

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ПОДАВЛЕНИЯ ПОЛОСОВЫХ ПОМЕХ ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛА OFDM

А. Ю. Савинков, Ю. Н. Прибытков, В. К. Маршаков

ОАО “Концерн “Созвездие”, Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 01.10.2014 г.

Аннотация: в работе рассмотрена задача оценки информационных символов сигнала OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) при наличии шума и полосовой помехи. Проанализирован одноканальный алгоритм подавления помехи, основанный на применении оконной функции. Проведена оптимизация оконной функции по критерию минимума среднего значения рассеяния оценок информационных символов. Получены потенциальные характеристики алгоритма с учетом межсимвольной и межканальной интерференции. Проанализировано влияние длительности оконной функции на точность оценок. Проведено сравнение характеристик одноканального и многоканального алгоритмов подавления помехи.

Ключевые слова: OFDM сигнал, квазиоптимальные алгоритмы оценки информационных символов, рассеяние оценки, цифровая система связи, полосовая, узкополосная помеха.

PERFORMANCE OF QUASI-OPTIMAL BANDPASS INTERFERENCE SUPPRESSION ALGORITHM AT OFDM SIGNAL RECEPTION

A. Y. Savinkov, Y. N. Pribytkov, V. K. Marshakov

Abstract: the paper considers the problem of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signal information symbols estimation at the presence of noise and band-pass interference. Single-channel interference suppression algorithm based on the use of the window function is analyzed. Window function optimization based on the criterion of minimum average value of variance information symbols is carried out. Potential characteristics of the algorithm, taking into account inter-symbol and co-channel interference is obtained. Effect of the duration of the window function on the accuracy of the estimates is analyzed. A comparison of the characteristics of a single-channel and multi-channel interference suppression algorithms is carried out.

Keywords: OFDM signal, quasi-optimal algorithm of informational symbols estimation, estimation variance, digital communication system, bandpass, narrowband interference.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, полосовые или узкополосные помехи способны существенно снизить эффективность цифровой широкополосной системы связи, использующей многоканальную передачу с минимальным частотным сдвигом (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1]–[5]. Поэтому актуальной является задача повышения точности оценки информационных

символов сигнала OFDM в цифровой системе связи за счет подавления полосовых или узкополосных помех. В упомянутых работах показано, что отбрасывание или игнорирование данных в частотных каналах OFDM занятых спектром узкополосной помехи не достаточно эффективно решает проблему повышения помехоустойчивости. Это объясняется тем, что высокоэффективные в вычислительном плане стандартные алгоритмы демодуляции сигнала на основе быстрого преобразования Фурье приводят к появлению дополнительных ошибок демодуляции во всех частотных каналах при наличии полосовой помехи достаточно высокого уровня. Поэтому в работах [2 и др.] для снижения влияния узкополосной помехи предлагается использовать режекторный фильтр до процедуры демодуляции. В работе [4 и др.] предлагается использовать оконную функцию для снижения влияния помехи на оценку символов в частотных каналах, не занятых помехой. Эти работы показывают, что подобные решения способны повысить эффективность приема, однако в них не обосновывается выбор параметров алгоритмов и не приводятся данные относительно потенциальных характеристик таких алгоритмов.

В [6] предложен алгоритм оценки информационных символов сигнала OFDM, позволяющий минимизировать среднее рассеяние оценок, и найдены его потенциальные характеристики. Однако такое решение требует применения различных оконных функций или линейных фильтров в разных частотных каналах приемника сигнала OFDM. Такой подход может оказаться сложным в вычислительном плане, поскольку требует отказаться от быстрого преобразования Фурье и приводит к необходимости отдельной оценки символов в каждом частотном канале.

Целью данной работы является получение потенциально достижимых характеристик практически реализуемого квазиоптимального одноканального алгоритма подавления помехи.

