

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.7.5>

УДК: 621.391

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕКТРАЛЬНОЙ РЕЖЕКЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

А.Л. Тимофеев, А.Х. Султанов

Уфимский университет науки и технологий
450076, Уфа, ул. З. Валиди, 32

Статья поступила в редакцию 25 марта 2025 г.

Аннотация. Для подавления узкополосных помех при обработке широкополосных сигналов используются методы спектрально-весаого оценивания параметров помехи с последующей компенсацией, адаптивной трансверсальной фильтрации, спектральной режекции. Возможности известных способов ограничены эффектом растекания спектра помехи, который приводит к необходимости обнуления слишком большого участка спектра сигнала для подавления помехи, вызывающего недопустимое искажение сигнала. Вторым негативным фактором является то, что помеха в связи с растеканием спектра удаляется не полностью и часть ее спектральной мощности остается в составе сигнала. Предложен способ повышения эффективности спектральной режекции узкополосных помех в широкополосных сигналах. В предложенном способе дважды производится фрагментирование сигнала для каждой помехи. Длительность фрагмента в каждом случае выбирается такой, чтобы обеспечить целое число периодов помехи во фрагменте. В спектре полученного фрагмента обнуляется одна гармоника помехи. После удаления помехи по двум пересекающимся фрагментам сигнала восстанавливается его полная длительность. Приведены результаты моделирования процесса режекции двух

одновременно наложенных на сигнал помех, имеющих амплитуды в 2 и 10 раз превышающие амплитуды гармоник сигнала. Показано, что адаптивное фрагментирование сигнала позволяет провести режекцию нескольких помех любой амплитуды с минимальными искажениями сигнала.

Ключевые слова: узкополосная помеха, режекция, фрагментирование сигнала, спектральная фильтрация.

Автор для переписки: Тимофеев Александр Леонидович, a_1_t@inbox.ru

Введение

При обработке широкополосных сигналов часто возникает задача подавления узкополосных помех. Для борьбы с ними используются различные методы – спектрально-весовое оценивание параметров помехи с последующей компенсацией, адаптивная трансверсальная фильтрация, спектральная режекция [1]. Сложность задачи подавления узкополосной помехи зависит от степени информированности о ее наличии, основной частоте и степени изменчивости этой частоты. Если помеха стационарна, ее частота заранее известна и источник помехи не перемещается в пространстве, для ее подавления может быть использован автокомпенсатор с удаленными компенсационными каналами [2]. В [3] рассмотрены свойства и особенности цифрового режекторного фильтра на взаимно расстроенной паре звеньев второго порядка при действии сосредоточенных по частоте внутриволновых помех, ширина спектра которых на порядок меньше ширины спектра сигнала.

Для подавления нестационарных помех необходимо использовать адаптивные методы фильтрации. Кроме традиционных цифровых фильтров к ним можно отнести использование адаптивной антенной решетки. В этом случае подавление помех обеспечивается формированием провалов (нулей в диаграмме направленности) цифровой антенной решетки [4] и основной задачей является расчет вектора весовых коэффициентов, изменяющих

диаграмму направленности антенной решетки [5-7]. Для решения этой задачи в [8,9] предложено использовать выборочную оценку корреляционной матрицы помех R по пакету обучающих векторов $Y_K = (X_1, \dots, X_K)$, где X – вектор мешающих сигналов с выходов антенной решетки, K – число обучающих векторов:

$$X_n = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_N(n)],$$

где n – индекс дискретного времени, N – число элементов антенной решетки.

Оценка корреляционной матрицы в этом случае:

$$R = \frac{1}{2K} (YY^N).$$

По оценке корреляционной матрицы находится оценка оптимального вектора весовых коэффициентов:

$$W = SR^N,$$

где S – управляющий вектор.

Для обнаружения и подавления многочастотных помех в системе ГЛОНАСС в [10] предложен двухэтапный алгоритм на основе цифровой предкорреляционной обработки сигналов, в котором производится обнаружение и определение параметров помех, и затем их подавление. В [11,12] для компенсации узкополосной помехи с неизвестной центральной частотой, полосой и дисперсией используется двухканальный модельный компенсатор помех с дополнительной адаптивной компенсацией в каналах. В качестве адаптивного фильтра используется винеровский фильтр с коэффициентом передачи

$$W_1(\omega) = \frac{S_s(\omega) + S_{d1}(\omega)}{S_s(\omega) + S_{d1}(\omega) + S_{v1}(\omega)} e^{-j\omega\Delta_1},$$

где $S_s(\omega)$ – спектральная плотность мощности сигнала; $S_{d1}(\omega)$ – спектральная плотность мощности помехи в сигнальном канале; $S_{v1}(\omega)$ – спектральная плотность мощности формирующего белого шума в сигнальном канале; Δ_1 – величина задержки в сигнальном канале. В [13] показана возможность эффективной режекторной фильтрации непрерывного рентгеновского спектра,

