

УДК 621.396

НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ ИНТЕНСИВНОЙ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ ЗА СЧЁТ СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ ЕЁ ПАРАМЕТРОВ

*Кузьмин Е.В., к.т.н., доц., доцент кафедры радиотехники ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет»,
e-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru, kuzminev@mail.ru*

NEUTRALIZING INTENSIVE CONTINUOUS WAVE INTERFERENCE BY SPECTRAL-WEIGHT ESTIMATION OF ITS PARAMETERS

Kuzmin E.V.

The necessary auxiliary expressions are obtained analytically for the procedure of spectral-weight estimation of the parameters of a harmonic signal from the samples of the complex spectrum of its temporal realization, "weighted" using the cubic variation of the Hanning weight (window) function. The heuristic generalization of the expressions of the spectral-weight estimation procedure for the nearest integer cases of variations in the degree of this weight function is carried out and tested. The comparison of the signal parameters estimation accuracy is carried out and the efficiency of the obtained solutions is demonstrated. On the basis of spectral-weight estimation, a compensation algorithm for neutralizing harmonic interference is implemented and compared with a frequency notch based on the discrete Fourier transform.

Key words: spectral-weight estimation, signal processing, continuous wave interference, discrete Fourier transform.

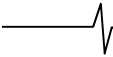
Ключевые слова спектрально-весовое оценивание, обработка сигналов, гармоническая помеха, дискретное преобразование Фурье.

Введение и постановка задачи

Среди большого числа известных моделей помеховых воздействий достаточно часто в литературе встречается узкополосная или гармоническая помеха (ГП), являющаяся посторонним (внешним) гармоническим сигналом вида $A \sin(2\pi f t \pm \varphi)$ [1-21]. Несмотря на простоту своей модели (формы) она способна оказывать влияние на характеристики различных процедур обработки сигналов (см., например [5, с. 215; 15; 17; 19] и др.). Подавление ГП производится разными возможными способами: путём адаптивной фильтрации [1, с. 220; 4; 9; 17]; за счёт частотной режекции (ЧР), реализуемой в аналоговой или цифровой форме [1, с. 211; 3, с. 47]; а также на основе компенсационного подхода (упоминаемого, в частности, в [9; 11, с. 754]). Каждый из вариантов подавления имеет преимущества и недостатки. Эффективным и реализуемым решением для борьбы с ГП является ЧР на основе прямого и обратного дискретного (быстрого) преобразования Фурье (ДПФ, ОДПФ) [6; 8; 11, с. 771; 20]. Однако поиск, проработка и реализация вариантов для повышения эффективности возможных решений всегда актуальны, поскольку со временем требования, предъявляемые к показателям качества технических систем, как правило, возрастают. Рассматриваемой в статье альтернативой для ЧР-ДПФ-ОДПФ представляется компенсация ГП на основе спектрально-весового оценивания (СВО) [22-27] её параметров: амплитуды, частоты и начальной фазы. Процедура СВО, подробно описанная в [26; 27], предполагает выполнение следующих операций: умножение реализации сигнала конечной длины на весовую (оконую) функцию (ВФ); вычисление ДПФ – получение спектральных отсчётов (СО) «взвешенной» реализации сигнала; допол-

Аналитическим путём получены необходимые вспомогательные выражения для процедуры спектрально-весового оценивания параметров гармонического сигнала по отсчётам комплексного спектра его временной реализации, «взвешенной» с использованием кубической вариации весовой функции Хеннинга. Выполнено и проверено эвристическое обобщение выражений процедуры спектрально-весового оценивания для ближайших целочисленных случаев вариаций степени этой весовой функции. Проведено сравнение точности оценивания параметров сигнала и продемонстрирована эффективность полученных решений. На основе спектрально-весового оценивания реализован компенсационный алгоритм нейтрализации гармонической помехи и проведено его сравнение с частотным режектором на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье.

нительная обработка СО – формирование оценок амплитуды \hat{A} , частоты \hat{f} и начальной фазы $\hat{\varphi}$. Точность СВО перечисленных параметров зависит от ряда факторов, в том числе от вида ВФ [26; 27]. Для повышения эффективности обработки сигналов на фоне ГП за счёт ЧР-ДПФ-ОДПФ рассматривались различные ВФ [6; 8; 20]. Показано, что предпочтение следует отдать ВФ Ханна [8], Парзена [8], Хеннинга [20]. Причём ВФ Хеннинга в определённых условиях оказывается наиболее предпочтительной [20]. В работах [26; 27] представлены необходимые аналитические выражения для реализации процедуры СВО при использовании нескольких классических ВФ, в частности – при «взвешивании» реализации сигнала с применением ВФ Ханна, в то время как аналогичные выражения для применения ВФ Хеннинга отсутствуют. Таким образом, образуется задача получения необходимых аналитических выражений для реализации процедуры СВО с использованием ВФ Хеннинга. Далее, запишем модель аддитивной смеси сигнала, гармонической помехи и шума, а также выражения для реализации процедуры СВО параметров ГП. Прове-



дём необходимую вычислительную аналитическую работу с целью формализации данной процедуры для случая применения кубической и других вариаций ВФ Хеннинга. Применим процедуру СВО для компенсации интенсивной ГП.

Цель работы: повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт реализации алгоритма компенсации, основанного на спектрально-весовом оценивании её параметров с использованием весовой функции Хеннинга.