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРТМА ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХИ

Воспользуемся следующей моделью эквивалентного низкочастотного сигнала OFDM [1]

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} I(t - iT) s_i(t), \quad s_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,i} e^{-j2\pi \frac{n-(N-1)/2}{T} t}, \quad t \in [0, T], \quad (1)$$

где $I(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T/2 \\ 0, & |t| > T/2 \end{cases}$, T — длительность информационного символа, N — число частотных каналов сигнала OFDM, $a_{n,i}$ — неизвестные комплексные информационные параметры, подлежащие оценке, которые будем считать взаимно независимыми случайными величинами с нулевым средним значением и дисперсиями $\sigma_{n,i}^2$. Пусть оценке подлежит комплексная амплитуда некоторого символа с индексом k . Тогда принимаемый сигнал можно представить в виде $S(t) = I(t - kT) s_k(t) + (1 - I(t - kT)) \xi(t)$, — где $\xi(t) = \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq k}}^{\infty} I_s(t - iT) s_i(t)$ —

информационный сигнал за пределами k -го интервала времени. Этот сигнал представляет собой комплексный случайный процесс, корреляционную функцию $K_{\xi}(t_1, t_2)$ которого будем считать известной. Введение случайного процесса $\xi(t)$ в модели сигнала позволит учесть межсимвольную интерференцию при дальнейшем анализе. Предположим, что в канале связи действует эквивалентный комплексный аддитивный белый шум $n(t)$ с нулевым средним и корреляционной функцией $\langle n(t_1) \bar{n}(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$, а также аддитивная полосовая помеха $\eta(t)$ с нулевым средним и корреляционной функцией $K_{\eta}(t_1, t_2)$. Здесь $\bar{(\cdot)}$ — комплексное сопряжение. Далее без ограничения общности положим, что $k = 0$ и опустим этот индекс в

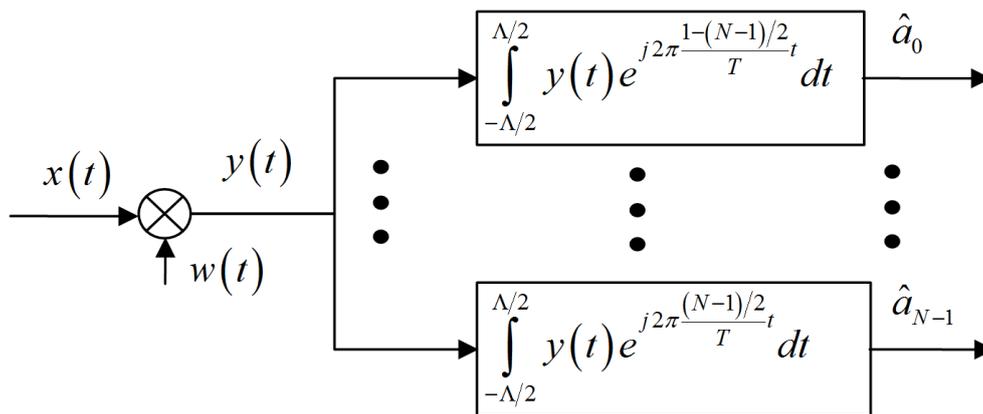


Рис. 1. Модель приемника

дальнейших выражениях. Также будем считать, что дисперсии информационных параметров одинаковы в различных частотных каналах сигнала и не меняются во времени, так что $\sigma_{n,i}^2 = \sigma^2$. Тогда наблюдаемая реализация данных имеет вид

$$x(t) = I(t)s(t) + (1 - I(t))\xi(t) + \eta(t) + n(t). \quad (2)$$

Как известно, оценки максимального правдоподобия \hat{a}_n величин a_n при отсутствии помехи для канала с белым шумом имеют следующий хорошо известный вид:

$$\hat{a}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{j2\pi \frac{n-(N-1)/2}{T} t} dt, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3)$$

так, что совместная оценка параметров при цифровой обработке реализуется при помощи дискретного преобразования Фурье.

Предположим, что приемник сигнала OFDM включает операцию взвешивания входного сигнала с некоторой оконной функцией (3). На рис. 1 показана модель такого приемника. Оценки информационных символов на выходе такого приемника имеет вид

$$\hat{a}_n = \int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} x(t) w(t) e^{j2\pi \frac{n-(N-1)/2}{T} t} dt, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (4)$$

Здесь Λ — интервал, в пределах которого, оконная функция $w(t)$ отлична от нуля. В общем случае этот интервал может быть бесконечным. Из этого выражения видно, что при отсутствии полосовой помехи оптимальный алгоритм оценки является частным случаем (4) при $\Lambda = T$ и $w(t) = 1$.

