

МЕТОДЫ ФИЛЬТРАЦИИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ РОБАСТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ АМПЛИТУДЫ И ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОГРАНИЧЕНИЯ

А. А. Роечко

*Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»,
17, ул. Чкалова, Харьков, 61070, Украина
E-mail: lukin@xai.kharkov.ua*

На основании проведенного анализа закона распределения частотно-модулированного сигнала предложено две новых оценки амплитуды частотно-модулированного сигнала, искаженного воздействием либо гауссовых, либо негауссовых помех с законом распределения вероятности, содержащим «тяжелые хвосты». С использованием принципов фильтрации с ограничением и предложенных алгоритмов оценивания амплитуды разработаны два метода восстановления частотно-модулированных сигналов. Проведен сравнительный анализ полученных методов и подходов к фильтрации сигналов на основе скользящего окна и робастного дискретного преобразования Фурье. Показано, что применение разработанных методов позволяет повысить качество восстановления частотно-модулированных сигналов по сравнению с ранее известными подходами. Ил. 7. Табл. 6. Библиогр.: 12 назв.

Ключевые слова: частотно-модулированный сигнал, закон распределения вероятности помех, фильтрация, робастное дискретное преобразование Фурье.

Среди систем связи более высокой помехоустойчивостью обладают те, которые используют частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ) модуляцию сигналов. Однако данное преимущество проявляется лишь в случаях больших отношений сигнал/шум (ОСШ) ($\square 1$, при расчете ОСШ как отношение мощности полезного сигнала к дисперсии возмущающего шума) [1]. Кроме того, дополнительными условиями, при которых успешно функционируют обычные методы обработки ЧМ и ФМ сигналов, являются предположение о гауссовости шумов и помех, а также наличие априорной информации об их статистических характеристиках [2].

На нынешнем этапе развития радиосвязи возникают задачи обработки ЧМ сигналов, для которых не выполняются перечисленные выше условия. Так, одно из требований, предъявляемых к современным методам обработки, состоит в эффективном подавлении шумов в случаях, когда дисперсия возмущающего шума соизмерима со средней мощностью полезного сигнала. В качестве априорной информации часто выступают лишь обобщенные сведения о сигнале и законе распределения искажающих его воздействий. В частности, о флуктуационных шумах, возникающих в системах связи и передачи информации, компьютерных сетях и системах, часто известно лишь, что плотность распределения вероятности (ПРВ) имеет вид, симметричный относительно параметра сдвига (обычно, нуля), и может обладать «тяжелыми хвостами» [3] (коэффициент эксцесса в этом случае $\square 0$). Последний фактор обычно обусловлен наличием импульсных помех или выбросов [4].

Среди разнообразных подходов, предназначенных для фильтрации ЧМ сигналов в опи-

санных выше условиях, можно отметить фильтрацию в скользящем окне [5], а также подход на основе робастного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [6]. Однако, наряду с достигаемым положительным эффектом, данные методы обладают и некоторыми особенностями. Для нелинейных неадаптивных методов оконной фильтрации проблемой является оптимальный или разумный выбор апертуры окна, которая должна быть меньше полупериода максимальной частотной составляющей, содержащейся в ЧМ сигнале. В результате, во-первых, оказывается необходимым заранее знать спектр ЧМ сигнала и, во-вторых, эффективность подавления помех при таком выборе может оказаться недостаточной.

Использование робастного ДПФ [6] для обработки сигналов достаточно большой длительности (при общем числе отсчетов порядка нескольких тысяч и более) требует большого объема вычислений и времени. Кроме того, для данного метода также характерны специфические искажения, которые в ряде случаев могут вноситься в обрабатываемый сигнал.

Поэтому актуальной является задача разработки методов фильтрации, работающих с ЧМ сигналами с широким и априорно неизвестным спектром при отсутствии априорных данных о статистических характеристиках возмущающего шума и обладающих простотой реализации. Желательно, чтобы предлагаемые методы были робастны к ПРВ помехи, которая может быть как гауссовой, так и иметь тяжелые хвосты.

1. Анализ закона распределения значений ЧМ сигнала на фоне помех. Как для ЧМ, так и для ФМ сигналов, используемых в системах связи и различных классах радиолокационных устройств, например, таких, как радиовысотоме-

ры или доплеровские измерители скорости и угла сноса [7], в общем виде можно записать [1]:

$$s(t) = A \sin[\psi(t)], \quad (1)$$

где $\psi(t)$ - полная фаза колебания; A - амплитуда несущего сигнала.

В случае ФМ сигнала $\psi(t) = \omega_0 t + k s_M(t)$; для ЧМ сигнала - $\psi(t) = \omega_0 t + k \int s_M(t') dt' + \varphi_0$, где φ_0 - произвольная начальная фаза; $s_M(t)$ - модулирующий сигнал; ω_0 - частота несущего колебания.

Кроме того, в большинстве вышеупомянутых случаев применения ЧМ сигналов для функции $\psi(t)$ выполняется следующее условие:

$$\max_{t \in [0; T_s]} \{\psi(t)\} - \min_{t \in [0; T_s]} \{\psi(t)\} \ll 2\pi, \quad (2)$$

где T_s - интервал наблюдения.

