

УДК 621.316.722

Оценка влияния электромагнитных помех радиоэлектронных средств на беспроводные устройства малого радиуса действия

В. М. Артюшенко, д.т.н., проф., e-mail: artuschenko@mail.ru

В. А. Корчагин, аспирант, e-mail: vkorchagin@mail.ru

ФГОУ ВПО «Российский государственный университет туризма и сервиса», Москва

Рассмотрены и проанализированы проблемы, связанные с влиянием электромагнитных помех радиоэлектронных средств на работу беспроводных устройств малого радиуса действия.

The authors analyze the problems associated with the influence of electromagnetic interference from radio-electronic equipment on the function of short-range wireless devices.

Ключевые слова: устройства малого радиуса действия, помехоустойчивость, вероятность ошибки.

Keywords: short-range device, noise immunity, error probability.

Постановка задачи

В последнее время в развитых странах мира ведется интенсивная работа по созданию новых высокотехнологичных радиоустройств малого радиуса действия SRD (Short Range Devices), нашедших широкое применение в различных устройствах передачи данных, в системах обнаружения, охраны и безопасности, системах сбора телеметрической информации, большом числе других устройств различного назначения [1–3].

Увеличение плотности размещения радиоэлектронных средств (РЭС) в ограниченном частотном диапазоне приводит к росту уровня взаимных помех и нарушает их нормальную работу. Очень остро проблема взаимных помех проявляется там, где целые комплексы РЭС должны размещаться на ограниченной территории. При этом их число может достигать несколько десятков, а расстояние между ними составлять от нескольких метров до нескольких сантиметров. Плотное размещение SRD может привести не только к нарушению нормального функционирования этих комплексов, но и к полному выходу их из рабочего состояния [4].

Устройства SRD могут не только подвергаться воздействию внешних электромагнитных помех, но и сами выступать в качестве источников таких помех (интерференции) для других радиотехнических систем и устройств. Интерференция может возникнуть тогда, когда устройства работают с перекрытием частоты или диаграмм направленности антенн одновременно в непосредственной близости друг от друга.

С учетом вышеизложенного произведем оценку влияния электромагнитных помех от РЭС на SRD, работающих в диапазоне частот 2,45 ГГц.

Влияние шумовых помех от РЭС

Пусть на устройства SRD со скачкообразной перестройкой частоты FHSS (Frequency Hop Spread Spectrum) и двоичной частотной манипуляцией (ЧМ) воздействуют помехи от РЭС, представляющие собой сосредоточенный по рабочей полосе SRD белый гауссовский шум (БГШ).

Влияние шумовых помех на SRD с FHSS и ЧМ. Рассмотрим наихудший случай, когда помеха от РЭС попадает в канал приемника SRD до перескока его рабочей частоты.

Согласно [5] средняя вероятность ошибки на один информационный бит может быть оценена как

$$P_6 = K_{\text{пер}} P_{61} [E_c / (G_{\text{ш}} + G_n)] + (1 - K_{\text{пер}}) P_{60} [E_c / G_{\text{ш}}]. \quad (1)$$

Здесь $K_{\text{пер}}$ – коэффициент перекрытия, характеризующий часть частотного элемента (скачка частоты), пораженную помехой, $0 \leq K_{\text{пер}} \leq 1$; P_{61} , P_{60} – средняя вероятность ошибки на один бит при наличии и отсутствии помехи соответственно; E_c – энергия сигнала на бит; $G_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности собственных шумов приемного устройства; G_n – спектральная плотность мощности помехи.

Поскольку рассматривается предельный случай, когда коэффициент перекрытия скачка частоты $K_{\text{пер}} = 1$, выражение (1) примет вид

$$P_6 = P_{61} [E_c / (G_{\text{ш}} + G_n)]. \quad (2)$$

Учитывая, что шумовая помеха представляет собой сосредоточенный по полосе БГШ, то сред-

няя вероятность ошибки на один информационный бит P_6 может быть найдена из следующих выражений [6 – 8]:

при воздействии шумовой помехи на основной канал –

$$P_{6,осн} = (2 + \beta)^{-1} \exp\{-[2G_{ш}/E_c + P_n/P_c]^{-1}\}; \quad (3)$$

при воздействии шумовой помехи на дополнительный канал –

$$P_{6,доп} = [(1 + \beta)/(2 + \beta)] \exp\{-[2G_{ш}/E_c + P_n/P_c]^{-1}\}; \quad (4)$$

при воздействии шумовой помехи на основной и дополнительный каналы –

$$P_{6(осн+доп)} = 0,5 \exp\{-[2G_{ш}/E_c + P_n/P_c]^{-1}\}, \quad (5)$$

где $\beta = E_c P_n / G_{ш} P_c$.

Средняя вероятность ошибки в приеме бита информации в условиях воздействия шумовой помехи на один из каналов демодулятора SRD будет определяться исходя из выражений (3) и (4):

$$P_6 = 0,5(P_{6,осн} + P_{6,доп}) = 0,5 \exp\{-[2G_{ш}/E_c + P_n/P_c]^{-1}\}. \quad (6)$$

Введя обозначения $\rho_{ш} = E_c/G_{ш}$ и $\rho_n = P_c/P_n$, характеризующие отношение сигнал/шум (ОСШ) и отношение сигнал/помеха (ОСП) соответственно, перепишем выражение (6) в виде

$$P_6 = 0,5 \exp\{-[2\rho_{ш}^{-1} + \rho_n^{-1}]^{-1}\}. \quad (7)$$

На рис. 1 представлены графики средней вероятности ошибки при приеме бита информации в зависимости от ОСП при различных значениях ОСШ как при раздельном, так и при одновременном воздействии шумовой помехи на основной и дополнительный каналы демодулятора SRD.