В качестве критерия точности оценки комплексных величин a_i выберем среднее значение величины безусловного рассеяния

$$V = \frac{1}{M} \sum_{m \in \Omega_M} V_m, \quad V_m = \left\langle \left| \int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} x(t) w(t) e^{j2\pi \frac{m-(N-1)/2}{T} t} dt - a_m \right|^2 \right\rangle_{x, a_0, \dots, a_{N-1}}, \quad (5)$$

где усреднение выполняется по реализациям наблюдаемых данных и значениям a_m , а Ω_M — некоторый набор частотных каналов, который в частном случае включает $M \leq N$ частотных каналов.

Найдем оконную функцию $w(t)$, которая обеспечивает минимум среднего безусловного рассеяния оценки (5). Оценки информационных символов, полученные с использованием такой оконной функции, будем далее называть квазиоптимальными. Предположим, что помеховая помеха, сигнал и шум - взаимно независимые случайные процессы. Кроме того, будем считать, что случайные величины a_m статистически независимы. Тогда сигнал $I(t)s(t)$ и процесс $(1 - I(t))\xi(t)$ в модели (2) также можно считать статистически независимыми. Подставляя (2) в (4) и осуществляя необходимые усреднения, получим

$$V = \sigma^2 \left(\int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} \int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} Q(t_1, t_2) w(t_1) \bar{w}(t_2) dt_1 dt_2 - 2 \operatorname{Re} \left[\int_{-T/2}^{T/2} w(t) dt \right] + 1 \right), \quad (6)$$

где

$$Q(t_1, t_2) = \frac{1}{M} \left(I(t_1) I(t_2) \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n-(N-1)/2}{T}(t_1-t_2)} + \frac{1}{\sigma^2} K_\zeta(t_1, t_2) \right) \sum_{m \in \Omega_M} e^{j2\pi \frac{m-(N-1)/2}{T}(t_1-t_2)}$$

$$K_\zeta(t_1, t_2) = (1 - I(t_1))(1 - I(t_2)) K_\xi(t_1, t_2) + K_\eta(t_1, t_2) + \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2). \quad (7)$$

Здесь $K_\xi(t_1, t_2) = \sigma^2 I(t_1, t_2) \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n-(N-1)/2}{T}(t_1-t_2)}$ - корреляционная функция сигнала за пределами рассматриваемого информационного символа, $I(t_1, t_2) = 1$, если одновременно выполняются следующие условия: $\lfloor t_1/T + 1/2 \rfloor = \lfloor t_2/T + 1/2 \rfloor$ и $t_1 \notin [-T/2, T/2]$, и $I(t_1, t_2) = 0$ в противном случае ($\lfloor \cdot \rfloor$ - оператор округления до ближайшего меньшего целого числа).

Разобьем интервал интегрирования на L одинаковых неперекрывающихся частей длительности Δt . Тогда, при достаточно большом L , выражение (5) можно приближенно переписать в матричном виде

$$V \approx \sigma^2 \left[\mathbf{W}^* \mathbf{Q} \mathbf{W} (\Delta t)^2 - \mathbf{W}^* \mathbf{E} \Delta t - \mathbf{E}^T \mathbf{W}_m \Delta t + 1 \right], \quad (8)$$

где $\mathbf{W} = \{w(t_1), \dots, w(t_L)\}^T$, \mathbf{E} - вектор с элементами $E_l = I(t_l)$, $l = 1, \dots, L$, \mathbf{Q} - матрица, составленная из элементов $Q(t_i, t_l)$, $t_i = -\Lambda/2 + (i - 1) \Delta t$.

Нетрудно показать, что экстремум достигается при

$$\widetilde{\mathbf{W}} = \mathbf{G} \mathbf{E} \Delta t, \quad (9)$$

где матрица \mathbf{G} - является обратной к \mathbf{Q}

$$V_{\text{кво}} \approx \sigma^2 \left(1 - \widetilde{\mathbf{W}}^* \mathbf{E} \Delta t \right) = \sigma^2 \left(1 - \mathbf{E}^T \mathbf{G}^* \mathbf{E} (\Delta t)^2 \right). \quad (10)$$

Полученные выражения (8)-(10) могут быть использованы при численном анализе и цифровой реализации обработки сигнала. Для получения аналогичных выражений в случае аналоговой обработки перейдем в (8)-(10) к пределу при $L \rightarrow \infty$ и $\Delta t \rightarrow 0$. Тогда получим, что искомые функции,

$$w(t) = \int_{-T/2}^{T/2} G(t, t_1) dt_1, \quad (11)$$

где $G(t_1, t_2)$ является решением интегрального уравнения

$$\int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} Q(t_1, t) G(t, t_2) dt = \delta(t_1 - t_2). \quad (12)$$

