

УДК 621.396.2:004.94

В. В. НАУМЕНКО, Г. А. ПРОСКУРА, А. В. ТОЦКИЙ

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

СИСТЕМА ИМПУЛЬСНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ-ТРИПЛЕТ

Предложено использование сверхширокополосных сигналов-триплет в биспектральной импульсной системе цифровой радиосвязи. Изучена эффективность предложенной системы радиосвязи для многолучевых каналов распространения радиоволн в рамках моделей замираний Райса и Релея. Проведено компьютерное моделирование сверхширокополосных систем связи с использованием моноциклов Гаусса и сигналов-триплет. Показано, что предлагаемый подход на основе биспектральной обработки сигналов обеспечивает улучшение помехоустойчивости в условиях распространения в многолучевом радиоканале связи и при воздействии аддитивного гауссова шума по сравнению с известными сверхширокополосными импульсными системами связи.

Ключевые слова: сверхширокополосная система связи, моноцикл Гаусса, сигнал-триплет, биспектр, биамплитуда.

Введение

В последнее время большое внимание уделяется проблеме распространения радиоволн внутри зданий и помещений. Это связано с созданием локальных информационных сетей, а также с необходимостью обеспечения надежной радиосвязью сотрудников предприятий и учреждений с целью оперативного управления и обеспечения безопасности. Наличие внутри здания стен, перегородок, мебели, радиоэлектронной аппаратуры, людей и других объектов создает сложную среду распространения радиоволн. Условия распространения радиоволн внутри помещений существенно отличаются от условий распространения радиоволн в свободном пространстве. Основными эффектами, наблюдаемыми при распространении радиоволн внутри помещений, являются многолучевость, обусловленная многократными отражениями радиоволн от стен и других объектов, дифракция на многочисленных острых краях предметов, расположенных внутри комнаты, и рассеяние радиоволн. Эти эффекты создают сложную интерференционную структуру электромагнитного поля, сильно изменяющуюся при перемещении людей и других объектов [1].

1. Сверхширокополосные системы связи

Термин «сверхширокополосность» (СШП) применительно к современным системам радиосвязи означает использование несинусоидального радиосигнала без несущей с применением сверхширокополосного импульса. К СШП относятся системы,

у которых ширина спектральной полосы по уровню -10 дБ составляет, по крайней мере, 25% от значения центральной частоты. Показателем широкополосности может служить величина, равная

$$\mu = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \geq 0,25, \quad (1)$$

где f_H – верхняя граница спектральной полосы по уровню -10 дБ;

f_L – нижняя частотная граница.

К достоинствам СШП технологии относятся: высокая помехозащищенность, низкий уровень шумоподобного сигнала, сложность перехвата и постановки помех, а также относительная простота технической реализации. Наиболее существенным преимуществом данной технологии является слабо выраженная интерференция прямо распространяющегося сигнала с его отражениями от различных объектов. Известно, что переотражения – проблема для многих технологий связи, использующих узкополосные сигналы. Кроме того, благодаря широкополосности затухание короткоимпульсного сигнала в различных средах достаточно мало так как короткие импульсы сравнительно легко проходят сквозь различные препятствия. Именно из-за них затруднена связь внутри помещений и в условиях сложного рельефа [2].

Целью данной работы является изучение эффективности использования сверхширокополосных сигналов-триплет, которые отличаются наличием частотно-фазовых связей, в биспектральной импульсной системе цифровой радиосвязи.

2. Использование в сверхширокополосной системе связи сверхкоротких импульсов в виде моноцикла Гаусса

Рассмотрим известную сверхширокополосную систему связи [3] с использованием сверхкоротких импульсов в виде моноциклов Гаусса первого и второго порядков (рис. 1) – то есть первой и второй производной от функции Гаусса:

$$s(t) = A_0 \frac{\sqrt{2e}}{\Delta t} \exp\left(-\frac{t^2}{\Delta t^2}\right), \quad (2)$$

где Δt – длительность импульса;

A_0 – амплитуда импульса.

Дифференцирование разных порядков позволяет получить из моноимпульса Гаусса, являющегося однополярным сигналом, семейство двуполярных сигналов, не несущих энергию на нулевой частоте. Их достоинство состоит в простоте генерации и обработки на приёмной стороне, а также лёгкости формирования шаблонов-реплик в корреляционном приёмнике.

