

ОЦЕНКА ДОППЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОДНОЧАСТОТНОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Егоров В.В., д.т.н., с.н.с., ведущий научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения»;
Лобов С.А., д.т.н., доцент, первый заместитель генерального директора – технический директор,
АО «Российский институт мощного радиостроения»;
Маслаков М.Л., научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения»,
e-mail: maslakovml@gmail.com;
Мингалева А.Н., к.т.н., начальник лаборатории, АО «Российский институт мощного радиостроения»,
e-mail: ming@list.ru.

DOPPLER FREQUENCY SHIFT ESTIMATION OF SINGLE-TONE PHASE-SHIFT-KEYING SIGNAL

Egorov V.V., Lobov S.A., Maslakov M.L., Mingaleva A.N.

The problem of Doppler signal carrier frequency shift estimation is considered in this article. The estimation is based on the phase difference of the information single-tone signal with phase-shift-keying modulation. Herewith, the information sequence is unknown. The description of the method and its modification are given. The results of numerical simulation are presented.

Key words: Doppler shift, estimation, phase, phase-shift-keying.

Ключевые слова: доплеровское смещение, оценка, фаза, фазовая манипуляция.

Введение

При функционировании подвижных систем радиосвязи, в случаях, когда один или оба абонента находятся в движении, происходит доплеровское смещение частоты [1]. Кроме того, доплеровское смещение частоты может быть вызвано движением отражающей радиосигнал поверхности (например, для коротковолновой радиосвязи характерно изменение высоты слоя ионосферы [2]), а также возможным расхождением частот опорных генераторов в передающем и/или приемном устройствах. Наличие доплеровского смещения частоты приводит к значительному снижению помехоустойчивости систем передачи данных.

Для повышения эффективности современных систем радиосвязи, необходимо постоянно знать условия распространения между передающей и приемной сторонами на заданной частоте в конкретный момент времени. Для этого осуществляют тестирование (зондирование) канала, с целью получения оценок параметров канала, таких как отношение сигнал/шум (ОСШ), наличие многолучевости, доплеровское смещение частоты и другие. Для такого тестирования в подавляющем большинстве систем используют различные тестовые сигналы.

Задача оценки доплеровского смещения частоты имеет место практически во всех системах радиосвязи и радиолокации, и особенно актуальна в авиационных и спутниковых системах связи [3, 4], а также в системах позиционирования [5].

Для оценки несущей частоты, а также значения доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала часто используют гармонический синусоидальный сиг-

Рассмотрена задача оценки доплеровского смещения несущей частоты сигнала. Оценка осуществляется на основе разности фаз информационного одночастотного сигнала с фазовой манипуляцией. При этом информационная последовательность неизвестна. Приведены описание метода и его модификация. Представлены результаты численного моделирования.

нал. В этом случае для оценки частоты применяют различные методы, в частности: метод наименьших квадратов [6], линейного предсказания [6], максимального правдоподобия [6, 7], сравнения [8] и другие.

Однако частая передача синусоидального сигнала приводит к снижению информационной скорости передачи данных. Поэтому в современных системах связи часто осуществляют оценку доплеровского смещения частоты как по модулированным тестовым сигналам [9-12], используемых для оценки импульсной характеристики канала и ОСШ, так и по информационным модулированным сигналам [13, 14]. Большинство этих способов основано на сдвиге опорного генератора, корреляционной обработке или обработке спектра.

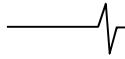
В данной работе авторами предложен метод оценки доплеровского смещения частоты по информационным одночастотным фазоманипулированным сигналам на основе значений фаз символов.