Модель наблюдения

Запишем на интервале наблюдения $t \in [0, T]$ математическую модель аддитивной смеси полезного сигнала $s(t)$, ГП $m(t)$ и белого шума $\xi(t)$ (к примеру, [7; 11, с. 752]):

$$\begin{aligned} y(t) &= A_c s(t) + A_n m(t) + \xi(t), \\ m(t) &= \sin(2\pi f_n t \pm \varphi_n), \end{aligned} \quad (1)$$

которая в дискретном времени $t_n = nT_d$ с шагом дискретизации $T_d = 1/f_d$ может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} y(n) &= y(t_n) = A_c s(t_n) + A_n m(t_n) + \xi(t_n, \sigma_\xi^2), \\ n &= 0, 1, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (2)$$

где n – номер временного отсчёта; N – количество обрабатываемых отсчётов смеси; σ_ξ^2 – дисперсия дискретизированного квазигармонического шума, которая определяется на основе спектральной плотности мощности N_0 и частоты дискретизации f_d ; $T = NT_d$ – длительность интервала наблюдения; смысл других использованных обозначений понятен без дополнительных пояснений. Ухудшение качества приёма сигналов в присутствии ГП оказывается заметным, как правило, при её энергетическом превосходстве $A_n \gg A_c$ [5; 7; 14; 15; 18], что при условиях $A_n \gg \sigma_\xi$ и $A_c \ll \sigma_\xi$ позволяет сделать справедливое допущение и упростить (2):

$$y(t_n) \approx A_n m(t_n) = A_n \sin(2\pi f_n nT_d \pm \varphi_n). \quad (3)$$

Как видно из (3), нейтрализация дискретизированной ГП может быть сведена к оцениванию её параметров $\hat{A}_n, \hat{f}_n, \hat{\varphi}_n$, формированию её копии $\hat{A}_n \hat{m}(t_n)$ и вычитанию из аддитивной смеси (2) [9; 11, с. 752], что приведёт к «отфильтрованной» смеси $y_\Phi(n)$, в которой действие ГП будет практически нивелировано¹:

$$\begin{aligned} y_\Phi(n) &= y_\Phi(t_n) = y(t_n) - \hat{A}_n \hat{m}(t_n) = \\ &= y(n) - \hat{A}_n \sin(2\pi \hat{f}_n nT_d \pm \hat{\varphi}_n). \end{aligned} \quad (4)$$

Априорная неопределённость относительно параметров ГП позволяет допускать равновероятную возможность как кратности так и не кратности частот f_d и f_n . При обработке дискретизированной смеси (2) в случае отсутствия кратности указанных частот, точность оценивания частоты f_n на основе ДПФ ухудшается,

однако, при применении СВО это ограничение успешно преодолевается [27].

Спектрально-весовое оценивание параметров гармонических сигналов

Известный способ [22-27] спектрально-весового оценивания параметров гармонических сигналов основан на дополнительной обработке СО $\dot{Y}(k)$, полученных как ДПФ [28, с. 57] от произведения сигнала $y(n)$ (2) и ВФ $w(n)$:

$$\dot{Y}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) w(n) \exp(-j2\pi k n / N), \quad (5)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1,$$

где k – номер СО, $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. Согласно [26; 27] оценки амплитуды \hat{A} (6) [27, с. 56], частоты \hat{f} (7) [27, с. 11] и начальной фазы $\hat{\varphi}$ (8) [27, с. 56] формируются на основе номера k_{\max} бина ДПФ (5), соответствующего максимальному значению модуля (5) $\max_k \{|\dot{Y}(k)|\}_{k=0}^{N-1} \rightarrow k_{\max}$:

$$\hat{A} = 2 \left| \dot{Y}(k_{\max}) \right| \left(\left| \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \exp(-j2\pi \alpha n / N) \right| \right)^{-1}, \quad (6)$$

$$\hat{f} = (f_d / N)(k_{\max} + \alpha), \quad (7)$$

$$\hat{\varphi} = \arg \{ \dot{Y}(k_{\max}) \} + \pi/2 - \pi \alpha. \quad (8)$$

В выражениях (6)-(8) используется дополнительный параметр

$$\alpha = (-1)^{L_{\max}} V(R), \quad (9)$$

который для конкретной ВФ выражается через теоретическое значение отношения $R = |\dot{W}(1-\alpha)|/|\dot{W}(\alpha)|$ [26; 27, с. 15], экспериментально (практически, при проведении измерений или при их обработке) определяемое как

$$R = \frac{X(L_{\max})}{|\dot{Y}(k_{\max})|}, \quad (10)$$

где величина $L_{\max} = 1, 2$ является номером (1 или 2) элемента двухэлементного массива $X = \{|\dot{Y}(k_{\max}-1)|, |\dot{Y}(k_{\max}+1)|\}$, составленного из двух СО (5), примыкающих к отсчёту $\dot{Y}(k_{\max})$, и определяется по максимальному значению $\max\{X\} \rightarrow L_{\max}$; $V(R)$ – определяемая для конкретной ВФ зависимость²; $\dot{W}(k)$ – ДПФ от ВФ $w(n)$; $\arg\{\bullet\}$ – аргумент комплексной величины. Представленное выражение (9) в явном виде³ отсутствует в опорных источниках [26; 27] и записано автором с целью повышения вычислительного удобства, универсальности (знак) и компактности изложения. При использовании в (5) произвольной ВФ выражение (9) требует обязательного уточнения. В частности, при предварительной об-

¹ При высокой точности оценок её параметров.

² К примеру, для ВФ Ханна $V(R) = \pm(2R-1)/(R+1)$ [26; 27, с. 16].

³ В вышепоказанном виде.