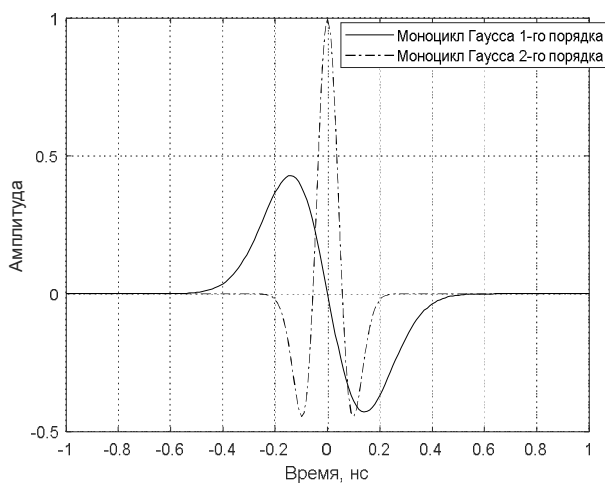


Рис. 1. Моноциклы Гаусса первого и второго порядков

С изменением порядка дифференцирования функции Гаусса наблюдается смещение максимум спектра (рис. 2). Подбирая порядок дифференцирования, можно получить импульс с положением максимума энергии на нужной частоте.

Ширина спектра мощности ΔF обратно пропорциональна длительности импульса Δt . Изменяя длительность импульса, можно управлять шириной его спектра и центральной частотой (рис. 3, 4).

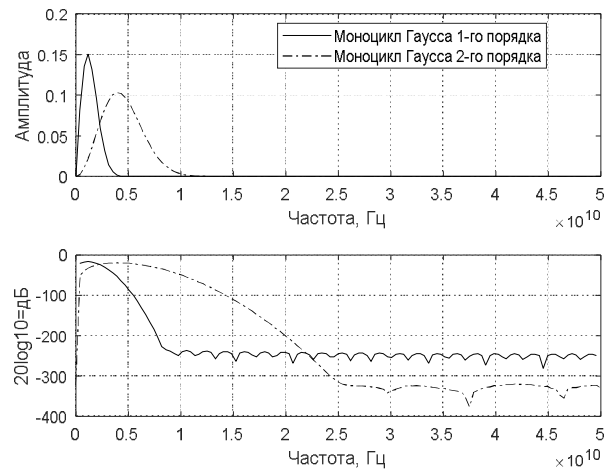


Рис. 2. Спектры моноциклов Гаусса первого и второго порядков

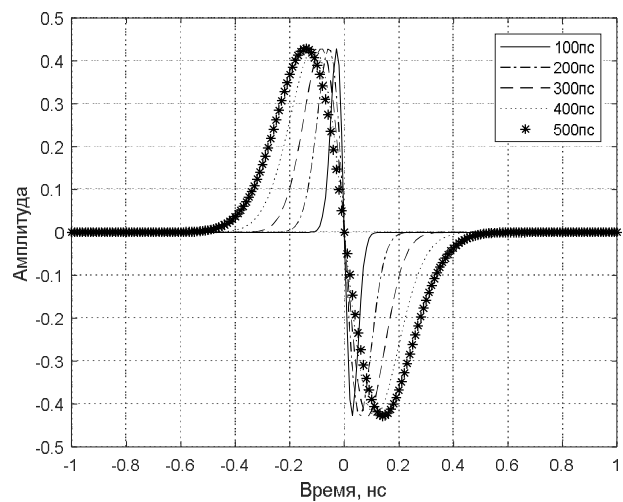


Рис. 3. Моноциклы Гаусса при различных длительностях Δt

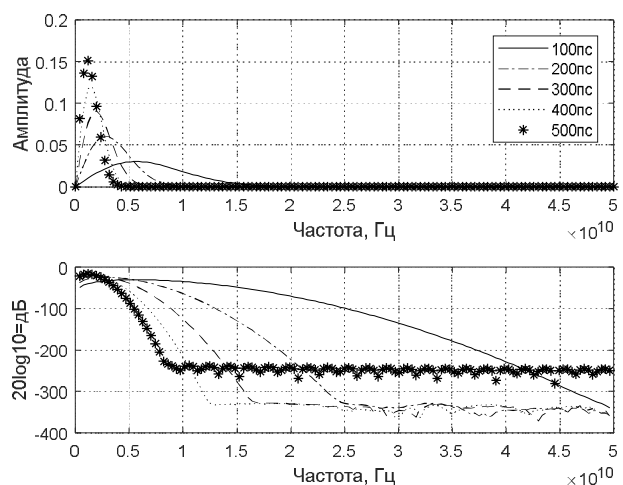


Рис. 4. Спектры моноциклов Гаусса при различных длительностях Δt

Для улучшения надежности передачи информации в СШП системе связи применяют достаточно длинные серии импульсов-моноциклов, высокая частота повторения которых позволяет использовать пачки из нескольких импульсов [4]. В пачке может содержаться, например, 100 импульсов на один бит или более. В результате выполнения процедуры накопления при обработке пачки импульсов обеспечивают сглаживание помех.

