

УДК 681.513.6

ПОДАВЛЕНИЕ ГАУССОВСКИХ И НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ ПРИ ВЫДЕЛЕНИИ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В БИСПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

Манохин А.Е., к.т.н., доцент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий УрФУ им. первого Президента РФ Б.Н.Ельцина e-mail: pic_a@mail.ru.

ADAPTIVE COMPENSATION OF NON-GAUSSIAN DISTURBANCE AT FILTERING A PULSE SIGNAL IN THE BISPECTRAL REGION ON THE BACKGROUND OF WIDEBAND GAUSSIAN NOISE IN CANCELLER'S CHANNELS

Manokhin A.E.

Algorithms of noise suppression and compensation in the bispectral region, capable of selecting the desired pulse signal on the background of non-Gaussian and Gaussian disturbances is investigated. A functional in the form of least mean absolute third error is proposed, which makes it possible to apply the optimal filter in the bispectral region in the canceller reference channel. The advantage of the canceller in the bispectral region over compensator, using Wiener filter in the reference channel, is shown. It consists of less sensitive to the uncorrelated Gaussian noise in the channels, that is confirmed by the results of computer simulation.

Key words: bispectrum, canceller, least mean absolute third order criteria, third order momentum function.

Ключевые слова: биспектр, компенсатор, критерий минимума абсолютной ошибки третьей степени, моментная функция третьего порядка.

Введение

При выделении импульсных полезных сигналов (псевдослучайных последовательностей, ортогональных кодов и т.п.) на фоне различных помех с симметричными распределениями возникают определенные сложности, выражающиеся в априорной неопределенности времени их прихода. При этом начальная фаза импульсных сигналов может от периода к периоду меняться и усложнять систему синхронизации опорного сигнала, а также значительно увеличивать время входа приемной системы в синхронизм.

В связи с увеличением производительности вычислительных средств появилась возможность использовать аппарат биспектрального преобразования, который, как будет показано далее, нечувствителен к случайным задержкам полезного сигнала и помехам с симметричным распределением.

Подавление гауссовских помех с помощью биспектрального преобразования

Биспектр случайного стационарного процесса y с нулевым математическим ожиданием выражается:

$$S_y(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} M_3^y(\tau_1, \tau_2) e^{-i(\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2, \quad (1)$$

где $M_3^y(\tau_1, \tau_2) = \langle y(t)y(t+\tau_1)y(t+\tau_2) \rangle$ – моментная функция 3-го порядка процесса y ; $\langle \dots \rangle$ – операция усреднения.

Рассмотрим стационарный дискретный процесс в виде набора K -реализаций $y^{(k)}$ с M отсчетов в каждой для математического описания следующих свойств биспектра [1]:

Исследованы алгоритмы подавления и компенсации помех в биспектральной области, способные выделять импульсный полезный сигнал на фоне негауссовских и гауссовских помех. Предложен функционал в виде минимальной абсолютной ошибки третьей степени, позволяющий применить оптимальный фильтр в биспектральной области в опорном канале компенсатора. Показано преимущество такого компенсатора перед компенсатором, использующим в опорном канале фильтр Винера, в меньшей чувствительности к действию некоррелированного гауссовского шума в каналах, что подтверждено результатами компьютерного моделирования.

1) имеет комплексный характер и состоит из усредненного произведения спектров на частотах ω_1 , ω_2 , $\omega_1 + \omega_2$:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= B_A(\omega_1, \omega_2) \exp jB_\Psi(\omega_1, \omega_2) = \\ &= \langle \dot{Y}(\omega_1) \dot{Y}(\omega_2) \dot{Y}^*(\omega_1 + \omega_2) \rangle_K = \\ &= |\dot{G}(\omega_1)| |\dot{G}(\omega_2)| |\dot{G}(\omega_1 + \omega_2)| \times \\ &\times \exp j\{\Psi(\omega_1) + \Psi(\omega_2) - \Psi(\omega_1 + \omega_2)\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $B_A(\omega_1, \omega_2)$ – амплитудный биспектр (биамплитуда), $B_\Psi(\omega_1, \omega_2)$ – фазовый биспектр (бифаза); $\dot{Y}(\omega)$ – преобразование Фурье реализации $y^{(k)}$; $\dot{G}(\omega)$ – комплексный спектр сигнала; $\Psi(\omega)$ – фаза сигнала; * – комплексное сопряжение; $\langle \dots \rangle_K$ – операция усреднения на K -реализациях;

2) равен нулю для процессов с симметричным распределением;

3) инвариантен к сдвигу Δ сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= \dot{G}(\omega_1) \dot{G}(\omega_2) \dot{G}(-\omega_1 - \omega_2) = \\ &= \dot{G}(\omega_1) \dot{G}(\omega_2) \dot{G}(-\omega_1 - \omega_2) \times \\ &\times \exp(-j2\pi\Delta\omega_1) \exp(-j2\pi\Delta\omega_2) \times \\ &\times \exp(-j2\pi\Delta(-\omega_1 - \omega_2)) = \dot{S}(\omega_1, \omega_2). \end{aligned}$$

4) симметричен

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_1, \omega_2) &= \dot{S}(\omega_2, \omega_1) = \dot{S}(-\omega_2, -\omega_1) = \\ &= \dot{S}(-\omega_1, -\omega_2) = \dot{S}(-\omega_1 - \omega_2, \omega_2) = \\ &= \dot{S}(\omega_1, -\omega_1 - \omega_2) = \dot{S}(-\omega_1 - \omega_2, \omega_1) = \dot{S}(\omega_2, -\omega_1 - \omega_2). \end{aligned}$$

Из свойства симметрии вытекает, что знание биспектра в треугольной области $\omega \geq 0$, $\omega_1 \geq \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2 \leq \pi$, достаточно для его полного описания [1]. Биспектр реального процесса имеет 12 симметричных секторов треугольной формы, поэтому биспектральное преобразование производится только для одного сектора, после чего используется свойство симметрии.

