

Suppression of Additive Periodic Low-frequency Interference on Eddy Current Defectograms

L. Y. Bystrov¹, A. N. Gladkov¹, E. V. Kuzmin¹DOI: [10.18255/1818-1015-2024-2-164-181](https://doi.org/10.18255/1818-1015-2024-2-164-181)¹P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl, Russia

MSC2020: 62-07

Research article

Full text in Russian

Received April 29, 2024

Revised May 14, 2024

Accepted May 22, 2024

Traffic safety in railway transport requires regular inspection of the rail condition to identify and timely eliminate defects. Eddy current flaw detection is one of the popular methods of non-destructive rail testing. The data (defectograms) obtained from eddy current flaw detectors during rail testing are produced in large volume and therefore need in efficient automatic analysis. The analysis means the process of detecting on defectograms the presence of defective areas and identification of structural elements of the rail track, taking into account noise and possible interferences of various natures. The threshold noise level is found to isolate signals from defects and structural elements. Its value can be distorted by electromagnetic influences superimposed on the signals, which have pronounced low frequency and periodicity. This interferences raises the threshold noise level, complicating to detect useful signals. In this regard, there is a need to suppress the effects of the described type. Therefore, there is a need for described interferences reduction. In this paper spectral subtraction was used as a method for interference reduction on eddy current defectograms. The interference function was defined as the sum of the low-frequency harmonics of the Discrete Fourier Transform of the original signal. Then the interference-free signal can be found by subtracting of low-frequency range harmonics. The right boundary of this range was called the threshold harmonic frequency. It was found minimizing the distance of the signal's autocorrelation function and expected autocorrelation. For it two kinds were proposed: the noise autocorrelation and the reference autocorrelation. Both approaches allow to determine the threshold harmonic frequency so that periodic interferences will be best reduced. The based on the Gaussian noise autocorrelation method is somewhat universal for eddy current defectograms. Whereas the based on reference autocorrelation method depends on specific data and recording equipment. For the eddy current defectogram data under consideration, the most suitable threshold harmonic frequency was found. The described approaches to periodic low-frequency interference reduction, in addition to eddy current testing, can be successfully used for other areas.

Keywords: eddy current testing; rail surface defects; periodic interference; spectral subtraction; autocorrelation function

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Bystrov, Leonid Y. (corresponding author)	ORCID iD: 0000-0002-0610-5466 . E-mail: bystrovl0306@mail.ru Student
Gladkov, Artemy N.	ORCID iD: 0009-0007-0211-5660 . E-mail: gladkov.art76@gmail.com Student
Kuzmin, Egor V.	ORCID iD: 0000-0003-0500-306X . E-mail: kuzmin@uniyar.ac.ru Head of the Chair of Theoretical Informatics, Dr. Sc.

Funding: Yaroslavl State University (project VIP-016).

For citation: L. Y. Bystrov, A. N. Gladkov, and E. V. Kuzmin, "Suppression of additive periodic low-frequency interference on eddy current defectograms", *Modeling and Analysis of Information Systems*, vol. 31, no. 2, pp. 164–181, 2024. DOI: [10.18255/1818-1015-2024-2-164-181](https://doi.org/10.18255/1818-1015-2024-2-164-181).

Подавление аддитивных периодических низкочастотных помех на вихретоковых дефектограммах

Л. Ю. Быстров¹, А. Н. Гладков¹, Е. В. Кузьмин¹DOI: [10.18255/1818-1015-2024-2-164-181](https://doi.org/10.18255/1818-1015-2024-2-164-181)¹Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия

УДК 519.254

Научная статья

Полный текст на русском языке

Получена 29 апреля 2024 г.

После доработки 14 мая 2024 г.

Принята к публикации 22 мая 2024 г.

Безопасность движения на железнодорожном транспорте требует регулярной проверки состояния рельсов для отслеживания и своевременного устранения возникающих на них дефектов. Вихретоковая дефектоскопия — один из популярных методов проведения неразрушающего контроля рельсов. Данные (дефектограммы), поступающие от вихретоковых дефектоскопов при тестировании рельсов, характеризуются большим объемом и нуждаются в эффективном автоматическом анализе. Под анализом понимается процесс определения по дефектограммам наличия дефектных участков наряду с выявлением конструктивных элементов рельсового пути с учётом шума и возможных помех разной природы. Для выделения полезных сигналов (от дефектов и конструктивных элементов) находится пороговый уровень шума, значение которого может быть искажено накладывающимися на сигналы электромагнитными помехами, обладающими выраженной низкочастотностью и периодичностью. Указанные помехи превышают пороговый уровень шума, осложняя выявление полезных сигналов. В связи с этим возникает необходимость в подавлении помех описанного типа. В данной работе в качестве метода устранения помех на вихретоковых дефектограммах используется спектральное вычитание. Функция помех определяется как сумма низкочастотных гармоник дискретного преобразования Фурье исходных сигналов. Очищенные от помех сигналы получаются вычитанием гармоник низкочастотного диапазона. Правая граница этого диапазона названа частотой пороговой гармоник. Она находится с помощью минимизации расстояния между автокорреляционной функцией сигналов и ожидаемой автокорреляцией. Предложены два вида ожидаемой автокорреляции: автокорреляция гауссовского шума и эталонная автокорреляция. Оба подхода позволяют определить частоту пороговой гармоник, при которой периодические помехи будут подавляться наилучшим образом. Метод, основанный на автокорреляции гауссовского шума, является в некотором роде универсальным для вихретоковых дефектограмм. Еталонная автокорреляция привязана к конкретным данным и пишущему оборудованию. Для рассматриваемых данных вихретоковых дефектограмм найдена наиболее подходящая частота пороговой гармоник. Описанные подходы к подавлению периодических низкочастотных помех помимо вихретоковой дефектоскопии могут успешно применяться и в других областях.

