

Научная статья

УДК 621.391

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-1-53-61>

EDN:DHIQLJ



Разнесенный прием сигналов Wi-Fi с использованием коммутируемой антенной решетки

 Иван Сергеевич Фаустов^{1, 2}✉, faustov.97@bk.ru Владимир Борисович Манелис², vbm@ircoc.vrn.ru Владимир Алексеевич Козьмин², kozminva@ircos.ru Антон Борисович Токарев^{1, 2}, tokarevab@ircoc.vrn.ru

¹Воронежский государственный технический университет,
Воронеж, 394006, Российская Федерация

²АО «ИРКОС»,
Москва, 129626, Российская Федерация

Аннотация

Актуальность. Активное использование беспроводных технологий требует развития средств контроля беспроводных сетей передачи данных, в частности сетей Wi-Fi. Службами радиоконтроля решаются задачи обнаружения, идентификации и локализации не санкционированно работающих точек доступа и абонентских устройств. Эффективным инструментом пеленгования радиосигналов являются корреляционно-интерферометрические пеленгаторы на базе двухканальной приемной аппаратуры и многоэлементной антенной системы. Развитие методов совместной идентификации и пеленгования позволяет разделять пеленги большого количества источников сигналов, ведущих работу в одном частотном диапазоне с разделением по времени. В настоящей работе акцент сделан на обнаружении целевых сигналов и выделении из них идентификационных признаков источника. От успешности реализации этих операций будут существенно зависеть и показатели качества пеленгования.

Целью работы является исследование возможностей повышения помехоустойчивости обнаружения и идентификации сигналов Wi-Fi за счет совместного использования двух каналов приема корреляционно-интерферометрического пеленгатора. В работе использованы **методы** статистического компьютерного моделирования, которые учитывают наличие замираний, возникающих из-за многолучевости канала распространения, и корреляцию радиосигналов, вызванную близким расположением приемных антенн.

Решение. Рассмотрены алгоритмы обнаружения частотно-временной синхронизации и демодуляции сигналов Wi-Fi. Предложены способы объединения каналов приема при обработке сигналов. Исследована помехоустойчивость предложенных двухканальных алгоритмов обработки сигнала при наличии квазистационарных релейских замираний и корреляции каналов приема.

Новизна. Разработаны алгоритмы двухканального обнаружения, частотно-временной синхронизации и демодуляции сигналов Wi-Fi.

Практическая значимость. Совместное использование двух каналов приема при обнаружении и идентификации сигналов Wi-Fi позволяет увеличить помехоустойчивость систем радиоконтроля на 4–7 дБ даже при наличии корреляции между каналами.

Ключевые слова: разнесенный прием, Wi-Fi, коммутируемая антенная решетка, радиомониторинг, релейский канал

Ссылка для цитирования: Фаустов И.С., Манелис В.Б., Козьмин В.А., Токарев А.Б. Разнесенный прием сигналов Wi-Fi с использованием коммутируемой антенной решетки // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 1. С. 53–61. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-1-53-61. EDN: DHIQLJ

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-1-53-61>

EDN:DHIQLJ

Antenna Diversity of Wi-Fi Signals Using a Switched Antenna Array

✉ Ivan S. Faustov^{1,2}, faustov.97@bk.ru
Vladimir B. Manelis², vbm@ircoc.vrn.ru
Vladimir A. Kozmin², kozminva@ircos.ru
Anton B. Tokarev^{1,2}, tokarevab@ircoc.vrn.ru

¹Voronezh State Technical University,
Voronezh, 394006, Russian Federation

²IRCOS JSC
Moscow, 129626, Russian Federation

Annotation

Relevance. The active use of wireless technologies requires the development of controls for wireless networks, in particular Wi-Fi networks. Radio monitoring services solve the tasks of detecting, identifying and localizing unauthorized access points and clients. An effective tool for bearing radio signals is correlation interferometric direction finders based on two-channel receiving equipment and a multi-element antenna system. The development of methods of joint identification and bearing makes it possible to separate the bearings of a large number of signal sources operating in the same frequency range with time division. In this work, the emphasis is placed on the detection of target signals and the identification of source features from them. The indicators of the quality of bearing will also significantly depend on the success of these operations.

The aim of the work is to investigate the possibilities of increasing the interference resistance of detecting and identifying Wi-Fi signals through the combined use of two channels of a correlation interferometric detector.

Methods. The paper uses statistical computer modeling methods that take into account the presence of fading due to multipath propagation channel and the correlation of radio signals caused by the proximity of receiving antennas.

Decision. Algorithms of detection, time-frequency synchronization and demodulation of Wi-Fi signals are considered. Methods of combining receiving channels in signal processing are proposed. The noise immunity of the proposed two-channel signal processing algorithms in the presence of quasi-stationary Rayleigh fades and correlation of receiving channels is investigated.