в [14] предложен метод режекции импульсных помех в радиолокационных станциях, основанный на совместном использовании информации из частотной и временной областей представления сигнала. В [15] для режекции помех за пределами спектра широкополосного сигнала предложены алгоритмы, для которых осуществляется дискретное прямое преобразование Фурье (ДПФ) для перевода сигнала в частотную область и обратное преобразование Фурье (ДОПФ) для восстановления временной формы принимаемого сигнала. В [16] предложен алгоритм, позволяющий режектировать узкополосные помехи с заранее неизвестными частотой и мощностью. Для этого производится поиск пиков в спектре сигнала и все найденные отсчеты, превышающие среднюю амплитуду спектра, заменяются на среднее значение спектра. В [17] описан алгоритм режекции в частотной области совместно с временным взвешиванием, позволяющий значительно снизить долю энергии помехи, проникающей вследствие эффекта растекания спектра в полосу, отведенную для полезного сигнала. В [18] рассмотрен алгоритм циклического поиска максимумов в спектре с последующим обнулением максимума и прилегающих областей. Для уменьшения влияния эффекта растекания спектра перед выполнением ДПФ проводится умножение сигнала на оконную функцию. Для обеспечения максимального динамического диапазона при обнаружении помех использовано окно Блэкмана-Наталла:

$$w(i) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi i}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi i}{N-1}\right) + a_3 \cos\left(\frac{6\pi i}{N-1}\right).$$

В [19] рассмотрены методы компенсации помех, когда форма помехи точно не известна. Сигнал, обрабатываемый в приемнике, является смесью полезного сигнала $s(t\lambda_k)$, помехи $f(t, \xi_k)$ и шума $n(t)$:

$$r(t) = s(t\lambda_k) + f(t, \xi_k) + n(t),$$

где λ_k – параметры сигнала (задержка, фаза, доплеровская частота); ξ_k – параметры помехи. При известной функции $f(t, \xi_k)$ для подавления помехи достаточно вычесть ее из принятого сигнала

$$y(t) = r(t) - f(t, \xi_k) = s(t\lambda_k) + n(t).$$

Но чаще всего функция помехи не известна. В таком случае предложено сформировать оценку помехи $f_o(t, \xi_k)$ и использовать ее в обработке вместо помехи $f(t, \xi_k)$. Проведен анализ двух вариантов: первый – с использованием фильтров, второй заключается в применении обработки сигналов с изменением пространства преобразования сигналов – ДПФ. В нем использовано свойство дискретных ортогональных преобразований концентрировать энергию спектра в некотором небольшом числе спектральных компонент. Это позволит провести режекцию соответствующего участка спектра сигнала.

1. Повышение эффективности спектральной режекции

Подавление нестационарной узкополосной помехи с изменяющейся частотой достаточно часто выполняется с помощью спектральной фильтрации. Методы подавления, основанные на цифровой режекции помехи в частотной области, заключаются в удалении в спектре сигнала области, занимаемой помехой. Применение этих методов ограничивает эффект растекания спектра [20], возникающий когда частота сигнала f_s не кратна частоте f_d / N , где f_d – частота дискретизации сигнала, N – размерность дискретного преобразования Фурье. При цифровом моделировании удобнее формулировать это условие в следующем виде: если длительность обрабатываемого сигнала (ширина окна анализа при вычислении ДПФ) не кратна периоду помехи, спектр гармонического сигнала представляет не одну линию, а занимает некоторую область частот (происходит растекание спектра). На рисунке 1 приведена узкополосная помеха (1а) и ее спектр (1б) при длительности окна анализа некрatной числу периодов помехи (3,5 периода помехи). На рисунке 2а – та же помеха при меньшей длительности окна анализа (3 периода) и ее спектр (Рис. 2б).

При режекции помехи со спектром, показанном на рисунке 1б в сигнал вносятся существенные искажения за счет обнуления нескольких гармоник, в то время как при удалении помехи со спектром, показанном на рисунке 2б, в полезном сигнале подавляется только одна гармоника.

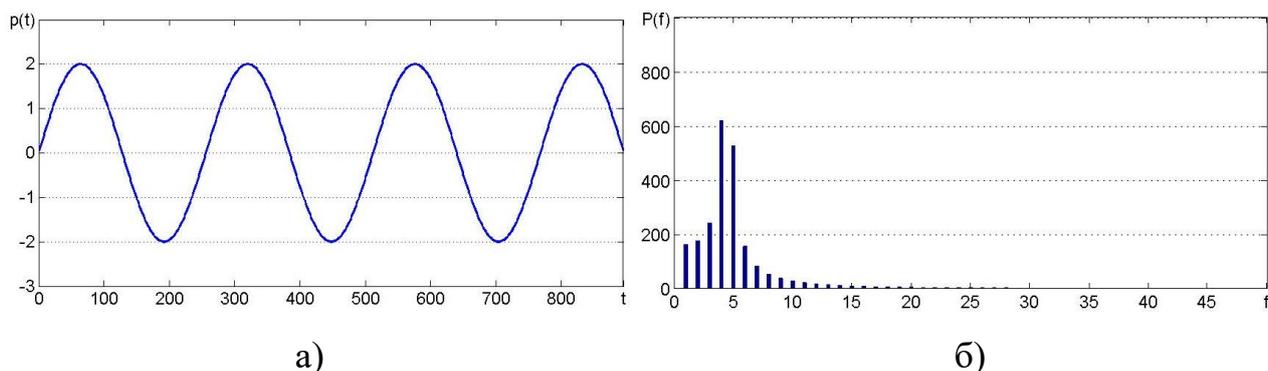


Рис. 1. Дробное число периодов помехи в окне анализа.