Все методы биспектрального оценивания делятся на прямые и косвенные. Прямые методы основаны на получении оценок спектра сигнала посредством прямого преобразования Фурье, а затем использования этих оценок для получения биспектра. Косвенные методы предполагают сначала вычисление моментной функции 3-го порядка, а затем с помощью двумерного преобразования Фурье и применения двумерной функции окна формирования оценки биспектра. Автором использован прямой метод оценивания биспектра в связи с тем, что он отличается от косвенного более высоким быстродействием за счет применения быстрого преобразования Фурье. Суть прямого метода заключается в следующем [1]:

1) выполняется прямое преобразование Фурье каждой k -реализации:

$$Y_y^{(k)}(\omega) = \sum_{i=0}^{M-1} y^{(k)}(i) \exp(-j2\pi i\omega);$$

2) формируется k -я оценка биспектра с помощью тройного произведения функций $Y_y^{(k)}(\omega)$ на частотах ω_1 , ω_2 , $\omega_1 + \omega_2$:

$$S_y^{(k)}(\omega_1, \omega_2) = Y_y^{(k)}(\omega_1) Y_y^{(k)}(\omega_2) Y_y^{*(k)}(\omega_1 + \omega_2);$$

3) рассчитывается усредненная оценка биспектра по K реализациям:

$$S_y(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} S_y^{(k)}(\omega_1, \omega_2).$$

Чем больше сегментов усредняется, тем меньше дисперсия оценки биспектра [2] и больше степень подавления помехи с симметричным распределением.

Обратное преобразование из биспектра производится путем восстановления амплитудного и фазового спектров. Методов восстановления сигнала из оценки биспектра существует большое множество, некоторые из них изложены в [3-6]. Для указанных методов характерен ряд достоинств, а также ограничений и недостатков, которые требуют в каждом конкретном случае (при обработке сигналов) отдельных исследований и компьютерного моделирования.

Например, для получения амплитудного спектра из биспектра для процессов с нулевой постоянной составляющей можно использовать алгоритм в [4]. Однако при малых отношениях сигнал-помеха предпочтительнее применить алгоритм [3], который непосредственно вытекает из выражения для биспектра (2):

$$|\dot{G}(0)| = \sqrt[3]{B_A(0,0)}, \quad |\dot{G}(1)| = \sqrt{\frac{B_A(1,0)}{|\dot{G}(0)|}},$$

$$|\dot{G}(\omega)| = \frac{1}{\omega} \left[\sqrt{\frac{B_A(\omega,0)}{|\dot{G}(0)|}} + \sum_{i=1}^{\omega-1} \frac{B_A(i,\omega-i)}{|\dot{G}(i)||\dot{G}(\omega-i)|} \right], \quad (3)$$

$$\omega = 2 \dots M-1.$$

В [7] описан достаточно простой рекурсивный алгоритм восстановления фазы (т.н. алгоритм Бриллинджера), который, однако, имеет существенный недостаток – после усреднения биспектра возникает ошибка из-за рекурсивного восстановления фазы без учета ограничения ее главного значения в диапазоне от $-\pi$ до π . Это явление называется «заворот» фазы¹. Поясним его на примере. Пусть значение фазового спектра в точке ω_1 и ω_2 равно π , а в точке $\omega_1 + \omega_2$ минус π , тогда согласно (2) бифаза будет равна 3π . В то же время, если взять значение аргумента (функция «arg»!) от усредненного биспектра сигнала, то он будет равен π .

В [8] на основе нормированного биспектра предложен альтернативный рекурсивный алгоритм восстановления фазового спектра сигнала, не имеющий указанного недостатка:

$$c\varphi(0) = c\varphi(1) = 1, \quad c\varphi(2) = \cos B_\Psi(1,1),$$

$$s\varphi(0) = s\varphi(1) = 0, \quad s\varphi(2) = -\sin B_\Psi(1,1),$$

$$\omega = 3 \dots M-1,$$

$$c\varphi(\omega) = \frac{1}{\omega-1} \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)c\varphi(i) - s\varphi(\omega-i)s\varphi(i)] \times \right.$$

$$\left. \times \cos(B_\Psi(\omega-i,i)) + \right.$$

$$\left. + \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)s\varphi(i) + s\varphi(\omega-i)c\varphi(i)] \times \right. \right.$$