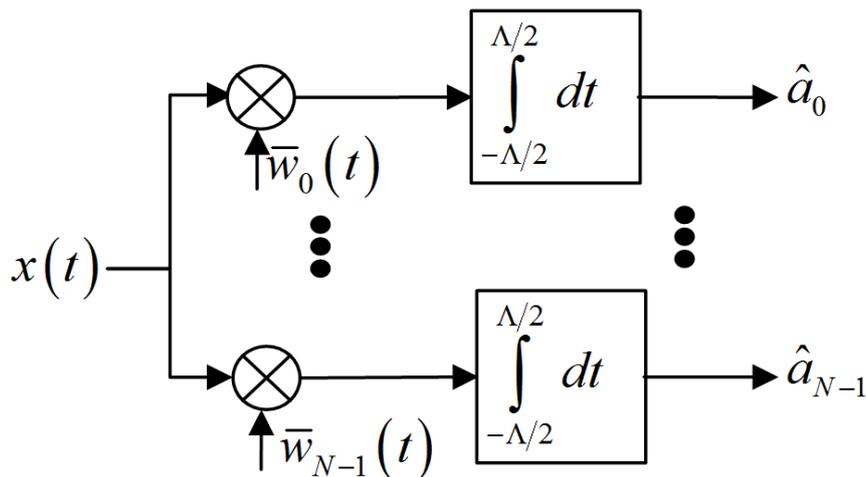


Рис. 2. Эквивалентная модель приемника с многоканальным подавлением помехи

При этом минимальное среднее безусловное рассеяние для рассматриваемой квазиоптимальной оценки принимает значение

$$V_{\text{кво}} = \sigma^2 \left(1 - \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} G(t_1, t_2) dt_1 dt_2 \right). \quad (13)$$

Умножим левую и правую часть уравнения (10) на $I(t_2)$ и проинтегрируем его по переменной t_2 на интервале $[-T/2; T/2]$. Тогда с учетом (9) получим, что искомая функция $w(t)$ является решением интегрального уравнения

$$\int_{-\Lambda/2}^{\Lambda/2} Q(t, t_1) w(t_1) dt_1 = I(t).$$

Замкнутое решение этого уравнения в общем случае неизвестно. Тем не менее, при произвольных характеристиках сигнала и помехи приближенное решение может быть получено на основе численных расчетов по (9)–(10). В работе [6] получены аналогичные выражения безусловного рассеяния оценки амплитуды для случая, когда подавление узкополосной помехи производится независимо в каждом частотном канале OFDM. Блок-схема такого приемника представлена на Рис. 2. Рассмотренное в данной статье решение позволяет снизить сложность реализации за счет одноканальной обработки. Однако это должно приводить к снижению эффективности подавления узкополосной помехи по сравнению с многоканальным алгоритмом. Для оценки эффективности предложенного одноканального алгоритма и его сравнения с многоканальным алгоритмом подавления помехи рассмотрим следующий пример.

Предположим, что общее число поднесущих сигнала равно $N = 32$. Пусть узкополосная помеха имеет прямоугольную спектральную плотность, ширина которой $\Delta f = 1/100T$. На рис. 3 тонкими линиями с ромбами показана зависимость относительного минимального рассеяния $V_{\text{кво}}/V_0$ при отношении сигнал/шум $z^2 = 2\sigma^2 T/N_0 = 10$, где V_0 — среднее рассеяние оценки при отсутствии помехи $\eta(t)$ от относительной длительности оконной функции Λ/T . Выражение для V_0 , как известно, можно получить в явном виде. Действительно, подставляя $K_\eta(t, t_1) = 0$ в (7) и функцию $Q(t_1, t_2)$, затем решая уравнение (12) получим для оконной функции при отсутствии помехи следующее выражение