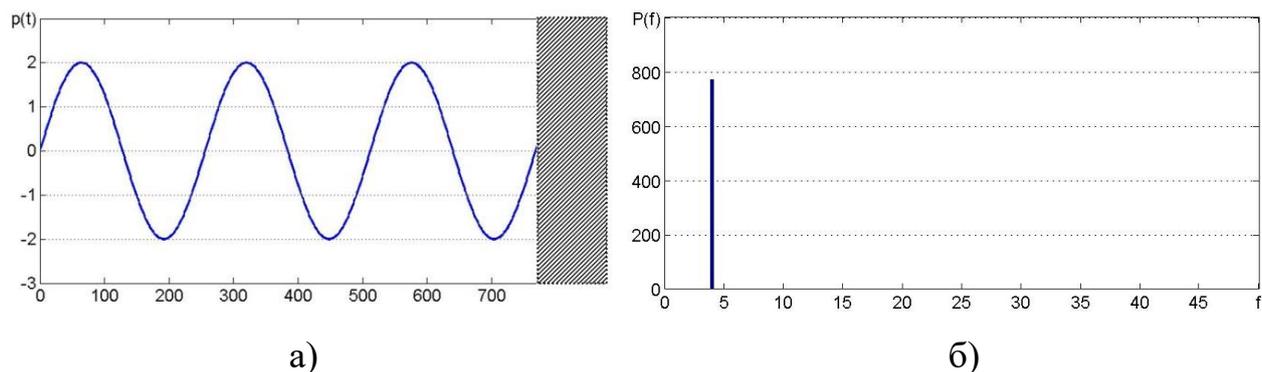


Рис. 2. Целое число периодов помехи в сокращенном окне анализа.

Таким образом, если уменьшить окно анализа принятого сигнала с наложенной узкополосной помехой до величины, кратной периоду помехи (фрагментировать сигнал как показано штриховкой на рисунке 2а), спектр помехи сосредоточится в одной гармонике с максимальной амплитудой и эту гармонику можно удалить с внесением минимальных искажений в сигнал. В известных методах режекции без фрагментирования [14,16] требуется удаление в условиях растекания спектра нескольких гармоник справа и слева от пика помехи, что приводит к более сильным искажениям сигнала. При фрагментировании сигнала часть информации теряется, но ее можно восстановить, если проводить фрагментирование дважды – укорачивая сигнал сначала с одной стороны, потом с другой. По этим двум пересекающимся фрагментам восстанавливается сигнал, не содержащий помеху.

2. Алгоритм режекции с фрагментированием сигнала

- Сигнал (сигнальный блок достаточной длительности) принимается и оцифровывается
- Вычисляется спектр сигнала и анализируется на предмет наличия пика помехи
- При отсутствии явно выраженного пика вычисляется спектр сигнала, сокращенного на один отсчет, и анализируется на предмет наличия пика помехи
- При отсутствии пика процедура сокращения (фрагментирования) сигнала повторяется до тех пор, пока в спектре не появится явно выраженный пик. Это произойдет, когда длительность фрагмента сигнала окажется кратной числу периодов помехи
- Найденный пик вырезается в спектре до уровня соседних значений и проводится обратное преобразование Фурье
- Полученный сигнал без помехи является первым фрагментом исходного сигнала
- Исходный массив сигнала сокращается по длительности до той же длины, но с другой стороны – определяется второй фрагмент
- Пик помехи, как и в первом случае, вырезается
- Из двух отфильтрованных фрагментов сигнала создается сигнал полной длительности
- Если в принятом сигнале более одной помехи, алгоритм повторяется для каждой помехи.

3. Результаты моделирования

Моделирование предложенного метода режекции проведено в системе MATLAB. Рассмотрим радиоканал с широкополосным полезным сигналом, в котором присутствует узкополосная помеха неизвестной (переменной) частоты. Переменная частота в данном случае означает, что частота помехи сохраняется постоянной только в течение длительности окна анализа сигнала. В качестве сигнала будем использовать сумму 17 гармоник одинаковой амплитуды, при сложении дающую сигнал, показанный на рисунке 3.

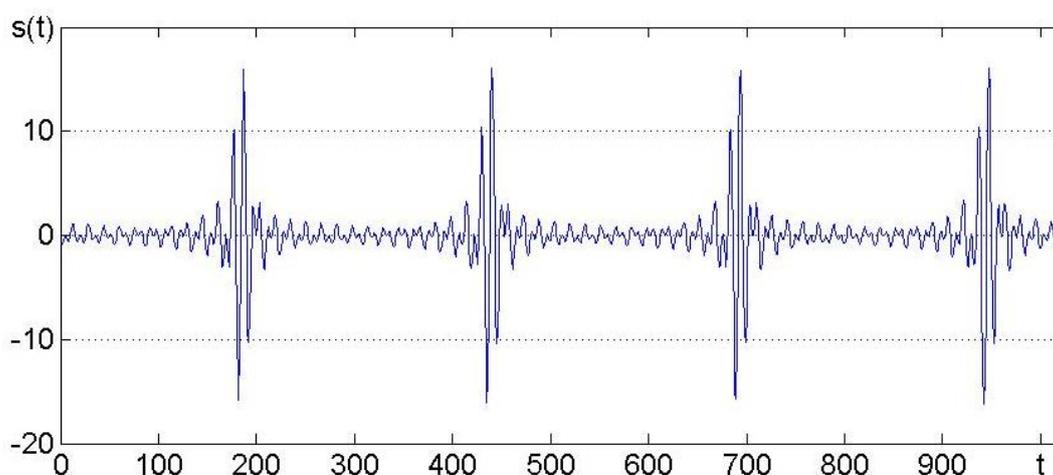


Рис. 3. Сигнал.