Метод оценки доплеровского смещения на основе разности фаз

Передаваемый информационный одночастотный фазоманипулированный сигнал представляет собой

$$s(t, f_0) = s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(2\pi f_0 t + \phi_n) p(t - nT_{sym}), t \in [0; NT_{sym}], \quad (1)$$

где N – количество передаваемых символов, A – ам-



плитуда передаваемого сигнала, f_0 – несущая частота передаваемого сигнала, φ_n , $n = 0 \dots N-1$ – фазы передаваемых символов, T_{sym} – длительность символа, $p(t)$ – импульсная функция

$$p(t) = \begin{cases} 1, t \in [0; NT_{sym}] \\ 0, t \notin [0; NT_{sym}] \end{cases} \quad (2)$$

В данной работе рассмотрим случай двухпозиционной фазовой манипуляции (ФМ-2, или BPSK – Binary Phase-Shift-Keying). Значения фаз символов $\varphi_n = 0; \pi$, $n = 0 \dots N-1$ и соответствуют значениям бит $\{0; 1\}$.

При приеме сигнала (1) имеем

$$\hat{s}(t) = s(t, f) + \zeta(t), \quad (3)$$

где f – несущая частота принятого сигнала, $\zeta(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум.

При этом

$$f = f_0 + f_d, \quad (4)$$

где f_d – значение доплеровского сдвига частоты.

Рассмотрим подробно значения фаз принимаемого информационного сигнала. Фазу каждого принятого символа можно представить в форме:

$$\Phi_n = \varphi_n + \psi + n2\pi f_d T_{sym} + \xi_n, \quad (5)$$

где ψ – постоянное смещение фазы, ξ_n – ошибка вычисления фазы, связанная с аддитивным шумом.

Отметим, что выражение (5) имеет место как в случае абсолютной (когерентной) ФМ, так и для относительной (дифференциальной) ФМ, а также фазоразностной ФМ любого порядка [15].

Рассмотрим разность фаз двух первых символов:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{1,0} &= \Phi_1 - \Phi_0 = (\varphi_1 + \psi + 2\pi f_d T_{sym} + \xi_1) - (\varphi_0 + \psi + \xi_0) = \\ &= (\varphi_1 - \varphi_0) + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0) = \\ &= \Delta\varphi_{1,0} + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0), \end{aligned} \quad (6)$$

аналогично, разность фаз 2-го и 0-го символа

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{2,0} &= \Phi_2 - \Phi_0 = (\varphi_2 + \psi + 2 \times \\ &\times 2\pi f_d T_{sym} + \xi_1) - (\varphi_0 + \psi + \xi_0) = \\ &= (\varphi_2 - \varphi_0) + 4\pi f_d T_{sym} + (\xi_2 - \xi_0) = \\ &= \Delta\varphi_{2,0} + 4\pi f_d T_{sym} + (\xi_2 - \xi_0). \end{aligned} \quad (7)$$

и т.д.

В общем случае имеем выборку

$$\Delta\Phi_{n,0} = \Delta\varphi_{n,0} + n2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0), n = 1 \dots N-1. \quad (8)$$

При этом значения $\Delta\varphi_{n,0}$ могут принимать значения $\{0; \pm\pi; 2\pi \equiv 0\}$. Однако, эти значения неизвестны, т.к. передаваемая информация и, соответственно, значения φ_n неизвестны.

Осуществим следующее преобразование:

$$\Delta\Phi'_{n,0} = \frac{\text{atan2}(\sin(2\Delta\Phi_{n,0}), \cos(2\Delta\Phi_{n,0}))}{2}, \quad (9)$$

где $\text{atan2}(y, x)$ – функция вычисления арктангенса от значения y/x на интервале $[-\pi; \pi]$ (см. [16]).

Тогда получим выборку

$$\Delta\Phi'_{n,0} = n2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0), n = 1 \dots N-1. \quad (10)$$

В соответствии с методом наименьших квадратов (МНК) задача сводится к минимизации

$$\sum_{n=1}^{N-1} (\Delta\Phi'_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min, \quad (11)$$

где X – доплеровское смещение частоты.