Реализация дискретного ЧМ сигнала $s(n\Delta t)$, искаженного шумом $v(n\Delta t)$ с ПРВ, симметричной относительно параметра сдвига (обычно его можно считать равным нулю) и, возможно, обладающей тяжелыми хвостами, может быть представлена в виде [8]:

$$x(n\Delta t) = s(n\Delta t) + v(n\Delta t), \quad (3)$$

где $\Delta t \leq 1/2F_B$ - интервал дискретизации; F_B - максимальная частота сигнала; $n \in [1; N]$ - индекс отсчетов; $N = T_s / \Delta t$ - количество отсчетов в интервале наблюдения.

Предлагаемый подход к восстановлению сигналов вида (3) базируется на идее фильтрации с использованием своеобразного цифрового ограничения (клиппирования). Однако применение ограничения в виде, реализованном, например, в аналоговом усилителе-ограничителе [9], для решения поставленной задачи нецелесообразно по нескольким причинам. Вследствие частичного либо полного отсутствия априорной информации как о статистических характеристиках шума, так и полезного сигнала, неизвестным параметром является и амплитуда ЧМ сигнала. В ряде случаев такая неопределенность может приводить к ограничению влияния не только искажающего шума, но и к усечению самого сигнала, что в данном случае неприемлемо. Кроме того, еще одним фактором, на который следует обратить внимание, является нелинейность характеристик элементов, реализующих данный метод фильтрации, например, того же усилителя-ограничителя, что может стать причиной появления нелинейных искажений в восстанавливаемом сигнале.

Одной из особенностей исследуемых сигналов является постоянство значения амплитуды $s(t)$. Поэтому для осуществления фильтра-

ции с ограничением в описанных выше условиях предлагается в качестве порогового значения использовать оценку амплитуды ЧМ сигнала, полученную робастными нелинейными методами.

Аналитически данный подход можно представить в виде:

$$x_{FILT}(n\Delta t) = \begin{cases} \bar{\xi}, & \text{если } x(n\Delta t) > \bar{\xi} \\ -\bar{\xi}, & \text{если } x(n\Delta t) < -\bar{\xi} \\ x(n\Delta t), & \text{если } -\bar{\xi} \leq x(n\Delta t) \leq \bar{\xi} \end{cases}, \quad (4)$$

где $\bar{\xi}$ - оцениваемое пороговое значение, которое предполагается достаточно близким к истинному значению амплитуды ЧМ сигнала.

Такой подход к фильтрации основывается на предположении, что все отсчеты, значения которых больше A или меньше $-A$, искажены воздействующим шумом, следовательно, усечение значений таких отсчетов до A или $-A$ должно позволить существенно подавить помехи.

Для входного воздействия в виде зашумленного гармонического сигнала с частотой $F = 1/T$ и амплитудой A

$$s(n\Delta t) = A \sin[2\pi F n \Delta t], \quad (5)$$

в случае, когда частота дискретизации не кратна периоду T и $T_s \gg T$, ПРВ аналитически может быть приближенно записана как [10]

$$\rho(y) = \frac{1}{2\pi F A \sqrt{1 - \left(\frac{y}{A}\right)^2}}. \quad (6)$$

Пример гистограммы значений дискретизированного входного сигнала вида (5) показан на рис. 1. Простейшей процедурой оценивания амплитуды в этом случае может быть

$$\bar{A} = \max_i |x_i|, \quad (7)$$

где x_i - i -й элемент реализации обрабатываемого сигнала.

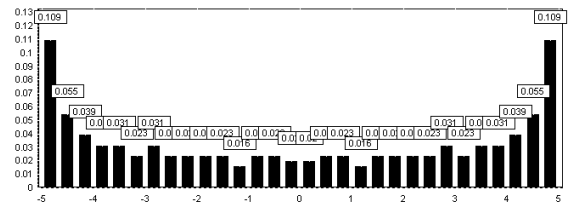


Рис. 1. Гистограмма значений дискретизированного входного сигнала вида (5)

Однако, чем более средняя мощность сигнала становится соизмеримой с дисперсией шума, тем сильнее вид распределения значений отсчетов реализации сигнала (5) становится отличным от оценки ПРВ, показанной на рис. 1. В качестве примера на рис. 2 приведена гистограмма распределения выборки сигнала (5) для случая

воздействия гауссова стационарного белого шума с нулевым средним и ОСШ = 24,79.

В случае ЧМ сигналов вид ПРВ для незашумленной реализации будет практически аналогичен распределению для случая гармонического сигнала за исключением той особенности, что в зависимости от начальной фазы ЧМ сигнала, а также других параметров (частоты дискретизации, длительности интервала наблюдения, модулирующего сигнала) может наблюдаться появление незначительной асимметрии ПРВ. При воздействии шума данный фактор практически не оказывает значительного влияния на закон распределения реализации ЧМ сигнала, вид которого для случая искажения гауссовым стационарным белым шумом с нулевым средним и ОСШ ≈ 25 подобен ПРВ, изображенной на рис. 2.

