , источник радиоизлучения расположен на передатчике, положение которого характеризуется координатами $\Psi_{\langle 2 \rangle}(t) = (X(t), Y(t))$ (рисунок 2).

Уравнение траектории движения материальной точки на плоскости под воздействием переменной силы из положения покоя имеет вид [7]

$$\Psi(t) = \Psi_0 + \int_0^t \left(\int_0^{t'} \frac{1}{m} \vec{F}(t'') dt'' \right) dt' = \Psi_0 + \int_0^t \left(\int_0^{t'} \vec{\alpha}(t'') dt'' \right) dt' = \Psi_0 + \int_0^t \vec{V}(t') dt', \quad (14)$$

где Ψ_0 – начальное положение точки, $\Psi_0 = (X(t=0), Y(t=0))$;

$\vec{F}(t)$ – вектор силы;

m – масса материальной точки;

$\vec{\alpha}(t)$ – вектор ускорения;

$\vec{V}(t)$ – вектор скорости.

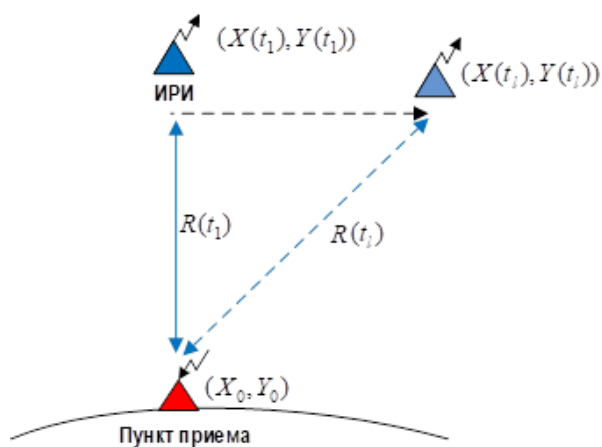


Рис. 2. Схема взаимного расположения пункта приема и ИРИ

Тогда изменение дальности от ИРИ до ПП определяется выражением

$$R(t) = \sqrt{(X(t) - X_0)^2 + (Y(t) - Y_0)^2} \quad (15)$$

Радиальная скорость передатчика относительно ПП $V_R(t)$ определяется производной вида

$$V_R(t) = \frac{dR(t)}{dt} \quad (16)$$

Учитывая гладкость функции $V_R(t)$ и то, что за интервал времени, равный длительности слова OFDM, приращение $V_R(t)$ можно полагать линейным, для дальнейшего рассмотрения удобно воспользоваться линеаризацией функции радиальной скорости в виде

$$V_R(t_l) = \frac{R(t_l) - R(t_{l-1})}{T_{OFDM}}, \quad t_l = lT_{OFDM} \quad (17)$$

Полагая, что на начальном этапе наблюдения выполняется условие временного и частотного синхронизма, рассмотрим основные соотношения, характеризующие наблюдаемые спектральные коэффициенты (8).

Наличие некоторой вариативной радиальной скорости передатчика относительно приемника обуславливает наличие доплеровского эффекта, который изменяет временной масштаб принимаемого сигнала. Эффект состоит в том, что частота каждой спектральной составляющей претерпевает изменения:

$$f_k(t_l) = f_k \cdot \left(1 + \frac{V_R(t_l)}{c} \right). \quad (18)$$

где c – скорость света;

f_k – номинал частоты k -й спектральной составляющей сигнала.

Вследствие (18) имеет место эффект, состоящий в том, что любая периодичность в сигнале также становится вариативной

$$T(t_l) = \frac{T}{\left(1 + \frac{V_R(t_l)}{c} \right)}, \quad (19)$$

где T – номинальное значение периода.

С учетом (18) и (19) имеет место два параметра, по которым происходит рассинхронизация процесса приема и демодуляции каждого слова OFDM: временной сдвиг τ_l и частотное смещение δf_l .

На рисунке 3 представлены временные и амплитудно-фазовые диаграммы приема и обработки сигнала на поднесущем колебании при условии, что в

четырёх последовательных словах передаются одинаковые модуляционные символы.