работке реализации сигнала с применением «взвешивания» на основе степенных вариаций весовой функции Хеннинга [29, с. 40], множитель $V(R)$, используемый в процедуре СВО, необходимо формализовать. Поэтому далее, получим необходимое аналитическое выражение для отношения R при использовании указанной ВФ Хеннинга, а для этого получим её комплексный спектр $\dot{W}(k)$ и его модуль $|\dot{W}(k)|$. Следует дополнительно отметить, что для реализации процедуры СВО параметров сигналов существуют альтернативные (9) варианты получения параметра α [27, с. 40; 30], инвариантные к виду используемой в (5) ВФ. Данные варианты основаны на применении различных способов интерполяции частотных характеристик ВФ [27; 30]. Обладая достоинством в виде удобства практического применения, они имеют и существенный недостаток – обеспечивают потенциально более низкую точность СВО в сравнении со случаями априорного учёта вида весовой функции.

Фурье-анализ ВФ Хеннинга и её применение для процедуры СВО

Рассмотрим кубическую вариацию весовой функции Хеннинга $w(n) = \sin^3(\pi n/N)$, $n=0,1,\dots,N-1$ [29, с. 40]. В непрерывном времени⁴ на интервале наблюдения $t \in [0, T]$ данная ВФ имеет вид:

$$w(t) = \sin^3(\gamma t), \quad \gamma = \pi/T. \quad (11)$$

Воспользуемся формой представления ВФ (11) и определим её комплексный спектр $\dot{W}(\omega) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} w(t)$, а также модуль комплексного спектра $|\dot{W}(\omega)|$. Выполнение преобразования Фурье по отношению к ВФ (11) приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} \dot{W}(\omega) &= \int_0^T w(t) e^{-j\omega t} dt = \int_0^T \sin^3(\gamma t) e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{6\gamma^3(1+e^{-j\omega T})}{9\gamma^4-10\gamma^2\omega^2+\omega^4} = \frac{6(\pi/T)^3(1+e^{-j\omega T})}{9(\pi/T)^4-10(\pi/T)^2\omega^2+\omega^4}. \end{aligned} \quad (12)$$

При проведении вычислительной работы в (12) учтено известное [32, с. 190] тригонометрическое выражение $\sin^3(x) = (3\sin(x) - \sin(3x))/4$ и табличный

$$\int e^{ax} \sin(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2+b^2} [a \sin(bx) - b \cos(bx)] + C.$$

Рассмотрим полученный комплексный спектр (12) на дискретных частотах $\omega_k = 2\pi f_d k/N = 2\pi k/NT_d$, имеем:

$$\begin{aligned} \dot{W}(\omega_k) &= \frac{6(\pi/NT_d)^3(1+e^{-j(2\pi f_d k/N)NT_d})}{9(\pi/NT_d)^4-10(\pi/NT_d)^2(2\pi f_d k/N)^2+(2\pi f_d k/N)^4} = \\ &= \frac{6}{\pi} NT_d \frac{(1+e^{-j2\pi k})}{(9-40k^2+16k^4)}. \end{aligned} \quad (13)$$

Определим модуль (13):

$$\begin{aligned} |\dot{W}(\omega_k)| &= |\dot{W}(k)| = \left| \frac{6}{\pi} NT_d \frac{(1+e^{-j2\pi k})}{(9-40k^2+16k^4)} \right| = \\ &= \frac{6}{\pi} NT_d \frac{|1+e^{-j2\pi k}|}{|9-40k^2+16k^4|} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} NT_d \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi k)}}{|9-40k^2+16k^4|}. \end{aligned} \quad (14)$$

При выполнении преобразований в (14) учтено, что $|1+e^{-j2\pi k}| = \sqrt{2}\sqrt{1+\cos(2\pi k)}$. Применяя методику [26; 27, с. 16] и используя (14), получим искомое отношение:

$$\begin{aligned} \frac{|\dot{W}(1-\alpha)|}{|\dot{W}(\alpha)|} &= \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}}{\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)}} \frac{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|}{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|} = \\ &= \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}}{\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)}} \times \frac{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|}{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|} = \\ &= \frac{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|}{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|} = \left| \frac{2\alpha+3}{5-2\alpha} \right|. \end{aligned} \quad (15)$$

При выполнении преобразований в (15) учтено, что при значениях $-0,5 < \alpha < 0,5$ множитель $\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}/\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)} \rightarrow 1$, а полученное значение отношения (15) $|(2\alpha+3)/(5-2\alpha)| = (2\alpha+3)/(5-2\alpha)$.

Далее, решая уравнение $(2\alpha+3)/(5-2\alpha) = R$, получим аналитическое выражение для параметра α (без учёта знака, учитываемого согласно (9)), необходимого для реализации процедуры СВО (6)-(8) с использованием ВФ вида (11). Искомое решение имеет вид:

$$\alpha = (2,5R - 1,5)/(R + 1) = V(R). \quad (16)$$

Сопоставление выражений для множителя⁵ $V(R) = (2R-1)/(R+1)$ [26; 27, с. 16], соответствующего ВФ Ханна $w(n) = \sin^2(\pi n/N) = (1 - \cos(2\pi n/N))/2$, и полученного выше множителя $(2,5R-1,5)/(R+1)$ (16), соответствующего кубической вариации ВФ Хеннинга $w(n) = \sin^3(\pi n/N)$ (11), позволило выдвинуть предположение о возможности эвристического обобщения полученных результатов. При проведении сопоставления данных выражений, полученных аналитическим путём, замечено, что целочисленное повышение степени β в записи рассматриваемой ВФ $w(n) = \sin^\beta(\pi n/N)$ приводит к заметным изменениям в слагаемых числителя зависимости $V(R)$. Можно констатировать, что в числителях обсуждаемых выражений при указанном повышении степени происходит соответствующее увеличение значений слагаемых на величину, равную 1/2. Сказанное позволяет предполагать, что, к примеру, при $\beta=4$ числитель множителя $V(R)$ будет равным $3R-2$. Анало-

⁴ Переход к непрерывному времени, аналогично [31, с. 153], позволяет использовать интегральное преобразование, что весьма удобно для выполнения вычислительной работы.