Ключевые слова: вихретоковая дефектоскопия; поверхностные дефекты рельсов; периодические помехи; спектральное вычитание; автокорреляционная функция

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Быстров, Леонид Юрьевич (автор для корреспонденции)	ORCID iD: 0000-0002-0610-5466 . E-mail: bystrovl0306@mail.ru Студент
Гладков, Артемий Николаевич	ORCID iD: 0009-0007-0211-5660 . E-mail: gladkov.art76@gmail.com Студент
Кузьмин, Егор Владимирович	ORCID iD: 0000-0003-0500-306X . E-mail: kuzmin@uniyar.ac.ru Заведующий кафедрой теоретической информатики, доктор физ.-мат. наук

Финансирование: ЯрГУ (проект VIP-016).

Для цитирования: L. Y. Bystrov, A. N. Gladkov, and E. V. Kuzmin, "Suppression of additive periodic low-frequency interference on eddy current defectograms", *Modeling and Analysis of Information Systems*, vol. 31, no. 2, pp. 164–181, 2024. DOI: [10.18255/1818-1015-2024-2-164-181](https://doi.org/10.18255/1818-1015-2024-2-164-181).

© Быстров Л. Ю., Гладков А. Н., Кузьмин Е. В., 2024

Эта статья открытого доступа под лицензией CC BY license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Введение

Безопасность движения на железнодорожном транспорте требует своевременного обнаружения рельсовых дефектов. Для этого регулярно проводится неразрушающий контроль рельсов. Одним из широко применяемых методов для обнаружения поверхностных и подповерхностных дефектов в объектах железнодорожного транспорта является вихретоковая дефектоскопия [1].

Данные (дефектограммы), собранные дефектоскопом, нуждаются в анализе, то есть в выявлении среди них участков, указывающих на дефекты рельсов, на фоне всевозможных помех и сигналов от конструктивных элементов [2].

В этой работе рассматривается 12-разрядный вихретоковый дефектоскоп с 15 каналами данных для каждого рельса. Каналы данных соответствуют физическим датчикам, которые последовательно располагаются на поверхности рельса перпендикулярно направлению движения дефектоскопа. Дефектоскоп формирует сигналы (поканально) для каждого миллиметра железнодорожного пути. Значения сигналов в каждом канале являются целыми числами от -2048 до 2047 (рис. 1). Ввиду большого объёма данных дефектограммы разбиваются на фрагменты по 50 метров, каждому каналу одного такого фрагмента соответствует массив из 50000 элементов $x(t)$, $t \in \overline{0, 49999}$.

Полезными являются сигналы от дефектов и конструктивных элементов (различные сварки и стыки рельсов). Обычно они составляют менее 10 % данных дефектограммы. Большинство же сигналов представлено рельсовым шумом. На практике могут встречаться участки рельсов с протяжёнными поверхностными дефектами, но в данной работе они не рассматриваются, так как представляют отдельный объект исследования.

Сигнал считается полезным, если отклонение его значения (амплитуда) от среднего значения всех сигналов (в рамках одного канала) как минимум в два раза превосходит среднее отклонение значений (амплитуду) шума на данном участке. Значение амплитуды, разграничивающее шум и полезные сигналы на данном участке, называется *пороговым уровнем шума* (рис. 2). Он может быть найден с помощью статистических методов [3]. Пороговый уровень шума не одинаков на разных участках дефектограммы, поэтому его необходимо вычислять отдельно для каждого участка.