Из изображенных на рис. 1 зависимостей видно, что средняя вероятность ошибки при приеме бита информации зависит не только от ОСП, но и от ОСШ. Причем, чем больше величина ОСШ, тем больше влияет величина ОСП на среднюю величину ошибки и наоборот, чем меньше ОСШ, тем меньше величина ОСП влияет на среднюю величину ошибки.

Сравнивая представленные на рис. 1 зависимости, видно, что воздействие помех от РЭС на SRD более отрицательно сказывается на дополнительном канале, чем на основном.

Как следует из выражения (4), максимальное значение средней вероятности ошибки на бит при воздействии шумовой помехи РЭС на дополнительный канал SRD при ОСП, стремящемся к нулю, стремится к единице, т. е. $P_{6, макс доп} \rightarrow 1$ при $\rho_n \rightarrow 0$. Следовательно, с точки зрения помехозащищенности, те устройства SRD, в приемниках которых частотный разнос между информационными каналами

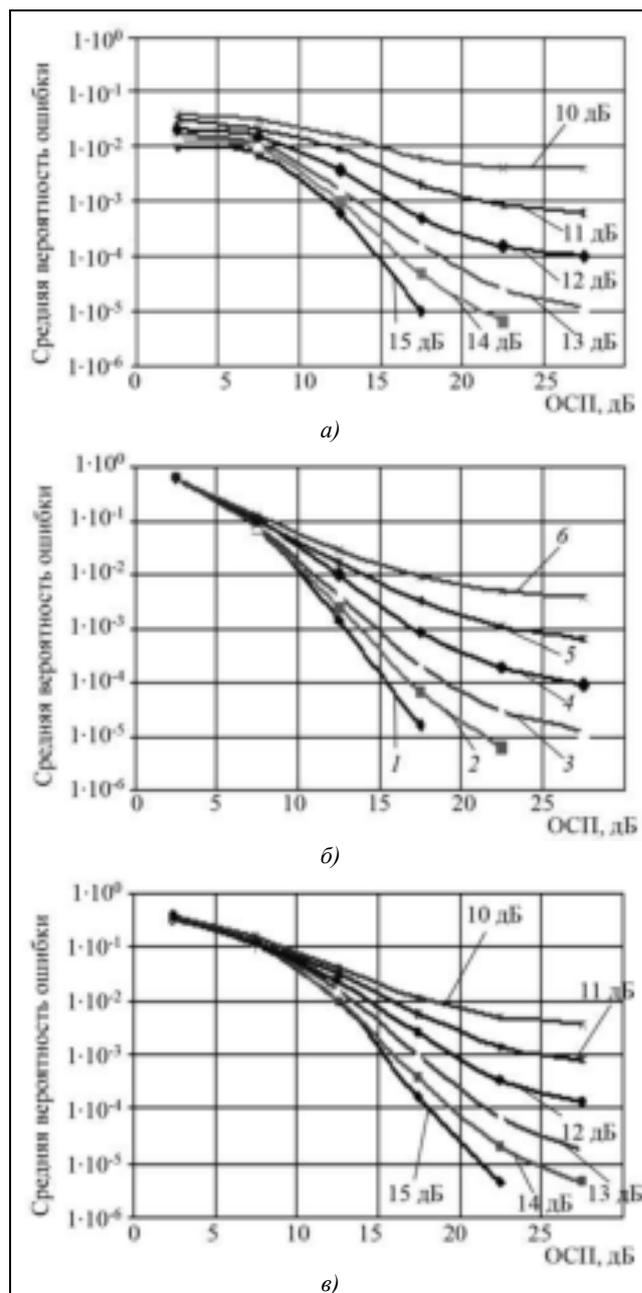


Рис. 1. Зависимость средней вероятности ошибки на бит информации от ОСП для различных значений ОСШ при воздействии шумовой помехи на основной (а), дополнительный (б), основной и дополнительный (в) каналы (ОСШ: 1 – 15 дБ; 2 – 14 дБ; 3 – 13 дБ; 4 – 12 дБ; 5 – 11 дБ; 6 – 10 дБ)

постоянно меняется, являются более помехозащищенными. Типовая структурная схема такого приемника представлена на рис. 2 [9], где СЧ – синтезатор частот; ГПСК – генератор псевдослучайного кода; ПФ – полосовой фильтр; ДО – детектор огибающей; РУ – решающее устройство.