$$w_0(t) = \frac{z^2}{1 + z^2} \frac{1}{T} I(t). \quad (14)$$

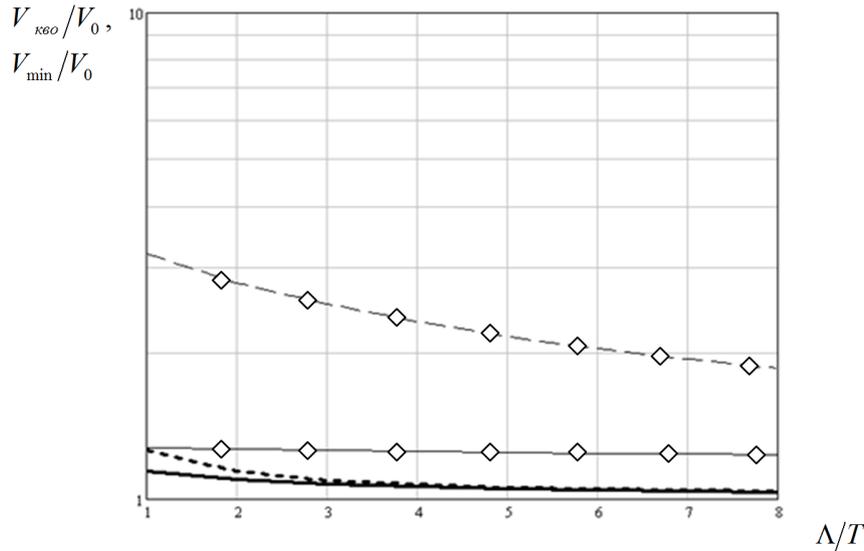


Рис. 3. Относительное увеличение среднего рассеяния при подавлении узкополосной помехи в одноканальном и многоканальном приёмниках

Подставляя (14) в (13) получим $V_0 = \sigma^2 / (1 + z^2)$. На рис. 3 жирными кривыми показана зависимость относительного среднего рассеяния V_{\min}/V_0 от относительной длительности оконной функции Λ/T для многоканального алгоритма. Здесь V_{\min} — среднее безусловное рассеяние оценок информационных символов при использовании многоканального алгоритма. Пунктирные кривые получены при отношении помеха/сигнал $p_\eta^2 = \sigma_\eta^2 / \sigma^2 = 10$, а сплошные — $p_\eta^2 = 1$. Здесь σ_η^2 — дисперсия помехи $\eta(t)$.

Из этого рисунка видно, что увеличение интервала Λ повышает степень подавления узкополосной помехи и увеличивает точности оценки, несмотря на увеличение уровня межсимвольной интерференции, которая возникает из-за того, что при оценке информационных символов используются значения процесса $\xi(t)$, представляющего собой сигнал за границами оцениваемого информационного символа.

На рис. 4 представлена зависимость относительного выигрыша в среднем рассеянии оценки $\delta = V^*/V_{\text{кво}}$, от отношения помеха/сигнал p_η^2 , где V^* — среднее рассеяние оценки при отсутствии компенсации помехи т.е. при использовании алгоритма (3). На этом рисунке пунктирные кривые соответствуют многоканальному алгоритму, а сплошные — одноканальному.

Данный рисунок показывает, что применение как одноканальных так и многоканальных алгоритмов подавления помехи позволяет существенно повысить точность оценки информационных символов.

Так при отношениях сигнал/шум больше 10, существенный выигрыш наблюдается при отношении помеха/сигнал больше 10 и выше. Увеличение относительной мощности помехи приводит к повышению выигрыша. Также данный рисунок показывает, что многоканальный алгоритм подавления может обеспечить существенно более точную оценку информационных символов. На Рис. 5 представлены зависимости отношения $G = V_{\text{кво}}/V_{\min}$, характеризующего выигрыш в точности, который дает применение многоканального алгоритма по сравнению с одноканальным от отношения помеха/сигнал.

Жирные кривые получены для $\Lambda/T = 4$, а тонкие — при $\Lambda/T = 10$. Как следует из рис. 5 увеличение длительности оконной функции для достаточно больших отношений помеха/сигнал приводит к уменьшению проигрыша в точности оценивания информационных параметров при использовании одноканального алгоритма по сравнению с многоканальным алгоритмом обработки.