Novelty. Algorithms for two-channel detection, time-frequency synchronization and demodulation of Wi-Fi signals have been developed.

Practical significance. The combined use of two reception channels for the detection and identification of Wi-Fi signals allows you to increase the reliability of radio monitoring systems by 4–7 dB, even if there is a correlation between the channels.

Keywords: antenna diversity, Wi-Fi, switched antenna array, radio monitoring, Rayleigh channel

For citation: Faustov I.S., Manelis V.B., Kozmin V.A., Tokarev A.B. Antenna Diversity of Wi-Fi Signals Using a Switched Antenna Array. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(6):53–61. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-6-53-61. EDN:DHIQLJ

Введение

Современное поколение беспроводных систем связи (БСС) ближнего действия, в частности Wi-Fi, обеспечивает передачу различных видов информации на высоких скоростях в широкой полосе

частот. Необходимость радиоконтроля таких систем, включая обнаружение, идентификацию и локализацию, является актуальной задачей служб радиоконтроля [1–4]. Эффективным инструментом пеленгования радиосигналов является корреляционно-интерферометрический пеленгатор на

базе двухканальной приемной аппаратуры, использующей многоэлементную антенную решетку (АР) [5]. Некоммутируемый канал приема постоянно подключен к нулевому элементу АР, а другой – коммутируемый, последовательно подключается к элементам АР с номерами $\bar{1}, M - \bar{1}$, где M – количество элементов АР. Коммутируемость антенных элементов позволяет при пеленговании использовать двухканальное радиоприемное устройство вместо M -канального.

Пеленгование источников БСС часто осложняется тем, что они выходят в эфир с разделением по времени, используя общую полосу частот. Это может порождать аномальные ошибки, если в расчете пеленга источника задействованы смежные по времени пакеты, создаваемые другими источниками. Известен ряд методов многосигнальной классификации (MUSIC, ESPRIT и др.), предназначенных для пеленгования подобных сигналов. Однако эти методы, как правило, вычислительно затратные и требуют предварительной оценки количества работающих устройств. Применительно к пеленгованию источников БСС можно существенно образом снизить вероятность возникновения аномальных ошибок, если для классификации пакетов данных использовать идентификационную информацию, передаваемую в этих пакетах. Вышеизложенное привело к развитию методов совместной идентификации и пеленгования (адресного пеленгования) источников различных систем связи [3, 4].

Совмещение процессов обнаружения, идентификации и оценивания угловых координат источника радиоизлучений (ИРИ) позволяет:

- осуществлять идентификацию и пеленгование источников сигналов различной длительности, в том числе кратковременных;
- разделять пеленги большого количества ИРИ, ведущих работу в одном частотном диапазоне с разделением по времени, благодаря привязке уникальных идентификационных признаков к направлению на источник.

В настоящей работе акцент сделан на обнаружении целевых сигналов и выделении из них идентификационных признаков источника. От успешности реализации этих операций будут существенно зависеть и частота возникновения аномальных ошибок при пеленговании. В городских условиях и внутри помещений обнаружение и прием сигналов могут существенно осложняться в случае низкого отношения сигнал / шум и при наличии замираний, обусловленных многолучевостью канала распространения. Одним из методов повышения качества приема в таких условиях является разнесенный прием, который может быть реализован на базе двух каналов корреляционного интерферометра. При этом следует учитывать, что

для реализации разнесенного приема желательно, чтобы принимаемые сигналы были не коррелированы, а значит, приемные антенны расположены на существенном удалении друг от друга [6]. С другой стороны, для пеленгования элементы АР расположены достаточно близко друг к другу (обычно на расстоянии менее длины волны).

В этой связи, целью настоящей работы является исследование возможности повышения помехоустойчивости обнаружения и идентификации сигналов стандарта 802.11a/n/ac/ax на основе совместного использования двух каналов приема с учетом корреляции радиосигналов, обусловленной близким расположением приемных антенн.

Модель канала связи и пространственной корреляции

В данной работе использовалась модель канала связи, включающая N_{TX} передающих и N_{RX} приемных антенн из [6–8]. В рамках этой модели вектор \mathbf{y} принимаемых сигналов размерности $N_{RX} \times 1$ связан с вектором \mathbf{s} передаваемых сигналов размерности $N_{TX} \times 1$ соотношением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{CORR} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где \mathbf{H}_{CORR} – комплексная матрица радиоканала размерности $N_{RX} \times N_{TX}$, которая является квазистационарной (т. е., стационарной на периоде передачи пакета); \mathbf{n} – вектор размерности $N_{RX} \times 1$, представляющий собой комплексный белый гауссовский шум с нулевым средним и ковариационной матрицей:

$$E[\mathbf{n}\mathbf{n}^T] = \sigma_n^2 \mathbf{I},$$

где $(\cdot)^T$ – комплексное транспонирование матрицы; $E[\cdot]$ – математическое ожидание; \mathbf{I} – единичная матрица размерности $N_{RX} \times N_{RX}$; σ_n^2 – дисперсия шума.