В результате минимизации функционала (11) получим значение оценки величины доплеровского смещения частоты в форме

$$\hat{f}_d = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} n\Delta\Phi'_{n,0}}{2\pi T_{sym} \sum_{n=1}^{N-1} n^2}. \quad (12)$$

Модификация метода

Рассмотрим разность фаз между $n+1$ и n символами ($n+1 \leq N$):

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{n+1,n} &= \Phi_{n+1} - \Phi_n = \\ &= (\varphi_{n+1} + \psi + (n+1) \cdot 2\pi f_d T_{sym} + \xi_{n+1}) - \\ &- (\varphi_n + \psi + n \cdot 2\pi f_d T_{sym} + \xi_n) = \\ &= \Delta\varphi_{n+1,n} + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_{n+1} - \xi_n). \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда, осуществив преобразование (9), а также отбросив слагаемые $(\xi_{n+1} - \xi_n)$ в (13) и $(\xi_1 - \xi_0)$ в (6), можно полагать, что

$$\Delta\Phi'_{n+1,n} \equiv \Delta\Phi'_{1,0}. \quad (14)$$

Аналогично, при $k > 1$, $n+k \leq N-1$, можно полагать

$$\Delta\Phi'_{n+k,n} \equiv \Delta\Phi'_{k,0}. \quad (15)$$

В результате выборка разностей фаз (10) увеличивается в объеме, благодаря чему можно получить средние арифметические значения разностей фаз. Выражение для усредненных значений разностей фаз есть

$$\Delta\Phi''_{n,0} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \Delta\Phi'_{n+k,k}, n = 1 \dots N-1. \quad (16)$$

При этом

$$n+K \leq N-1. \quad (17)$$

Слагаемые вида $(\xi_{n+1} - \xi_n)$ представляют собой разность ошибок вычисления фазы. Очевидно, что дисперсия ошибки вычисления разности фаз для $\Delta\Phi''_{n,0}$ меньше, чем для $\Delta\Phi'_{n,0}$.

В результате функционал (11) преобразуется к виду

$$\sum_{n=1}^{N-1} (\Delta\Phi''_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min. \quad (18)$$

При этом полагаем, что дисперсии ξ_n , $n = 0 \dots N-1$ одинаковы. Следовательно, дисперсии разности фаз $\Delta\Phi'_{n,0}$, $n = 0 \dots N-1$ также равны. Однако дисперсии разности фаз $\Delta\Phi''_{n,0}$ отличаются, т.к. максимальные значения K для различных n отличны, что следует из условия (17). Это демонстрируется на рис. 1 при значениях $f_d = 5$ Гц, $T_{sym} = 0,625$ мс и отношении сигнал/шум (ОСШ) 20 дБ.

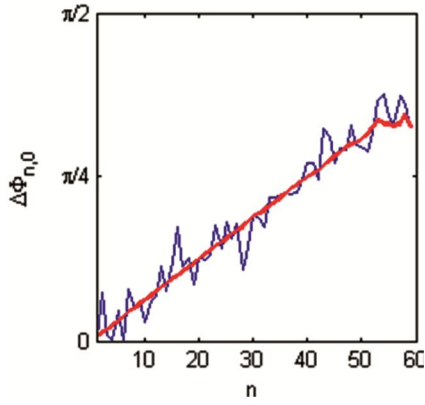


Рис. 1. Зависимости разности фаз от n : $\Delta\Phi'_{n,0}$ (синяя) и $\Delta\Phi''_{n,0}$ (красная)

При этом отметим, что для максимально возможного значения K с учетом (17), при вычислении разности фаз (16), следует

$$\sigma_{n,0}^2 \leq \sigma_{n+1,0}^2. \quad (19)$$

Здесь $\sigma_{n,0}^2$ и $\sigma_{n+1,0}^2$ – соответствующие дисперсии для разности фаз $\Delta\Phi''_{n,0}$ и $\Delta\Phi''_{n+1,0}$.

Таким образом, для минимизации ошибки вычисления \hat{f}_d введем $N' < N - 1$ и от (18) перейдем к

$$\sum_{n=1}^{N'} (\Delta\Phi''_{n,0} - n2\pi T_{sym} X)^2 \rightarrow \min. \quad (20)$$

При этом существует оптимальное значение N'_{opt} обеспечивающее минимальную дисперсию ошибки \hat{f}_d . Оценка N'_{opt} может быть основана на получении оценок ОСШ (например, методом из [17]), а также оценок дисперсии фазы [18, 19].