$$\left. \times \sin(B_\Psi(\omega-i,i)) \right], \quad (4)$$

$$\varphi_s(\omega) = \frac{1}{\omega-1} \times$$

$$\times \left[\sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)s\varphi(i) + s\varphi(\omega-i)c\varphi(i)] \cos(B_\Psi(\omega-i,i)) - \right.$$

$$\left. - \sum_{i=1}^{\omega-1} [c\varphi(\omega-i)c\varphi(i) - s\varphi(\omega-i)s\varphi(i)] \sin(B_\Psi(\omega-i,i)) \right],$$

$$\Psi(\omega) = \arg \{c\varphi(\omega) + js\varphi(\omega)\}.$$

После формирования амплитудного и фазового спектров из биспектра наблюдаемого зашумленного сигнала оценка полезного сигнала может быть получена через обратное преобразование Фурье:

$$\hat{s} = \text{IFFT} \{ |\hat{G}(\omega)| \exp(j\Psi(\omega)) \},$$

где IFFT – оператор обратного преобразования Фурье.

Для улучшения точности биспектрального восстановления сигнала в присутствии аддитивного гауссовского и импульсного шумов в [9] рекомендовано использовать алгоритмы дополнительной фильтрации на основе сглаживания Фурье-спектров сигнала, восстановленного из оценки биспектральной плотности. Наиболее простыми и эффективными для сглаживания являются гауссовские и медианные фильтры, включенные на выходе блока биспектральной обработки.

¹ Wrapping phase (англ.).

Достоинством гауссовской фильтрации является минимальная групповая задержка и отсутствие перерегулирования в переходной характеристике. Этот фильтр хорошо подходит при подавлении гауссовских шумов. При этом полезный сигнал искажается допустимо. Медианный фильтр эффективен при подавлении импульсных шумов.

Несмотря на то, что биспектральная обработка (БО) и медианная фильтрация являются нелинейными преобразованиями, необходимо сравнить их эффективность с оптимальной винеровской фильтрацией (ВФ), которая также не чувствительна к задержкам сигнала (при полностью известной спектральной плотности сигнала и помехи).

Моделирование процесса фильтрации импульсного сигнала на фоне аддитивного гауссовского и импульсного шумов с симметричным распределением проведено в соответствии со структурной схемой на рис. 1.

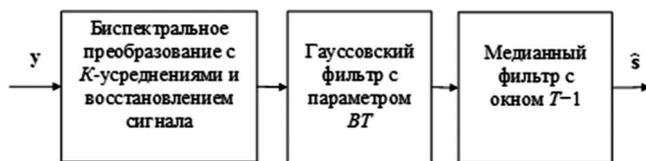


Рис. 1. Структурная схема комбинированной биспектральной обработки

Гауссовский фильтр имеет импульсную характеристику:

$$g(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(\tau-2)^2}{2\sigma^2}\right\},$$

где $\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT}$, T – минимальная длительность сигнала полезного импульсного сигнала, B – полоса пропускания фильтра.

Алгоритм медианной фильтрации заключается в том, что значения отсчетов внутри скользящего окна фильтра упорядочиваются, а значение, находящееся в центре отсортированного списка, подается на выход фильтра. Если число отсчетов четно, то выходное значение фильтра вычисляется как среднее двух отсчетов в середине отсортированного списка. Далее окно смещается вдоль фильтруемого сигнала и вычисления повторяются.

В качестве полезного сигнала использовалась периодически повторяемая импульсная последовательность (в других случаях может быть выбрана любой формы и структуры) со случайным временем появления, распределенным равномерно на периоде наблюдения. Помеха – смесь симметричного телеграфного процесса (с интенсивностью² $\lambda_T = 0,5$) с гауссовским шумом при отношении дисперсий равном 0 дБ. Длина выборки сигнала,

подвергаемого прямому преобразованию Фурье, $M = 512$; минимальная длительность символа импульсного полезного сигнала – 8 отсчетов. Параметр гауссовского фильтра $BT = 0,1$.

После восстановления из биспектра оценки полезного сигнала s , качество ее выделения здесь и далее контролировалось по критерию нормированной дисперсии ошибки фильтрации:

$$\sigma_s^2 = \sum_{i=0}^{M-1} (s_i - \hat{s}_i)^2 / \sum_{i=0}^{M-1} s_i^2, \quad (5)$$

где M – число отсчетов полезного сигнала и его оценки.

Оптимальный винеровский фильтр реализован в частотной области по формуле:

$$W_{opt}(\omega) = S_{xy}(\omega) / S_x(\omega), \quad (6)$$

где $S_{xy}(\omega)$ – взаимная спектральная плотность мощности входного и эталонного сигналов и $S_x(\omega)$ – спектральная плотность мощности входного сигнала усредняются по K реализациям. Выходной сигнал фильтра дополнительно подвергался медианной фильтрации.

Результаты моделирования отображены на рис. 2.

Компенсация негауссовских помех

Если помеха имеет негауссовское распределение, то биспектральное преобразование не дает какого-либо ее подавления в смеси с сигналом. Однако если имеется подходящий опорный канал, в котором помеха некоторым образом коррелирована с помехой в основном канале, то ее возможно скомпенсировать. Однако если в каналах компенсатора действует взаимно некоррелированный широкополосный гауссовский шум n_1 и n_2 , то он значительно снижает эффективность фильтрации на его выходе. Преимуществом компенсатора в биспектральной области является то, что удается исключить или снизить до минимума влияние этого некоррелированного широкополосного шума с гауссовским (или любым симметричным) распределением, а сама система будет компенсировать помеху непосредственно в биспектральной области.