Искажения закона распределения как гармонического, так и ЧМ сигналов, аналогичные тем, которые имеют место при воздействии гауссовой помехи, наблюдаются и при негауссовых шумах с ПРВ, симметричными относительно параметра сдвига и обладающими тяжелыми хвостами. Оценивание амплитуды сигнала в таких случаях при помощи выражения (7) приведет к некорректным результатам – оценки \hat{A} становятся значительно больше A . Поэтому необходимо применять процедуры оценивания амплитуды ЧМ сигналов, робастные к воздействию как гауссова шума, так и помех с ПРВ, обладающей тяжелыми хвостами. При этом такие процедуры должны быть работоспособны в широких пределах возможных значений ОСШ.

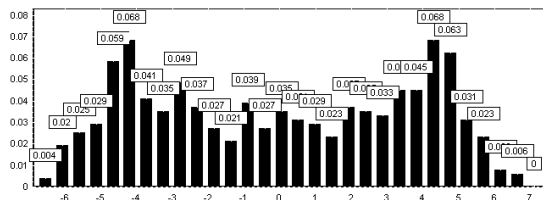


Рис. 2. Гистограмма распределения реализации сигнала (5), искаженного гауссовым шумом, для случая значения ОСШ = 24,79

2. Робастные оценки амплитуды ЧМ сигналов В основе первого предложенного способа получения оценки \hat{A} лежит анализ ПРВ зашумленного входного сигнала, возможный вид которой представлен на рис. 2. Характерной особенностью является тот факт, что наибольшее количество значений отсчетов выборки обладает значениями, близкими к A и $-A$. Данное свойство может быть использовано для нахождения оценки амплитуды ЧМ сигналов по максимуму ПРВ реализации обрабатываемого сигнала.

Однако для реализации данного метода желательно иметь более сглаженную оценку закона распределения, которая, кроме того, содер-

жала бы один максимум для однозначного определения \hat{A} . Выполнение данных требований может быть достигнуто путем обработки ПРВ абсолютных значений отсчетов реализации. При этом учитывается тот факт, что распределения значений (3) практически симметричны относительно нуля. Об этом свидетельствуют результаты анализа коэффициентов асимметрии, рассчитанных для большого числа разнообразных сигнально-помеховых ситуаций. В частности для распределения, приведенного на рис. 2, значение коэффициента асимметрии равно 0,005.

Возможный вид гистограммы распределения, получаемой после выполнения указанного преобразования, показан на рис. 3.

Для нахождения оценки амплитуды предлагается использовать следующую процедуру (PEAK-оценка):

$$\hat{A} = K_1 (X_{(p)} + X_{(q)}) / 2, \quad (8)$$

где K_1 – поправочный коэффициент; $X_{(p)}$ и $X_{(q)}$ – p -я и q -я порядковые статистики для массива $|x(n\Delta t)|$.

Для индексов p и q выполняется соотношение

$$p - q = \Delta, \quad (9)$$

а их значения находятся из условия:

$$\min_{p,q} (X_{(p)} - X_{(q)}), \quad (10)$$

где Δ – константа, задаваемая априорно; $q \in [1; N - \Delta]$.

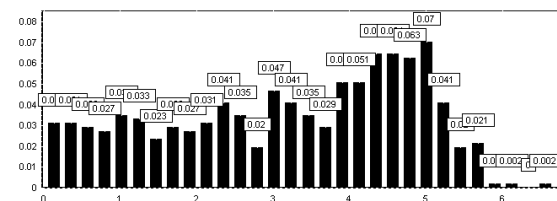


Рис. 3. Гистограмма распределения модуля значений реализации сигнала (5), искаженного гауссовым шумом, при ОСШ = 24,79

Данный алгоритм использует тот факт, что наибольшее количество отсчетов сосредоточено около значения A , следовательно, и расстояние между порядковыми статистиками, связанными между собой соотношением (9) будет наименьшим. Для визуального подтверждения этого свойства на рис. 4 приведена зависимость усредненных значений разности $X_{(p)} - X_{(q)}$ от значения q для случая реализации сигнала (5) с $\Delta = 50$ и ОСШ = 24,79.

Согласно (10) точность PEAK-оценки зависит от величины параметров K_1 и Δ . Следует

сразу отметить, что исследование влияния значений K_1 и Δ на свойства *PEAK*-оценки выходит за рамки работы, поэтому на основании проведенных исследований значения этих параметров были выбраны фиксированными, равными 1,2 и 51 соответственно. Объяснение назначения и практического выбора значения K_1 дано ниже в разделе 3. Значение параметра Δ выбиралось равным $\Delta = 0,1N$ (при моделировании использовалось $N = 512$).

Вторая предложенная робастная оценка амплитуды ЧМ сигналов основывается на медиане модулей остаточных разностей обрабатываемой реализации сигнала (*MMAD*-оценка) [5]:

$$\hat{A}_{MMAD} = K_2 \text{med} \left\{ \left| X_{(i)} - \text{med} (x_1, x_2, \dots, x_N) \right| \right\}, \quad (11)$$

где $\text{med} \{ \dots \}$ - операция нахождения медианы; K_2 - поправочный коэффициент.