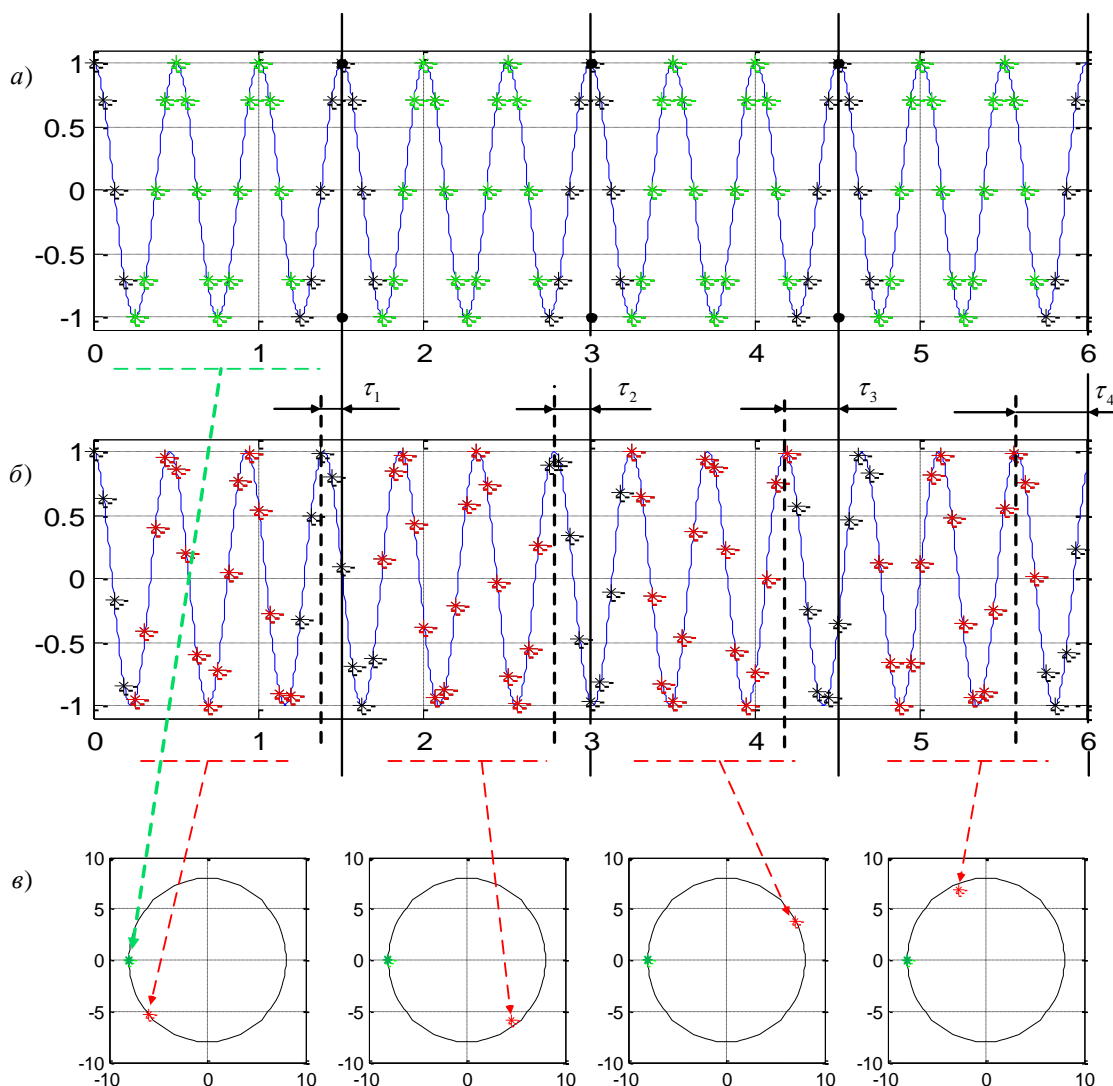


Рис. 3. Влияние эффекта Доплера на значения спектральных коэффициентов
 а) рассогласование отсутствует; б) имеет место временной сдвиг и смещение по частоте; в) значения спектральных коэффициентов на комплексной плоскости

На рисунке 3 показано, что наличие доплеровского эффекта приводит изменению временных и фазовых параметров наблюдаемого колебания.