Отношение сигнал / шум для одной приемной антенны составляет:

$$\rho = \frac{\sigma_s^2 N_{TX}}{\sigma_n^2},$$

где $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^T] = \sigma_s^2 N_{TX}$ – мощность сигналов, излучаемая с помощью всех передающих антенн; σ_s^2 – дисперсия сигнала, излучаемого с помощью одной передающей антенны.

Согласно [6–8], зависимость между составляющими коэффициентов передачи каналов разнесенного приема для релейских каналов характеризуется коэффициентами взаимной корреляции. Эти коэффициенты являются составляющими эрмитовой матрицы корреляционных коэффициентов:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & r_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N,1} & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $r_{i,j}$, $i, j = 1, 2, \dots, N$ – коэффициент пространственной корреляции между соответствующими антеннами; N – количество антенн.

Матрица радиоканала с учетом пространственной корреляции имеет вид [7]:

$$\mathbf{H}_{CORR} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{H}, \quad (3)$$

где \mathbf{H} – матрица радиоканала без пространственной корреляции; матрица $\mathbf{\Gamma}$ может быть найдена с помощью разложения Холецкого (метода квадратного корня) из условия:

$$\mathbf{\Gamma} \mathbf{\Gamma}^T = \mathbf{R}_{TX} \otimes \mathbf{R}_{RX}, \quad (4)$$

где \mathbf{R}_{TX} – корреляционная матрица размерности $N_{TX} \times N_{TX}$ на передающей стороне; \mathbf{R}_{RX} – корреляционная матрица размерности $N_{RX} \times N_{RX}$ на приемной стороне; \otimes – оператор Кронекера.

Реализация разнесенного приема при пеленговании

На рисунке 1 представлена общая схема совместной идентификации и пеленгования сигналов стандарта 802.11a/n/ac/ax с использованием коммутируемой M -элементной АР. Индекс некоммутируемого канала положим равным $m = 0$, а коммутируемого – $m = 1$. При этом количество одновременно доступных каналов приема $N_{RX} = 2$.

Декодирование пакетов сигнала позволяет выделять идентификационные признаки ИРИ и объединять разрозненные фрагменты выборок при пеленговании конкретного ИРИ. В качестве идентификационного признака служит МАС-адрес устройства – уникальный идентификатор, присваиваемый каждой единице сетевого устройства Wi-Fi. Направление прихода сигнала вычисляется с использованием стандартного фазоразностного метода, при этом расчет производится по отсчетам пакетов с совпадающими МАС-адресами [3, 4].

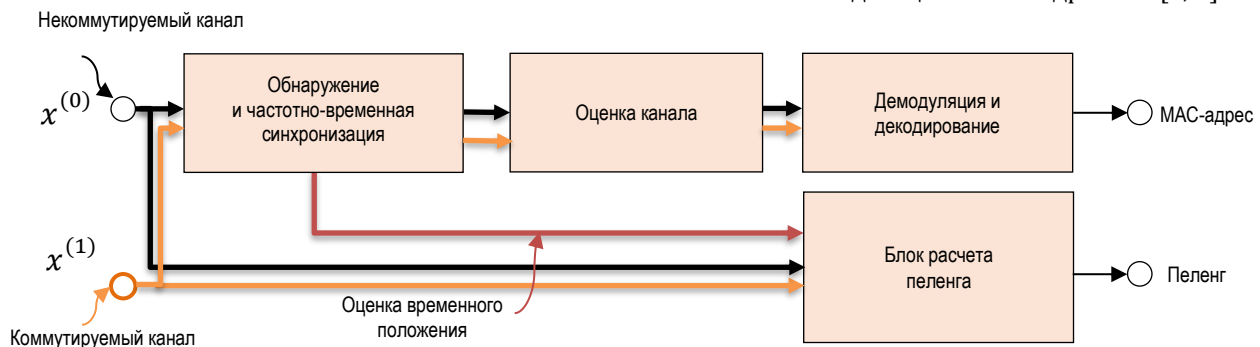


Рис. 1. Процедура адресного пеленгования сигналов 802.11a/n/ac/ax

Fig. 1. The Procedure of Address Bearing for 802.11a/n/ac/ax Signals

Обнаружение и частотно-временная синхронизация

Предложенный алгоритм обнаружения и синхронизации использует преамбулу Wi-Fi сигнала, которая состоит из двух частей (см. рисунок 2). Первая часть преамбулы L-STF (аббр. от англ. Legacy Short Training Field) представляет собой $J = 10$

коротких кодовых последовательностей длительностью τ_1 . Вторая часть преамбулы L-LTF (аббр. от англ. Legacy Long Training Field) содержит две длинные кодовые последовательности длительностью τ_2 и защитный интервал (GI, аббр. от англ. Guard Interval) длительностью $\tau_2/2$ [9–12].