Рис. 4. График зависимости усредненных значений разности $X_{(p)} - X_{(q)}$ от q для случая реализации сигнала (5), $\Delta = 50$ и ОСШ = 24,79

Как видно из (11), точность *MMAD*-оценки зависит от значения K_2 , при выборе которого необходимо учитывать следующие особенности. Несложно показать, что для ПРВ (6) значение медианы равно $A/\sqrt{2}$. Тогда значение коэффициента K_2 необходимо выбирать примерно равным 1,414. Однако при воздействии гауссова шума усредненные значения \hat{A}_{MMAD} , вычисленные согласно выражению (11) с поправочным коэффициентом, равным 1,414, оказались меньше A . Поэтому было принято решение использовать в качестве *MMAD*-процедуры операцию вычисления абсолютного медианного отклонения [5], т. е. величину K_2 , равную 1,483.

3. Анализ точности предложенных оценок амплитуды ЧМ сигналов. Исследования проводились при помощи численного моделирования в специализированной разработанной программной оболочке. Свойства предложенных оценок анализировались для случая двух тестовых сигналов (ТС). В качестве ТС № 1 был выбран гармонический сигнал вида

$$s_1(n\Delta t) = 5 \sin(2\pi F n\Delta t), \quad \text{где } F = 30/N; \\ N = 512; \Delta t = 1; \text{ в качестве ТС № 2 - ЛЧМ сигнал} \\ s_2(n\Delta t) = 5 \sin(2\pi F \{n\Delta t\} n\Delta t), \quad \text{где} \\ F \{n\Delta t\} = 0,1n\Delta t/N.$$

Согласно поставленной задаче о воздействующем шуме известно лишь, что его закон распределения симметричен относительно параметра сдвига и может обладать «тяжелыми хвостами». Однако данному определению соответствует как гауссов шум, так и негауссовы помехи с различной степенью «тяжести хвостов». Поэтому в работе исследовались искажающие шумы следующих трех видов (по мере «утяжеления хвостов» закона распределения или возрастания значения коэффициента эксцесса (КЭ)):

- гауссов шум с нулевым средним и дисперсией σ_G^2 (*Gaus*) (КЭ = 0);

- шум, сформированный в виде произведения двух нормальных независимых случайных величин с нулевыми математическими ожиданиями (*BNoise*) (КЭ $\approx 7,47$); встречается в задачах восстановления и обработки данных при помощи биспектральных систем [11];

- шум, полученный возведением в куб нормально распределенной случайной независимой величины с нулевым средним (*Cube*) [12] (КЭ $\approx 16,4$).

Для определения смещения оценок амплитуды использовалось выражение:

$$\Delta_A = \langle \hat{A} \rangle - A, \quad (12)$$

где A - истинное значение амплитуды сигнала; $\langle \dots \rangle$ - статистическое усреднение по ансамблю обрабатываемых реализаций.

Расчет ОСШ на входе устройства обработки проводился следующим образом:

$$\text{ОСШ}_{\text{ВХ}} = P_S / \sigma_{\text{ВХ}}^2, \quad (13)$$

где $P_S = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[s(n) - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s(i) \right]^2$ - мощность сигнала; $\sigma_{\text{ВХ}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [x(n) - s(n)]^2$ - дисперсия флуктуаций; $s(i)$ - i -й отсчет реализации неза шумленного входного сигнала.

На рис. 5-7 приведены усредненные по ансамблю реализации оценок амплитуд ТС № 1 и ТС № 2, полученные при помощи *PEAK*- и *MMAD*-оценок, в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки и вида искажающего шума. Усреднение проводилось по набору из $M = 500$ реализаций.

Результаты расчетов показали, что практически во всех исследованных случаях оценки амплитуды обладают смещением, которое может быть как положительным, так и отрицательным. В случае применения *PEAK*-процедуры и воздействия гауссова шума смещенность оценок объясняется тем, что по мере приближения ОСШ к единице, вид ПРВ выборки все в большей степени определяется распределением загрязняющего шума [10] (в данном случае вид ПРВ будет стремиться к нормальному закону распределения). Вследствие этого положение максимума ПРВ реализации сигнала постепенно перемещается в сторону математического ожидания воздействующей помехи (т. е. к нулю).

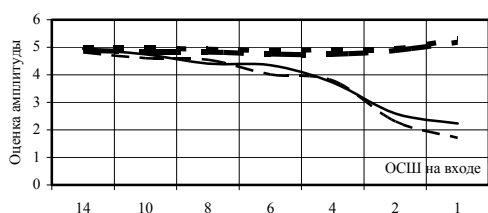


Рис. 5. Усредненные значения оценок амплитуды, полученные предложенными методами, в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки для случая гауссова шума: — *PEAK*-оценка (ТС № 1), — — *PEAK*-оценка (ТС № 2), - - - *MMAD*-оценка (ТС № 1), — · — *MMAD*-оценка (ТС № 2).

В результате данного свойства, *PEAK*-оценка амплитуды с уменьшением ОСШ на входе приобретает все большее отрицательное смещение, которое при ОСШ = 1 достигает 60 % ($\langle \hat{A} \rangle \approx 0,4A$, см. рис. 5).

В случае искажения тестовых сигналов шумами *BNoise* и *Cube* величина \hat{A}_{PEAK} характеризуется положительным сдвигом относительно истинного значения амплитуды ($\approx 20\%$). Такое поведение связано с выбором значения коэффициента $K_1 = 1,2$ из условия, что $\langle \hat{A}_{PEAK} \rangle \rightarrow A$ при ОСШ $\square 1$ и воздействии гауссова шума (случай ОСШ = 14 на рис. 5).