Фактор воздействия шумов.

Прием сигнала осуществляется на фоне шумов и помех различной природы. Рассмотрим результаты преобразований смеси сигнала (1) и ограниченного в полосе частот $\left(f_{\text{нес}} - \frac{N_{\text{FFT}}}{2T_{\text{FFT}}}, f_{\text{нес}} + \frac{N_{\text{FFT}}}{2T_{\text{FFT}}} \right)$ АБГШ мощностью $\sigma_{\text{ш}}^2$.

В общем случае закон распределения фазы k -й спектральной составляющей смеси гармонического колебания и гауссовского случайного процесса имеет вид [8]

$$W_{\hat{\varphi}}(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\rho^2}{2}} \left(1 + \sqrt{2\pi} \rho \cos(\varphi - \varphi_0) \Phi\left(\rho \cos(\varphi - \varphi_0)\right) e^{\frac{\rho^2 \cos^2(\varphi - \varphi_0)}{2}} \right), \quad (20)$$

где A – амплитуда гармонического колебания; $\sigma'_{\text{ш}} = \frac{\sigma_{\text{ш}}}{\sqrt{K}}$ – СКО гауссовского случайного процесса в одном частотном канале; φ_0 – фаза гармонического колебания.

В выражении (20) величина ρ имеет смысл отношения сигнал/шум по напряжению. При достаточно больших значениях ρ закон распределения (20) стремится к нормальному закону с дисперсией $\frac{1}{\rho^2}$ и имеет вид

$$W_{\hat{\varphi}}(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\rho^2(\varphi - \varphi_0)^2}{2}}. \quad (21)$$

С учетом (11), (13) и (21) последовательность значений наблюдаемой фазы k -й спектральной составляющей можно представить в виде

$$\hat{\varphi}_{k,l} = \arg(\hat{a}_{k,l}) + \beta_k l + \hat{\varphi}_{\text{ш}}, \quad (22)$$

где β_k – коэффициент линейной составляющей фазы, обусловленный ошибками частотно-временной синхронизации;

$\hat{\varphi}_{\text{ш}}$ – случайная составляющая фазы, обусловленная наличием шумов и влиянием информационных символов в соседних частотных каналах вследствие наличия рассогласования по частоте.

3. Численные результаты

Оценим диапазон возможных значений указанных параметров применительно к передатчику для несущей частоты 10 ГГц и типовых параметров сигналов OFDM в рамках стандарта IEEE 802.16e-2005, ограничив максимальную скорость значением $V_{\max} = 100 \text{ км/ч} = 27,7(7) \text{ м/с}$. Положим для определенности $T_{FFT} = 8 \text{ мкс}$, $T_{CP} = 2 \text{ мкс}$, $F_{FFT} = 32 \text{ МГц}$.

В соответствии с (19) за интервал времени, равный длительности слова OFDM T_{OFDM} , максимальное рассогласование по времени составит величину $\tau \approx 9,26 \times 10^{-13} \text{ с}$. Длительность циклического префикса T_{CP} превышает эту величину более чем в 2 миллиона раз. Это значит, что при условии наличия начального синхронизма по времени, размер защитного интервала (префикса или постфикса) обеспечит отсутствие влияния соседних слов OFDM на результаты демодуляции на интервале времени около 20 секунд, что соответствует пройденному расстоянию более 5,5 км на максимальной скорости. Таким образом, при рассмотрении задач оперативного оценивания характера пространственного перемещения передатчика можно исключить из дальнейшего анализа этот фактор.

Оценим порядок величины ε – нормированного смещения частоты в выражении (13). Для этого, подставив в (18) численные значения, получим:

$$\max\{\delta f_k\} = \left(f_{\text{нес}} + \frac{f_{N_{FFT}}}{2} \right) \cdot \left(1 + \frac{V_R(t)}{c} \right) - f_{\text{нес}} - \frac{f_{N_{FFT}}}{2} \quad (23)$$

$$\max\{\delta f_k\} = \delta f_{N_{FFT}} \approx 927,2 \text{ Гц}. \quad (24)$$

На этом основании

$$\varepsilon_{\max} = \frac{N_{FFT} \delta f_{N_{FFT}}}{F_{FFT}} \quad (25)$$

$$\varepsilon_{\max} \approx 0,00742 \quad (26)$$

Используя (26), можем оценить значения амплитудного и фазового множителя в первом слагаемом в выражении (13), а именно:

$$|\dot{\gamma}_l| \approx 0.99991, \varphi_\varepsilon = \arg(\dot{\gamma}_l) \approx \frac{2\pi}{271}. \quad (27)$$