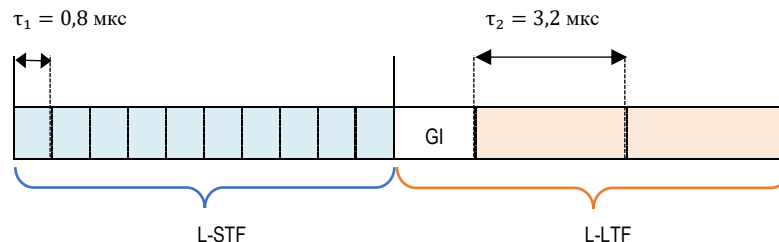


Рис. 2. Структура преамбулы сигналов 802.11a/n/ac/ax

Fig. 2. The Preamble Structure of 802.11a/n/ac/ax Signals

Обнаружение и частотно-временная синхронизация осуществляется в два этапа. На первом этапе выполняется обнаружение первой части преамбу-

лы и оценка ее временного положения. Для этого формируется решающая функция:

$$\Lambda_n = \sum_{m=0}^1 U_n^{(m)}, \quad (5)$$

где $U_n^{(m)} = \sum_{r=0}^{L_1-1} x_{n+r}^{(m)} \cdot s_r^*$ – результат корреляции входного сигнала и одного символа L-STF; $s = (s_0, s_1, \dots, s_{L_1-1})$ – комплексные отсчеты одного элементарного символа; L_1 – длина короткого символа в отсчетах; $m = 0, 1$ – номер канала; $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение.

Определяется максимум функции (5) $\Lambda_{(\max)}$ и его положение $n1 = \arg \max_n \Lambda_n$.

Решение об обнаружении первой части преамбулы выносится в случае выполнения условия:

$$\Lambda_{(\max)} > h_1 \sum_{r=0}^{J \cdot L_1 - 1} \sum_{m=0}^1 |x_{n1+r}^{(m)}|^2, \quad (6)$$

где $h_1 = 2,5$ – пороговое значение первого этапа, выбранное эмпирически. В этом случае $n1$ является приближенной оценкой начала преамбулы.

Найдем на первом этапе предварительную оценку частотной расстройки Δf_1 между несущими входного и опорного сигналов. Для этой оценки используется фазоразностный метод, в соответствии с которым:

$$\Delta f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} \times \arg \left(\sum_{m=0}^1 \sum_{j=1}^{J-1} U_{n1+j \cdot L_1}^{(m)} \cdot [U_{n1+(j-1) \cdot L_1}^{(m)}]^* \right). \quad (7)$$

На втором этапе поиск L-LTF производится на априорном интервале $[n_A; n_B]$, $n_A = n1 + (J-2) \cdot L_1$, $n_B = n1 + (J+2) \cdot L_1$ с учетом предварительной оценки частотной расстройки (7). Решающая статистика второго этапа имеет вид:

$$Y_n = \sum_{m=0}^1 \left| \sum_{i=0}^{L_2-1} a_i^* \cdot x_{n+i}^{(m)} \cdot \exp \left(-j \cdot 2\pi \Delta f_1 \cdot \frac{n+i}{f_s} \right) \right|^2, \quad (8)$$

$n \in [n_A; n_B],$

где $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{L_2-1})$ – комплексные отсчеты L-LTF; L_2 – длина L-LTF в отсчетах; f_s – частота дискретизации сигнала.

Определяется максимум функции (8) $Y_{(\max)}$ и его положение $n2 = \arg \max_n Y_n$.

Преамбула считается окончательно обнаруженной в случае выполнения условия:

$$Y_{(\max)} > h_2 \sum_{m=0}^1 \sum_{i=0}^{L_2-1} |x_{n2+i}^{(m)}|^2, \quad (9)$$

где $h_2 = 25$ – пороговое значение второго этапа, выбранное эмпирически. Величина $n2$ в этом случае является оценкой временного положения второй части преамбулы L-LTF, по которой легко находится начало символов данных.

Окончательная оценка частотной расстройки для обоих каналов приема находится, как:

$$\Delta f = \Delta f_1 + \frac{1}{2\pi\tau_2} \cdot \arg \left(\sum_{m=0}^1 R_{n2+\frac{L_2}{2.5}}^{(m)} \cdot [R_{n2+\frac{2 \cdot L_2}{2.5}}^{(m)}]^* \right), \quad (10)$$

$$R_n^{(m)} = \sum_{i=0}^{\frac{L_2}{2.5}-1} x_{i+n}^{(m)} \cdot a_{i+\frac{L_2}{2.5}}^*$$

Оценка канала и демодуляция

После установления частотно-временной синхронизации производятся процедуры приема пакета. Они показаны на рисунке 3. Для обоих каналов приема оценка частотного отклика канала выполняется независимо.