Спектр такого сигнала имеет практически прямоугольную форму (Рис. 4).

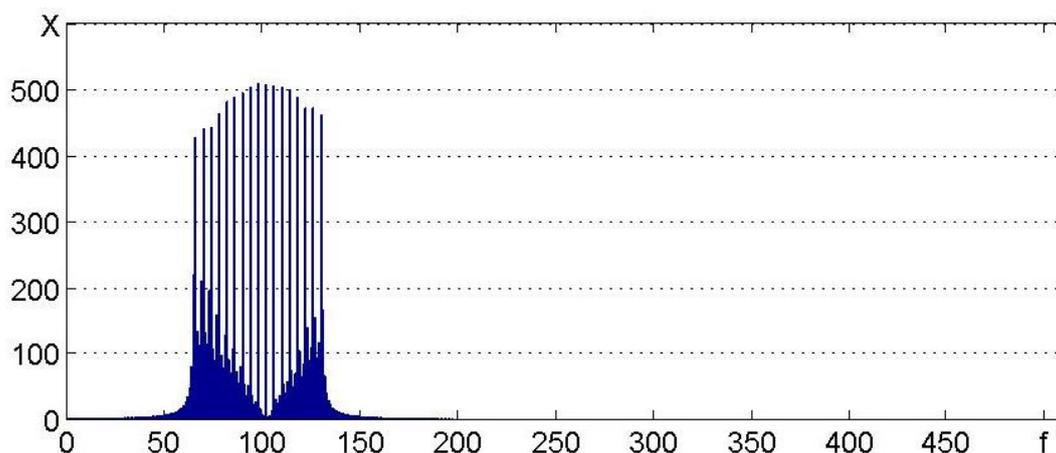


Рис. 4. Спектр сигнала.

Длительность окна анализа сигнала $N = 1024$ отсчета, соответственно ширина основной копии спектра – 512 отсчетов (значений условной частоты). Ширина спектра полезного сигнала – от 64 до 128.

На сигнал воздействуют две узкополосные помехи с условными частотами 69 и 116 и амплитудами, в 2 раза большими амплитуд гармоник сигнала (Рис. 5).

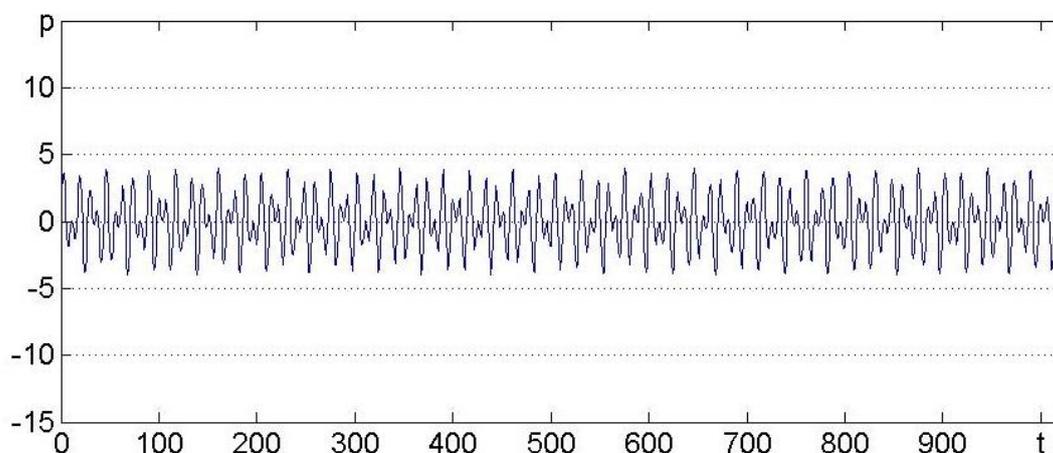


Рис. 5. Двухчастотная помеха.

Спектр помех приведен на рисунке 6, из которого видно, что для обеих помех присутствует эффект растекания спектра вследствие не кратности длительности окна анализа периодам помех.