⁵ Приведён без знака, а возможность его учёта уже неоднократно отмечалась по тексту статьи. Далее, эта особенность дополнительно не обсуждается.

гичные предположения возможно высказать как по поводу дальнейшего увеличения показателя степени ВФ, так и по поводу её уменьшения до значения $\beta=1$ (т.н. синус-окно [29, с. 40]). Последнее может приводить к числителю вида $1,5R-0,5$. Результаты обобщения, сделанного на основе проведённого сопоставления, выборочно сведены в табл. 1.

Таблица 1. Множители $V(R)$ для процедуры СВО при использовании ВФ $\sin^\beta(\pi n/N)$

β	$V(R)$	Примечание
1	$(1,5R-0,5)/(R+1)$	Записано путём обобщения
2	$(2R-1)/(R+1)$	Известно аналитическое решение, см. [26; 27, с. 16]
3	$(2,5R-1,5)/(R+1)$	Получено аналитически в настоящей статье, см. (12)-(16)
4	$(3R-2)/(R+1)$	Записано путём обобщения
5	$(3,5R-2,5)/(R+1)$	Записано путём обобщения

Как видно из табл. 1, повышение и снижение показателя степени рассматриваемой ВФ не приводит к существенным усложнениям выражения множителя, необходимого для реализации процедуры СВО. При проведении исследований все представленные в табл. 1 выражения проверены применительно к задаче СВО амплитуды, частоты и начальной фазы гармонических сигналов. При необходимости дальнейшего повышения показателя степени ВФ β , соответствующий ему множитель $V(R)$ легко записывается (но требует вычислительной проверки). Использование полученного аналитическим путём результата (16), а также записанных на его основе результатов (табл. 1) в выражениях (6)-(8) с учётом (9), позволяет получать оценки параметров гармонического сигнала на основе дополнительной обработки спектральных отсчётов (5) при использовании для предварительного «взвешивания» кубической и других вариаций ВФ Хеннинга (11). В качестве конкретного примера запишем выражение для оценки частоты (7) с учётом (9) и (16). Используем (16) в (9) и образованную при этом «конструкцию» подставим в (7), получим:

$$\hat{f} = \frac{f_d}{N} \left(k_{\max} + (-1)^{L_{\max}} \frac{(2,5R-1,5)}{(R+1)} \right), \quad (17)$$

где параметр R определяется согласно (10) на основе значений СО (5), вырабатываемых по отсчётам (2) или (3). Выражения для оценок амплитуды (6) и начальной фазы (8) при использовании в (5) весовой функции (11), а также её вариаций, записываются аналогичным (17) образом. Далее, в графическом и табличном виде приводятся некоторые частные результаты проведённых исследований точности СВО амплитуды, частоты и начальной фазы гармонического сигнала.

Результаты исследования точности процедуры СВО и их обсуждение

Исследование точности спектрально-вещного оценивания параметров сигнала выполнено методом вычислительного моделирования. Формировался тестовый

сигнал $y(n) = A_{TC} \sin(2\pi f_{TC} n T_d + \varphi_{TC})$ (ТС). Осуществлялось предварительное «взвешивание» ТС на основе степенных вариаций ($\beta=1..5$) ВФ Хеннинга $w(n) = \sin^\beta(\pi n/N)$ и вычислялось ДПФ (5). Для каждого из устанавливаемых значений частот ТС $f_{TC} \in [f_0 - f_\Delta, f_0 + f_\Delta]$ при фиксированном значении β на основе (6)-(10) проводилось спектрально-вещное оценивание его параметров – амплитуды \hat{A}_{TC} , частоты \hat{f}_{TC} и начальной фазы $\hat{\varphi}_{TC}$. При предварительном «взвешивании» ТС на основе квадратичной вариации ВФ Хеннинга ($\beta=2$, т.е. ВФ Ханна) в (9) использовался множитель

$$V(R) = \frac{2R-1}{R+1} \quad [26; 27, с. 16],$$

а для кубической вариации ($\beta=3$) применён множитель $V(R) = \frac{2,5R-1,5}{R+1}$, получен-

ный в настоящей статье (см. (12)-(16)). Для случаев $\beta=1,4,5$ использовались соответствующие множители, показанные в табл. 1. Далее, рассчитывались абсолютные значения погрешностей оценивания амплитуды $\Delta A = (A_{TC} - \hat{A}_{TC})$, частоты $\Delta f = (f_{TC} - \hat{f}_{TC})$ и начальной фазы $\Delta \varphi = (\varphi_{TC} - \hat{\varphi}_{TC})$ ТС. Таким образом, получались массивы значений $\Delta A(f_{TC})$, $\Delta f(f_{TC})$, $\Delta \varphi(f_{TC})$, использованные для графической иллюстрации поведения соответствующих зависимостей и их количественного анализа.