Начальная оценка канала может быть рассчитана по известным длинным символам L-LTF [13, 14]:

$$H_k^{(m)} = \frac{Y_{1,k}^{(m)} + Y_{2,k}^{(m)}}{2 \cdot B_k}, \quad (11)$$

где $H_k^{(m)}$ – канальный множитель k -й поднесущей; $Y_{1,k}^{(m)}, Y_{2,k}^{(m)}$ – быстрое преобразование Фурье (БПФ) первого и второго символов L-LTF; B_k – известные данные символов L-LTF; $m = 0, 1$.

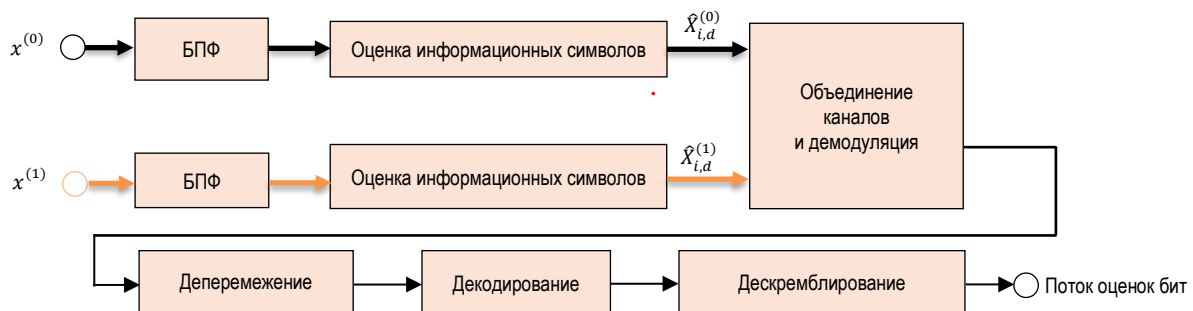


Рис. 3. Схема разнесенного приема сигналов стандарта IEEE 802.11a/n/ac/ax

Fig. 3. The Scheme of Diversity Antenna for IEEE 802.11a/n/ac/ax Signals

Частотный отклик канала в общем случае меняется со временем. Эти изменения оцениваются с помощью известных пилотных поднесущих сигнала. Будем следовать алгоритму из [15, 16]. По пилотным поднесущим оценивается разность фаз между текущим OFDM-символом пакета и второй частью преамбулы (11):

$$\varphi_i^{(m)} = \arg \left(\sum_{n \in \mathbf{v}_p} \frac{Y_{i,n}^{(m)}}{H_n^{(m)}} \cdot p_{i,n} \right), \quad (12)$$

где i – индекс текущего OFDM-символа; \mathbf{v}_p – вектор, содержащий индексы пилотных поднесущих; $p_{i,n}$ – известный элемент i -го пилот-символа n -й поднесущей.

Далее производится коррекция информационных поднесущих текущего i -го OFDM-символа:

$$\hat{Y}_{i,d}^{(m)} = Y_{i,d}^{(m)} \cdot \exp(-j\varphi_i^{(m)}), \quad (13)$$

где $d \in \mathbf{v}_d$, \mathbf{v}_d – вектор, содержащий индексы информационных поднесущих.

Окончательно двухканальная оценка символов модуляции поднесущих i -го OFDM-символа равна:

$$\hat{X}_{i,d} = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^1 \frac{\hat{Y}_{i,d}^{(m)}}{H_d^{(m)}}. \quad (14)$$

В случае кодирования LDPC выполняется депережевание оценок символов модуляции поднесущих в соответствии со стандартом [9–12].

Из массива оценок информационных символов (14) для каждой d -й информационной поднесущей i -го OFDM-символа получаем мягкие решения кодированных бит [17]:

$$\begin{aligned} \theta_{i,d}^{(k)} &= \min_{X \in \Omega_k^{(1)}} |\hat{X}_{i,d} - K_{MOD} X|^2 - \\ &- \min_{X \in \Omega_k^{(0)}} |\hat{X}_{i,d} - K_{MOD} X|^2, \quad k = \overline{1, \log_2 Q}. \end{aligned} \quad (15)$$

где X – комплексная точка созвездия модуляции; Q – число точек созвездия; $\Omega^{(1)}$ – множество точек созвездия, для которых k -й бит равен 1; $\Omega^{(0)}$ – множество точек созвездия, для которых k -й бит равен 0; K_{MOD} – известный калибровочный коэффициент [8–11].

В случае сверточного кодирования производится депережевание полученных мягких решений бит в соответствии с правилом стандарта [9–12].

Далее выполняется декодирование (Витерби или LDPC) и дескремблирование полученных оценок бит. По принятым битам данных рассчитываются 32 проверочных бита. Принимается решение о безошибочном приеме пакета при условии, что все расчетные биты совпадают с принятыми про-

верочными битами пакета. В этом случае из принятого заголовка MAC-уровня определяются идентификаторы отправителя и получателя.