Пусть на входе компенсатора действует процесс y – смесь аддитивно взаимодействующих импульсного полезного сигнала s (с неизвестной начальной фазой, амплитудой и длительностью) и стационарной помехи n с несимметричным распределением (характеристики и тип распределения неизвестны), а также некоррелированного гауссовского шума n_1 . В качестве эталонного выступает случайный процесс x , некоторым образом коррелированный с помехой n во входном сигнале. Также в эталонном сигнале присутствует аддитивный некоррелированный гауссов шум n_2 . Все процессы (s , n , n_1 , n_2) имеют нулевое среднее, дисперсии этих процессов полагаются неизвестными. Задача фильтра в компенсационном канале – восстановить помеху после искажения в канале и вычесть ее из смеси в основном канале компенсатора.

Синтезируем коэффициент передачи фильтра в биспектральной области. Биспектр есть двумерное Фурье-преобразование моментной функции третьего порядка (см. (1)), поэтому для наилучшего воспроизведения биспектра помехи на выходе фильтра необходи-

² Под интенсивностью понимается частота смены уровней телеграфного процесса в интервале от нуля до максимальной амплитуды. Моменты скачков уровней подчиняются закону Пуассона.

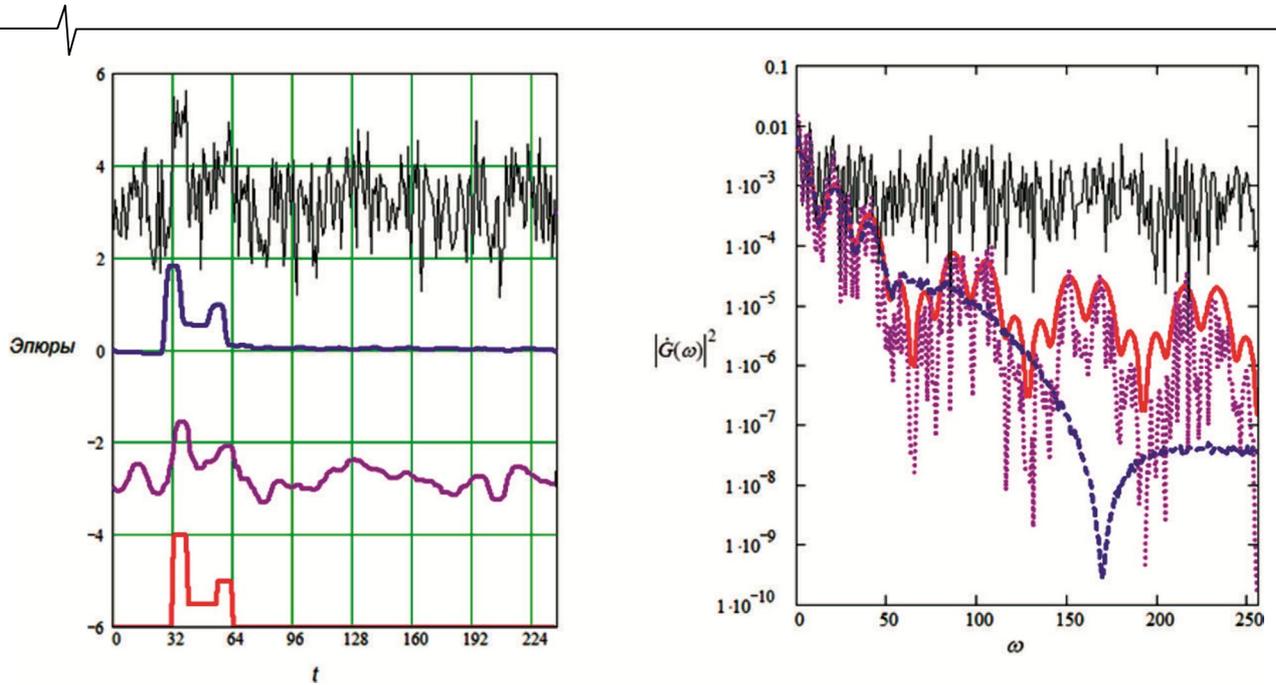


Рис. 2. Результаты моделирования при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -8$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); сигналы с выходов биспектрального и винеровского фильтров подвергались гауссовской и медианной фильтрации;

$$\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -23 \text{ дБ}; \sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -11 \text{ дБ}$$

мо выбрать критерий оптимальности – минимизацию абсолютной ошибки третьей степени:

$$J = \min(E\{|\varepsilon|^3\}), \quad (7)$$

где $E\{\cdot\}$ – оператор усреднения.