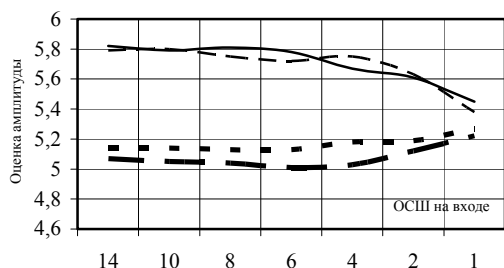


Рис. 6. Усредненные значения оценок амплитуды, полученные предложенными методами, в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки для случая *BNoise* шума: — *PEAK*-оценка (ТС № 1), — — *PEAK*-оценка (ТС № 2), - - - *MMAD*-оценка (ТС № 1), — · — *MMAD*-оценка (ТС № 2).

Так как в задаче априорная информация о статистических характеристиках шума полагалась неизвестной, то значение коэффициента K_1 оставалось неизменным при обработке тестовых сигналов, искаженных шумами, отличными от гауссова, что объясняет появление положительного смещения у *PEAK*-оценки на рис. 6 и 7.

Отличительной чертой *MMAD*-процедуры является устойчивое оценивание амплитуды обоих тестовых сигналов при воздействии всех исследовавшихся видов шумов. Максимальная величина смещения составляет около 6 %.

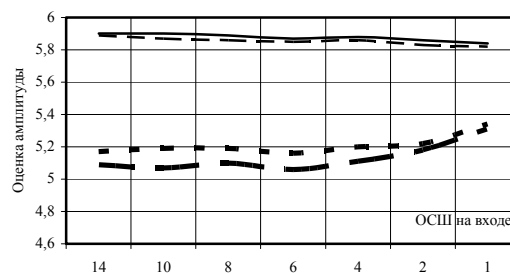


Рис. 7. Усредненные значения оценок амплитуды, полученные предложенными методами, в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки для случая *Cube* шума: — *PEAK*-оценка (ТС № 1), — — *PEAK*-оценка (ТС № 2), - - - *MMAD*-оценка (ТС № 1), — · — *MMAD*-оценка (ТС № 2).

Наряду с расчетом первого момента еще одним важным показателем качества является дисперсия оцененных значений параметра. В табл. 1-3 приведены значения второго центрального момента рассмотренных оценок амплитуды тестовых сигналов в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки и вида воздействующего шума.

Анализ полученных данных показывает, что в случае гауссова шума и малых ОСШ (≈ 1) применение *PEAK*-процедуры не позволяет стабильно оценивать амплитуду сигнала – значение среднеквадратичного отклонения составляет около 28 % от истинного значения амплитуды. Причиной такого поведения, как уже было сказано, является зависимость вида ПРВ от ОСШ. В то же время, с увеличением тяжести хвостов распределения шума, устойчивость *PEAK*-оценки повышается и при шуме *Cube* величина среднеквадратичного отклонения уже не превышает 0,44 % от истинного значения амплитуды сигнала.

Для *MMAD*-оценки характерным является слабая зависимость второго центрального момента от вида воздействующего шума, и тот факт, что его величина оказывается не больше 0,05, т. е. $\sigma_{est} / A \leq 0,044$, где σ_{est} – среднеквадратичное отклонение рассматриваемой оценки.

Дисперсии рассмотренных оценок амплитуды ЧМ сигналов в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки при воздействии гауссова шума

Таблица 1

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	PEAK-оценка	0,353	0,64	0,49	0,86	1,91	1,65	1,49
	MMAD-оценка	0,011	0,018	0,014	0,013	0,029	0,05	0,054
ТС № 2	PEAK-оценка	0,41	0,35	0,61	1,69	1,88	1,79	1,17
	MMAD-оценка	0,011	0,014	0,018	0,017	0,034	0,033	0,053

Дисперсии рассмотренных оценок амплитуды ЧМ сигналов в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки при воздействии *BNoise* шума

Таблица 2

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	PEAK-оценка	0,012	0,029	0,011	0,029	0,086	0,084	0,32
	MMAD-оценка	0,011	0,006	0,014	0,019	0,014	0,013	0,021
ТС № 2	PEAK-оценка	0,013	0,009	0,014	0,073	0,065	0,133	0,79
	MMAD-оценка	0,008	0,009	0,012	0,018	0,015	0,015	0,024

Дисперсии рассмотренных оценок амплитуды ЧМ сигналов в зависимости от ОСШ на входе устройства обработки при воздействии *Cube* шума

Таблица 3

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	PEAK-оценка	0,0015	0,0011	0,0017	0,0055	0,0009	0,0029	0,007
	MMAD-оценка	0,0085	0,0117	0,0111	0,0101	0,0202	0,0191	0,0181
ТС № 2	PEAK-оценка	0,0025	0,0048	0,0073	0,0039	0,0059	0,0055	0,0038
	MMAD-оценка	0,0062	0,0129	0,0128	0,0151	0,0116	0,0157	0,0111

Таким образом, анализ статистических характеристик предложенных оценок амплитуды ЧМ сигналов показал, что дисперсия оценок для PEAK-алгоритма уменьшается с увеличением отличия ПРВ воздействующего шума от гауссовой кривой. Наименьшая дисперсия достигается при негауссовых помехах с ПРВ, содержащей тяжелые хвосты. Для случая *Cube* шума дисперсия оценки \hat{A}_{PEAK} значительно меньше дисперсии оценок, полученных MMAD-процедурой (см. табл. 3). Для корректной работы (т. е. малого смещения) PEAK-оценки необходим соответствующий выбор коэффициента K_1 . MMAD-процедура характеризуется стабильной работой во всех рассматриваемых случаях, причем величина ее дисперсии мало зависит от ПРВ воздействующего шума, а максимальная величина смещения составляет около 6 %.