Результаты моделирования

Анализ разработанных алгоритмов одно- и двухканального обнаружения, частотно-временной синхронизации и декодирования пакетов сигнала Wi-Fi был выполнен методом статистического компьютерного моделирования. Моделировались пакеты сигнала длиной 1000 байт с BPSK-модуляцией и скоростью сверточного кодирования $\frac{1}{2}$. В качестве канала связи использовалась модель релейских замираний. Пространственная корреляция задавалась в соответствии с моделью [6–8], приведенной выше. Частотный сдвиг сигнала задавался случайным равномерно распределенным в интервале $[-235,2; 235,2]$ кГц.

На рисунке 4 приведены результаты моделирования алгоритмов обнаружения и частотно-временной синхронизации для одно- и для двухканального приема при различных значениях коэффициента корреляции r между каналами.

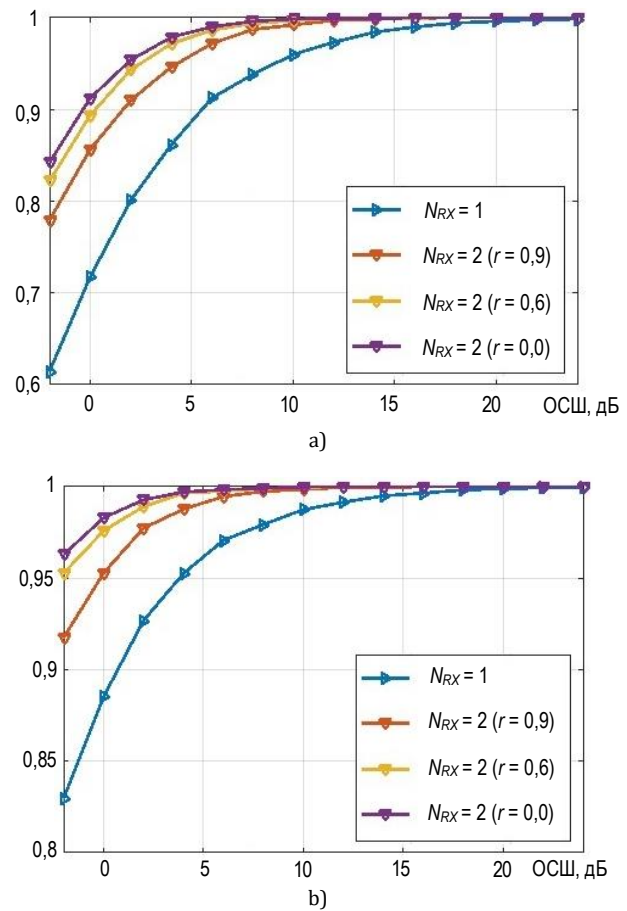


Рис. 4. Зависимость вероятности успешной временной (а) и частотной (б) синхронизации от отношения сигнал / шум

Fig. 4. The Probability of Successful Time Synchronization (a) and Frequency (b) vs SNR:

Под успешной временной синхронизацией понималось обнаружение преамбулы с погрешностью оценки ее временного положения не более половины префикса OFDM-символов. Такая ошибка является не критичной при приеме пакета. Качество выполнения частотной синхронизации характеризуется вероятностью $P(|\sigma| < \eta)$, где $\sigma = \Delta f / f_s$. Величина максимально допустимой ошибки оценки относительной частотной расстройки выбиралась $\eta = 0,0006$, что соответствует ± 12 кГц. На рисунках 4–5 значение $N_{RX} = 1$ соответствует одноканальной обработке.

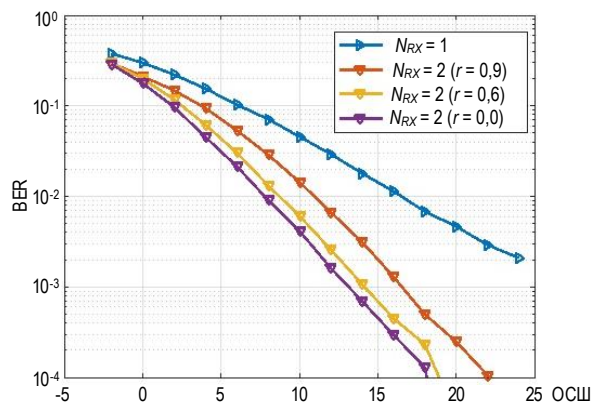


Рис. 5. Зависимость BER от отношения сигнал / шум

Fig. 5. BER vs SNR

В качестве вероятности битовой ошибки (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate) использовалось среднее значение битовой ошибки, полученное по $5 \cdot 10^3$ испытаниям. При этом в расчете не учитывались пакеты, для которых не была выполнена временная синхронизация. Полученная зависимость BER от отношения сигнал / шум представлена на рисунке 5 и иллюстрирует эффективность

использования второго канала приема при различной корреляции между каналами.