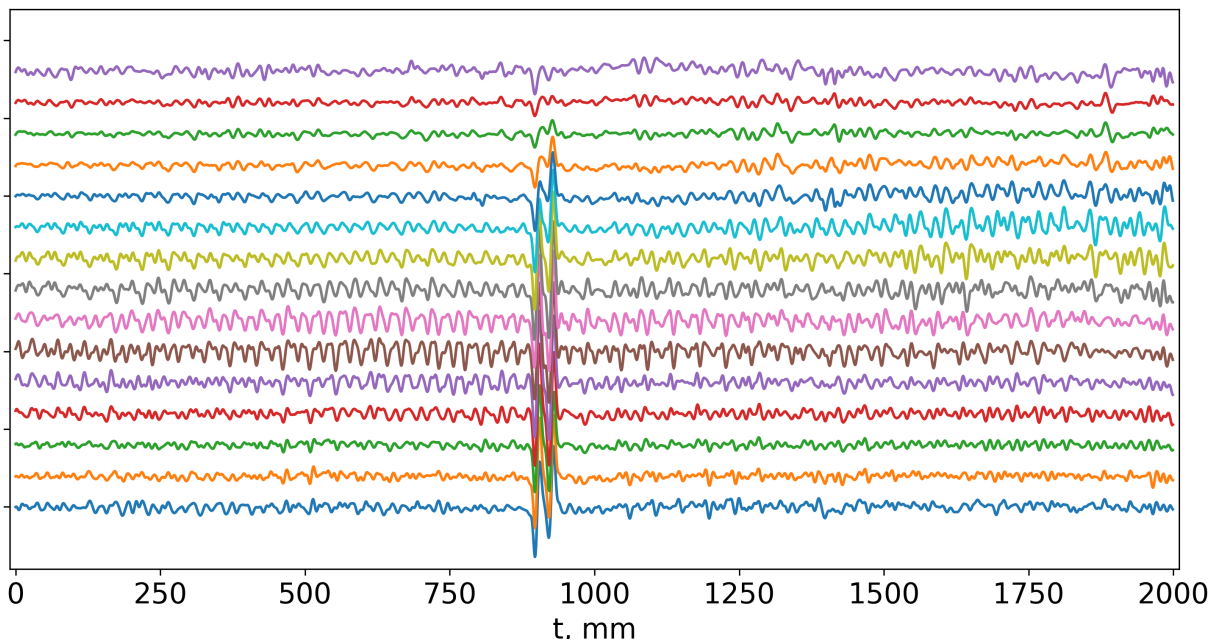


Fig. 1. The example of a flaw detector record of a welded rail joint

Рис. 1. Пример записи дефектоскопом сварного стыка рельсов

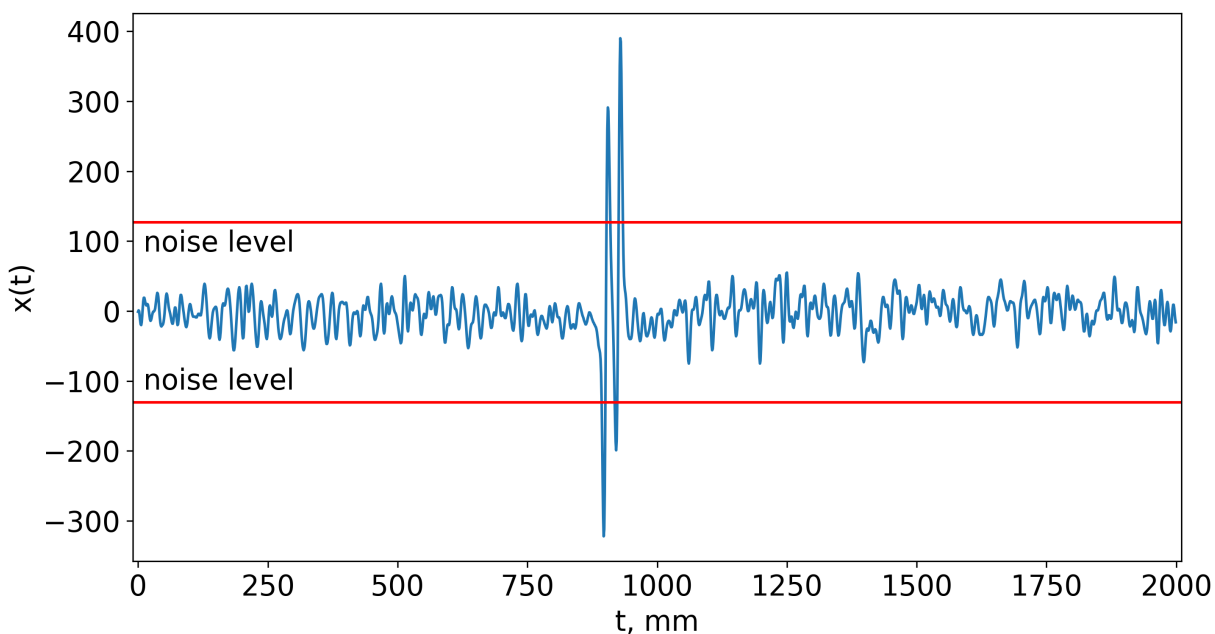


Fig. 2. The threshold noise level for one defectogram channel

Рис. 2. Пороговый уровень шума для одного канала дефектограммы

Определение порогового уровня шума рельсов может быть осложнено присутствием периодических помех, искажающих реальные значения амплитуд.