В качестве демонстрационных примеров на рис. 1-3 представлены сегменты зависимостей абсолютных значений погрешностей процедуры спектрально-вещного оценивания амплитуды ΔA (рис. 1), частоты Δf (рис. 2) и начальной фазы $\Delta \varphi$ (рис. 3) ТС от нормированной (безразмерной) величины $v_n = f_{TC}/f_0$. Нумерация кривых в семействах зависимостей $\Delta A(v_n)$, $\Delta f(v_n)$, $\Delta \varphi(v_n)$ на рис. 1-3 означает использование в (5), (6) конкретной ВФ: 1 – Ханна ($\beta=2$), 2 – Хеннинга ($\beta=3$). Общие условия эксперимента следующие: количество обрабатываемых временных отсчётов $N=500$, частота $f_0=1,024$ МГц, величина $f_\Delta=100$ кГц, частота дискретизации $f_d=4,096$ МГц (отношение $f_d/f_0=4$). Рис. 1-3, а получены при начальной фазе ТС $\varphi_{TC}=0$; рис. 1-3, б соответствуют $\varphi_{TC}=\pi/4$. Размерности величин, отложенных по осям ординат на рис. 1-3, не показаны для исключения избыточности используемых обозначений. Они соответствуют размерностям амплитуды (к примеру, «В», для рис. 1), частоты («Гц», для рис. 2) и начальной фазы («рад», для рис. 3). Строго говоря, рассматриваемый сигнал (данные) может обладать произвольной размерностью, в том числе быть безразмерным (или нормированным), поэтому конкретизация его размерности не указывается в условиях проведения вычислительного эксперимента, а в данном описании приведена условно (для амплитуды), лишь в качестве возможного примера.

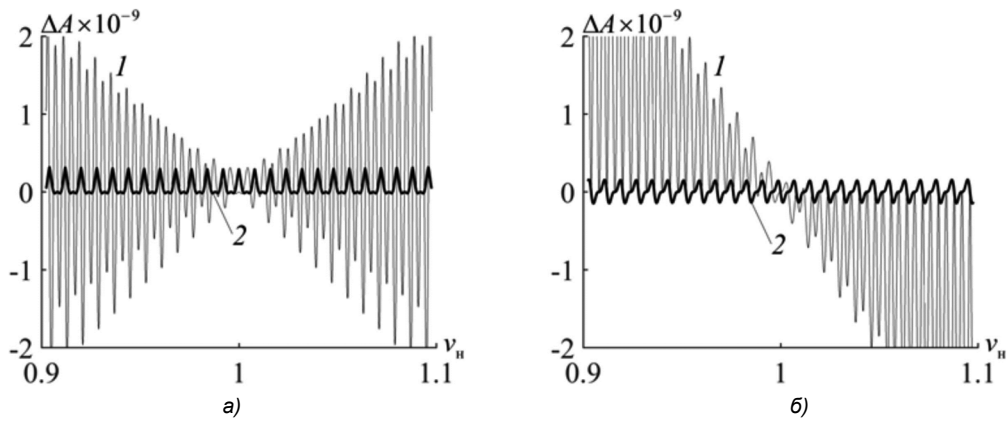


Рис. 1. Зависимость абсолютной погрешности оценивания амплитуды ΔA сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

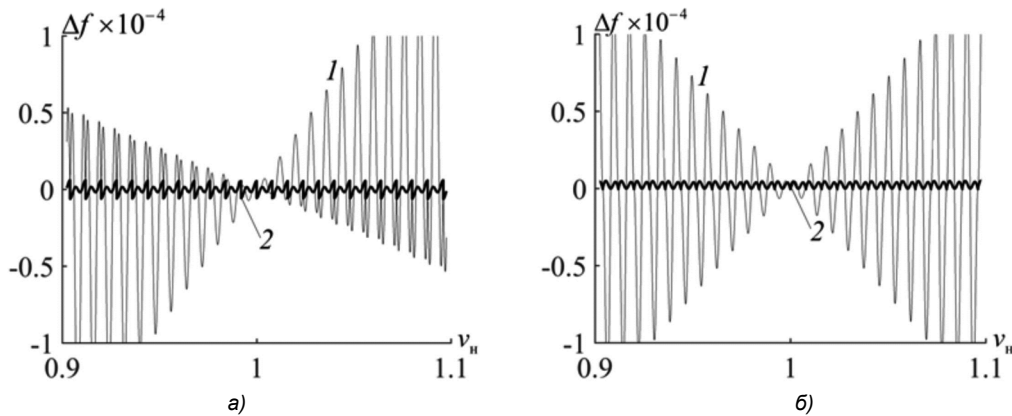


Рис. 2. Зависимость абсолютной погрешности оценивания частоты Δf сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

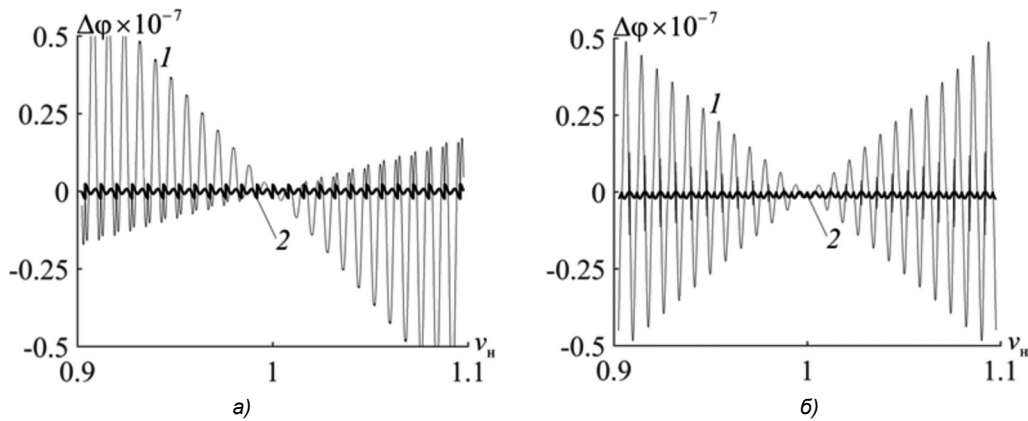


Рис. 3. Зависимость абсолютной погрешности оценивания начальной фазы $\Delta \varphi$ сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