При одновременном воздействии шумовой помехи от РЭС на основной и дополнительный

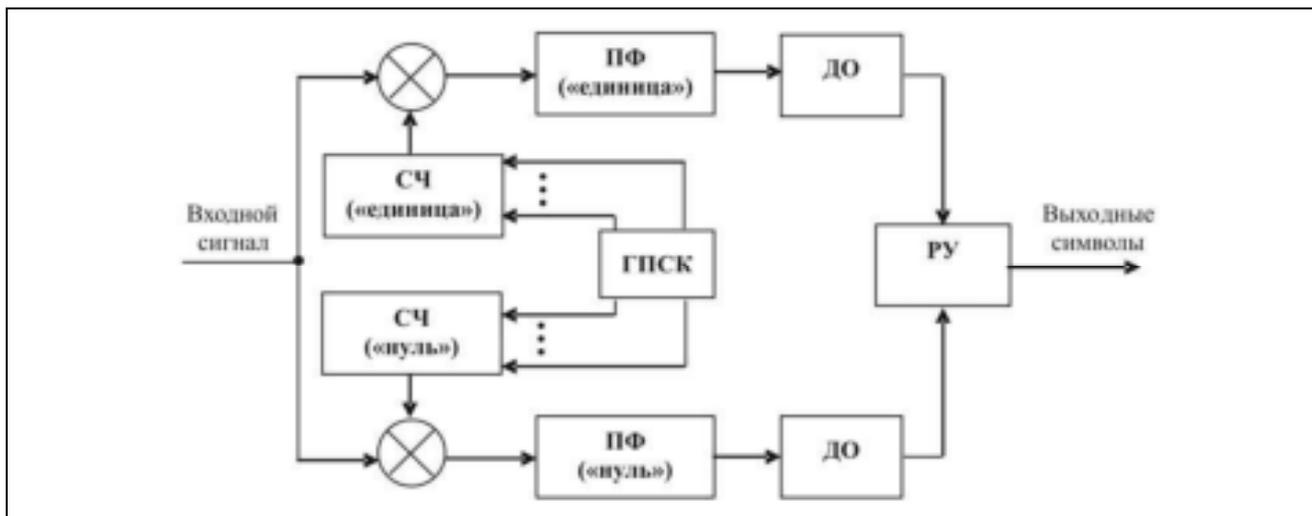


Рис. 2. Структурная схема приемника SRD со случайной двоичной ЧМ и разнесенными случайным образом основным и дополнительным каналами приема

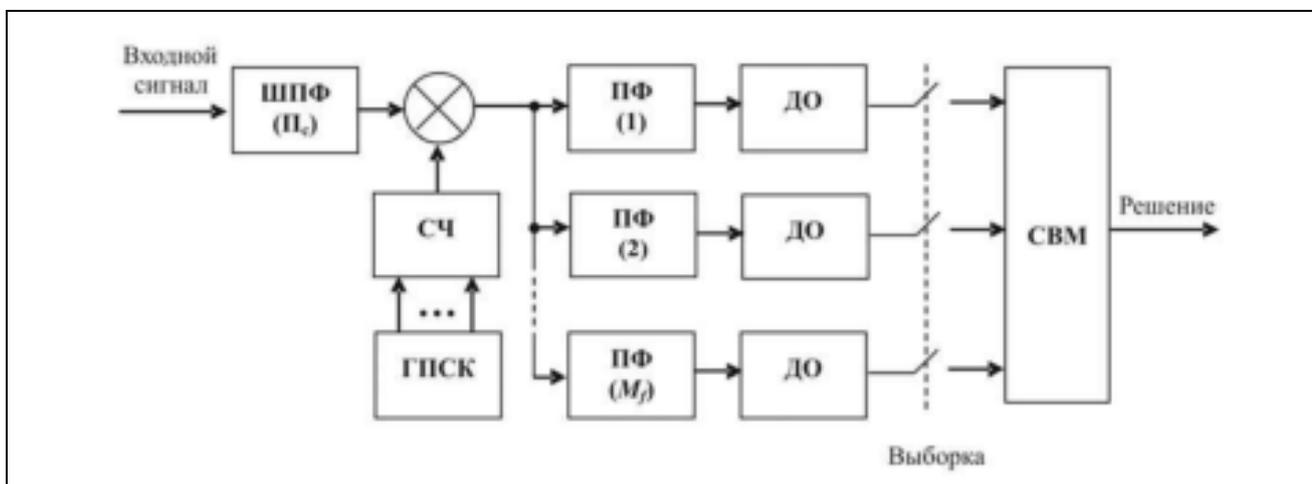


Рис. 3. Структурная схема приемника SRD с M-ичной ЧМ

канал SRD, согласно выражению (5), максимальное значение средней вероятности ошибки на бит при ОСП, стремящемся к нулю, стремится к 0,5, т. е. $P_{б \max}(\text{осн+доп}) \rightarrow 0,5$ при $\rho_n \rightarrow 0$.

Решая уравнение $dP_b/d\rho_n = 0$ применительно к (3), можно определить максимальное значение средней вероятности ошибки на бит при воздействии шумовой помехи РЭС на основной канал SRD:

$$P_{б \max \text{ осн}} \approx \begin{cases} \rho_{ш}^{-1} e^{-1}, & P_n = P_c - 2\sigma_{ш}^2 > 0, \\ 0,5 \exp\{-0,5\rho_{ш}\}, & P_n = P_c - 2\sigma_{ш}^2 \leq 0, \end{cases} \quad (8)$$

где $\sigma_{ш}^2$ – мощность (дисперсия) собственных шумов приемного устройства.

Анализируя (8), видно, что собственными шумами приемника SRD нельзя пренебрегать даже тогда, когда помеха от РЭС, воздействующая на SRD, значительно больше их по мощности.

Влияние шумовых помех на SRD с FHSS и M-ичной ЧМ. Типовая структурная схема приемника SRD с FHSS и M-ичной ЧМ представлена на рис. 3 [9], где ШПФ – широкополосный фильтр; СВМ – схема выбора максимума.

Если передача данных осуществляется с использованием M-ичной ЧМ, когда частотные каналы всего сегмента частот являются смежными, но каждый сегмент может иметь случайно выбранное положение внутри общей полосы частот P_c , то средняя вероятность ошибки в приеме бита информации может быть найдена из зависимости [10]

$$P_б = M[2(M-1)]^{-1}(1 - P_k), \quad (9)$$

где M – размер алфавита сигнала; P_k – условная вероятность того, что напряжение на выходе канала, в котором присутствует сигнал, превышает выходное напряжение остальных (M – 1) каналов демодулятора.