В данной статье рассматриваются помехи, вызванные электромагнитными наводками от оборудования, сопровождающего дефектоскоп, и внешних источников электромагнитного излучения. Всё это внешнее по отношению к рельсу и к системе дефектоскопа воздействие, поэтому можно говорить об аддитивной природе рассматриваемых помех.

Указанные помехи на дефектограммах характеризуются периодичностью и низкочастотностью. Тогда как не затронутый помехами сигнал дефектоскопа представляет собой непериодическую функцию, заданную преимущественно в высокочастотном диапазоне. Помехи искажают значения исходного сигнала, внося в него вредную чужеродную периодическую и низкочастотную составляющую (рис. 3).

Наличие этих помех не позволяет достоверно установить пороговый уровень шума (например, с помощью алгоритма из статьи [3]) и, соответственно, обнаружить полезные сигналы (рис. 4). Поэтому возникает задача, состоящая в предварительном «выпрямлении» данных — подавлении возникающих в сигнале помех с сохранением формы конструктивных элементов и восстановлением реального порогового уровня шума. Настоящая статья посвящена решению этой задачи.

Для подавления помех предлагается использовать метод спектрального вычитания, широко применяющийся в цифровой обработке сигналов и многократно доказавший свою эффективность [4, 5]. Данный подход является универсальным и эффективно использует вычислительные ресурсы [6]. Спектральное вычитание способно исключить из сигнала низкочастотную составляющую, порождённую помехами. Границы низкочастотного диапазона определяются с помощью функции автокорреляции, которая позволяет оценить периодичность сигнала. Таким образом, использование метода спектрального вычитания даёт возможность отслеживать и контролировать характерные черты помех — низкочастотность и периодичность — и через подавление этих характеристик исключать из сигнала сами помехи.