Как видно из рис. 1-3, для заданных условий вычислительного эксперимента в целом имеет место существенное повышение точности СВО параметров гармонического сигнала при использовании в (5) ВФ (11), в сравнении со случаем использования ВФ Ханна. Интересной особенностью поведения погрешностей СВО параметров сигнала при использовании в (5) ВФ (11), для указанного интервала частот, является их своеобразная «стабилизация», т.е. нахождение разброса принимаемых значений в «коридоре» с параллельными границами (кривые 2). Как видно из рис. 1-3, для этих же условий погрешности, демонстрируемые кривыми 1, имеют иной характер поведения, визуально напомина-

ющий «бабочку». Результаты, аналогичные представленным на рис. 1-3, получены и для других значений показателя степени ВФ Хеннинга. В каждом случае поведение зависимостей $\Delta A(\nu_n)$, $\Delta f(\nu_n)$, $\Delta \varphi(\nu_n)$ оказывается различным как качественно, так и количественно. Общая предварительно ожидаемая тенденция такова, что при уменьшении показателя степени ВФ ($\beta=1$) имеет место повышение уровня значений погрешностей оценивания параметров сигнала, а при повышении показателя ($\beta=4, 5$) наблюдается снижение данного уровня (в сравнении с графически проиллюстрированными случаями $\beta=2, 3$).

Таблица 2. СКО значений рассчитанных погрешностей процедуры СВО при использовании ВФ $\sin^{\beta}(\pi n/N)$ для рассмотренного интервала частот $f_{тс} \in [f_0 - f_{\Delta}, f_0 + f_{\Delta}]$

β	1	2	3	4	5
$\sigma_{\Delta A}$	$3,134 \cdot 10^{-6}$	$8,768 \cdot 10^{-10}$	$1,030 \cdot 10^{-10}$	$9,710 \cdot 10^{-14}$	$1,086 \cdot 10^{-14}$
$\sigma_{\Delta f}$	$4,180 \cdot 10^{-8}$	$5,015 \cdot 10^{-11}$	$2,789 \cdot 10^{-12}$	$8,396 \cdot 10^{-15}$	$4,326 \cdot 10^{-16}$
$\sigma_{\Delta \varphi}$	$1,706 \cdot 10^{-5}$	$2,138 \cdot 10^{-8}$	$1,043 \cdot 10^{-9}$	$3,451 \cdot 10^{-12}$	$1,604 \cdot 10^{-13}$

В табл. 2 показаны рассчитанные среднеквадратические отклонения (СКО) $\sigma_{\Delta A}$, $\sigma_{\Delta f}$, $\sigma_{\Delta \varphi}$, значений элементов массивов $\Delta A(v_n)$, $\Delta f(v_n)$, $\Delta \varphi(v_n)$ соответственно, содержащих рассчитанные значения погрешностей процедуры СВО параметров гармонического сигнала при использовании в (5) степенных вариаций ВФ Хеннинга ($\beta=1..5$), включая её квадратичную вариацию – ВФ Ханна ($\beta=2$). Расчёт выполнен для рассмотренного интервала частот $f_{тс} \in [f_0 - f_{\Delta}, f_0 + f_{\Delta}]$ формируемого (измеряемого) ТС. Размерности величин, представленных в табл. 2, соответствуют размерностям измеряемых параметров ТС (пояснения даны ранее).

Как видно из рис. 1-3 и табл. 2, значения погрешностей процедуры СВО параметров сигнала являются сравнительно малыми, позволяющими на их основе формировать высокоточную копию оцениваемого гармонического сигнала. Далее, продемонстрируем эффективность применения СВО для компенсации ГП и повышения эффективности обработки полезного сигнала в условиях (2). Рассмотрение проведём на примере задачи поиска по времени запаздывания фазоманипулированного шумоподобного сигнала (ШПС), порождаемого псевдослучайной последовательностью длины 511, при его наблюдении на фоне ГП и шума (2).

Результаты статистического эксперимента по нейтрализации интенсивной гармонической помехи на основе компенсации с использованием спектрально-веса оценивания параметров

Для демонстрации повышения эффективности поиска ШПС по времени запаздывания на фоне интенсивной ГП и шума проведён сравнительный анализ алгоритма ЧР на основе ДПФ-ОДПФ [6; 8; 20] и алгоритма компенсации ГП на основе СВО (4)-(10). На рис. 4, 5 представлены зависимости вероятностей P правильного выполнения поиска ШПС по задержке от отношения «гармоническая помеха / сигнал» («ГП / С») $q_{пс} = 20 \lg(A_n/A_c)$. По осям абсцисс отложена величина $q_n = q_{пс}/q_{пс\max}$, т.е. отношение «ГП / С», нормированное к максимальному значению $q_{пс\max}$, принятому в [20]. Зависимости получены методом статистического моделирования на основе методики [14; 18; 20; 33] при проведении 20000 испытаний. Параметры ШПС (задержка и начальная фаза) задавались случайным⁶ образом для каждого статистического испытания. Кривые на рис. 4 получены при неизменной частоте⁷ ГП, а кривые на рис. 5 соответ-