В результате оценку величины доплеровского смещения частоты можно получить из выражения

$$\hat{f}_d = \frac{\sum_{n=1}^{N'} n \Delta\Phi''_{n,0}}{2\pi T_{sym} \sum_{n=1}^{N'} n^2}. \quad (21)$$

Некоторые замечания при реализации метода

Рассмотренные методы при реализации в форме (11) или (20) обладают существенным ограничением, связанным с цикличностью фазы. Данный эффект продемонстрирован на рис. 2 при значениях $f_d = 10$ Гц и $T_{sym} = 0,625$ мс.

В результате линейная модель вида $n2\pi T_{sym} X$ оказывается непригодной в рассматриваемом случае при анализе разности фаз более чем 40 информационных символов.

Несмотря на указанное ограничение, реализация в форме (11) или (20) также допустима для оценки доплеровского смещения частоты при осуществлении подстройки по небольшим последовательностям информационных символов. Это имеет место в случаях, когда доплеровское смещение частоты изменяется с течением времени [2], и оценка должна осуществляться на относительно небольшом интервале.

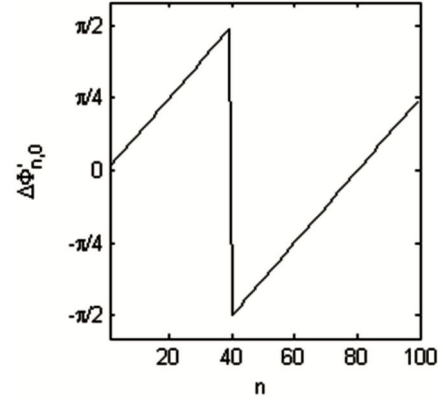


Рис. 2. Зависимость разности фаз $\Delta\Phi'_{n,0}$ от объема анализируемой выборки фаз символов

Рассмотрим варианты реализации предлагаемого метода для оценки доплеровского смещения, в которых снимается указанное ограничение.

Способ 1

Представим разность фаз (8) в виде
$$\Delta\Phi_{n,0} = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_0 = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_{n-1} + \bar{\Phi}_{n-1} - \bar{\Phi}_{n-2} + \bar{\Phi}_{n-2} - \dots - \bar{\Phi}_1 + \bar{\Phi}_1 - \bar{\Phi}_0, \quad (22)$$
 где $\bar{\Phi}_n, n = 0 \dots N$ – значения фаз при отсутствии модуляции, т.е. при $\varphi_n = 0$.

Сгруппируем разности фаз соседних символов
$$\Delta\bar{\Phi}_{n,0} = \Delta\bar{\Phi}_{n,n-1} + \Delta\bar{\Phi}_{n-1,n-2} + \dots + \Delta\bar{\Phi}_{1,0}, \quad (23)$$
 где $\Delta\bar{\Phi}_{n,n-1} = \bar{\Phi}_n - \bar{\Phi}_{n-1}, n = 1 \dots N - 1$.

Снимем допущение, что $\varphi_n = 0$. При этом с учетом преобразования (9) по аналогии с выражением (23) можно записать

$$\Delta\Phi'_{n,0} = \Delta\Phi'_{n,n-1} + \Delta\Phi'_{n-1,n-2} + \dots + \Delta\Phi'_{1,0}. \quad (24)$$

Распишем (24) подробнее
$$\Delta\Phi'_{n,0} = 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_{n-1}) + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_{n-1} - \xi_{n-2}) + \dots + 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_1 - \xi_0) = n \cdot 2\pi f_d T_{sym} + (\xi_n - \xi_0). \quad (25)$$

В результате от (24) пришли к выражению (10), с тем отличием, что $|n \cdot 2\pi f_d T_{sym}|$ может принимать значения больше $\pi/2$.

Аналогично можно поступить и для модификации данного метода, после чего воспользоваться выражением (12) или (21) для получения оценки доплеровского смещения частоты \hat{f}_d .