Модуляцию таких импульсов-моноциклов полезными данными осуществляют с использованием технологии времяимпульсной модуляции (Pulse Position Modulation – PPM): когда информационным параметром является временное положение переднего фронта импульса. Типовая величина временного сдвига составляет 1/4 от длительности импульса. Длительность импульса выбирают равной от 200 пикосекунд до одной наносекунды, а интервалы следования импульсов лежат в пределах от 10 до 1000 нс. Обычно один информационный бит кодируется последовательностью M импульсов (например, один бит может содержать M = 200 импульсов).

Обработка сверхкоротких импульсов-моноциклов Гаусса в приемнике включает следующие процедуры.

Первое, рассчитывают сглаженный Фурье-спектр $\tilde{Y}_{\text{monocycle}}(f)$ сверхкороткого импульса-моноцикла с учетом вклада передаточной характеристики многолучевого канала связи и в условиях воздействия аддитивного нормального шума канала связи:

$$\tilde{Y}_{\text{monocycle}}(f) = H_{\text{UWB}}(f)\tilde{A}_{k \text{ monocycle}}(f) + N(f), \quad k = 0, 1, \quad (3a)$$

где $\tilde{A}_{k \text{ monocycle}}(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M A_{mk \text{ monocycle}}(f)$;

$A_{mk \text{ monocycle}}(f)$ – прямое преобразование Фурье одиночного m-го импульса-моноцикла;

$H_{\text{UWB}}(f)$ – передаточная характеристика многолучевого канала связи;

$N(f)$ – прямое преобразование Фурье аддитивного нормального шума канала связи с заданной величиной дисперсии шума.

Второе, необходимо сформировать сигнал на входе системы радиосвязи в виде обратного преобразования Фурье:

$$\hat{A}_{k \text{ monocycle}}(i) = F^{-1} \{ \tilde{Y}_{\text{monocycle}}(f) \}. \quad (3b)$$

Стратегию принятия решения выбирают согласно правила максимума правдоподобия с использованием оценивания тестовых статистик второго порядка – корреляционных функций вида:

$$\begin{aligned} s^* &= A_0(t)^* \\ [r_{Yk} - r_0]^2 &< [r_{Yk} - r_1]^2, \\ s^* &= A_1(t)^* \end{aligned} \quad (4)$$

где $r_{Yk} = \sum_{i=0}^{I-1} \{ \sum_{j=0}^{I-1} [\hat{A}_k(j) + n(j)] A_k(I-i+j) \}$ – тестовая статистика, которую рассчитывают на основе

корреляционной функции;

$$k = 0, 1;$$

$$r_0 = \sum_{i=0}^{I-1} \{ \sum_{j=0}^{I-1} [A_0(j)] A_0(I-i+j) \}$$
 – величина автокорреляционной функции-реплики, которая соответствует символу «0»;

токорреляционной функции-реплики, которая соответствует символу «0»;

$$r_1 = \sum_{i=0}^{I-1} \{ \sum_{j=0}^{I-1} [A_1(j)] A_1(I-i+j) \}$$
 – величина автокорреляционной функции-реплики, которая соответствует логическому символу «1».

корреляционной функции-реплики, которая соответствует логическому символу «1».

3. Использование сверхширокополосных сигналов-триплет в радиосвязи

Кратковременный сигнал-триплет $s_0(t)$, соответствующий логическому символу “0” в двоичной системе цифровой радиосвязи, равен

$$s_0(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{0k} t + \varphi_{0k}), \quad (5)$$

а кратковременный сигнал-триплет $s_1(t)$, соответствующий логическому символу “1”, равен

$$s_1(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{1k} t + \varphi_{1k}), \quad (6)$$

где частотно-фазовые связи заданы в виде:

$$\begin{aligned} f_{03} &= f_{01} + f_{02}; \quad \varphi_{03} = \varphi_{01} + \varphi_{02}; \quad f_{13} = f_{11} + f_{12}; \\ \varphi_{13} &= \varphi_{11} + \varphi_{12} \quad [2, 3]. \end{aligned}$$

Кратковременный сигнал-триплет можно отнести к классу широкополосных, если его частотная полоса равна, например, $\Delta f = 500$ МГц. Тогда длительность сигнала-триплета (длительность бита), может быть оценена в виде величины, обратной Δf , и равной $T_b = \frac{1}{\Delta f} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 2 \text{ нс}$.

Для уменьшения эффекта растекания спектра (уменьшения межсимвольных помех) следует ввести оконное сглаживание сигналов-триплет (5) и (6):

$$\hat{s}_0(t) = s_0(t)w(t), \quad (7)$$

$$\hat{s}_1(t) = s_1(t)w(t), \quad (8)$$

где $w(t)$ – оконная функция, например, функция Рао-Габра [5].

Биспектральная обработка сигналов-триплет в пункте приема сводится к следующему. Первое,

формируют прямое преобразование Фурье $Y_i(f)$ одиночного сигнала-триплета $\hat{S}_i(t)$:

$$Y_i(f) = H_{UWB}(f)\hat{S}_i(f) + N(f), \quad i = 0, 1, \quad (9)$$

где $\hat{S}_i(f)$ – прямое преобразование Фурье сигналов-триплет (7) или (8).