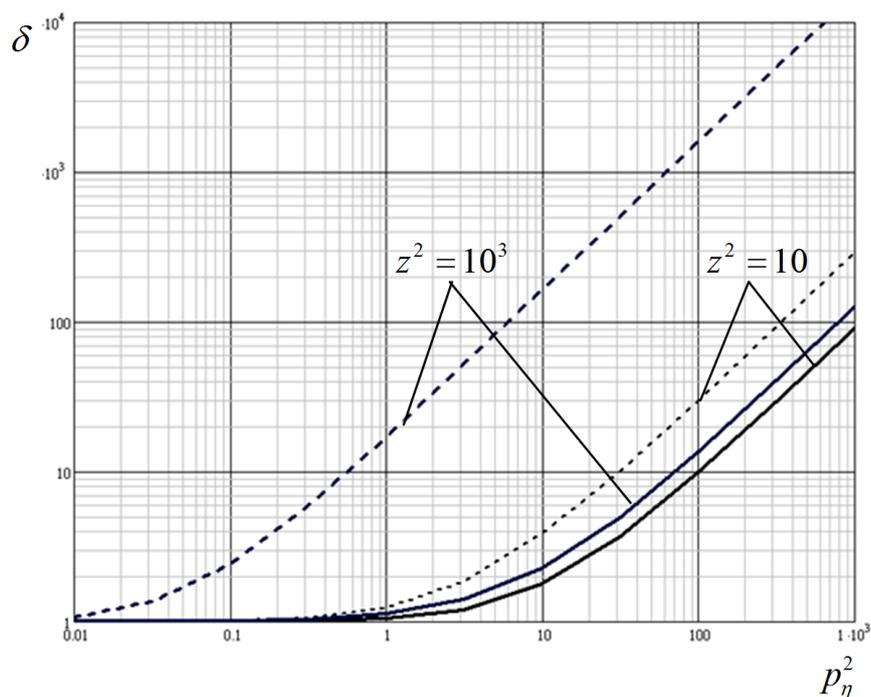


Рис. 4. Относительный выигрыш в среднем рассеянии по сравнению со случаем отсутствия компенсации помехи

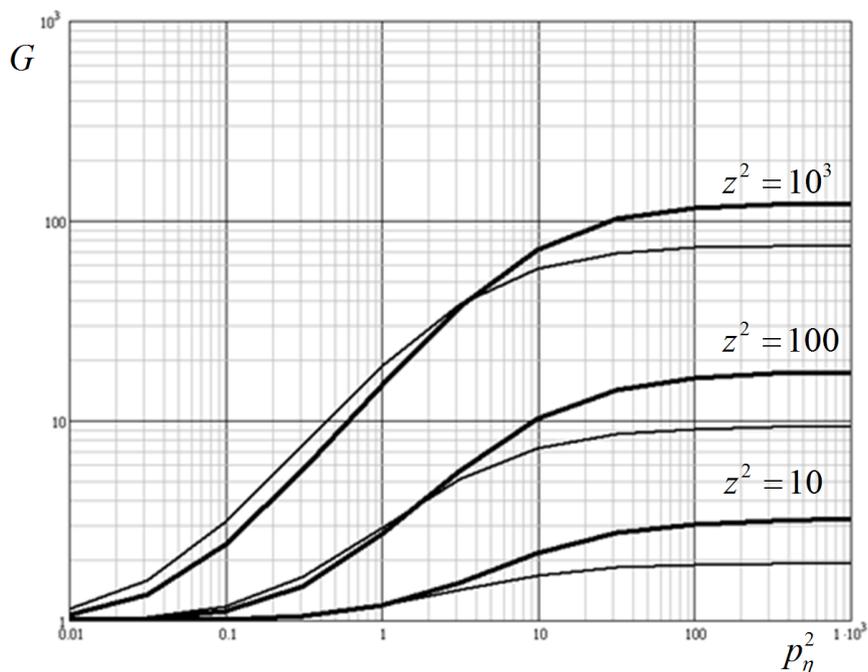


Рис. 5. Выигрыш в рассеянии при использовании многоканального алгоритма по сравнению с одноканальным подавлением узкополосной помехи