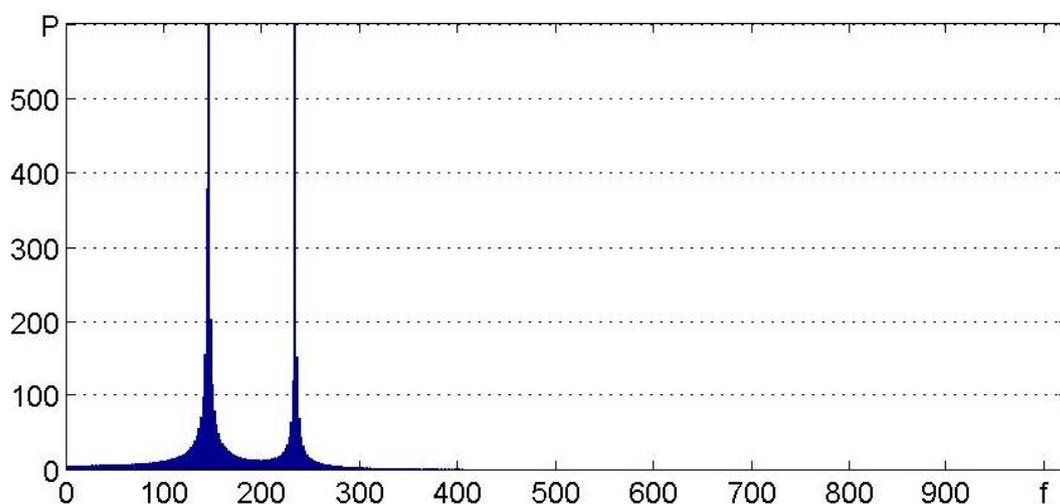


Рис. 6. Спектр двухчастотной помехи.

На рисунке 7 приведена смесь сигнала с помехами, а на рисунке 8 – спектр этой смеси.

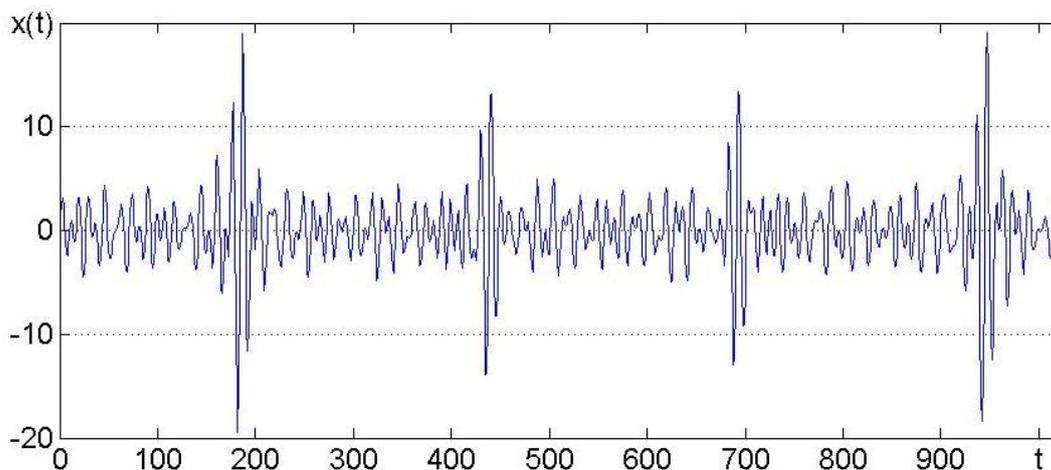


Рис. 7. Сигнал с помехами.

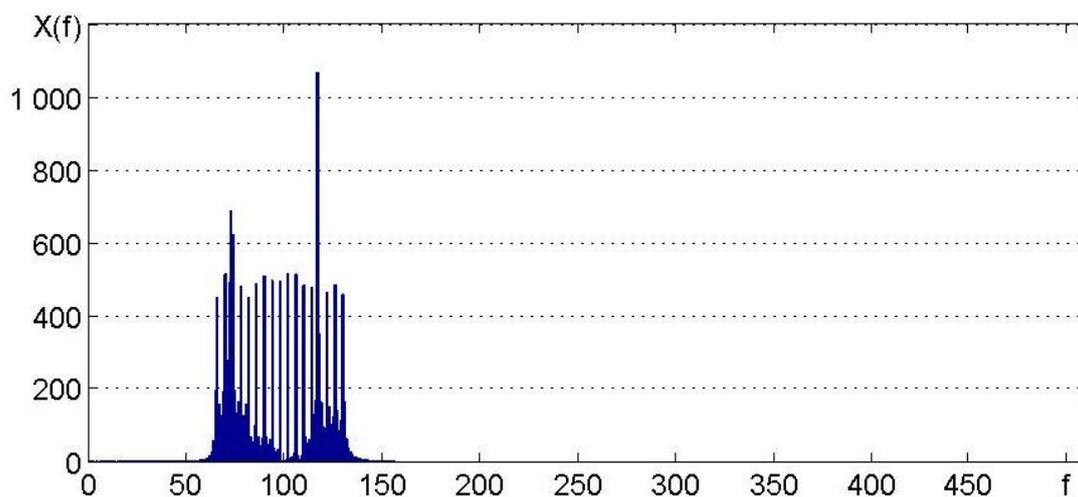


Рис. 8. Спектр смеси сигнала с помехами.

Рассмотрим вариант режекции помех путем обнуления центральной и двух ближайших гармоник для каждой помехи, как это делается в известных методах. Результат приведен на рисунке 9.