Можно показать, что функционал (7) имеет только один минимум и является унимодальным, если сигнал и помеха – независимые. Центральная моментная функция третьего порядка ошибки равна разности моментных функций третьего порядка сигнала и его оценки [10]:

$$M_3^{\varepsilon}(\tau_1, \tau_2) = M_3^s(\tau_1, \tau_2) - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w(u)w(v)w(\tau) \times \\ \times M_3^y(\tau_1 + u - v, \tau_2 + u - \tau) dudvd\tau = \\ = M_3^s(\tau_1, \tau_2) - M_3^{\hat{s}}(\tau_1, \tau_2). \quad (8)$$

где M_3^s и $M_3^{\hat{s}}$ – моментные функции сигнала и его оценки на выходе биспектрального фильтра.

Исходя из изложенных свойств биспектра, входной и эталонный сигналы после биспектрального преобразования можно соответственно представить:

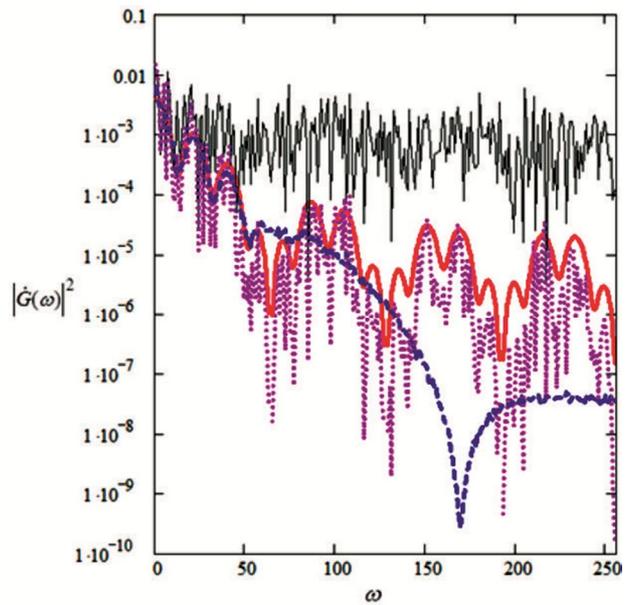
$$S_y(\omega_1, \omega_2) = S_s(\omega_1, \omega_2) + S_n(\omega_1, \omega_2), \quad (9)$$

$$S_x(\omega_1, \omega_2) = S_n(\omega_1, \omega_2)H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2), \quad (10)$$

где $S_s(\omega_1, \omega_2)$ и $S_n(\omega_1, \omega_2)$ – биспектры полезного сигнала и помехи соответственно; $H(\omega)$ – коэффициент передачи канала, искажающего помеху в опорном канале.

Минимальную абсолютную ошибку третьей степени найдем из (8), обнулив аргументы и представив ее как двумерный интеграл разности биспектров сигнала и его оценки

$$E\{|\varepsilon|^3\} = |M_3^n(0, 0) - M_3^{\hat{n}}(0, 0)| =$$



$$= \left| \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega_1, \omega_2) - S_{\hat{n}}(\omega_1, \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 \right|. \quad (11)$$

Коэффициент передачи биспектрального фильтра, минимизирующий (11), равен [10]:

$$W_{opt}(\omega_1, \omega_2) = w(i\omega_1)w(i\omega_2)w(-i(\omega_1 + \omega_2)) = \\ = \frac{S_{xy}(\omega_1, \omega_2)S_{yx}(\omega_1, \omega_2)}{S_x(\omega_1, \omega_2)S_x(\omega_1, \omega_2)}. \quad (12)$$

Выполнение соотношения (12) есть достаточное условие оптимальности передаточной функции фильтра по критерию минимизации модуля ошибки третьей степени. Оценка биспектра помехи на выходе биспектрального фильтра с учетом независимости сигнала и помехи и выражений (9) и (10) равна:

$$S_{\hat{n}}(\omega_1, \omega_2) = S_x(\omega_1, \omega_2) \frac{S_{xy}(\omega_1, \omega_2)S_{yx}(\omega_1, \omega_2)}{S_x(\omega_1, \omega_2)S_x(\omega_1, \omega_2)} = \\ = \frac{G_n(\omega_1)H(\omega_1)G_n(\omega_2)H(\omega_2)}{\times} \\ \times G_n^*(\omega_1 + \omega_2) \frac{G_n(\omega_1)G_n(\omega_2)G_n^*(\omega_1 + \omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)}{S_n(\omega_1, \omega_2)H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)} = \quad (13)$$

$$= \frac{S_n(\omega_1, \omega_2)S_n(\omega_1, \omega_2)}{S_n(\omega_1, \omega_2)} \times \\ \times \frac{H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)}{H(\omega_1)H(\omega_2)H^*(\omega_1 + \omega_2)} = S_n(\omega_1, \omega_2),$$

где $G_n(\omega)$ – множитель (спектр) факторизованного биспектра помехи n .

Следовательно, происходит (теоретически) полная компенсация помехи и соответственно минимизация модуля ошибки третьей степени. При этом при бесконечно большом количестве усреднений биспектров от-

существует влияние гауссовского шума в каналах компенсатора.

Таким образом, алгоритм работы компенсатора в биспектральной области можно представить следующим образом. Сначала происходит биспектральное преобразование входного и эталонного сигналов по (2). Затем вычисляется коэффициент передачи биспектрального фильтра по (12). Далее определяется биспектр оценки помехи на выходе фильтра $S_n(\omega_1, \omega_2)$ путем перемножения биспектра эталонного сигнала $S_x(\omega_1, \omega_2)$ на коэффициент передачи $W_{opt}(\omega_1, \omega_2)$ (12), после чего из биспектра входного сигнала $S_y(\omega_1, \omega_2)$ (9) вычитается биспектр оценки помехи $S_n(\omega_1, \omega_2)$. В заключении сигнал \hat{s} восстанавливался по его биспектру с использованием алгоритмов (3) и (4).