Как следует из (27) изменение амплитуды модуляционного символа незначительно, а величина φ_ε определяющая набег фазы, который приобретает модуляционный символ вследствие нормированного сдвига по частоте ε , составляет сотые доли радиана.

С учетом (18) оценим величину линейного набега фазы, обусловленного доплеровским сдвигом частоты, в течение интервала времени, равного длительности слова OFDM, а именно:

$$\delta\varphi_k = 2\pi \left(f_k \left(1 + \frac{V_R}{c} \right) - f_k \right) T_{OFDM}. \quad (28)$$

Подставив в (25) численные значения получим

- для минимальной частоты в спектре сигнала – $\delta\varphi_1 \approx \frac{2\pi}{108,15}$;

- для максимальной частоты в спектре сигнала – $\delta\varphi_{N_{FFT}} \approx \frac{2\pi}{107,85}$.

Учитывая то, что оценивание значения фазы осуществляется однозначно только в пределах от 0 до 2π , возникает вопрос об однозначности соответствия значения радиальной скорости передатчика величине суммарного набега фазы

$$\varphi_\Sigma = \varphi_\varepsilon + \delta\varphi_{N_{FFT}}. \quad (29)$$

Для получения множества значений радиальной скорости, приводящих к одинаковому набегу фазы φ_Σ , используя (27) и (28), получим

$$V_R = \frac{c}{2\pi f T_{OFDM}} (\varphi_\Sigma \pm 2\pi r), \quad (30)$$

где r – целое число.

Анализируя (30) нетрудно увидеть, что радиальные скорости объектов, приводящие к одинаковым набегам фазы, должны отличаться на величину равную

$$\delta V_R = \frac{\lambda}{T_{OFDM}} \quad (31)$$

где λ – длина волны на частоте f .

Для наших данных получаем $\delta V_R \approx 3038,9$ м/с, $V_{\max} < \delta V_R$. Кроме того, при такой скорости оказывается $|\dot{\gamma}_i| \ll 1$, что позволяет говорить об обеспечении однозначности оценивания радиальной скорости передатчика по результатам измерения набега фаз в частотных каналах сигнала OFDM.

Второй стороной исследования однозначности оценивания набега фазы является максимальный интервал времени, в течение которого она обеспечивается. Этот интервал, выраженный в числе слов OFDM, с учетом обеспечения однозначности оценивания знака приращения, определяется отношением

$$n_{T_{OFDM}} = \left\lfloor \frac{\pi}{\varphi_{\Sigma}} \right\rfloor, \quad (32)$$

где $\lfloor a \rfloor$ – целая часть a .

Для наших исходных данных получим $n_{T_{OFDM}} = 38$. Полученный результат определяет ограничения на период повторения одинаковых служебных модуляционных символов в структуре кадра модуляционных символов, при которых обеспечивается оценивание радиальной скорости передатчика по фазовому набегу любой k -й спектральной составляющей при заданных параметрах сигнала OFDM и максимальной скорости передатчика, что соответствует стандарту *IEEE 802.16* (режим *WirelessMAN_OFDM*).

В рамках задачи различения подвижных и неподвижных ИРИ исследуем возможность выявления составляющей линейного тренда β в выражении (22) полагая, что $\arg(\dot{a}_{k,l}) = \text{const}$ для $k = \text{const}$ при различных значениях ρ .

Оценивание величины линейного тренда осуществлялось методом линейной аппроксимации значений $\hat{\varphi}_{k,l}$, $[l = 1(1)l_{\max}]$ по критерию минимума среднеквадратической невязки. На рисунке 4 приведены экспериментально полученные графики, отражающие зависимость СКО оценивания β при различных значениях ρ от числа слов OFDM l_{\max} .