Две «чистые», т.е. полученные в результате преобразования Фурье (FFT) при условии отсутствия шумов, реплики $\hat{S}_i(f)$:

$$\hat{S}_i(f) = \text{FFT}\{\hat{s}_i(t)\}, \quad i = 0, 1, \quad (10)$$

должны храниться в памяти устройства распознавания сигналов-триплет в приемнике.

Для решения задачи обнаружения сигналов-триплет на фоне помех и различения данных сигналов воспользуемся стратегией, основанной на использовании биспектральной тестовой статистики обнаружения и различения сигналов. При этом в качестве меры, необходимой для принятия решения о различении сигналов-триплет, воспользуемся величиной максимума биамплитуды принятого колебания.

Биспектральная стратегия принятия решения по правилу максимума правдоподобия сводится к следующему [6]:

$$\begin{aligned} & \begin{matrix} s^*=s_0^* \\ < \\ > \\ s^*=s_1^* \end{matrix} \\ & [|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max} - |B_0(f_1, f_2)|_{\max}]^2 \\ & \begin{matrix} s^*=s_0^* \\ < \\ > \\ s^*=s_1^* \end{matrix} \\ & [|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max} - |B_1(f_1, f_2)|_{\max}]^2, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\hat{B}_Y(f_1, f_2) = \tilde{Y}_1(f_1)\hat{S}_1^*(f_2)\hat{S}_1^*(f_1 + f_2)$, $i = 0, 1$ – оценка биспектра принятого сигнала-триплета;

$B_0(f_1, f_2) = \hat{S}_0(f_1)\hat{S}_0^*(f_2)\hat{S}_0^*(f_1 + f_2)$ – биспектр-реплика сигнала-триплета $\hat{S}_0(t)$,

$B_1(f_1, f_2) = \hat{S}_1(f_1)\hat{S}_1^*(f_2)\hat{S}_1^*(f_1 + f_2)$ – биспектр-реплика сигнала-триплета $\hat{S}_1(t)$,

$|B_0(f_1, f_2)|_{\max}$ – максимальная величина биамплитуды сигнала-триплета $\hat{S}_0(t)$,

$|B_1(f_1, f_2)|_{\max}$ – максимальная величина биамплитуды сигнала-триплета $\hat{S}_1(t)$.

Правило (11) принятия решения о различении сигналов-триплет трактуют следующим образом. Решение принимают в пользу сигнала-триплета $s_0(t)$ в том случае, когда максимум *оценки биамплитуды* $|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max}$ принятого сигнала меньше отличается по величине от максимума *биампли-*

туды $|B_0(f_1, f_2)|_{\max}$, т.е. величина $|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max}$ более близка к величине $|B_0(f_1, f_2)|_{\max}$. В то же самое время, решение принимают в пользу сигнала-триплета $s_1(t)$ тогда, когда максимум *оценки биамплитуды* $|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max}$ принятого сигнала меньше отличается по величине от максимума *биамплитуды* $|B_1(f_1, f_2)|_{\max}$, т.е. величина $|\hat{B}_Y(f_1, f_2)|_{\max}$ более близка к величине $|B_1(f_1, f_2)|_{\max}$.

4. Результаты компьютерного моделирования

Помехоустойчивость предлагаемой сверхширокополосной биспектральной системы связи сравним с известной сверхширокополосной системой связи со сверхкороткими импульсами в виде моноциклов Гаусса [7]. Рассмотрим три типа моделей каналов распространения радиоволн: каналы Гаусса, Райса и Релея [8]. Канал Гаусса – это канал связи с аддитивным белым гауссовым шумом. Данная модель, которая рассмотрена при условии отсутствия замираний, служит сравнительной мерой оценки показателей рассматриваемых широкополосных систем. Оценка показателей системы связи проводится по характеристике вероятности ошибок на бит информации (BER). В каналах Релея и Райса помимо аддитивной составляющей шума присутствуют мультипликативные шумы, вызванные переотражениями и движениями объектов в среде: прямой луч, дифракция на границе стены помещения, дифракция на поверхности стола, дифракция после двух отражений на стене и столе.

Исходные данные для моделирования моноцикла Гаусса: $A_0 = 1$ мВ, $\Delta t = 0,5$ нс. Интервал следования импульсов составляет 2,5 нс. В одном бите содержится 100 импульсов. Длительность одного бита составляет $T_b = 300$ нс.

Исходные данные для моделирования сигналов-триплет:

$$f_{01} = 4 \times 10^8 \text{ Гц}, \quad f_{02} = 8 \times 10^8 \text{ Гц},$$

$$f_{03} = f_{01} + f_{02} = 12 \times 10^8 \text{ Гц},$$

$$f_{11} = 7 \times 10^8 \text{ Гц}, \quad f_{12} = 11 \times 10^8 \text{ Гц},$$

$$f_{13} = f_{11} + f_{12} = 18 \times 10^8 \text{ Гц}.$$

Длительность одного бита $T_b = 10$ нс, $A_0 = 0,3$ мВ.