Проведенные исследования показали, что для оценивания амплитуды ЧМ сигналов при воздействии либо гауссовых, либо негауссовых помех с небольшой степенью тяжести хвостов распределения ($KЭ \leq 8$) целесообразно применять MMAD-процедуру. При искажении полезного сигнала негауссовыми шумами с большой степенью тяжести хвостов ПРВ лучшие результаты может дать использование PEAK-оценки.

4. Фильтрация ЧМ сигналов с использованием разработанных и известных методов.

Качество фильтрации ЧМ сигналов разработанным и известными подходами на основе скользящего окна и робастного ДПФ исследовалось при помощи численного моделирования. Сравнительный анализ был проведен для описанных ранее двух тестовых сигналов и трех видов искажающего шума.

Количественно эффективность фильтрации оценивалась путем анализа ОСШ на выходе устройства обработки

$$ОСШ_{\text{ВЫХ}} = P_S / \sigma_{\text{ВЫХ}}^2, \quad (14)$$

где $\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [\hat{s}_F(n) - s(n)]^2$ - дисперсия флуктуаций; $\hat{s}_F(n)$ - n -й отсчет оценки сигнала, полученной после фильтрации входного сигнала одним из исследуемых методов.

Особенность подхода на основе скользящего окна (ОФ-метод) состоит в зависимости его свойств от нескольких факторов. Одним из них является тип используемого фильтра, выбор которого во многом зависит от вида шума, искажающего полезный сигнал. Однако поскольку предполагается, что априорная информация о статистических характеристиках помех отсутствует, определить наилучший тип фильтра не

представляется возможным. Поэтому в качестве компромиссного решения, позволяющего получить приемлемые результаты как в случае гауссова, так и в случае негауссовых шумов с различной степенью тяжести хвостов, был выбран альфа-урезанный фильтр с параметром усечения $N_\alpha = [N_W \cdot 0,25]$, где [...] - целая часть числа; N_W - величина апертюры скользящего окна.

Еще одним важным параметром, влияющим на эффективность использования ОФ-метода, является параметр N_W . Для сравнительного анализа было выбрано четыре варианта значений $N_W = 5, 9, 13, 17$, где количество отбрасываемых значений составило соответственно 2, 4, 6 и 8 (по

1, 2, 3 и 4 минимальных и максимальных соответственно).

При использовании методов обработки на основе робастного ДПФ (РДПФ-метод) могут применяться различные оценки [6]. В ходе проведенных исследований рассматривался вариант робастного ДПФ на основе оценки Ходжеса-Лемана. Такой выбор оценки для формирования отсчетов спектра сигнала связан с ее робастными свойствами, которые позволяют устойчиво подавлять как гауссов шум, так и негауссовы помехи с ПРВ, обладающими тяжелыми хвостами [6].

Результаты фильтрации ТС № 1 и ТС № 2, искаженных шумами трех видов, предложенными и известными методами приведены в табл. 4-6.

Значения ОСШ_{ВЫХ} при фильтрации тестовых сигналов разработанными и известными методами для случая воздействия гауссова шума

Таблица 4

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	ОФ-метод ($N_W = 5$)	34,04	25,98	21,41	18,47	13,14	7,35	4,13
	$N_W = 9$	9,48	8,7	8,18	7,47	6,53	5,16	3,74
	$N_W = 13$	2,54	2,46	2,41	2,35	2,24	2,04	1,78
	$N_W = 17$	1	1	1	0,99	0,99	0,97	0,94
	РДПФ-метод	9,1	7,9	6,75	5,82	4,37	2,41	1,32
	PEAK-метод	16,16	11,31	10,14	6,85	4,39	1,93	1,58
	MMAD-метод	17,4	12,82	10,59	7,89	5,54	2,99	1,68
ТС № 2	ОФ-метод ($N_W = 5$)	4,11	3,92	3,8	3,62	3,34	2,7	2,03
	$N_W = 9$	1,17	1,17	1,17	1,16	1,15	1,13	1,06
	$N_W = 13$	1,16	1,16	1,15	1,15	1,15	1,12	1,07
	$N_W = 17$	1,11	1,11	1,11	1,1	1,09	1,08	1,05
	РДПФ-метод	12,23	9,63	8,17	6,38	4,64	2,48	1,3
	PEAK-метод	16,76	12,25	8,56	6,96	3,99	2	1,57
	MMAD-метод	17,67	12,95	10,42	8,18	5,7	3	1,65

Значения ОСШ_{ВЫХ} при фильтрации тестовых сигналов разработанными и известными методами для случая воздействия *BNoise* шума