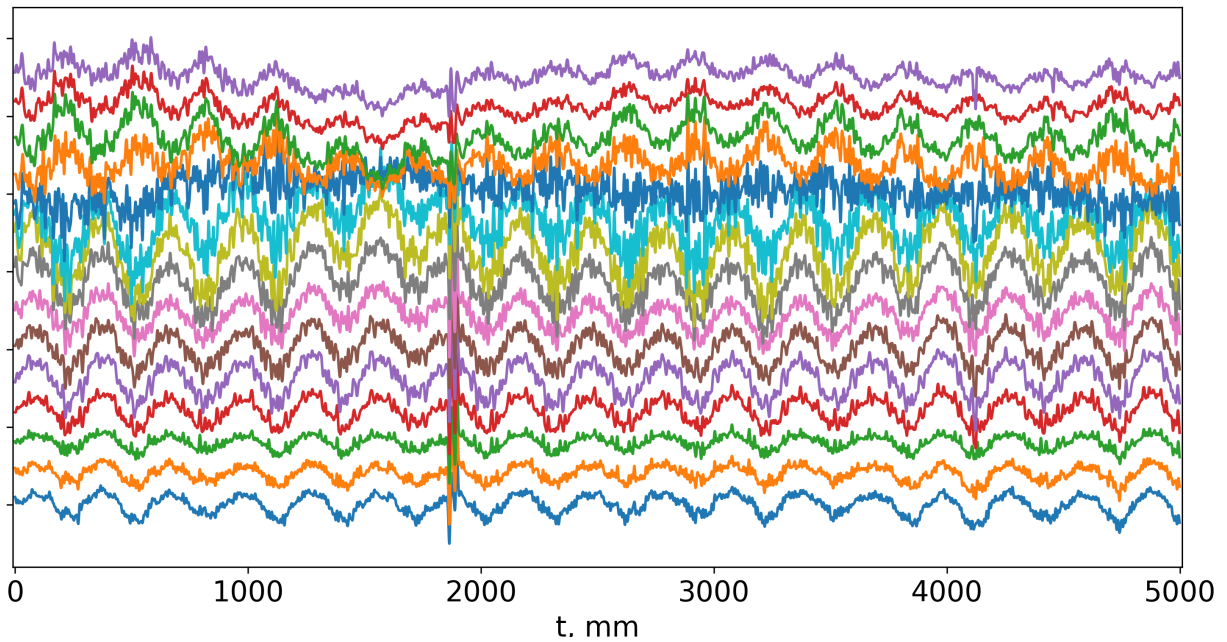


Fig. 3. The example of periodic interferences on the defectogram

Рис. 3. Пример периодических помех на дефектограмме

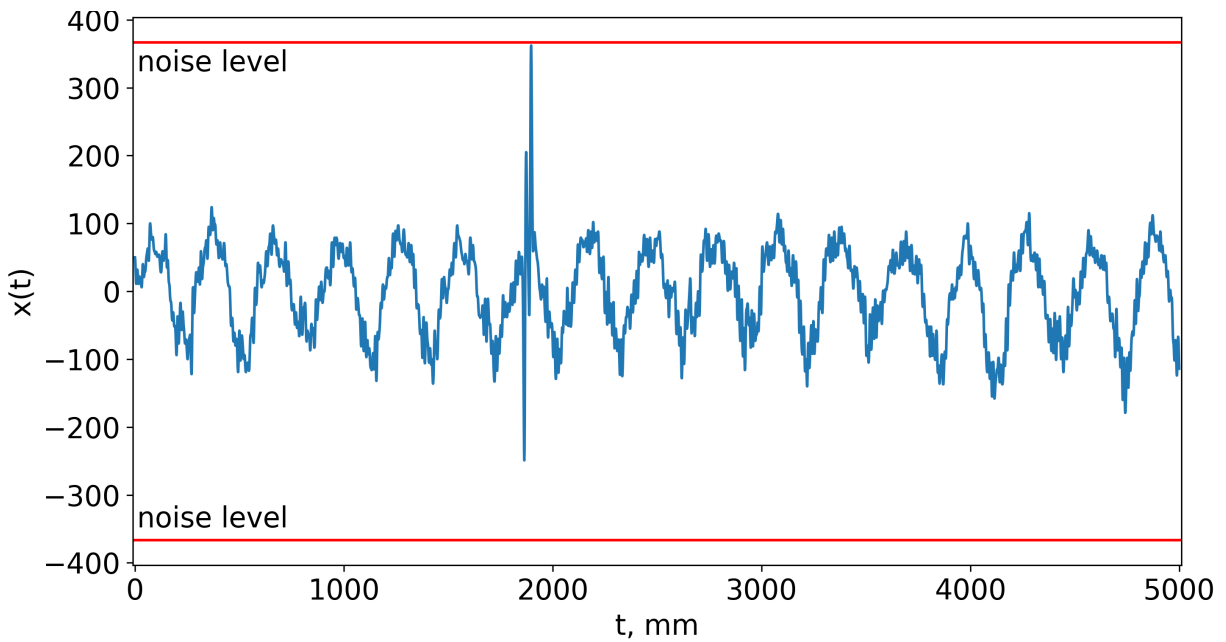


Fig. 4. Interference Overstatement of the Threshold Noise Level.

Рис. 4. Завышение помехами порогового уровня шума.

1. Основные понятия

Пусть $x(t)$, $t = 0, 1, \dots, T-1$, — последовательность конечных действительных или комплексных чисел, тогда *дискретное преобразование Фурье (ДПФ)* этой последовательности определяется как [7]

$$X(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{T-1} x(t) W^{\omega j}, \text{ где } W = e^{-i \frac{2\pi}{T}}, \omega \in \overline{0, T-1}, i^2 = -1. \quad (1)$$

ДПФ позволяет перевести сигнал $x(t)$ из временной области в частотную. Значение ω обозначает ω -ую гармонику ряда Фурье, а $X(\omega)$ — комплексный вес ω -ой гармоники в разложении сигнала $x(t)$.

Функция $|X(\omega)|$ является комплексным модулем числа $X(\omega)$ и называется *амплитудным спектром* сигнала $x(t)$. Величина $|X(\omega)|^2$ — *спектр мощности* сигнала $x(t)$. *Фазовым же спектром* сигнала называется функция $\Theta(\omega)$, которая определяется как комплексный аргумент $X(\omega)$

$$\Theta(\omega) = \arctan \frac{\operatorname{Im}(X(\omega))}{\operatorname{Re}(X(\omega))},$$

где $\operatorname{Im}(k)$ и $\operatorname{Re}(k)$ — мнимая и действительная части числа k соответственно.

Обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) определяется следующим образом:

$$x(t) = \sum_{\omega=0}^{T-1} X(\omega) W^{-\omega t}, t \in \overline{0, T-1}.$$

Автокорреляционной функцией $r_x(\tau)$ дискретного сигнала $x(t)$ называется последовательность

$$r_x(\tau) = \frac{1}{T-1} \sum_{t=0}^{T-1} x(t) x(t+\tau),$$

где $\tau \in \overline{0, T-1}$. Переменная τ называется *смещением отсчётов*.

Функция $r_x(\tau)$ позволяет делать выводы о периодичности сигнала. Известно, что автокорреляционная функция периодического сигнала сама является периодической, причём с тем же самым периодом [8].

2. Спектральное вычитание помех

Обозначим через $x(t)$ сигнал, сформированный дефектоскопом на 50-метровом участке рельса для одного канала ($t = 0, 1, \dots, 49999$). Очищенный от помех сигнал $x(t)$ обозначим через $s(t)$, функцию помех — через $p(t)$.