Исходные данные каналов связи для расчета показателей системы связи с использованием формы сверхкоротких импульсов в виде моноцикла Гаусса

соответствуют исходным данным, принятым при оценке показателей биспектральной системы связи.

Формы биспектрально-организованных сигналов «0» и «1» для примера отсутствия фазовых связей и периодограмма, рассчитанная для случайной последовательности из 1024 бит, представлены на рисунках 5 и 6 соответственно. Эффективная полоса частот для сигнала-триплета равна 1,4 ГГц по уровню – 100 дБ/Гц.

Последовательность моноциклов Гаусса «0» и «1» и периодограмма для случайной последовательности из 1024 бит представлены на рисунках 7 и 8 соответственно. Эффективная полоса частот равна 0,4 ГГц по уровню – 100 дБ/Гц.

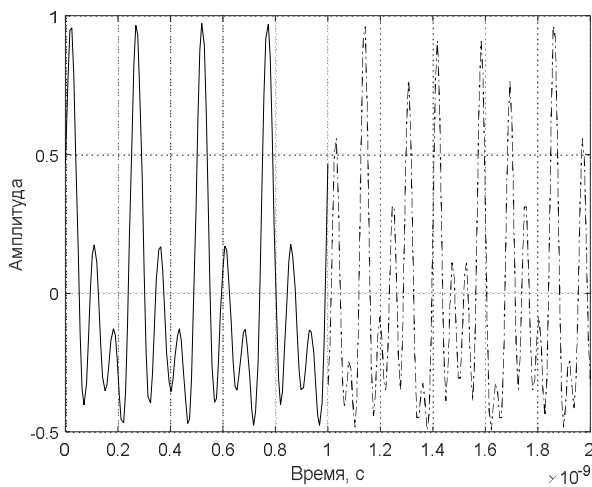


Рис. 5. Биспектрально-организованные сигналы-триплеты

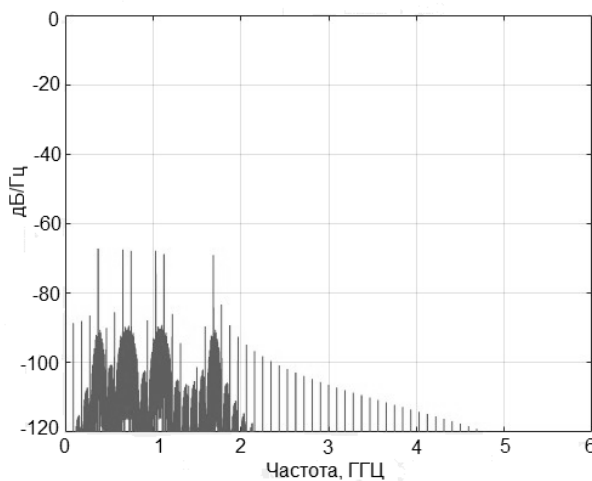


Рис. 6. Периодограмма сигнала-триплета

Помехоустойчивость сверхширокополосных систем связи будем оценивать путем вычисления битовой ошибки в зависимости от входного отношения сигнал/шум (SNR), $SNR = E_b/N_0$.