Таблица 5

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	ОФ-метод ($N_W = 5$)	43,7	36,02	31,55	27,33	20,27	14,22	9,46
	$N_W = 9$	10,24	9,64	9,17	8,89	8,03	6,68	5,66
	$N_W = 13$	2,58	2,53	2,51	2,46	2,4	2,26	2,12
	$N_W = 17$	1	1	1	0,99	0,99	0,98	0,96
	РДПФ-метод	8,88	8,05	7,15	6,23	4,9	3,39	2,28
	PEAK-метод	18,46	14,45	11,76	9	6,7	4,2	2,94
	MMAD-метод	20,43	15,9	12,94	9,85	7,29	4,49	3,11
ТС № 2	ОФ-метод ($N_W = 5$)	4,19	4,12	4,04	3,86	3,65	3,21	2,74
	$N_W = 9$	1,17	1,17	1,17	1,16	1,16	1,14	1,12
	$N_W = 13$	1,16	1,16	1,15	1,15	1,15	1,13	1,12
	$N_W = 17$	1,11	1,11	1,11	1,1	1,1	1,09	1,08
	РДПФ-метод	13,48	11,12	9,08	7,6	5,72	3,59	2,31
	PEAK-метод	18,73	13,92	11,06	8,77	6,55	4,18	2,7
	MMAD-метод	20,86	15,51	12,36	9,72	7,24	4,6	2,92

Значения ОСШ_{ВЫХ} при фильтрации тестовых сигналов разработанными и известными методами для случая воздействия *Cube* шума

Таблица 6

ОСШ на входе		14	10	8	6	4	2	1
ТС № 1	ОФ-метод ($N_W = 5$)	47,32	39,8	37,27	30,75	25,22	15,92	11,34
	$N_W = 9$	10,45	10,01	9,66	9,25	8,54	7,39	6,3
	$N_W = 13$	2,59	2,56	2,55	2,5	2,44	2,31	2,2
	$N_W = 17$	1	1	1	1	0,99	0,98	0,97
	РДПФ-метод	9,28	8,14	7,59	6,41	5,33	3,76	2,61
	PEAK-метод	18,67	14,85	12,4	10,05	7,5	4,8	3,17
	MMAD-метод	20,68	16,49	13,66	11,1	8,3	5,27	3,44
ТС № 2	ОФ-метод ($N_W = 5$)	4,26	4,14	4,09	3,95	3,73	3,44	3
	$N_W = 9$	1,17	1,17	1,16	1,16	1,16	1,15	1,14
	$N_W = 13$	1,16	1,15	1,15	1,15	1,14	1,13	1,12
	$N_W = 17$	1,11	1,11	1,11	1,1	1,1	1,09	1,08
	РДПФ-метод	14,19	11,56	10,14	8,16	6,62	3,98	2,5
	PEAK-метод	18,95	14,85	12,01	9,63	7,26	4,54	3,11
	MMAD-метод	21,14	16,65	13,4	10,74	8,08	5,04	3,42

Их анализ показывает, что применение ОФ-метода с $N_W = 5$ в случае обработки ТС № 1 позволяет наилучшим образом, по сравнению с остальными исследуемыми методами, фильтровать полезную составляющую при воздействии как гауссова, так и импульсных шумов для всех значений ОСШ на входе устройства обработки. В то же время использование данного подхода для обработки ТС № 2 приводит к появлению искажений, возникающих из-за ограничения, накладываемого на значение максимальной частоты обрабатываемого сигнала, и, как следствие, к низкому качеству фильтрации. Полезный эффект от подавления помех меньше, чем негативный эффект от вносимых фильтрами искажений, вследствие чего ОСШ на выходе оказываются меньше, чем ОСШ на входе фильтров.

Применение разработанных методов позволяет повысить эффективность восстановления ЛЧМ сигналов (ТС № 2) при всех исследуемых видах шумов по сравнению с методами фильтрации в скользящем окне и подходом на основе РДПФ, причем в последнем случае улучшение достигает 30 %. Среди предложенных методов наилучшие результаты (наибольшая величина ОСШ_{ВЫХ}) достигаются при использовании MMAD-метода, максимальный выигрыш которого относительно PEAK-метода составляет 25 %. Это связано с ранее упомянутыми (см. раздел 3) свойствами PEAK-оценки амплитуды ЧМ сигналов, а именно, с выбором значения коэффициента K_1 и интервала Δ . Кроме того, следует сказать, что наибольший выигрыш как относительно ОФ-метода, так и подхода на основе РДПФ наблюда-

ется при малых значениях ОСШ на входе ($\rightarrow 1$) и негауссовых импульсных шумах.

Метод фильтрации на основе РДПФ позволяет улучшить качество обрабатываемого сигнала для всех значений ОСШ на входе, не больших 6, для всех исследованных видов искажающего шума. В остальных случаях вносимые в сигнал искажения оказываются больше, чем полезный эффект, достигаемый при фильтрации.