Структурная схема компенсатора помех в биспектральной области, реализующая описанный выше алгоритм, изображена на рис. 3.

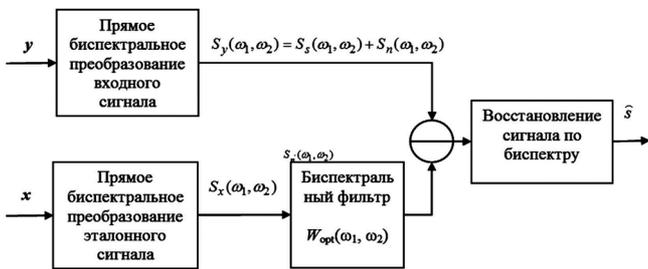


Рис. 3. Структурная схема компенсатора в биспектральной области

Компьютерное моделирование его работы производилось в пакете Mathcad. В качестве импульсного полезного сигнала s выступала периодически повторяемая М-последовательность с порождающим полиномом $x^5 \oplus x^2 \oplus 1$, которая имеет вид: 0000100101100111110001101110101 со случайной

начальной фазой. Помеха n (с несимметричным распределением), действующая в обоих каналах компенсатора – произвольно выбранный широкополосный случайный процесс (с гамма-распределением) или узкополосный процесс, формируемый по закону разности квадратов модулирующих гармонический сигнал гауссовско-марковских процессов с одинаковой корреляционной функцией:

$$x(t) = (x_1(t) \sin(\omega_0 t))^2 - (x_2(t) \cos(\omega_0 t))^2, \tag{14}$$

где x_1 и x_2 – взаимно некоррелированные гауссовско-марковские процессы с одинаковой корреляционной функцией; ω_0 – частота гармонической несущей.

Устанавливалось разное отношение мощности сигнал/помеха. Дисперсии взаимно некоррелированных гауссовских помех n_1 и n_2 в каналах компенсатора принимались равными и контролировались по входному отношению мощности сигнал/шум, которое устанавливалось равным 10 дБ. Входной и эталонный сигналы (x и y) формировались в соответствии со схемой на рис. 3. При биспектральном преобразовании сигналов производились усреднения биспектров ($K = 10 \dots 1000$). Сравнение результатов проводилось с компенсатором, в опорном канале которого использовался фильтр Винера с характеристикой (6).

Импульсная характеристика канала, через который проходит помеха в опорный канал компенсатора, аппроксимировалась (произвольно) гауссовским фильтром с параметрами:

$$h(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(\tau-2)^2}{2\sigma^2}\right), \text{ где } \sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{0,04\pi}. \tag{15}$$

После восстановления из биспектра оценки полезного сигнала s , качество ее выделения контролировалось по дисперсии ошибки фильтрации (5).

В первом эксперименте гауссовский шум отсутствовал в каналах компенсатора (рис. 4), во втором – гауссовский шум подавался на оба канала (рис. 5).

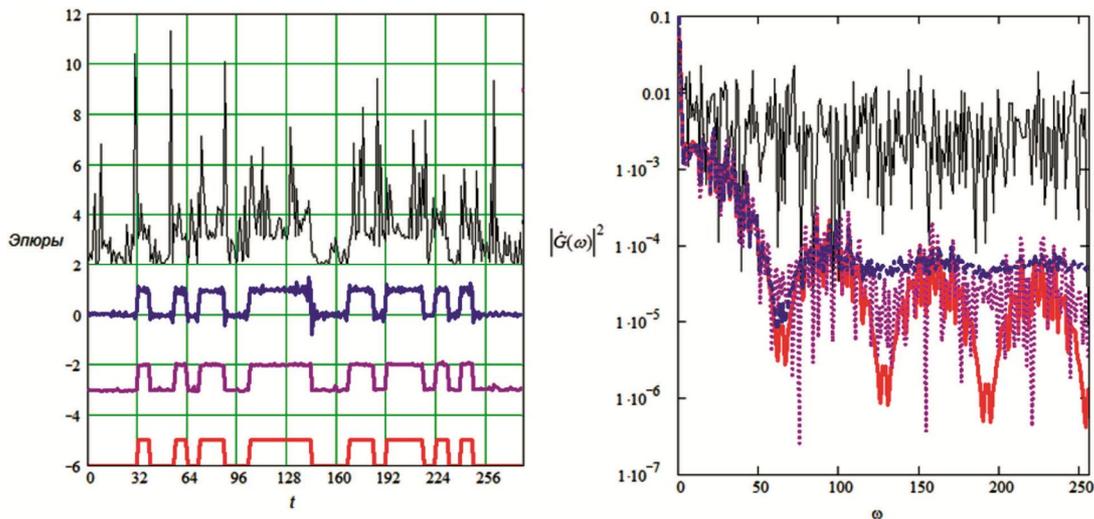


Рис. 4а. Результаты первого эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эпюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый),