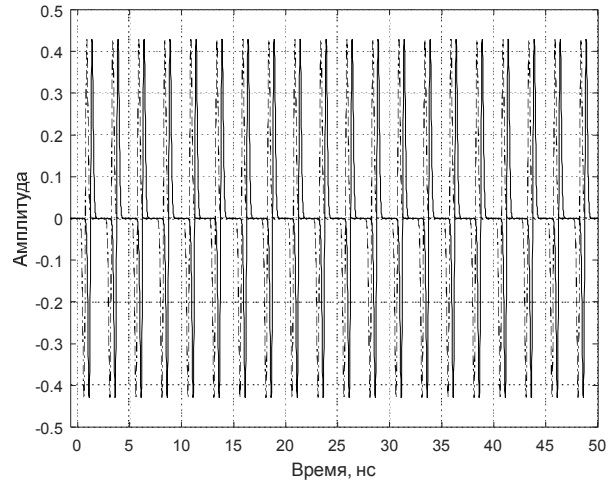


Рис. 7. Последовательность моноциклов Гаусса

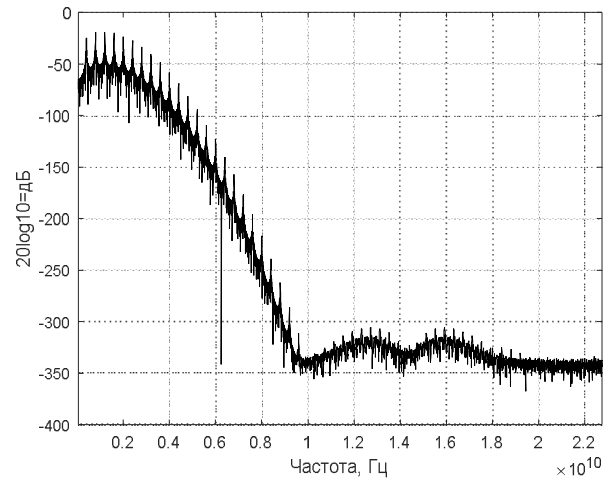


Рис. 8. Периодограмма последовательности моноциклов Гаусса

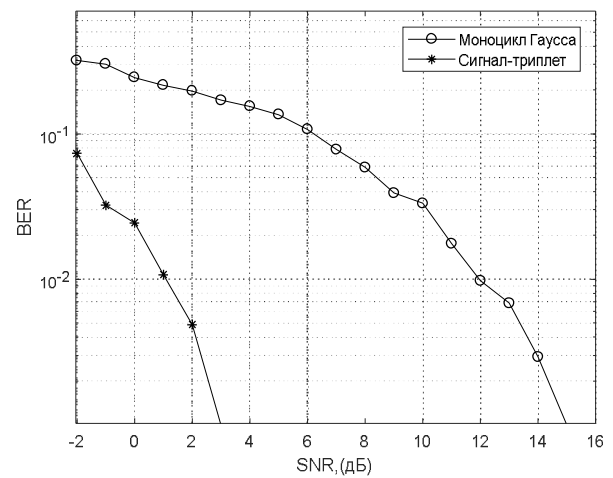


Рис. 9. Вероятность битовой ошибки СШП систем для гауссова канала связи

На рис. 9 приведена сравнительная характеристика двух тестовых сигналов – моноцикла Гаусса и сигнала-триплета для канала связи с аддитивным гауссовым шумом. При фиксированной величине $BER = 10^{-3}$ помехоустойчивость биспектральной системы связи превосходит известную по отношению сигнал/шум на более чем 10 дБ.

Зависимость вероятности битовой ошибки для частотно-плоского рэлеевского канала связи при отсутствии отраженных лучей и при различных частотах Доплера показана на рис. 10, где $f_{d1} = 1/(100 \cdot T_b)$, $f_{d2} = 1/(20 \cdot T_b)$, $f_{d3} = 1/(10 \cdot T_b)$. Результаты исследования показывают, что предлагаемый подход превосходит известный на 15 дБ для минимально заданной величины f_{d1} . С увеличением частоты Доплера помехоустойчивость биспектральной системы превосходит помехоустойчивость системы с использованием моноцикла Гаусса.

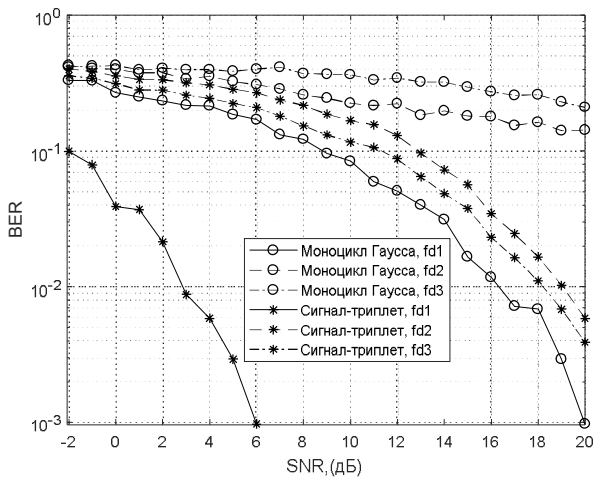


Рис. 10. Вероятности битовой ошибки для частотно-плоского рэлеевского канала связи

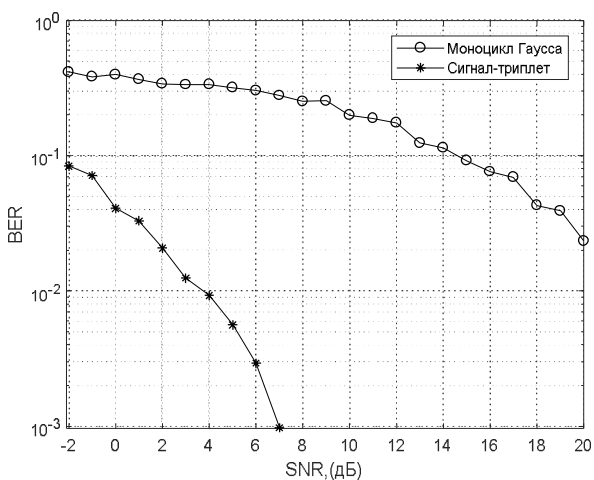


Рис. 11. Вероятности битовой ошибки для многолучевого рэлеевского канала связи

Вероятности битовой ошибки для многолучевого рэлеевского канала связи и для многолучевого канала Райса показаны на рис. 11 и 12 соответственно. Из приведенных кривых видно, что предложенная биспектральная система связи более устойчива к мелкомасштабным замираниям, чем система с использованием моноцикла Гаусса.