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что использование одноканального линейного подавления помехи может существенно повысить точность оценки информационных символов. Полученные характеристики позволяют оценить максимально достижимый выигрыш в точности при условии, что все статистические характеристики помехи известны. Кроме того, показано, что в системе связи с OFDM можно получить повышение эффективности подавления за счет перехода к многоканальному подавлению помехи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] van Nee R. OFDM for wireless multimedia communications / R. van Nee, R. Prasad. — Boston: Artech House, 2000. — 260 p.
- [2] Coulson A.J. Bit Error Rate Performance of OFDM in Narrowband Interference with Excision Filtering / A.J. Coulson // IEEE Trans. on Wireless Comm. — 2006. — Vol. 5, №. 9, P. 2484–2492.
- [3] Impacts of Narrowband Interference on OFDM-UWB Receivers / K. Shi, Y. Zhou, B. Kelleci et al // Analysis and Mitigation, IEEE Trans on Signal Processing. — 2007. — Vol. 55, №. 3. — P. 1118–1128.
- [4] Narrowband Interference Suppression in Underwater Acoustic OFDM System / W. Shen, H. Sun, E. Cheng et. al. // Underwater Acoustics, Prof. Salah Bourennane (Ed.), <http://www.intechopen.com/books/underwateracoustics/narrowband-interference-suppression-in-underwater-acoustic-ofdm-system>.
- [5] Отношение сигнал/шум радиоприемника в условиях блокирования / Э.К. Алгазинов, А.М. Бобрешов, А.М. Воробьев, Ю.Н. Нестеренко // Вестн. Воронеж. гос. ун-та. Сер. Физика, математика. — 2003. — № 1. — С. 5–18.
- [6] Прибытков Ю.Н. Характеристики линейного алгоритма подавления полосовых помех при приеме сигнала OFDM / Прибытков Ю.Н., А.Ю. Савинков, С.А. Антипов // Радиотехника. — 2014. — № 6. — С. 61–66.

REFERENCES

- [1] R. van Nee, R. Prasad OFDM for wireless multimedia communications. Boston: Artech House, 2000, 260 p.
- [2] Coulson A.J. Bit Error Rate Performance of OFDM in Narrowband Interference with Excision Filtering. IEEE Trans. on Wireless Comm., 2006, Vol. 5, №. 9, pp. 2484–2492.
- [3] Shi K., Zhou Y., Kelleci B. et. al. Impacts of Narrowband Interference on OFDM-UWB Receivers: Analysis and Mitigation, IEEE Trans on Signal Processing, 2007, Vol. 55, no. 3, pp. 1118–1128.
- [4] W. Shen, H. Sun, E. Cheng, W. Su and Y. Zhang Narrowband Interference Suppression in Underwater Acoustic OFDM System, Underwater Acoustics, Prof. Salah Bourennane (Ed.), <http://www.intechopen.com/books/underwateracoustics/narrowband-interference-suppression-in-underwater-acoustic-ofdm-system>.
- [5] Algazinov E.K., Bobreshov A.M., Vorobyov A.M., Nesterenko Yu.N. Signal/Noise Ratio Of A Radio Receiver Under The Condition Of Blocking. [Algazinov E'.K., Bobreshov A.M., Vorob"ev A.M., Nesterenko Yu.N. Otnoshenie signal/shum radiopriemnika v usloviyax blokirovaniya]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika — Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2003, no. 1, pp. 5–18.
- [6] Pribytkov Y.N., Savinkov A.Y., Antipov S.A. Characteristics of linear suppression algorithm of bandpass interference in OFDM signal. [Pribytkov Yu.N., Savinkov A.Yu., Antipov S.A. Karakteristiki linejnogo algoritma podavleniya polosovykh pomex pri prieme signala OFDM].

Radiotekhnika — Radio Engineering, 2014, no. 6, pp. 61–66.

Савинков Андрей Юрьевич, доктор технических наук, доцент, зам. директора программ ОАО “Концерн “Созвездие”, Воронеж, Российская Федерация
E-mail: a.savinkov@mail.ru
Тел.: 8(473)–274–72–41

Savinkov Andrey Y., doctor of technical Sciences, Associated Professor, Deputy Director of Program, JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation
E-mail: a.savinkov@mail.ru
Tel.: 8(473)–274–72–41

Прибытков Юрий Николаевич, кандидат физико-математических наук, доцент, начальник отдела ОАО “Концерн “Созвездие”, ассистент кафедры радиофизики, Воронежский государственный университет, Воронеж, Российская Федерация
E-mail: ypribytkov@kodofon.vrn.ru
Тел.: 8(473)–220–89–16

Pribytkov Yuri N., candidate of physico-mathematical Sciences, associate Professor, Assistant of Radio Physics Chair, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation
E-mail: ypribytkov@kodofon.vrn.ru
Tel.: 8(473)–220–89–16

Маршаков Владимир Кириллович, кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры радиофизики, Воронежский государственный университет, Воронеж, Российская Федерация
E-mail: mvk@phys.vsu.ru
Тел.: 8(473)–220–89–16

Marshakov Vladimir K., candidate of physico-mathematical Sciences, associate Professor, Associated Professor of Radio Physics Chair, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation
E-mail: mvk@phys.vsu.ru
Tel.: 8(473)–220–89–16