Способ 2

Перейдем от (20) к функционалу следующего вида
$$\sum_{n=1}^{N'} (\sin(\Delta\Phi''_{n,0}) - \sin(n2\pi T_{sym} X))^2 \rightarrow \min. \quad (26)$$

Для удобства сделаем замену $Y = 2\pi T_{sym} X$. Найдем производную (26) и приравняем ее нулю

$$2 \cdot \sum_{n=1}^{N'} (-n \sin(\Delta\Phi''_{n,0}) \cos(nY) + n \sin(nY) \cos(nY)) = 0. \quad (27)$$

В результате получим уравнение вида

$$\sum_{n=1}^{N'} n \sin(\Delta\Phi_{n,0}^n) \cos(nY) = \sum_{n=1}^{N'} n \sin(nY) \cos(nY) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N'} n \sin(2nY). \quad (28)$$

Аналитическое выражение для нахождения оценки \hat{Y} получить не удается, однако решение уравнения (28) достаточно легко может быть получено численно [20].

Окончательно получим оценку доплеровского смещения частоты

$$\hat{f}_d = \frac{\hat{Y}}{2\pi T_{sym}}. \quad (29)$$

Численный эксперимент

Численный эксперимент проводился для BPSK сигналов с параметрами: $f_0 = 1800$ Гц; $T_{sym} = 0,625$ мс. Число экспериментов 100000.

На рис. 3 приведены экспериментально полученные распределения оценок \hat{f}_d для предложенного метода оценки доплеровского смещения частоты и для модификации данного метода при заданном значении $f_d = 5$ Гц. Число символов $N = 50$ и 30 , значение ОСШ составляло 20 и 10 дБ. Там же приведены соответствующие зависимости для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты при выборе оптимального значения $N'_{opt} \leq N$.

плеровского смещения частоты при выборе оптимального значения $N'_{opt} \leq N$.

На рис. 4 представлены зависимости дисперсии оценки доплеровского смещения частоты $\sigma_{\hat{f}_d}^2$ от ОСШ. Дисперсия вычислялась из выражения

$$\sigma_{\hat{f}_d}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\hat{f}_d(l) - f_d)^2, \quad (30)$$

где L – количество экспериментов, $\hat{f}_d(l)$ – полученная в l -ом эксперименте оценка значения доплеровского смещения частоты.

Таким образом, точность модифицированного метода при использовании выражения (18) оказывается значительно выше, чем для случая (12).

Наименьшая дисперсия ошибки оценки доплеровского смещения частоты достигается в случае применения модифицированного метода с выбором оптимального значения объема выборки N'_{opt} при применении выражения (21). Однако выбор этого значения является достаточно сложной задачей. Отметим, что оценки \hat{f}_d , близкие к оптимальным, можно получить путем ограничения максимального объема выборки порядка