Применение разработанных методов для фильтрации гармонического сигнала (ТС №1) позволяет достичь выигрыша до 3 раз относительно ОСШ на входе устройства обработки, однако, в то же время, проигрыш ОФ-методу с величиной апертуры окна 5 составляет $\approx 2 \div 3,3$ раза. Такое положение имеет место вследствие особенностей упомянутых методов обработки – подход на основе скользящего окна фильтрует все отсчеты сигнала независимо от их значений, в то время как предложенный метод ограничения на основе MMAD- или PEAK-оценок амплитуды изменяет только те отсчеты, значения которых не попадают в интервал $[-\xi; \xi]$.

Выводы. В результате проведенного анализа закона распределения ЧМ сигналов предложено две новые оценки амплитуды ЧМ сигнала, искаженного воздействием либо гауссовых, либо негауссовых шумов с ПРВ, обладающей тяжелыми хвостами. В основе первой процедуры оценивания (PEAK-оценка) лежит определение минимального расстояния между двумя квантилями обрабатываемой выборки, отстоящими друг от друга на величину Δ . Вторая оценка (MMAD-оценка) базируется на расчете для выборки данных величины медианы модулей остаточных разностей.

С использованием принципов фильтрации с ограничением разработаны два новых метода восстановления ЧМ сигналов. Проведен сравнительный анализ предложенных методов и подходов к фильтрации данных на основе скользящего окна и робастного ДПФ.

Показано, что разработанные методы являются робастными к степени «тяжести хвостов» воздействующего шума. В то же время выбрать наилучший фильтр для ОФ-метода, следовательно, наилучшим образом восстановить полезный сигнал и внести минимальные искажения в условиях априорной неопределенности о статистических характеристиках помех, не представляется возможным. Кроме того, применение разработанных методов фильтрации ЧМ сигналов позволяет повысить скорость обработки данных по сравнению с основанным на медиане РДПФ-методом (наименьшее количество требуемых операций) не менее, чем в N раз.

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. школа, 1988. – 446 с.
2. Информационные технологии в радиотехнических системах / Под ред. И. Б. Федорова. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 765 с.
3. Brcich R. F., Iskander D. R., Zoubir A. M. The Stability Test for Symmetric Alpha-Stable Distributions // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2005. – 53, N 3. – P.977-986.
4. Gonzalez J. G. Robust Techniques for Wireless Communications in Non-Gaussian Noise Environments, Ph.D. thesis in Electrical Engineering: Fall 1997. – 169 P.
5. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. – N.Y. Boca Raton: CRC Press LLC, 1997. – 343 p.
6. Djurović I., Lukin V. V., Roencko A. A. Removal of α -Stable Noise in Frequency Modulated Signals Using Robust DFT Forms // Telecommunications and Radio Engineering. – 2004. – N 61(7). – P.574-590.
7. Скольник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Мир, 1965. – 747 с.
8. Современная радиолокация. Анализ, расчет и проектирование систем / Под ред. Ю. Б. Кобзарева. – М.: Сов. радио, 1969. – 703 с.
9. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 623 с.
10. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1957. – 496 с.
11. Роечко А. А., Лукин В. В., Тоцкий А. В. Использование робастных оценок при восстановлении формы сигналов на основе биспектральной обработки // Радиотехника и компьютерные системы. – 2004. - № 4. – С.5-14.

12. Katkovnik V., Djurovic I., Stankovic L. J. Instantaneous frequency estimation using robust spectrogram with varying window length // AEU, Internat. J. Electron. Comm. – 2000. – N 54(4). – P.193-202.

FM SIGNAL FILTERING METHODS BASED ON ROBUST AMPLITUDE ESTIMATION AND CLIPPING TECHNIQUE

A. A. Roencko

The analysis of FM signal distribution law is done. Based on it two novel FM signal amplitude estimates are proposed. They can be implemented both in case of Gaussian and non-Gaussian heavy-tail noise environments. Developed algorithms for amplitude estimation are assumed as a basis for two FM signal reconstruction methods. Comparative analysis of obtained methods and known approaches based on the scanning window nonlinear filtering and robust DFT is performed. It is shown that the use of proposed methods allows increasing the FM signal filtering quality in comparison to the known approaches.

Key words: frequency-modulated signal, noise probability distribution law, filtration, robust DFT.

МЕТОДИ ФІЛЬТРАЦІЇ ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ РОБАСТНОГО ОЦІНЮВАННЯ АМПЛІТУДИ ТА ВИКОРИСТАННЯ ОБМЕЖЕННЯ

О. О. Роечко

На основі проведеного аналізу закону розподілення реалізації частотно-модульованого сигналу запропоновано дві нових оцінки амплітуди частотно-модульованого сигналу, який може бути викривлений дією або гаусових, або негаусових завад з законом розподілу ймовірності, який володіє «важкими хвостами». З використанням принципів фільтрації з обмеженням та запропонованих алгоритмів оцінювання амплітуди розроблено два методи відновлення частотно-модульованих сигналів. Проведено порівняльний аналіз отриманих методів і підходів до фільтрації сигналів на основі ковзного вікна та робастного дискретного перетворення Фур'є. Показано, що застосування запропонованих методів дозволяє підвищити якість відновлення частотно-модульованих сигналів у порівнянні з раніше відомими підходами.

Ключові слова: частотно-модульований сигнал, закон розподілу ймовірності завад, фільтрація, робастне дискретне перетворення Фур'є.

Рукопись поступила 1 июня 2006 г.