В общем случае условная вероятность P_k может быть определена как

$$P_k = \int_0^{\infty} f_c(z_c) \left[\int_0^{z_c} f_0(z_n) dz_n \right]^{M-1} dz_c, \quad (10)$$

где $f_c(z_c)$, $f_0(z_n)$ – функции плотности вероятности статистики z_c на выходе канала с сигналом и статистики z_n на выходе остальных $(M - 1)$ каналов, содержащих только собственные шумы приемника.

Согласно [9] функция $f_c(z_c)$ при воздействии шумовой помехи выражается в виде

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_n^2 + \sigma_{ш}^2} \times \exp \left[-\frac{z_c^2 + P_c}{2(\sigma_n^2 + \sigma_{ш}^2)} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P_c}}{\sigma_n^2 + \sigma_{ш}^2} z_c \right). \quad (11)$$

Если в каналах присутствуют только собственные шумы, то функция $f_0(z_n)$ может быть найдена из выражения

$$f_0(z_n) = [z_n / \sigma_{ш}^2] \exp \{ -z_n / 2\sigma_{ш}^2 \}. \quad (12)$$

Сделав соответствующие преобразования, получим выражение для определения средней вероятности ошибки в приеме бита информации $P_{б}$ при воздействии шумовой помехи от РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ [7, 8]:

$$P_{б, осн} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \times \frac{1}{1 + (m/m+1)\beta} \exp \left\{ -k\rho_n^{-1} + \frac{m+1}{m} \rho_{ш}^{-1} \right\}^{-1}, \quad (13)$$

где $M = 2^k$, $k = 1, 2, 3, \dots$; $\beta = \rho_{ш} / \rho_n$.

Зависимости средней вероятности ошибки в приеме бита информации при воздействии шумовой помехи от РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ от ОСШ для различных значений M и ОСШ представлены на рис. 4.

Из этих зависимостей видно, что с увеличением ОСП средняя вероятность ошибки в приеме бита информации при воздействии шумовой помехи от РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ стремится к величине, равной 10^{-5} .

Решая уравнение $dP_{б, осн} / d\rho_n = 0$ применительно к (13), можно определить максимальное значение средней вероятности ошибки на бит при воздействии шумовой помехи РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ.

Максимальное значение средней вероятности ошибки $P_{б \max осн}$ достигается при ОСП

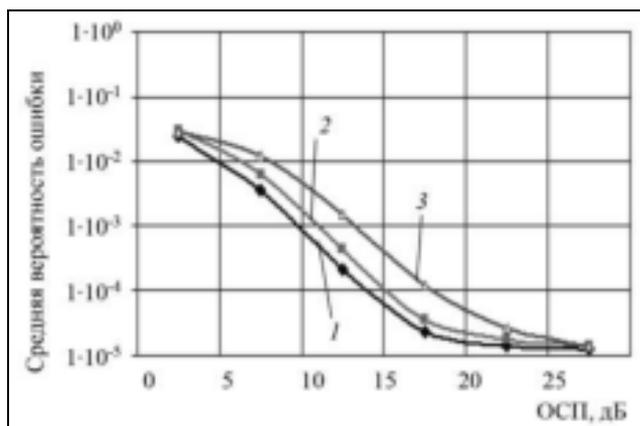


Рис. 4. Зависимость средней вероятности ошибки на бит информации от ОСП для различных значений M и ОСШ при воздействии шумовой помехи на основной канал (1 – $M=8$, ОСШ=9 дБ; 2 – $M=4$, ОСШ=11 дБ; 3 – $M=2$, ОСШ=13 дБ)

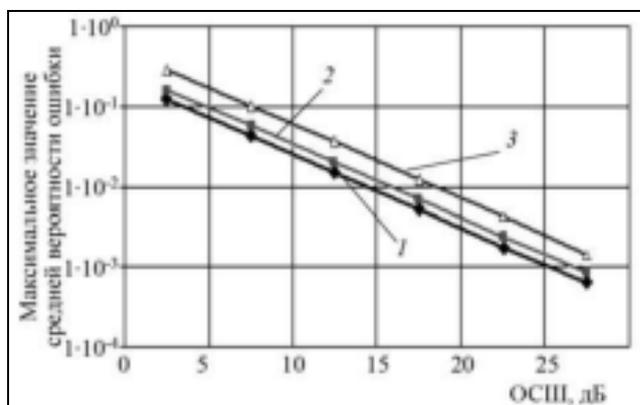


Рис. 5. Зависимость максимальной средней вероятности ошибки на бит информации от ОСШ для различных значений M и ОСП при воздействии шумовой помехи (1 – $M=8$, ОСП=0,25 дБ; 2 – $M=4$, ОСП=0,5 дБ; 3 – $M=2$, ОСП=1 дБ)

$$\rho_n = (m/m+1)\rho_{ш} / [(m/m+1)\rho_{ш}k - 1]. \quad (14)$$

Поскольку $(m/m+1)\rho_{ш}k \gg 1$, приближенно можно считать, что выражение (14) имеет вид $\rho_n \approx k^{-1}$. Подставив $\rho_n = k^{-1}$ в (13), получим

$$P_{б \max осн} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{e^{-1}}{mk\rho_{ш}}. \quad (15)$$

На рис. 5 представлены зависимости $P_{б \max осн}$ от ОСШ для различных значений величин ОСП и M .

Из данных зависимостей видно, что для уменьшения влияния шумовой помехи от РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ необходимо, чтобы значение ОСШ приемника SRD было наибольшим.

Увеличение размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи и энергии сигнала на бит приводит к увеличению помехоустойчивости SRD с FHSS и M -ичной ЧМ при воздействии на него шумовой помехи.