В виду того, что помехи «накладываются» на сигнал, то есть обладают аддитивной природой, можно считать, что сигнал $x(t)$ раскладывается в сумму чистого сигнала $s(t)$ и функции помех $p(t)$

$$x(t) = s(t) + p(t). \quad (2)$$

Метод спектрального вычитания [9] основан на предположении о том, что спектр мощности $|X(\omega)|^2$ сигнала $x(t)$ связан со спектрами мощности $|S(\omega)|^2$ и $|P(\omega)|^2$ сигналов $s(t)$ и $p(t)$ следующим соотношением:

$$|X(\omega)|^2 = |S(\omega)|^2 + |P(\omega)|^2. \quad (3)$$

Отсюда можно выразить спектр $|S(\omega)|$ и выполнить для него обратное преобразование:

$$\hat{s}(t) = \text{ОДПФ} (|S(\omega)| \cdot e^{i\Theta(\omega)}) = \text{ОДПФ} (\sqrt{|X(\omega)|^2 - |P(\omega)|^2} \cdot e^{i\Theta(\omega)}), \Theta(\omega) — \text{фазовый спектр } x(t). \quad (4)$$

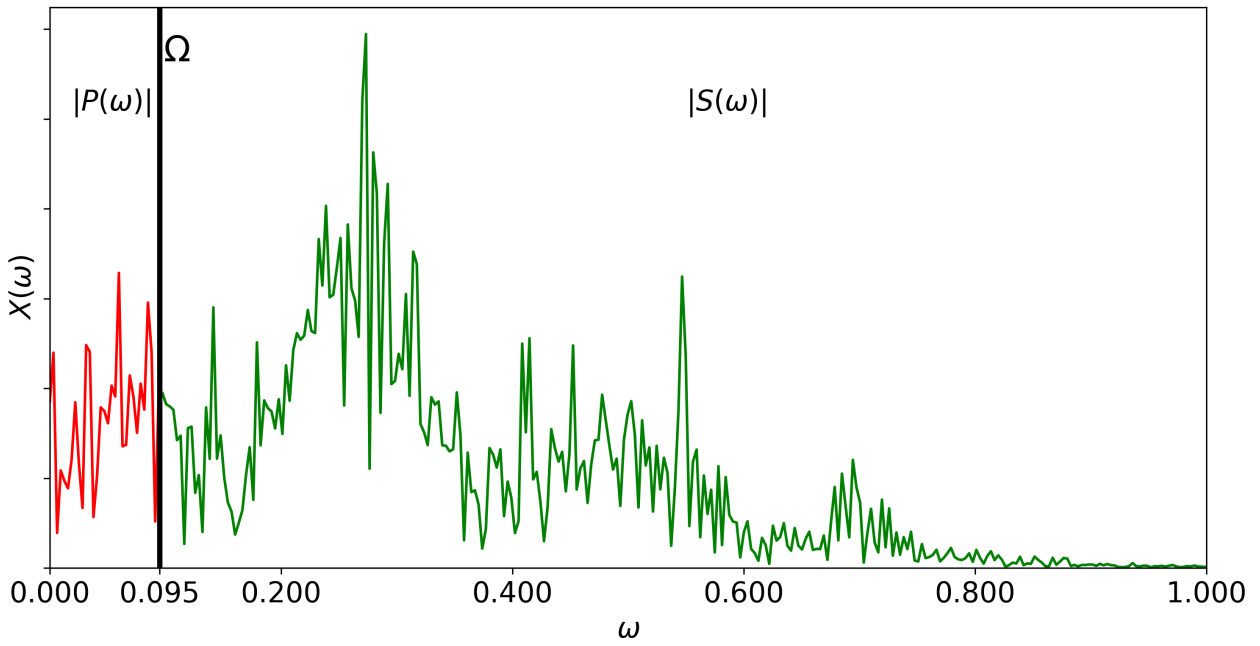


Fig. 5. The separation of the spectrum $|X(\omega)|$ into the interference spectrum $|P(\omega)|$ and the pure signal spectrum $|S(\omega)|$. Ω — the harmonic separating $|P(\omega)|$ from $|S(\omega)|$.

Рис. 5. Разделение спектра $|X(\omega)|$ на спектр помех $|P(\omega)|$ и спектр чистого сигнала $|S(\omega)|$. Ω — гармоника, отделяющая $|P(\omega)|$ от $|S(\omega)|$.

Таким образом, если удастся аппроксимировать амплитудный спектр $P(\omega)$ функции помех $p(t)$, то с помощью формулы (4) можно получить очищенный от помех сигнал $s(t)$.

Помехи на вихретоковых дефектограммах являются низкочастотными, что обуславливает выраженный характер их влияния на форму сигнала. Тогда как шум и полезные сигналы представлены преимущественно в высокочастотном диапазоне. Поэтому можно считать, что в спектре $|X(\omega)|$ гармоники из низкочастотного диапазона определяют помехи, а все прочие гармоники определяют чистый сигнал (рис. 5).

В таком случае спектр $X(\omega)$ разделяется на две непересекающиеся части

$$|X(\omega)| = \begin{cases} |P(\omega)|, & \omega \leq \Omega, \\ |S(\omega)|, & \omega > \Omega. \end{cases} \quad (5)$$

Число Ω разграничивает спектр помех $|P(\omega)|$ и спектр чистого сигнала $|S(\omega)|$. Будем называть Ω *пороговой гармоникой*.