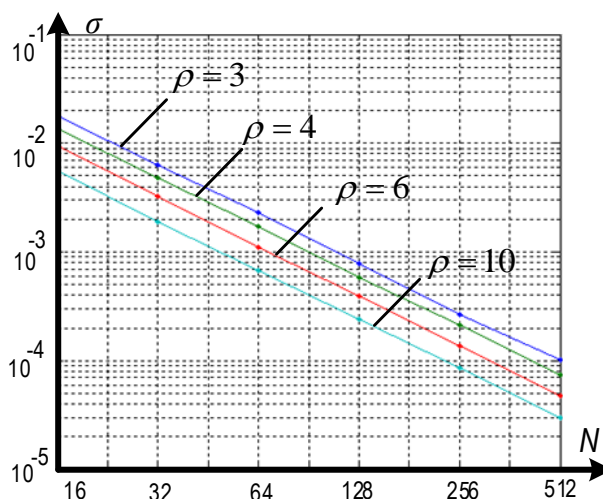


Рис. 4. Зависимости СКО оценивания линейной составляющей фазового набега от размера выборки для ОСШ по напряжению

Графики на рисунке 4 имеют важное прикладное значение. При заданном ОСШ интервал наблюдения, а значит число наблюдаемых слов OFDM, по которым осуществляется оценивание скорости набега фазы, определяет точность оценивания скорости ИРИ.

Так при ОСШ на уровне 10 дБ ($p \approx 3,16$) для заданных исходных данных объем выборки из $l_{\max} = 16$ последовательных слов OFDM, что соответствует интервалу наблюдения 160 мкс, обеспечивает СКО оценивания радиальной скорости на уровне 34 км/час, а при $l_{\max} = 64$ уже на уровне 4,3 км/час.

Полученные оценки достаточно близки к предельным значениям, определяемым в соответствии с границей Крамера-Рао.

Заключение

На основе разработанной модели влияния параметров движения ИРИ на наблюдаемые параметры сигналов OFDM исследована взаимосвязь изменения параметров OFDM сигналов обеспечивающая возможность выявления радиоизлучений подвижных передатчиков.

Результаты аналитического моделирования OFDM сигналов и численных расчетов свидетельствуют, что ключевыми наблюдаемыми параметрами сигнала при оценивании динамики пространственного перемещения передатчика

являются спектральные коэффициенты, основное влияние на которые оказывают значения модуляционных символов, а также величина частотного сдвига, обусловленного доплеровским эффектом.

В рамках модели наблюдения ИРИ исследованы два фактора, оказывающие существенное влияние на результаты оценивания значений спектральных коэффициентов, а именно: фактор доплеровского эффекта и фактор воздействия шумов.

Ценность полученных результатов состоит в определении граничных значений параметров движения передатчика и параметров структуры потока модуляционных символов, обеспечивающих однозначность оценивания радиальной скорости передатчика относительно наблюдателя, что составляет основу для решения задач оценивания характера пространственного перемещения передатчика.

Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. *Радиомониторинг – задачи, методы, средства*. Москва, Горячая линия – Телеком. 2010. 624 с.
2. Семенов К.В., Старицин С.С., Абакумов А.Н., Житков И.В. Влияние ошибки оценивания несущей частоты на качество приема сигналов с OFDM – модуляцией. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.4>
3. Житков И.В., Абакумов А.Н., Саниев Р.Р. Метод оценивания параметров OFDM сигналов в условиях радиомониторинга. *Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь»*. Воронежский государственный университет; АО «Концерн Созвездие». 2021. С.144-151.
4. Рашич А.В. *Сети беспроводного доступа WiMAX*. Санкт-Петербург, Издательство Политехнического университета. 2011. 179 с.
5. Moose P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transaction on Communications*. 1994. P.2908-2914.

6. Пехотин И.Е. *Теоретическая механика. 5-й закон движения*. Москва. 2006. 514 с.
7. Корн Г. *Справочник по математике для научных работников и инженеров*. Москва, Наука. 1977. 831 с.

Для цитирования:

Житков И.В. Модель влияния параметров движения источника радиоизлучения на наблюдаемые параметры сигналов OFDM. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.10.9>