Сопоставив (15) с первым выражением в (8), можно прийти к выводу, что SRD с FHSS и M -ичной ЧМ, по сравнению с двоичной ЧМ, более устойчивы к воздействию на них шумовых помех от РЭС. Так, при $M = 4$ воздействие шумовых помех на SRD с FHSS и M -ичной ЧМ уменьшается почти на 2 дБ, а при $M = 8$ почти на 3 дБ.

Следует отметить, что при $M = 2; 4$ и 8 величина k будет иметь соответствующие значения 1; 2 и 3.

Влияние гармонических помех от РЭС

Влияние гармонических помех на SRD с FHSS и ЧМ. Если на основной канал SRD с FHSS воздействуют гармонические помехи с частотой ω_n , равной частоте сигнала ω_c и равномерной распределенной фазой, то средняя вероятность ошибки в приеме бита информации для случая, когда $K_{пер} = 1$, может быть найдена из выражения [9]

$$P_{б.осн} = \frac{1}{4\pi} \times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{-0,5\rho_{ш}(1 + \rho_c^{-1} + 2\sqrt{\rho_c^{-1}} \cos\theta)\} d\theta, \quad (16)$$

где θ – разность фаз между помехой и сигналом, $\theta \in [-\pi, \pi]$.

Применив к выражению (16) интегральное представление модифицированной функции Бесселя первого рода нулевого порядка

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos(u + v)] du, \quad (17)$$

и усреднив его по фазе, получим:

$$P_{б.осн} = \frac{1}{2} \exp\{-0,5\rho_{ш}(1 + \rho_c^{-1})\} I_0(\rho_{ш} \sqrt{\rho_c^{-1}}). \quad (18)$$

Зависимость средней вероятности ошибки в приеме бита информации в случае воздействия гармонической помехи на основной канал SRD с FHSS от ОСП при ОСШ, равном 13 дБ, представлена на рис. 6.

Из этого графика видно, что характер изменения средней вероятности ошибки в приеме бита информации практически такой же, как и при воздействии шумовой помехи на основной канал SRD с FHSS. С увеличением ОСП значение величины средней вероятности ошибки уменьшается.

Воспользовавшись асимптотическим приближением функции Бесселя

$$I_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi x}} \exp(x), \quad x \gg 1, \quad (19)$$

перепишем выражение (18) в виде

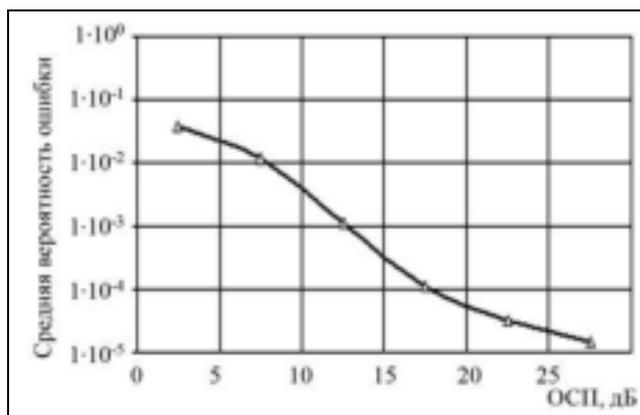


Рис. 6. Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП в приеме бита информации по основному каналу при ОСШ 13 дБ

$$P_{б.осн} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_{ш}^2}{2\pi\sqrt{P_c P_n}} \right)^{0,5} \exp \left[-\frac{(P_c^{0,5} - P_n^{0,5})^2}{2\sigma_{ш}^2} \right], \quad (P_c P_n)^{0,5} \geq \sigma_{ш}^2. \quad (20)$$

Решая уравнение $dP_{б.осн}/d\rho_n = 0$ применительно к (20), видно, что наиболее неблагоприятным для SRD с FHSS является случай, когда мощность воздействующей от РЭС гармонической помехи равна мощности полезного сигнала, т. е. $P_n = P_c$. В этом случае максимальная средняя вероятность в приеме бита информации будет определяться выражением

$$P_{б.макс осн} \approx 0,5(1/2\pi\rho_{ш})^{0,5}, \quad P_n \approx P_c \gg \sigma_{ш}^2. \quad (21)$$

Если воздействию гармонической помехи от РЭС подвергся только дополнительный канал демодулятора SRD с FHSS, то в этом случае средняя вероятность ошибки в приеме бита информации может быть найдена из формулы [11]

$$P_{б.доп} = Q[(\rho_{ш}/\rho_n)^{0,5}, (\rho_{ш})^{0,5}] - 0,5 \exp[-0,5\rho_{ш}(1 + \rho_n^{-1})] I_0[\rho_{ш}(\rho_n^{-1})^{0,5}]. \quad (22)$$

Графики зависимости средней вероятности в приеме бита информации от величины ОСП для различных значений ОСШ изображены на рис. 7.

Из представленных зависимостей видно, что при относительно небольших значениях ОСП, не превышающих 15 дБ, гармоническая помеха, воздействующая на дополнительный канал демодулятора SRD с FHSS, оказывает больше негативного влияния на величину средней вероятности ошибки, чем при ее воздействии на основной канал демодулятора. При $\rho_n \rightarrow 0$ максимальное значение средней вероятности ошибки в приеме бита информации по дополнительному каналу стремится к единице.