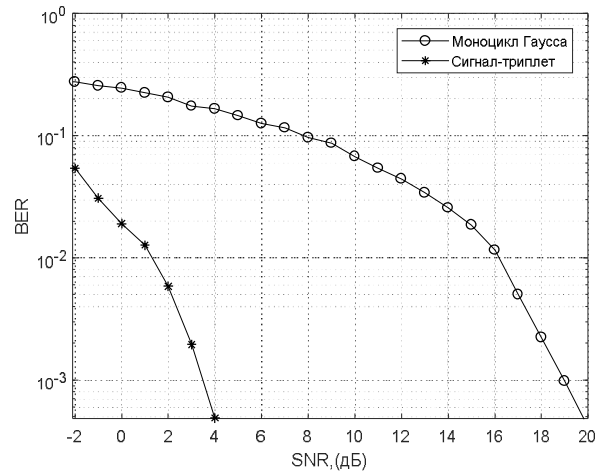


Рис. 12. Вероятности битовой ошибки для многолучевого канала Райса

Заключение

Применение в сверхширокополосных системах связи биспектрально-организованного сигнала-триплета, который отличается наличием частотно-фазовых связей, приводит к появлению нового информативного признака для распознавания и различения сигналов на фоне аддитивного гауссова шума и интенсивных замираний в канале связи. Использование предлагаемого подхода позволяет значительно улучшить помехоустойчивость сверхширокополосных систем передачи по сравнению с известными. Предлагаемая стратегия представляется перспективной для использования в современных Wi-Fi системах, работающих в сложных условиях интенсивных замираний.

Литература

1. Nikoogar, H. *Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications [Text]* / H. Nikoogar, R. Prasad. – Springer, 2009. – 194 p.
2. *Simulation study on RFI signal in impulse UWB radar system with equivalent time sampling [Text]* / S. S. Wang, S. L. Chai, K. Xiao, Y. Liu // *Signal Processing (ICSP), 12th International Conference on Hangzhou, China, 19-23 Oct. 2014.* – China, 2014. – P. 2145 – 2148.

3. Novel noise resistant bispectrum-organized modulation technique in digital wireless communication systems [Text] / J. T. Astola, K. O. Egiazarian, V. V. Naumenko, A. V. Totsky // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2013. – № 72(18). – P. 1639-1649.

4. Triplet signal generation for bispectrum-based digital wireless communication systems [Text] / V. V. Naumenko, V. F. Solodovnik, A. V. Totsky, J. T. Astola // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2015. – № 74(8). – P. 695-707.

5. Totsky, A. V. *Bispectral Methods of Signal Processing* [Text] / A. V. Totsky, A. A. Zelensky, V. F. Kravchenko. – Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Munich/Boston, 2015. – 199 p.

6. Shaheen, E. M. DS-UWB pulse design in IEEE802.15.3a multipath fading channel for cognitive radio applications [Text] / E. M. Shaheen // *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*. – 2016. – Vol. 3, № 3. – P. 155-165.

7. Support for IEEE 802.15.4 ultra wideband communications in the Contiki operating system [Text] / M. Charlier, B. Quoitin, S. Bette, J. Eliasson // *Communications and Vehicular Technologies (SCVT), 2016 Symposium on Mons, Belgium 22-22 Nov. 2016. – Mons, 2016. – P. 45 – 49.*

8. Morelia, G. L. *A review of signal detection using the bispectrum with applications in underwater acoustics* [Text] / G. L. Morelia. – Applied Research Laboratory, The Pennsylvania State University, Technical Report No. TR 94-03, 1994. – 94 p.

2. Wang, S. S., Chai, S. L., Xiao, K., Liu, Y. Simulation study on RFI signal in impulse UWB radar system with equivalent time sampling. *Signal Processing (ICSP), 12th International Conference on Hangzhou*. China, 2014. pp. 2145 – 2148.

3. Astola, J. T., Egiazarian, K. O., Naumenko, V. V., Totsky, A. V. Novel noise resistant bispectrum-organized modulation technique in digital wireless communication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2013, no. 72 (18), pp. 1639-1649.

4. Naumenko, V. V., Solodovnik, V. F., Totsky, A. V., Astola, J. T. Triplet signal generation for bispectrum-based digital wireless communication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2015, no. 74 (8), pp. 695-707.

5. Totsky, A. V., Zelensky, A. A., Kravchenko, V. F. *Bispectral Methods of Signal Processing*. Berlin/Munich/Boston, Walter de Gruyter GmbH, 2015. 199 p.