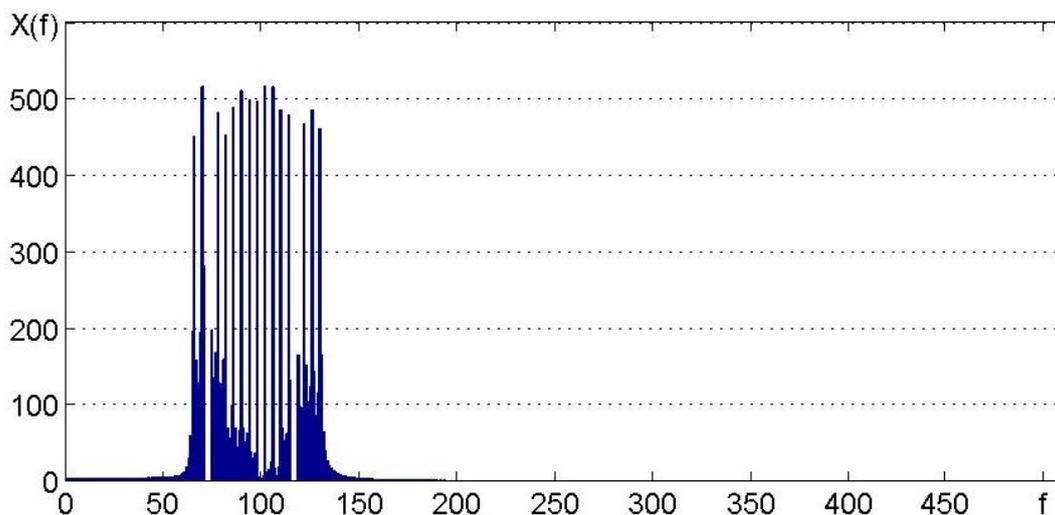


Рис. 9. Спектр после режекции известными методами.

При сравнении спектра после режекции (Рис. 9) со спектром сигнала (Рис. 4) видны ощутимые потери, приводящие к искажению сигнала. Вторым негативным фактором является то, что помехи в связи с растеканием спектра удалены не полностью – спектральная мощность оставшейся части составляет 53 % от исходной мощности помех и по-прежнему присутствует в составе сигнала. Это подчеркивает актуальность задачи повышения эффективности режекции помех.

В соответствии с предложенным алгоритмом режекции с фрагментированием сигнала проведено выделение двух пересекающихся фрагментов для удаления первой помехи. На рисунке 10 показан промежуточный результат – спектр сигнала полной длительности после двукратного фрагментирования (сокращения окна анализа на 7 отсчетов) и удаления помехи с частотой 69. Для концентрации второй помехи на одной гармонике с частотой 116 необходимо провести второе двукратное фрагментирование с сокращением длительности на 4 отсчета.

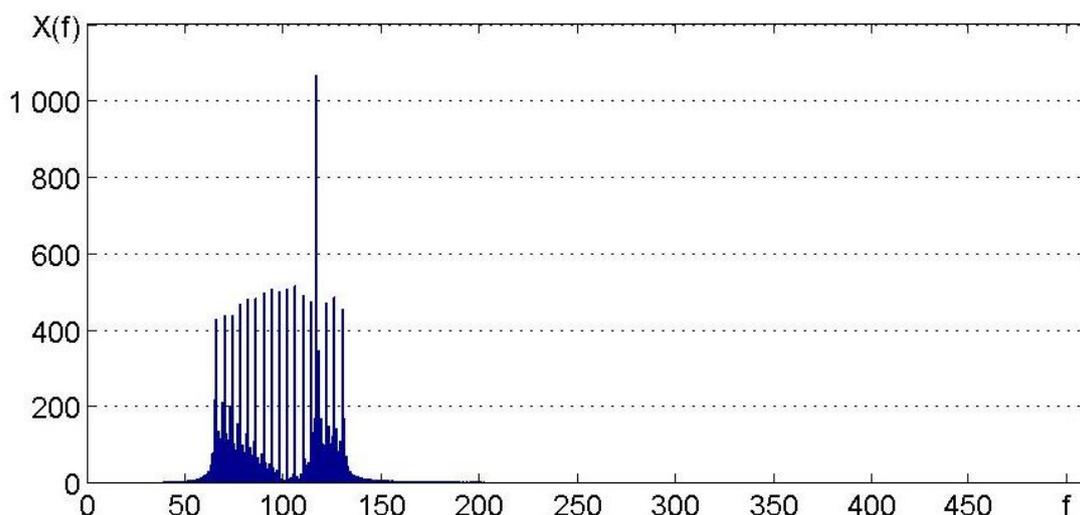


Рис. 10. Спектр второго фрагмента после удаления первой помехи.

Следует отметить, что любые операции в основной копии спектра должны сопровождаться операциями в инверсной копии спектра на симметрично расположенных частотах в спектре фрагментированного сигнала. В данном примере удаление гармоники 69 требует удаления гармоники 950 (при фрагментировании для режекции этой помехи длительность окна анализа уменьшена с 1024 до 1017), удаление гармоники 116 требует удаления гармоники 906 (при уменьшении длительности окна до 1020). Только в этом случае ДОПФ, реализованное функцией $\text{ifft}(X)$ в системе MATLAB, обеспечивает правильное восстановление сигнала по спектру.

На рисунке 11 показаны фрагменты сигнала после подавления обеих помех и результат восстановления длительности сигнала до 1024 отсчетов путем объединения двух фрагментов. Из рисунка видно, что восстановленный сигнал практически не отличается от исходного (Рис. 3). Остаточные искажения сигнала обусловлены искажениями двух гармоник, на частотах которых находились помехи. Для сигнала данной формы остаточные искажения имеют амплитуду 1 % от максимального значения сигнала.