Формула (5) не нарушает равенства (3):

$$|X(\omega)|^2 = \begin{cases} |P(\omega)|^2 + 0^2, & \omega \leq \Omega, \\ |S(\omega)|^2 + 0^2, & \omega > \Omega. \end{cases}$$

Таким образом, разделение спектра $X(\omega)$ на две непересекающиеся части позволяет упростить формулу спектрального вычитания

$$\hat{s}(t) = \text{ОДПФ}(|S(\omega)| \cdot e^{i\Theta(\omega)}) = \text{ОДПФ}(|X(\omega)| \cdot e^{i\Theta(\omega)}), \omega > \Omega = \text{ОДПФ}(X(\omega)), \omega > \Omega. \quad (6)$$

Теперь возникает задача нахождения пороговой гармоники Ω . Найдём частоту $\hat{\nu}$ данной гармоники, используя формулу (1):

$$\hat{\nu} = \frac{2\pi}{T} \cdot \Omega. \quad (7)$$

Отсюда выразим Ω и подставим её в формулу (6). Получим

$$\hat{s}(t) = \text{ОДПФ}(X(\omega)), \omega > \frac{\hat{\nu}T}{2\pi}. \quad (8)$$

Практический опыт работы с данными показал, что гармоники, определяющие форму полезных сигналов, имеют частоту $\nu \geq 0,3$. Частоты гармоник полезных сигналов лежат в спектре $|S(\omega)|$, который не пересекается со спектром помех $|P(\omega)|$. Следовательно, частота $\hat{\nu}$ пороговой гармоники Ω должна быть меньше числа 0,3: $\hat{\nu} \in (0; 0,3)$. Для аппроксимации числа $\hat{\nu}$ предлагаются два автокорреляционных метода. Один из них основан на автокорреляции идеального гауссовского шума, другой — на эталонной автокорреляции.

3. Нахождение частоты пороговой гармоники

Главными характеристиками помех на вихретоковых дефектограммах являются низкочастотность и периодичность. Первое свойство было использовано для разделения спектра $|X(\omega)|$ на две части, но граница этого разделения найдена не была. Для её нахождения воспользуемся вторым свойством помех — периодичностью.

Сведения о периодичности сигнала $x(t)$ даёт функция автокорреляции $r_x(\tau)$. Для каждого смещения отсчётов τ она показывает, насколько исходный сигнал $x(t)$ коррелируем со своим смещением $x(t + \tau)$. Для смещения τ , совпадающего с периодом функции, автокорреляция периодических функций близка к 1. Кроме того, функция автокорреляции периодических функций сама периодична. Что же касается непериодических функций, то их автокорреляционная функция не периодична. И она уже на малых смещениях τ становится близка к 0, с увеличением смещения не покидая окрестности 0.

В связи с тем, что полезные сигналы на вихретоковых дефектограммах не периодичны, можно считать, что их значения для разных отсчётов слабо коррелируемы и автокорреляция полезных сигналов практически не отличима от автокорреляции чистого шума. Известно, что на бесконечном объёме данных рельсовый шум распределяется по нормальному закону [3], то есть в идеальном случае представляет собой гауссовский шум. Таким образом, периодичность сигнала $x(t)$ можно оценивать через «близость» расстояния между его функцией автокорреляции $r_x(\tau)$ и функцией автокорреляции гауссовского шума $r_{noise}(\tau)$.

Известно, что для каждого смещения τ значение автокорреляции гауссовского шума $r_{noise}(\tau)$ распределено по нормальному закону

$$r_{noise}(\tau) \sim N\left(-\frac{T-\tau}{T(T-1)}, \frac{(T-\tau)(T-2)(T^2+T-2\tau)-2T(T-1)(T-2\tau)^+}{T^2(T-1)^2(T+1)}\right), \quad (9)$$

где $(a)^+ = \max\{a, 0\}$, $N(m, \sigma^2)$ — нормальный закон распределения с математическим ожиданием m и дисперсией σ^2 , T — количество отсчётов сигнала [10].

Случайное распределение значений автокорреляции гауссовского шума не позволяет получить аналитической детерминированной записи функции $r_{noise}(\tau)$. Будем считать, что величина $r_{noise}(\tau)$ приблизительно описывается функцией

$$\hat{r}_{noise}(\tau) = M(r_{noise}(\tau)) \pm \sigma(r_{noise}(\tau)), \quad (10)$$

где $M(X)$ — математическое ожидание случайной величины X , $\sigma(X)$ — её среднеквадратическое отклонение.

Функция $\hat{r}_{noise}(\tau)$ моделирует кривую среднего отклонения случайной величины $r_{noise}(\tau)$ от её математического ожидания. Она описывает «среднюю» форму автокорреляции гауссовского шума.