Выводы

Выполненное исследование приема сигнала Wi-Fi (802.11a/n/ac/ax) в релейском канале распространения показало, что наличие второго канала приема обеспечивает существенный выигрыш в помехоустойчивости, который увеличивается с уменьшением корреляции сигналов разных каналов.

Использование предложенного алгоритма двухканального обнаружения и синхронизации позволило увеличить помехоустойчивость приблизительно на 4–7 дБ в зависимости от корреляции. Использование второго канала при демодуляции позволяет минимизировать вероятность битовых ошибок. Важно, что при двухканальной обработке даже при близком расположении антенн каналов имеет место существенный выигрыш по сравнению с одноканальной обработкой. Это делает эффективным использование второго канала корреляционно-интерферометрического пеленгатора не только при расчете пеленга, но и при обнаружении и идентификации источников сигнала Wi-Fi.

Предложенные в работе алгоритмы могут быть адаптированы для радиоконтроля сетей новых поколений стандарта Wi-Fi – 802.11be и др. Выполненное исследование разнесенного приема с использованием коммутируемой антенной решетки может быть обобщено и на другие беспроводные технологии, такие как ZigBee, LoRa и др.

Полученные результаты могут быть рекомендованы для повышения помехоустойчивости аппаратуры радиоконтроля беспроводных сетей передачи данных.

Список источников

1. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Мякинин И.С., Радченко Д.С. Спажакин М.И. Адресное пеленгование и определение местоположения источников радиоизлучения ручным пеленгатором // Спецтехника и связь. 2016. № 4. С. 101–105.
2. Алексеев П.А., Козьмин В.А., Крыжко И.Б., Сладких В.А. Определение параметров сетей и точек доступа Wi-Fi // Спецтехника и связь. 2016. № 4. С. 29–36.
3. Фаустов И.С., Сладких В.А., Токарев А.Б., Кощеев Е.В. Обнаружение и анализ сигналов Wi-Fi при адресном пеленговании // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 7. С. 89–100. DOI:10.18127/j00338486-202307-10. EDN:HCSNXO
4. Фаустов И.С., Ашихмин А.В., Токарев А.Б. Адресное пеленгование сигналов Wi-Fi // XXIX Международная научно-техническая конференция, посвященная 70-летию кафедры радиофизики ВГУ «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, Российская Федерация, 18–20 апреля 2023 г.). Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. С. 56–64. EDN:MGRBOI
5. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A., Smolskiy S.M. Radio Monitoring. Automated Systems and Their Components. Springer, 2018. 467 p. DOI:10.1007/978-3-319-74277-9
6. Носов В.И. Методы повышения помехоустойчивости систем радиосвязи с использованием технологии MIMO и пространственно-временной обработки сигнала. Новосибирск: Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2014. 316 с. EDN:VRTAXT
7. Панкратов Д.Ю. Анализ влияния пространственно коррелированных замираний на передающей стороне и приемной стороне на пропускную способность радиоканала системы MIMO // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 72–74. EDN:SZZOVL
8. Cho Y.S., Yang W.Y., Kim J., Kang C.G. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. John Wiley & Sons, 2010. 439 p. DOI:10.1002/9780470825631. EDN:SRQIDH

9. IEEE Std 802.11a. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High speed Physical Layer in the 5 GHz band. 1999. 82 p. DOI:10.1109/IEEESTD.1999.90606
10. IEEE Std 802.11n. 2009. IEEE Standard for Information technology. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 502 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2009.5307322
11. IEEE Std 802.11ac. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. 2013. 395 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2013.7797535
12. IEEE Std 802.11ax. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. 2021. 766 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9442429
13. Awad M.M., Seddik K.G., Elezabi A. Channel Estimation and Tracking Algorithms for Vehicle to Vehicle Communications // Proceedings of the 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall, Boston, USA, 06–09 September 2015). IEEE, 2015. DOI:10.1109/VTCFall.2015.7390864
14. Mahmoud H.M., Mousa A.S., Saleem R. Channel Estimation Based in Comb-Type Pilots Arrangement for OFDM System over Time Varying Channel // Journal of Networks. 2010. Vol. 5. Iss. 7. PP. 772–776. DOI:10.4304/jnw.5.7.766-772
15. Kuang L., Ni Z., Lu J., Zheng J. A time-frequency decision-feedback loop for carrier frequency offset tracking in OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2005. Vol. 4. Iss. 2. PP. 367–373. DOI:10.1109/TWC.2004.842955
16. Jimenez V.P.G., Garcia M.J.F.-G., Serrano F.J.G., Armada A.G. Design and implementation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers // IEEE Transactions on Consumer Electronics. 2004. Vol. 50. Iss. 4. PP. 1016–1025. DOI:10.1109/TCE.2004.1362493
17. Wang Q., Xie Q., Wang Z., Chen S., Hanzo L. A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2014. Vol. 63. Iss. 1. PP. 119–130. DOI:10.1109/TVT.2013.2272640