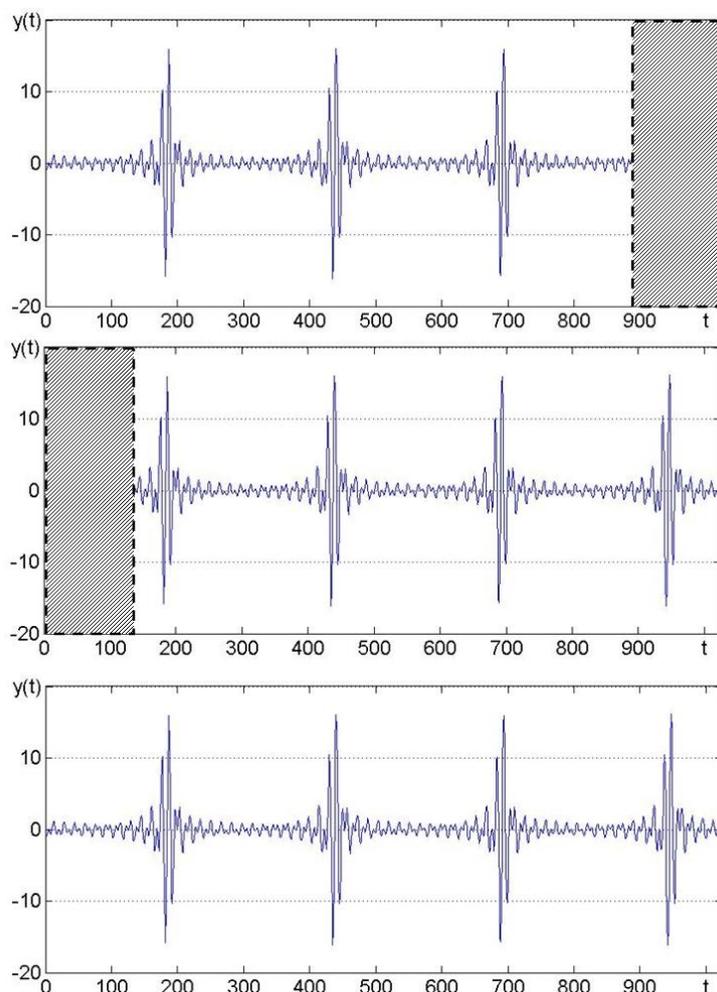


Рис. 11. Восстановление сигнала по фрагментам после удаления помех.

Данный метод позволяет подавлять узкополосные помехи любой амплитуды без увеличения остаточных искажений сигнала. На рисунке 12 приведена смесь сигнала с помехами тех же частот, но с амплитудами в 10 раз больше гармоник сигнала, а на рисунке 13 – результат подавления помех.

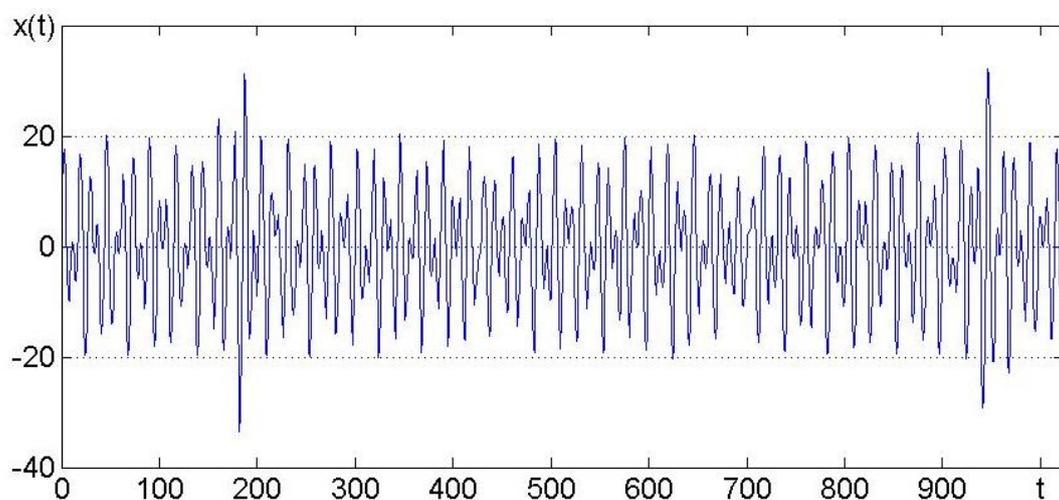


Рис. 12. Сигнал с помехами, амплитуда которых в 10 раз больше амплитуд гармоник сигнала.