ствуют случайной в каждом испытании частоте. В обоих сценариях частота помехи оказывалась попадающей в спектральный интервал главного лепестка спектра ШПС. Отношение «сигнал / шум» задавалось в логарифмической шкале как значение энергетического потенциала $q_{эп} = 10 \lg(P_c/N_0)$ [34, с. 11] ($P_c = 0,5A_c^2$ – мощность ШПС). Представленные на рис. 4, 5 зависимости получены при $q_{эп} = 45$ дБГц. Отношение частоты дискретизации к центральной частоте ШПС $f_d/f_0 = 4$, при этом одному его периоду соответствует $N = 4096$ отсчётов. Номера кривых на рис. 4, 5 означают следующее. Кривые 1 соответствуют квадратурной корреляционной обработке аддитивной смеси (2) без применения каких-либо мер для подавления ГП. Кривые 2-7 получены при использовании предшествующих корреляционной обработке мер нейтрализации ГП. Кривые 2-5 получены аналогично работе [20] и соответствуют алгоритму частотной режекции ГП на основе ДПФ-ОДПФ при использовании в (5) следующих весовых функций: 2 – прямоугольная (естественное окно), 3 – Ханна, 4 – Парзена, 5 – Хеннинга (11). Кривые 6, 7 соответствуют алгоритму компенсации (4) ГП на основе СВО её параметров при предварительном «взвешивании» реализации (2) на основе ВФ Ханна – кривые 6, и ВФ Хеннинга (11) – кривые 7.

Как видно из рис. 4, 5, для принятых условий статистического моделирования алгоритм компенсации ГП на основе СВО обладает существенными преимуществами в сравнении с частотной режекцией на основе ДПФ-ОДПФ. Преимущества заключаются в эффективной работоспособности процедуры поиска (и, вообще, в её возможности) при больших значениях отношения «ГП / С», а также в снижении энергетических потерь сигнала при сравнительно малых уровнях помехи $0 < q_n < 0,5$, что проявляется более высокими значениями вероятностей $P > 0,99$ и протяжённой «стабилизацией» данного значения. Указанные преимущества наблюдаются как при фиксированном значении частоты помехи, так и при произвольном – случайном её значении. Повышение частоты дискретизации не изменяет хода зависимостей (при фиксации значения энергетического потенциала). При снижении энергетического потенциала необходимым оказывается введение когерентного накопления – т.е. M -кратного увеличения интервала наблюдения (M – целое, $M > 1$). Это приводит к ожидаемым смещениям положений кривых 1-5, что согласуется с известными результатами автора для зависимостей 3-5 [20]. Положение кривых 6, 7 при $M > 1$ практически не изменяется.

⁶ Здесь и далее подразумевается равномерное распределение.

⁷ Некратной значению частоты дискретизации.

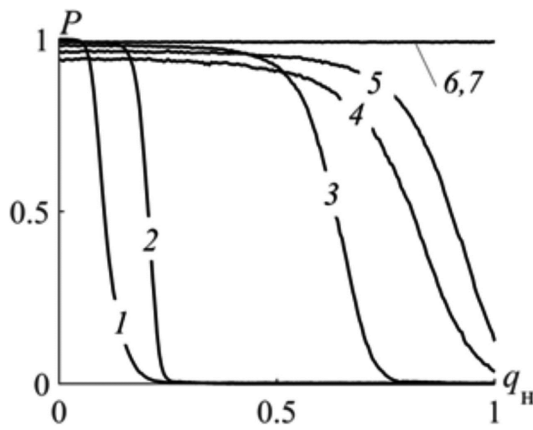


Рис. 4. Зависимость вероятности P правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С» q_n

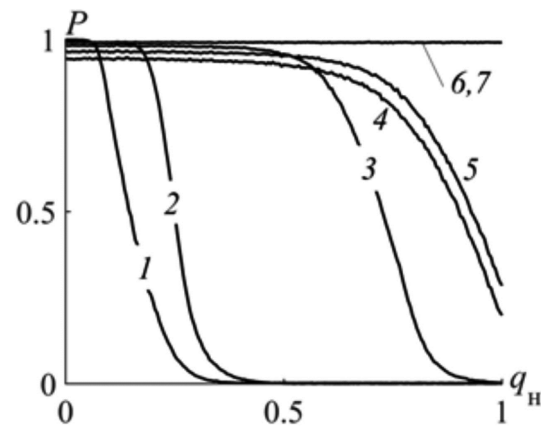


Рис. 5. Зависимость вероятности P правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С» q_n

Заключение

В статье получены аналитические выражения, необходимые для процедуры спектрально-весаго оценивания параметров гармонического сигнала по отсчётам комплексного спектра его временной реализации, «взвешенной» с использованием кубической $\sin^3(\pi n/N)$ и других вариаций весовой функции Хеннинга $\sin^\beta(\pi n/N)$. Графически и количественно продемонстрировано, что точность оценивания параметров сигнала заметно повышается с ростом показателя степени β ВФ Хеннинга. На основе процедуры спектрально-весаго оценивания реализован высокоэффективный компенсационный алгоритм нейтрализации гармонической помехи, обладающий рекордными характеристиками, обеспечивающий существенное повышение эффективности обработки ШПС (на примере поиска по задержке) в рассмотренных условиях. Статистическими экспериментами показано его существенное превосходство в сравнении с частотным режектором, построенным на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье. Как видно из представленных в статье результатов, применение степенных вариаций ВФ Хеннинга $\sin^\beta(\pi n/N)$ при вычислении ДПФ оказывает заметное положительное влияние на качество процедуры СВО параметров сигнала, что обеспечивает эффективную компенсацию гармонической помехи, в смеси с которой наблюдается полезный сигнал.