$$N' \approx \left(\frac{2}{3} \div \frac{3}{4}\right) \cdot N. \quad (31)$$

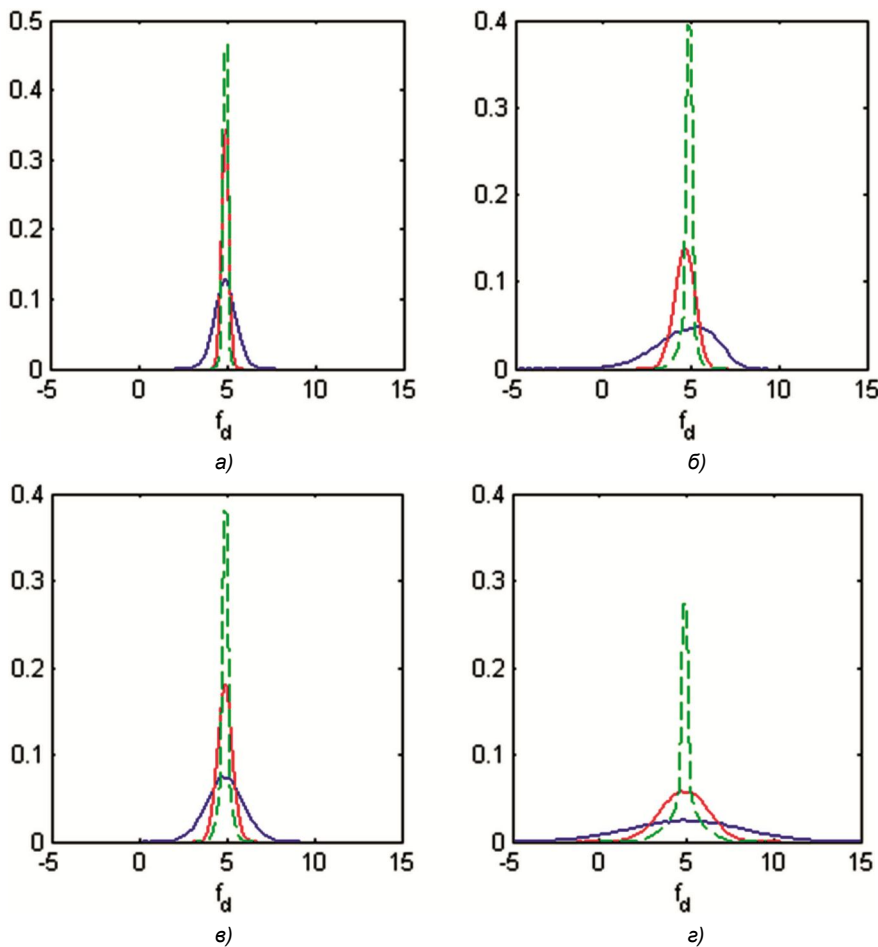


Рис. 3. Распределения оценок \hat{f}_d для предложенного метода (синяя), для модификации данного метода (красная) и для модификации данного метода с выбором N'_{opt} (зеленая) при заданном значении $f_d = 5$ Гц: а – $N = 50$, ОСШ 20 дБ; б – $N = 50$, ОСШ 10 дБ; в – $N = 30$, ОСШ 20 дБ; г – $N = 30$, ОСШ 10 дБ

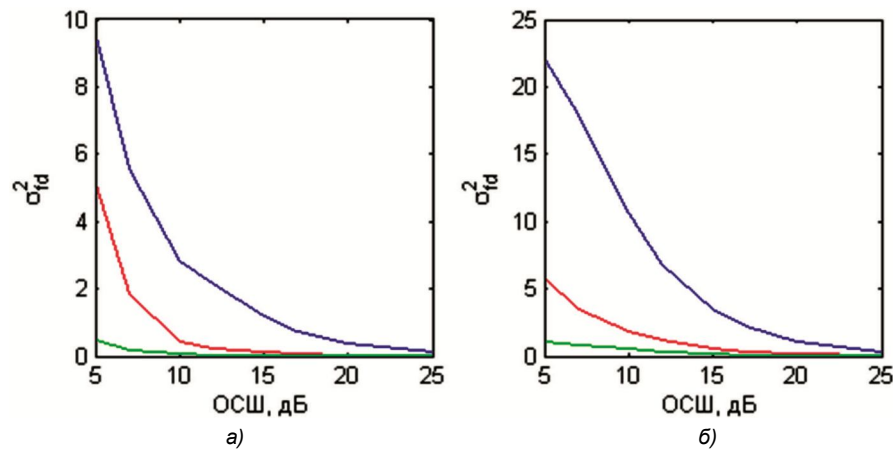


Рис. 4. Зависимости $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для предложенного метода (синяя), для модификации данного метода (красная) и для модификации данного метода с выбором N'_{opt} (зеленая) при $N = 50$ (а) и $N = 30$ (б)

Для наглядности на рис. 5 приведена зависимость $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты с выбором N'_{opt} .