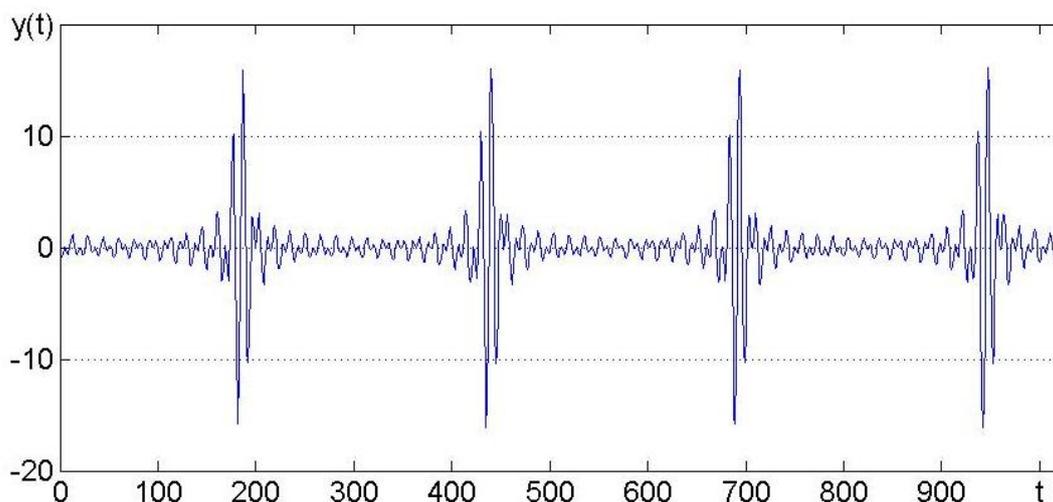


Рис. 13. Сигнал после удаления помех.

Рисунок 13 подтверждает, что остаточные искажения после режекции нескольких узкополосных помех с амплитудой, многократно превышающей уровень сигнала, зависят только от амплитуды гармоник сигнала, обнуленных при режекции.

Заключение

Предложенный метод подавления узкополосных помех в широкополосном сигнале позволяет провести режекцию нескольких помех любой амплитуды с минимальными искажениями сигнала. Это достигается путем адаптивного фрагментирования сигнала (уменьшения окна анализа) для каждой помехи до значения, при котором длительность фрагмента сигнала кратна периоду помехи. После двойного фрагментирования восстанавливается сигнал полной длительности по двум фрагментам.

Литература

1. Кузьмин Е.В. Эффективность режекции узкополосной помехи в задаче поиска шумоподобного сигнала при пороговом и поэлементном способах спектральной обработки. – 2023.

2. Семенов В.Ю., Коротышев А.В. Подавление узкополосных стационарных помех в телеметрическом комплексе на основе автокомпенсатора с удаленными каналами // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – №. 12. – С. 2-2.
3. Иванова В.Г., Резепова Е.С. Цифровой режекторный фильтр на взаимно расстроенной паре звеньев второго порядка // Инфокоммуникационные технологии. – 2015. – Т. 13. – №. 3. – С. 318-324.
4. Чистяков В.А. Алгоритм адаптивной фильтрации помех в цифровых антенных решетках спутниковой связи // Труды МАИ. – 2019. – №. 105. – С. 15-15.
5. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – Радио и связь, 2003.
6. Джиган В. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – Litres, 2022.
7. Диксит С., Нагария Д. Адаптивные фильтры LMS для шумоподавления: обзор // Международный журнал по электротехнике и вычислительной технике. – 2017. – Т. 7. – №. 5. – С. 2520.
8. Ahmad M.S., Kukrer O., Hocanin A. A 2-D recursive inverse adaptive algorithm // Signal, Image and Video Processing. – 2013. – Т. 7. – С. 221-226.
9. Paulo S.R. Diniz. Adaptive filtering: algorithms and practical implementation. – New York, Springer US, 2013, 652 P.
10. Кошкарлов А.С., Добриков В.А. Двухэтапный алгоритм детектирования и режекции многочастотных помех в навигационной аппаратуре потребителей ГЛОНАСС // Информационно-управляющие системы. – 2017. – №. 2 (87). – С. 88-95.
11. Манохин А.Е. Алгоритм двухканального подавления помех при их взаимной некоррелированности в каналах // Труды МАИ. – 2012. – №. 50. – С. 33.
12. Манохин А.Е. Выделение импульсного сигнала модельным компенсатором помех на фоне узкополосной нормальной помехи // Труды МАИ. – 2013. – №. 67. – С. 18.

13. Турьянский А.Г. и др. Режекторная фильтрация спектра возбуждения при энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии слабых сигналов // Письма в Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 2016. – Т. 104. – №. 6. – С. 430-434.
14. Новиков А.В., Осипов М.В. Метод режекции импульсных помех в радиолокационных станциях с линейной частотной модуляцией // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64. – №. 4. – С. 370-374.
15. Скрыпник О.Н., Патрикеев О.В., Астраханцева Н.Г. Подавление помех в широкополосных радиоканалах диапазона УВЧ // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2014. – №. 209. – С. 129-135.
16. Веневцев С.Ю., Поваляев И.Г. Цифровой фильтр для адаптивной режекции узкополосных помех // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2004. – №. 6. – С. 131-134.
17. Вострецов А.Г., Богданович В.А., Гундарева М.В. Режекция внеполосной помехи // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2013. – №. 1. – С. 72-79.
18. Клименко М. Подавление узкополосных помех в сигналах ГНСС с помощью КИХ-фильтров // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2016. – №. 2. – С. 112-119.
19. Козинев И.А., Засеков С.Д., Калиниченко Н.Г. Пути повышения помехоустойчивости радиоэлектронных систем управления космическими аппаратами // СБНТОРЭС: труды ежегодной НТК. – 2021. – №. 1. – С. 158-162.
20. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – Litres, 2022.

Для цитирования:

Тимофеев А.Л., Султанов А.Х. Повышение эффективности спектральной режекции узкополосных помех // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.7.5>