6. Shaheen, E. M. DS-UWB pulse design in IEEE802.15.3a multipath fading channel for cognitive radio applications. *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, 2016, vol. 3, no. 3, pp. 155-165.

7. Charlier, M., Quoitin, B., Bette, S., Eliasson, J. Support for IEEE 802.15.4 ultra wideband communications in the Contiki operating system. *Communications and Vehicular Technologies (SCVT), 2016 Symposium on Mons, Belgium*. Mons, 2016, pp. 45 – 49.

8. Morelia, G. L. *A review of signal detection using the bispectrum with applications in underwater acoustics*. The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, Technical Report No. TR 94-03, 1994. 94 p.

References

1. Nikoogar, H., Prasad R. *Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications*. Springer, 2009. 194 p.

Поступила в редакцію 12.01.2018, рассмотрена на редколлегии 14.02.2018

СИСТЕМА ІМПУЛЬСНОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ-ТРИПЛЕТ

В. В. Науменко, Г. А. Проскура, О. В. Тоцький

Запропоновано використання надширокосмугових сигналів-триплет в біспектральній імпульсній системі цифрового радіозв'язку. Проведено дослідження ефективності запропонованої системи радіозв'язку для багатопроменевих каналів поширення радіохвиль Райса і Релея. Проведено комп'ютерне моделювання надширокосмугових систем зв'язку з використанням моноциклів Гаусса і сигналів-триплет. Показано, що запропонований підхід на основі біспектральної обробки сигналів забезпечує поліпшення завадостійкості в умовах поширення в багатопроменевому радіоканалі зв'язку та при впливі адитивного гаусового шуму у порівнянні з відомими надширокосмуговими імпульсними системами зв'язку.

Ключові слова: надширокосмугова система зв'язку, моноцикл Гаусса, сигнал-триплет, біспектр, біамплітуда.

PULSE RADIO COMMUNICATION SYSTEM USING ULTRA WIDEBAND TRIPLET-SIGNALS

V. V. Naumenko, G. A. Proskura, A. V. Totsky

Intensive development of modern wireless communications such as the systems of wireless access to Internet and local network systems operating in indoor environment provoked interest in study the features and models of wireless communication channels. The presence of the walls, partitions, furniture, radio electronic equipment, people and other objects inside the building create intricate environment for the propagation of radio waves. The main effects observed in the propagation of radio waves inside the premises are multipath due to multiple reflections of radio waves from walls and other objects, diffraction on the numerous sharp edges of objects located inside the room, and scattering of radio waves. These effects create intricate interference structure of the electromagnetic field, which varies greatly when people and other objects move. UWB communication systems are characterized by high data rates, low cost, multipath immunity, and large tolerance to interfering legacy systems. In recent years, UWB technologies have been rapidly developing. Performance of all known communication systems using energy-based receivers largely depends on the transmitted signal energy, i.e. decision making is carried out at the matched filter output by estimation of signal energy. Due to this principal peculiarity, deep fading attenuating of received signal magnitude provokes considerable decreasing of signal energy and, as consequence, performance provided by common energy-based decision making strategy is worsen. Suggested strategy exploiting for building novel UWB communication systems is based on the features of higher-order spectra. Performance provided by exploiting suggested bispectrum-organized triplet-signals and bispectrum-based decision making for detection and discrimination the triplets depends on given phase coupling relationships contained in triplet-signals. Because of this, despite considerable attenuating of triplet-signal amplitude, phase coupling information remains to be preserved for true triplet-signals discrimination and correct decision making for data passed through the fading wireless channel.

Keywords: ultra wideband communication system, Gaussian monocycle, triplet-signal, bispectrum, biamplitude.

Науменко Виктория Владимировна – канд. техн. наук, доцент кафедры информационно-коммуникационных технологий им. А. А. Зеленского, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: v.naumenko@khai.edu.

Проскура Галина Анатольевна – канд. техн. наук, доцент кафедры информационно-коммуникационных технологий им. А. А. Зеленского, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: g.proskura@khai.edu.

Тоцкий Александр Владимирович – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры информационно-коммуникационных технологий им. А. А. Зеленского, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: totskiyalexander@gmail.com.

Naumenko Victoria Vladimirovna – PhD, Assistant Professor of Dept. of Information-communication technologies named after O. O. Zelensky, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkov, Ukraine, e-mail: v.naumenko@khai.edu.

Proskura Galina Anatoliivna – PhD, Assistant Professor of Dept. of Information-communication technologies named after O. O. Zelensky, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkov, Ukraine, e-mail: g.proskura@khai.edu.

Totsky Alexander Vladimirovich – Doctor of Technical Science, Professor, Professor of Dept. of Information-communication technologies named after O. O. Zelensky, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkov, Ukraine, e-mail: totskiyalexander@gmail.com.