чистого полезного сигнала (красный); помеха – широкополосная с гамма-распределением; $\sigma_{\varepsilon_{БО}}^2 = -14,7$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{ВФ}}^2 = -22,4$ дБ

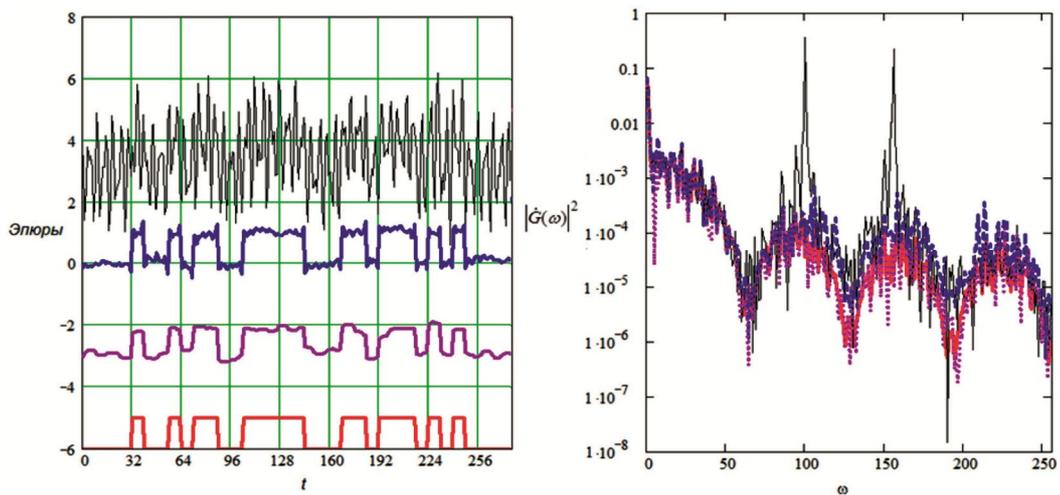


Рис. 46. Результаты первого эксперимента при $K = 10$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -7,5$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – узкополосная с негауссовским распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -10,5$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -11,6$ дБ

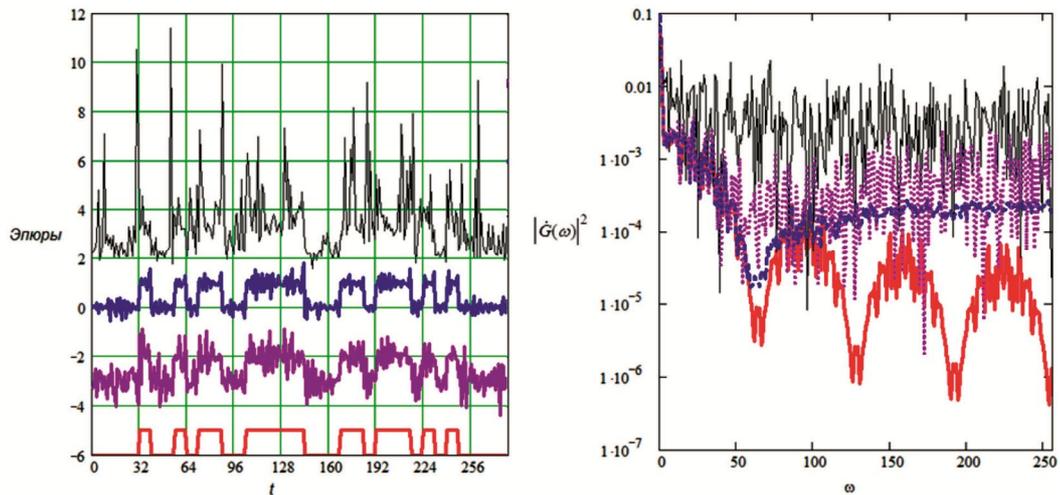


Рис. 5а. Результаты второго эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – широкополосная с гамма-распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -6,5$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -0,8$ дБ