Литература

1. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И., Урядников Ю.Ф., Дергачев Ю.А., Сулиманов А.А. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
2. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Помехоустойчивость асинхронных систем передачи с шумоподобными сигналами при действии узкополосных помех. Радиотехника. 1993. № 7. С. 27-36.
3. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
4. Choi J.W., Cho N.I. Suppression of narrow-band interference in DS-spread spectrum systems using adaptive IIR notch filter. Signal Processing. 2002, vol. 82, no. 12, pp. 2003-2013.

5. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003, 640 с.

6. Шилов А.И., Бакитько Р.В., Польшиков В.П., Хацкелевич Я.Д. Предварительная обработка шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2005. № 7. С. 31-35.

7. Перов А.И. Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов в приёмнике спутниковой навигации при воздействии гармонической помехи. Радиотехника. 2005. № 7. С. 36-42.

8. Бакитько Р.В., Польшиков В.П., Шилов А.И., Хацкелевич Я.Д., Болденков Е.Н. Использование весовых функций для предварительной обработки шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2006. № 6. С. 13-17.

9. Перов А.И., Болденков Е.Н. Исследование адаптивных трансверсальных фильтров для приемников спутниковой навигации при воздействии узкополосных помех. Радиотехника. 2006. № 7. С. 98-105.

10. Петров Е.П., Петров И.Е., Абатуров С.Г. Защита приемных устройств мобильной связи с шумоподобными сигналами от мощных подобных и гармонических помех. Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2010. № 4. С. 21-25.

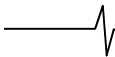
11. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

12. Авдеев В.А., Кошкаров А.С., Коннов Е.В. Обнаружение помех в частотных диапазонах космических навигационных систем. Журнал радиоэлектроники. 2015. № 10. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/12/text.pdf>.

13. Коратаев П.Д., Миронов В.А., Неровный В.В. Поиск и обнаружение BPSK сигналов в условиях узкополосной помехи. Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 15-21.

14. Кузьмин Е.В., Зограф Ф.Г. Повышение вероятности правильного поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания на фоне тональной помехи. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 137-140.

15. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехо-



устойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи. Журнал радиоэлектроники. 2018. № 11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>.

16. Бельков С.А., Малыгин И.В. Использование нейронной сети для обнаружения и идентификации помех при приеме шумоподобного сигнала. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 2. С. 37-43.

17. Куликов Г.В., До Чунг Тиен. Эффективность фазового алгоритма адаптивной фильтрации при приеме сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией. Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/9/text.pdf>.

18. Кузьмин Е.В. О влиянии квантования по уровню на эффективность процедуры поиска шумоподобного сигнала по задержке на фоне шума и гармонической помехи. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 41-45.

19. Шахтарин Б.И. Анализ фазовой автоподстройки при воздействии гармонической помехи и шума. Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 8. С. 782-790.

20. Кузьмин Е.В. Повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт выбора функции предварительного взвешивания для частотного режектора. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 4. С. 16-20.

21. Кузьмин Е.В. Анализ частотных характеристик процедур квадратурной корреляционной обработки комплексных сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 4. С. 13-20.

22. Rife D.C., Vincent G.A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones. The Bell System Technical Journal. Feb. 1970, vol. 49, no. 2, pp. 197-228.

23. Rife D.C., Boorstyn R.R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations. IEEE Transactions on

Information Theory. Sep. 1974, vol. IT-20, no. 5, pp. 591-598.

24. Rife D.C., Boorstyn R.R. Multiple tone parameter estimation from discrete-time observations. The Bell System Technical Journal. Nov. 1976, vol. 55, no. 9. pp. 1389-1410.

25. Narduzzi C., Offelli C. Real-time high accuracy measurement of multifrequency waveforms. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Dec. 1987, vol. IM-36, no. 4, pp. 964-970.

26. Глинченко А.С., Тронин О.А. Исследование спектрально-веса измерения частоты сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2010. № 2. С. 22-28.

27. Глинченко А.С., Комаров В.А. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2010. 176 с.

28. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения; пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

29. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2016. 208 с.

30. Глинченко А.С., Тронин О.А. Повышение точности интерполяционных оценок параметров сигналов при спектрально-веса измерениях. Цифровая обработка сигналов. 2011. № 1. С. 7-12.

31. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры: пер. с англ. / под ред. А.М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1980. 224 с.

32. Брычков Ю.А., Маричев О.И., Прудников А.П. Таблицы неопределённых интегралов. 2-е изд., исправ. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 200 с.

33. Кузьмин Е.В. Исследование эффективности беспороговой процедуры поиска псевдослучайного сигнала при ограничении разрядности входных наблюдений. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 1. С. 9-12.

34. Жодзишский М.И., Мазепа Р.Б., Овсянников Е.П., Сазонов Л.Б., Сила-Новицкий С.Ю., Симонгауз В.И. Цифровые радиоприемные системы: справочник / под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.

У в а ж а е м ы е а в т о р ы !

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- *Текст – текстовый редактор Microsoft Word.*
- *Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.*
- *Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.*
- *Название статьи на русском и английском языках.*
- *Рукопись статьи сопровождается: краткой аннотацией на русском и английском языках; номером УДК; сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта); ключевыми словами на русском и английском языках; актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).*

2) Требования к иллюстрациям:

- *Векторные (схемы, графики) – желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.*
- *Расстровые (фотографии, рисунки) – М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.*