References

1. Ashihmin A.V., Koz'min V.A., Myakinin I.S., Radchenko D.S. Spazhakin M.I. Address bearing and location determination of radio sources with a manual direction finder. *Spectekhnika i svyaz'*. 2016;(4):101–105. (in Russ.)
2. Alekseev P.A., Kozmin V.A., Kryzhko I.B., Sladkih V.A. Determining the parameters of Wi-Fi networks and access points. *Spectekhnika i svyaz'*. 2016;(4):29–36. (in Russ.)
3. Faustov I.S., Sladkikh V.A., Tokarev A.B., Koshcheev E.V. Detection and analysis of Wi-Fi signals for address direction finding. *Radiotekhnika*. 2023;87(7):89–100. (in Russ.) DOI:10.18127/j00338486-202307-10. EDN:HCSNXO
4. Faustov I.S., Ashihmin A.V., Tokarev A.B. Address direction finding of Wi-Fi signals. *Proceedings of the XXIXth International Scientific and Technical Conference on the 70th Anniversary of the Department of Radiophysics of the Voronezh State University on Radiolocation, Navigation, Communication, 18–20 April 2023, Voronezh, Russian Federation*. Voronezh: Voronezh State University Publ.; 2023. p.56–64 (in Russ.) EDN:MGRBOI
5. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A., Smolskiy S.M. *Radio Monitoring. Automated Systems and Their Components*. Springer; 2018. 467 p. DOI:10.1007/978-3-319-74277-9
6. Nosov V.I. Methods for increasing the noise immunity of radio communication systems using MIMO technology and spatio-temporal signal processing. Siberian State University of Telecommunications and Informatics Publ.; 2014. 316 p. (in Russ.) EDN:VRTAXT
7. Pankratov D.Yu. Analysis of the capacity of MIMO system radio channel in conditions of spatially correlated fading. *T-Comm*. 2014;8(10):72–74. (in Russ.) EDN:SZZOVL
8. Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons; 2010. 439 p. DOI:10.1002/9780470825631. EDN:SRQIDH
9. IEEE Std 802.11a. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High speed Physical Layer in the 5 GHz band. 1999. 82 p. DOI:10.1109/IEEESTD.1999.90606
10. IEEE Std 802.11n. 2009. IEEE Standard for Information technology. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 502 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2009.5307322
11. IEEE Std 802.11ac. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. 2013. 395 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2013.7797535
12. IEEE Std 802.11ax. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. 2021. 766 p. DOI:10.1109/IEEESTD.

2021.9442429

13. Awad M.M., Seddik K.G., Elezabi A. Channel Estimation and Tracking Algorithms for Vehicle to Vehicle Communications. *Proceedings of the 82nd Vehicular Technology Conference, VTC2015-Fall, 06–09 September 2015, Boston, USA*. IEEE; 2015. DOI:10.1109/VTCFall.2015.7390864

14. Mahmoud H.M., Mousa A.S., Saleem R. Channel Estimation Based in Comb-Type Pilots Arrangement for OFDM System over Time Varying Channel. *Journal of Networks*. 2010;5(7):772–776. DOI:10.4304/jnw.5.7.766-772

15. Kuang L., Ni Z., Lu J., Zheng J. A time-frequency decision-feedback loop for carrier frequency offset tracking in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2005;4(2):367–373. DOI:10.1109/TWC.2004.842955

16. Jimenez V.P.G., Garcia M.J.F.-G., Serrano F.J.G., Armada A.G. Design and implementation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2004;50(4):1016–1025. DOI:10.1109/TCE.2004.1362493

17. Wang Q., Xie Q., Wang Z., Chen S., Hanzo L. A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2014;63(1):119–130. DOI:10.1109/TVT.2013.2272640

Статья поступила в редакцию 16.07.2024; одобрена после рецензирования 12.12.2024; принята к публикации 09.01.2025.

The article was submitted 16.07.2024; approved after reviewing 12.12.2024; accepted for publication 09.01.2025.

Информация об авторах:

ФАУСТОВ
Иван Сергеевич

аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, научный сотрудник научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»

 <https://orcid.org/0009-0005-3054-5540>

МАНЕЛИС
Владимир Борисович

доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»

 <https://orcid.org/0009-0008-7077-3611>


КОЗЬМИН
Владимир Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, директор по научной работе АО «ИРКОС»

 <https://orcid.org/0000-0002-5268-1114>

ТОКАРЕВ
Антон Борисович

доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, старший научный сотрудник научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»

 <https://orcid.org/0000-0002-2621-4336>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.