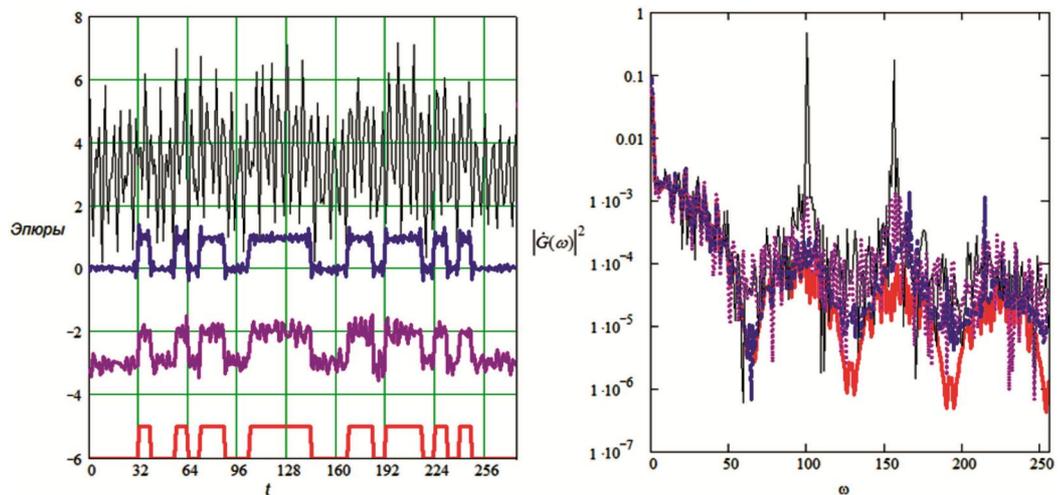


Рис. 5б. Результаты второго эксперимента при $K = 1000$ и отношении сигнал-помеха $\eta = -10$ дБ: слева – эюры, справа – спектральные плотности мощности зашумленного полезного сигнала на входе (черный) и выходе устройства биспектральной обработки (синий) и винеровского фильтра (розовый), чистого полезного сигнала (красный); помеха – узкополосная с негауссовским распределением; $\sigma_{\varepsilon_{BO}}^2 = -11,7$ дБ; $\sigma_{\varepsilon_{B\Phi}}^2 = -7,8$ дБ

Заключение

Алгоритм комбинированной биспектральной обработки (с использованием гауссовской и медианной фильтрации) показал свою высокую эффективность, что продемонстрировано на рис. 2. Преимущество биспектральной обработки перед винеровской фильтрацией в моделировании составило 13 дБ. Указанный выигрыш можно увеличить, повышая количество усреднений биспектра K . При этом используемые в статье алгоритмы восстановления амплитудного и фазового спектров являются, на взгляд автора, наилучшими и сравнительно простыми с точки зрения компьютерной реализации.

Анализируя результаты моделирования работы компенсатора, можно утверждать следующее. Во-первых, компенсатор в биспектральной области работоспособен при выделении импульсного сигнала на фоне помехи с несимметричным распределением и любой шириной полосы (широкополосная или узкополосная) и взаимно некоррелированным гауссовским шумом в каналах компенсатора. Работоспособность компенсатора сохранится при произвольном распределении помехи и любой форме полезного сигнала.

Во-вторых, компенсация помех на фоне некоррелированного гауссовского шума в каналах компенсатора, реализуемого в биспектральной области по критерию минимизации абсолютной ошибки третьей степени, дает меньшую дисперсию ошибки фильтрации сигнала по сравнению с классической схемой, использующей в опорном канале фильтр Винера. Однако если некоррелированные шумы в каналах отсутствуют, то биспектральный компенсатор уступает классической схеме.

В-третьих, ошибка воспроизведения биспектра полезного сигнала на выходе компенсатора теоретически достигает нуля, однако в моделировании ее значение зависит в обратной пропорции от количества усреднений биспектров эталонного и входного сигналов.

Литература

1. Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оцени-

вание применительно к цифровой обработке сигналов // ТИИЭР, 1987, Т. 75, № 7, с. 5-30.

2. Chandran V. & Elgar S.L. (1991) Mean and variance of estimates of the bispectrum of a harmonic random process-an analysis including leakage effects. IEEE Transactions on Signal Processing, 39(12), Pp. 2640-2651.

3. Bartelt H., Lohmann A.W. and Wirtitzer B. Phase and amplitude recovery from bispectra // Applied Optics. – September 1984. – Vol. 23. – Pp. 3121–3129.

4. Sundaramoorthy G., Raghuvver M.R. and Dianat S.A. Bispectral reconstruction of signal in noise: Amplitude reconstruction issues // IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing. – July 1990. – Vol. 38, № 7. – Pp. 1297–1306.

5. Мацуока Т., Ульрих Т. Дж. Оценивание фазового спектра сигнала по биспектру сейсмической записи // ТИИЭР. – Октябрь, 1984 – Т. 72, № 10. – С. 200-209.

6. Marron J.C., Sanchez P.P. and Sullivan R.C Unwrapping algorithm for least-square phase recovery from modulo 2 bispectrum phase // Journal of the optical society of America. – January 1990. – Vol. 7, № 1. Pp. 14-20.

7. Kang M.G., Lay K.T., and Katsaggelos A.K., «Phase estimation using the bispectrum and its application to image restoration», Optical Engineering, vol. 30, No 7, pp. 976-985, July, 1991.

8. Totsky, A.V., Lukin, V.V., Zelensky, A.A. et al., (2008), Bispectrum-Based Methods and Algorithms for Radar, Telecommunication Signal Processing and Digital Image Reconstruction, TICSP series 45. Tampere International Center for Signal Processing, – 204 p.

9. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 544 с.

10. Манохин А.Е., Зародов А.А. О разработке оптимального фильтра выделения полезного сигнала в биспектральной области по критерию минимума абсолютной ошибки третьей степени // Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – 2016. – № 10 (12) – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct16/1/text.pdf>.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев С.В.

Цифровые процессоры обработки сигналов / Курс лекций – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 100 с.: ил.

Рассмотрены основы построения архитектур и оптимизации программного обеспечения цифровых сигнальных процессоров. Сформулированы основные задачи цифровой обработки сигналов на сигнальных процессорах. Представлено описание инструментальных и программных средств работы с цифровыми сигнальными процессорами.

Для студентов технических вузов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна преподавателям, читающим соответствующие курсы.