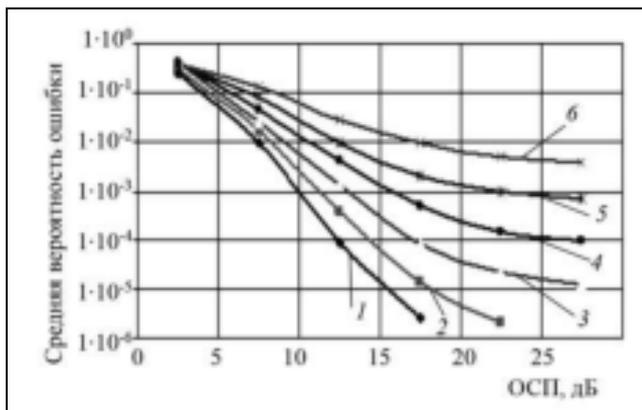


Рис. 7. Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП в приеме бита информации по дополнительному каналу при различных значениях ОСШ: 1 – 15 дБ; 2 – 14 дБ; 3 – 13 дБ; 4 – 12 дБ; 5 – 11 дБ; 6 – 10 дБ

Согласно выражениям (16) и (22) средняя вероятность ошибки в приеме бита информации при условии попадания гармонической помехи от РЭС в один из каналов демодулятора SRD с FHSS выражается в виде

$$P_{\text{б}} = 0,5(P_{\text{б.осн}} + P_{\text{б.доп}}) = 0,5Q[(\rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{0,5}, (\rho_{\text{ш}})^{0,5}].$$

Если на оба канала демодулятора SRD с FHSS воздействуют две гармонические помехи с равной мощностью, то средняя вероятность ошибки в приеме бита информации будет определяться как [9]

$$P_{\text{б(осн+доп)}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ Q[(\rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{0,5}, (\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{п}}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{\text{п}}^{-1}} \cos \theta))^{0,5}] - 0,5 \exp[-\rho_{\text{ш}}(0,5 + \rho_{\text{п}}^{-1} + \sqrt{\rho_{\text{п}}^{-1}} \cos \theta)] \times I_0 \left[\rho_{\text{ш}} \left(\rho_{\text{п}}^{-1} (1 + \rho_{\text{п}}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{\text{п}}^{-1}} \cos \theta) \right)^{0,5} \right] \right\} d\theta. \quad (23)$$

Зависимость средней вероятности ошибки на бит от ОСП при воздействии на основной канал SRD с FHSS двух гармонических помех с равной мощностью при ОСШ, равном 13 дБ, представлена на рис. 8.

Сравнивая изображенные на рис. 6 и 8 зависимости, видно, что при воздействии двух гармонических помех равной мощности на оба канала демодулятора SRD с FHSS средняя вероятность ошибки в приеме бита информации значительно больше, чем при воздействии гармонической помехи на основной канал. Величины средней вероятности ошибки начинают выравниваться лишь при относительно больших значениях ОСП.

При оценке воздействия гармонической помехи на SRD с FHSS необходимо учитывать не только ее

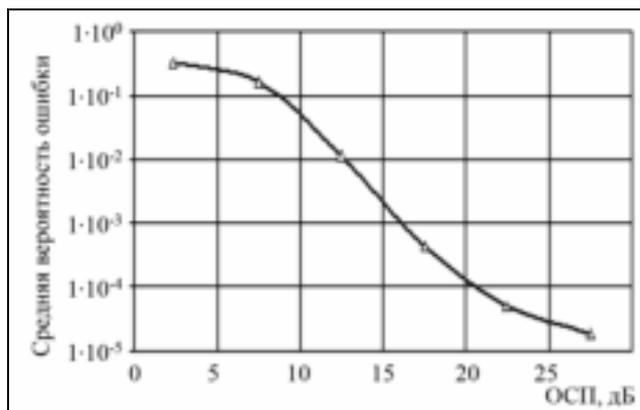


Рис. 8. Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП в приеме бита информации при воздействии двух гармонических помех равной мощности на основной и дополнительный каналы для ОСШ=13 дБ

мощность, но и разность фаз между помехой и сигналом, которая может меняться от $-\pi$ до π .

Если фазовый сдвиг между сигналом и гармонической помехой равен θ , то мощность результирующего сигнала определяется формулой [12]

$$P_{\Sigma} = P_{\text{с}}(1 + (2/\rho_{\text{п}})^{0,5} \cos \theta + \rho_{\text{п}}^{-1}).$$

В наихудшем случае, когда мощность помехи от РЭС, воздействующая на SRD с FHSS и двоичной ЧМ, соизмерима с мощностью полезного сигнала $\rho_{\text{п}} \approx 1$, а их частоты равны $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{с}}$, мощность результирующего сигнала, в зависимости от разности фаз θ , может меняться в пределах $0 \leq P_{\Sigma} \leq 4$. На рис. 9 представлены зависимости подынтегральных выражений (16) и (23) от ОСП для различных значений разности фаз (соответственно $P_{\text{б}\theta\text{осн}}$ и $P_{\text{б}\theta\text{осн+доп}}$).

Из представленных зависимостей видно, что, как и следовало ожидать, максимальное значение средней вероятности ошибки при приеме бита информации достигается тогда, когда сигнал и помеха находятся в противофазе, т. е. при $\theta = \pm\pi$, а минимальное – когда разность их фаз равна нулю, т.е. при $\theta = 0$. В том случае, когда ОСП имеет величину близкую к единице, разность между максимальным и минимальным значениями средней вероятности ошибки в приеме бита информации может достигать нескольких порядков.