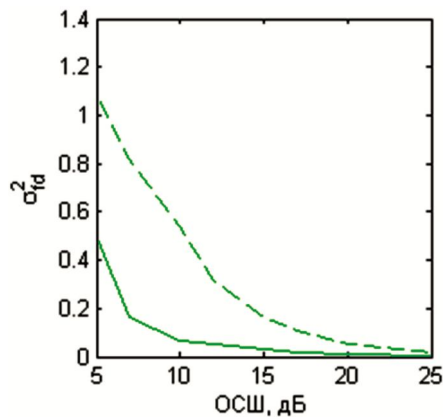


Рис. 5. Зависимости $\sigma_{f_d}^2$ от ОСШ для модифицированного метода оценки доплеровского смещения частоты с выбором N'_{opt} при $N = 50$ (сплошная) и $N = 30$ (штриховая)

Заключение

Предложенный в работе метод позволяет в режиме реального времени производить оценку доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала и осуществлять ее подстроку. Особенностью данного метода является отсутствие необходимости посылки специального тестового сигнала. Оценка осуществляется непосредственно по информационному сигналу путем анализа фаз отдельных символов. При этом информационная последовательность бит неизвестна. Также отметим, что для получения оценки требуются относительно небольшие последовательности информационных BPSK символов. Кроме того, в работе предложены способы корректной обработки на фазовой окружности.

Литература

- Zhuang Y., Hua J., Wen H., Meng Y., Meng L. An iterative Doppler shift estimation in vehicular communication systems. 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE). Pp. 4129-4134.
- Johnson E.E., Koski E., Furman W.N., Jorgenson M., Nieto J. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications.

Artech House, Inc, Boston, 2013.

- Карпунин Е.О., Мазепа Р.Б., Михайлов В.Ю. Исследование перспективных сигнально-кодовых конструкций на основе FH-OFDM при воздействии Доплеровского сдвига частоты. Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. № 1. – С. 12-16.

- Liu Q. Doppler measurement and compensation in mobile satellite communications systems. MILCOM 1999. IEEE Military Communications. 31 Oct. 3 Nov., 1999. Pp. 316-320.

- Tirer T., Weiss A.J. High Resolution Localization of Narrowband Radio Emitters Based on Doppler Frequency Shifts. Signal Processing. Vol. 141. 2017.

- Kundu D., Nandi S. Statistical Signal Processing. Frequency Estimation. Springer, 2012. – 132 p.

- Rife D., Boorstyn R. Single tone parameter estimation from discrete-time observations. IEEE Transactions on Information Theory. Vol.20. I. 5. Sep. 1974. Pp. 591-598.

- Белецкая С.Ю., Гнездилов Д.С., Крыжко И.Б., Токарев А.Б. Измерение частоты гармонического сигнала методом сравнения с эталонами. Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 10. № 1. 2014. С. 85-87.

- Hua J., Meng L., Zhao X., Li G., Wang D., You X. A Doppler shift estimator in radio propagations. Radio Science. Vol. 44, no. 4. 2009.

- Chen G., Zhao Z., Nie X., Shi S., Yang G., Su F. Doppler estimating and compensating method based on phase. Journal of Systems Engineering and Electronics V. 20(4). № 8, 2009. – Pp. 681-686.

- Johnson M., Freitag L., Stojanovic M. Improved Doppler tracking and correction for underwater acoustic communications // in Proc. ICASSP '97, Munich, Germany, Apr. 1997, Pp. 575-578.

- Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.А., Ульяницкий Ю.Д. Радиотехнические системы: Учеб. Пособие для вузов по спец. «Радиотехника». М.: Радио и связь, 1990.

- Боташев Б.М., Скрипкин А.А. Пат. РФ № 2233452. Способ извлечения информации о доплеровском сдвиге частоты несущей сигнала и устройство для его осуществления. Опубл. 27.07.2004.

- Буренин А.В. Пат. РФ № 2565237. Способ оценки доплеровского смещения несущей частоты сложного сигнала. Опубл. 20.10.2015.

- Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991.

- Nelson H.F. Beebe. The Mathematical-Function Computation Handbook. – Springer, 2017.

- Егоров В.В., Смаль М.С. Оценка отношения сигнал/шум при использовании сигналов с фазовой модуляцией // Телекоммуникации, № 5, 2013. С. 29-34.

- Мардиа К. Статистический анализ угловых наблюдений. М. Наука, 1978.

- Jammalamadaka S.R., SenGupta A. Topics in Circular Statistics, World Scientific Publishing Co., Singapore, 2001.

- Калиткин Н.Н. Численные методы. М.: Наука, 1978.