С увеличением ОСП эта разница начинает уменьшаться и в пределе стремится к нулю, при этом средняя вероятность ошибки на бит информации может быть описана выражением

$$P_{\text{б}} = 0,5 \exp(-0,5\rho_{\text{ш}}).$$

Влияние гармонических помех на SRD с FHSS и M-ичной ЧМ. В том случае, когда в SRD с FHSS используется M-ичная ЧМ, при воздействии гар-

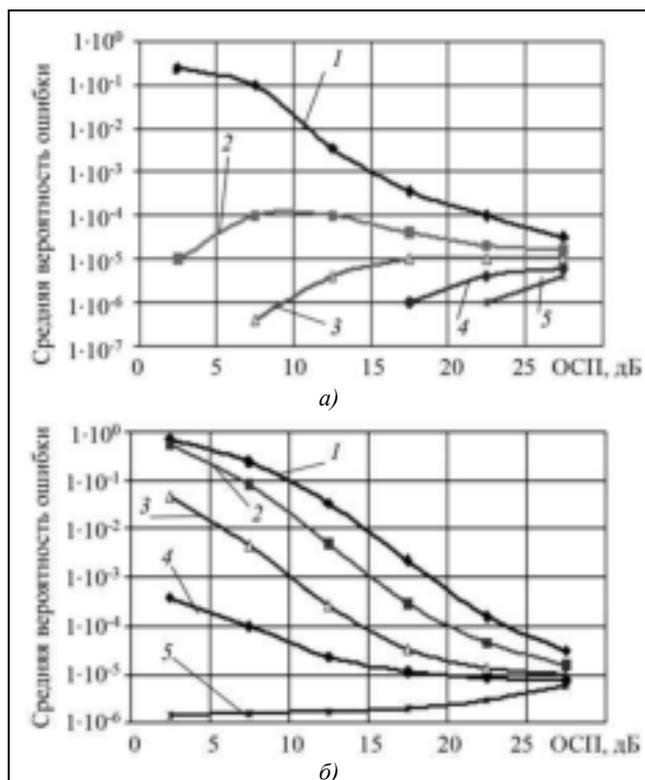


Рис. 9. Зависимость P_{θ} от ОСП при различных значениях величины фазового сдвига между сигналом и гармонической помехой при воздействии гармонической помехи на основной канал (а), двух гармонических помех равной мощности на основной и дополнительный канал (б) (θ : 1 $-\pi$, 2 $-\pm 2/3\pi$, 3 $-\pm 1/2\pi$, 4 $-\pm 1/3\pi$, 5 -0°)

монической помехи на основной канал средняя вероятность ошибки в приеме бита информации может быть найдена с помощью выражения (9). Тогда функция плотности вероятности статистики z_c на выходе основного канала при $\sigma_n^2 = 0$ будет описываться выражением [9]

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_{ш}^2} \times \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_{ш}^2}(z_c^2 + P_c + P_n + 2(P_c P_n)^{0.5} \cos\theta)\right] \times I_0\left[\frac{1}{\sigma_{ш}^2}(P_c + P_n + 2(P_c P_n)^{0.5} \cos\theta)z_c\right]. \quad (24)$$

Поскольку в остальных $(M - 1)$ каналах присутствуют только собственные шумы, распределение статистики z_n на выходе этих каналов будет описываться функцией (24).

Воспользовавшись результатами [8], получаем, что при воздействии на основной канал передачи SRD с FHSS и M -ичной ЧМ средняя вероятность ошибки в приеме бита информации будет определяться как

$$P_{\theta, \text{осн}} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \times \exp\left\{-k\rho_{ш}(1+\rho_n^{-1})\frac{m}{m+1}\right\}^{-1} \times I_0\left(\frac{2m}{m+1}k\rho_{ш}(\rho_n^{-1})^{0.5}\right). \quad (25)$$

Графики зависимости средней вероятности ошибки в приеме бита информации при воздействии гармонической помехи по основному каналу от ОСП при различных значениях M и ОСШ представлены на рис. 10. Из этих графиков видно, что, как и в случае воздействия шумовой помехи, с уменьшением ОСП средняя вероятность ошибки в приеме бита информации увеличивается. Своего максимального значения она достигает, когда $\rho_n = 1$, т. е. когда $P_c = P_n \gg \sigma_n^2$.

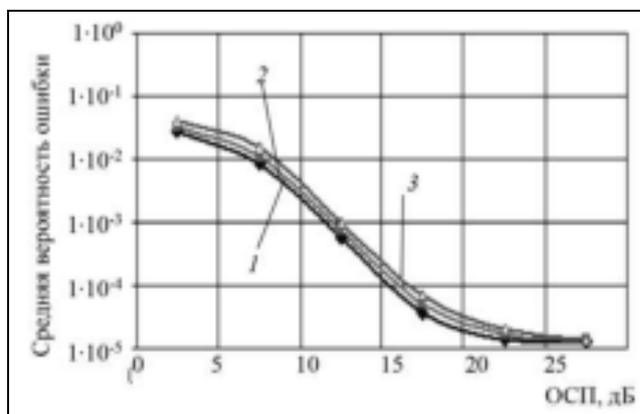


Рис. 10. Зависимость средней вероятности ошибки на бит информации от ОСП для различных значений M и ОСШ при воздействии гармонической помехи на основной канал: 1 $- M=8$, ОСШ=9 дБ; 2 $- M=4$, ОСШ=11 дБ; 3 $- M=2$, ОСШ=13 дБ

Если представить функцию Бесселя $I_0(x)$ в виде (19), то выражение для определения максимального значения средней вероятности ошибки в приеме бита информации запишется в следующем виде:

$$P_{\theta \text{ max осн}} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \times \frac{1}{2} \sqrt{\frac{m+1}{\pi m k \rho_{ш}}}, \quad P_c = P_n. \quad (26)$$

Зависимости $P_{\theta \text{ max осн}}$ от ОСШ для наихудшего случая, когда мощность гармонической помехи равна мощности полезного сигнала, т. е. $\rho_n = 1$, для различных значений M представлены на рис. 11.

Из этих зависимостей видно, что, как и при воздействии шумовой помехи, при воздействии гармонической помехи на канал SRD с FHSS и

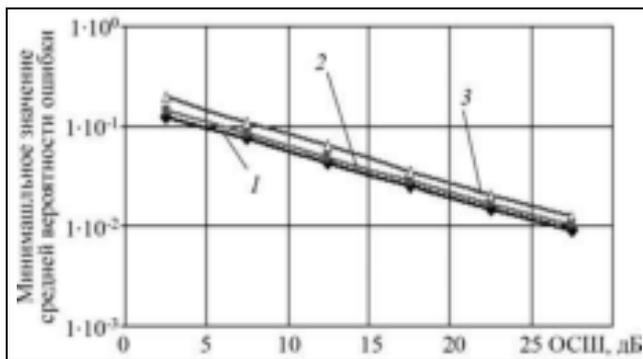


Рис. 11. Зависимость максимальной средней вероятности ошибки на бит информации от ОСШ для различных значений M при воздействии гармонической помехи на основной канал в случае $\rho_{11} = 1$ (1 – $M=8$; 2 – $M=4$; 3 – $M=2$)

M -ичной ЧМ, по которому ведется передача, помехоустойчивость SRD возрастает с увеличением размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи символов и энергии сигнала на информационный бит. Так, по сравнению с двоичной ЧМ ($M = 2$), при $M = 4$ помехоустойчивость увеличивается примерно на 2 дБ, а при $M = 8$ – почти на 3 дБ.

Однако необходимо отметить, что при воздействии гармонической помехи на любой из M -ичных каналов SRD с FHSS, в которых не ведется передача, так же, как и при воздействии шумовой помехи на любой дополнительный канал, помехоустойчивость SRD с FHSS резко падает. Это связано с тем, что при M -ичной ЧМ на одной несущей частоте одновременно передается $\log_2 M$ бит, поэтому при воздействии помехи на любой дополнительный канал SRD с FHSS могут возникнуть ошибки сразу в $\log_2 M$ битах [12].

Сравнение зависимостей, представленных на рис. 5 и рис. 11, показывает, что воздействие гармонической помехи на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ более отрицательно сказывается на помехоустойчивости SRD, чем воздействие на тот же канал помехи, имеющей шумовой характер. Негативное воздействие как гармонической, так и шумовой помехи значительно уменьшается с увеличением величин ОСП и ОСШ. В этом случае значение величины максимальной средней вероятности ошибки на бит информации уменьшается.

Таким образом, произведена оценка влияния шумовых помех на SRD с FHSS и ЧМ. Рассмотрен наихудший случай, когда помеха от РЭС попадает в канал приемника SRD до перескока его рабочей частоты. Показано, что более помехозащищенными являются те устройства SRD, в приемниках которых частотный разнос между информационными каналами постоянно меняется.

Также проанализировано влияние шумовых помех на SRD с FHSS и M -ичной ЧМ. Показано, что с увеличением ОСП средняя вероятность ошибки в приеме бита информации при воздействии шумовой помехи от РЭС на основной канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ стремится к величине 10^{-5} . Увеличение размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи и энергии сигнала на бит приводит к увеличению помехоустойчивости SRD с FHSS и M -ичной ЧМ при воздействии на него шумовой помехи. Причем SRD с FHSS и M -ичной ЧМ, по сравнению с двоичной ЧМ, более устойчивы к воздействию на них шумовых помех.

При оценке воздействия гармонической помехи на SRD с FHSS необходимо учитывать не только ее мощность, но и разность фаз между ней и сигналом. Если ОСП близко к единице, то разность между максимальным и минимальным значениями средней вероятности ошибки может достигать нескольких порядков.

Показано, что при воздействии гармонической помехи на канал SRD с FHSS и M -ичной ЧМ, по которому ведется передача, помехоустойчивость SRD возрастает с увеличением размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи символов и энергии сигнала на информационный бит.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишневский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л. и др. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера. 2005.
2. Баскаков С., Оганов В. Беспроводные сенсорные сети на базе платформы Meshlogic TM // Электронные компоненты. 2006. №8. С. 65 – 69.
3. Майская В. Беспроводные сенсорные сети // Электроника: НТБ. 2005. № 2. С. 18 – 22.
4. Корчагин В. А. Электромагнитная совместимость беспроводных устройств малого радиуса действия // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2010. Т.6. № 1. С. 12 – 18.
5. Борисов В. И., Зинчук В. М., Мухини Н. П. и др. Оценка воздействия ответных помех на системы радиосвязи с медленной ППЧ // Теория и техника радиосвязи. 1994. Вып. 1. С. 3 – 19.
6. Torrieri, D. J., Principles of Secure Communication Systems. Dedham, MA.: Artech House, Inc., 1985.
7. Борисов В. И., Зинчук В. М., Николаев В. И. и др. Системы радиосвязи с расширением спектра сигналов (аналитический обзор) // Теория и техника радиосвязи. 1998. Вып. 1. С. 18 – 48.
8. Blanchard, J. E., A Slow Frequency-Hopping Technique That is Robust to Repeat Jamming // IEEE Milcom'82, Conf. Boston, 1982. V. 1.
9. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Под ред. В. И. Борисова. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: РадиоСофт. 2008.
10. Витерби А. Принципы когерентной связи: Пер. с англ. / Под ред. Б. П. Левина. М.: Сов. радио. 1970.
11. Torrieri, D. J., Principles of Military Communication Systems. Dedham, MA.: Artech House, Inc. 1981.
12. Диксон Р. К. Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлева. М.: Связь. 1979.

Поступила: 02.03.2010 г.