Подставим значения математического ожидания и среднеквадратического отклонения из формулы (9) в выражение (10):

$$\hat{r}_{noise}(\tau) = -\frac{T-\tau}{T(T-1)} \pm \sqrt{\frac{(T-\tau)(T-2)(T^2+T-2\tau) - 2T(T-1)(T-2\tau)^+}{T^2(T-1)^2(T+1)}}. \quad (11)$$

Расстояние между функциями будем измерять с помощью среднеквадратического расстояния d :

$$d(f(t), g(t)) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} (f(t) - g(t))^2, \text{ где } T - \text{количество отсчётов}. \quad (12)$$

Ввиду того, что функция $\hat{r}_{noise}(\tau)$ разделяется на две практически симметричные дуги (при больших T : $M(r_{noise}(\tau)) = 0$), формулы (12) для оценки близости $r_x(\tau)$ к $\hat{r}_{noise}(\tau)$ недостаточно, требуются дополнительные соображения. Например, можно использовать абсолютные величины. Будем рассматривать только положительные значения $\hat{r}_{noise}(\tau)$, то есть $|\hat{r}_{noise}(\tau)| = M(r_{noise}(\tau)) + \sigma(r_{noise}(\tau))$. Расстояние между $r_x(\tau)$ и $\hat{r}_{noise}(\tau)$ можно искать по формуле

$$d(r_x(\tau), \hat{r}_{noise}(\tau)) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} (|r_x(\tau)| - |\hat{r}_{noise}(\tau)|)^2. \quad (13)$$

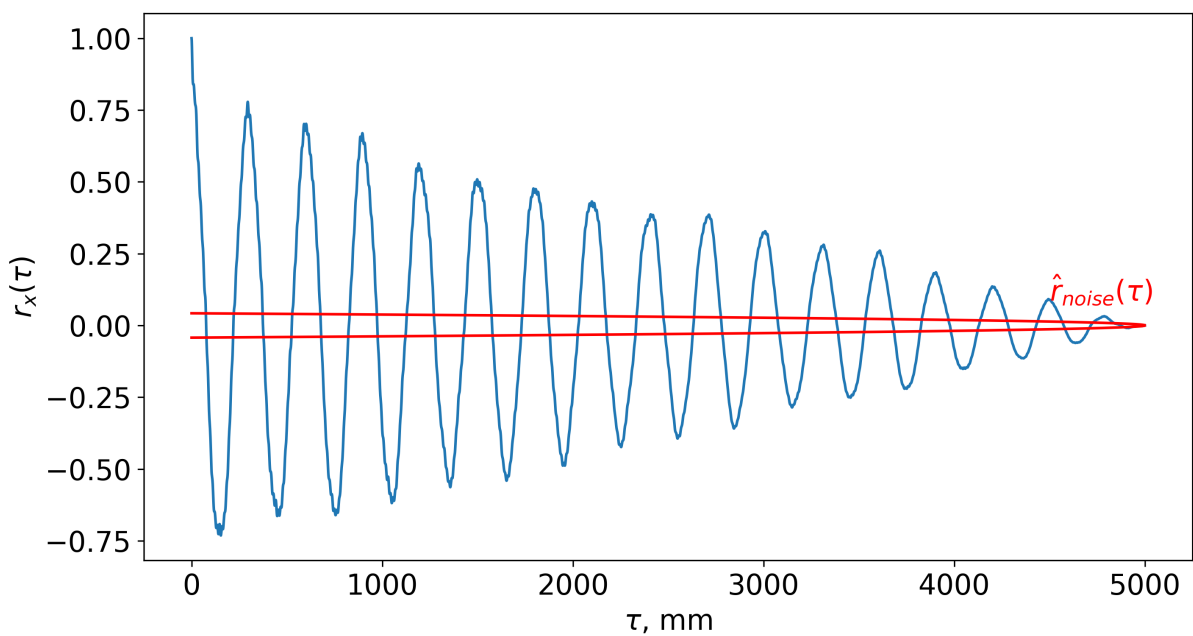
Периодичность сигнала $x(t)$ можно оценивать через расстояние между функциями $r_x(\tau)$ и $\hat{r}_{noise}(\tau)$ по формуле (13). Чем меньше значение $d(r_x(\tau), \hat{r}_{noise}(\tau))$, тем менее периодичен сигнал $x(t)$ и, соответственно, меньше искажён помехами (рис. 6).

Применим формулу (8), подставляя в неё разные значения частоты $\hat{\nu}$ пороговой гармоники Ω из диапазона $\nu \in (0; 0,3)$. В результате сигнал $x(t)$ будет преобразован в $\hat{s}(t)$. Ту частоту $\hat{\nu}$, для которой расстояние $d(r_s(\tau), \hat{r}_{noise}(\tau))$ будет минимально, примем за искомую частоту пороговой гармоники Ω . Ниже приведена реализация описанного алгоритма на языке Python.

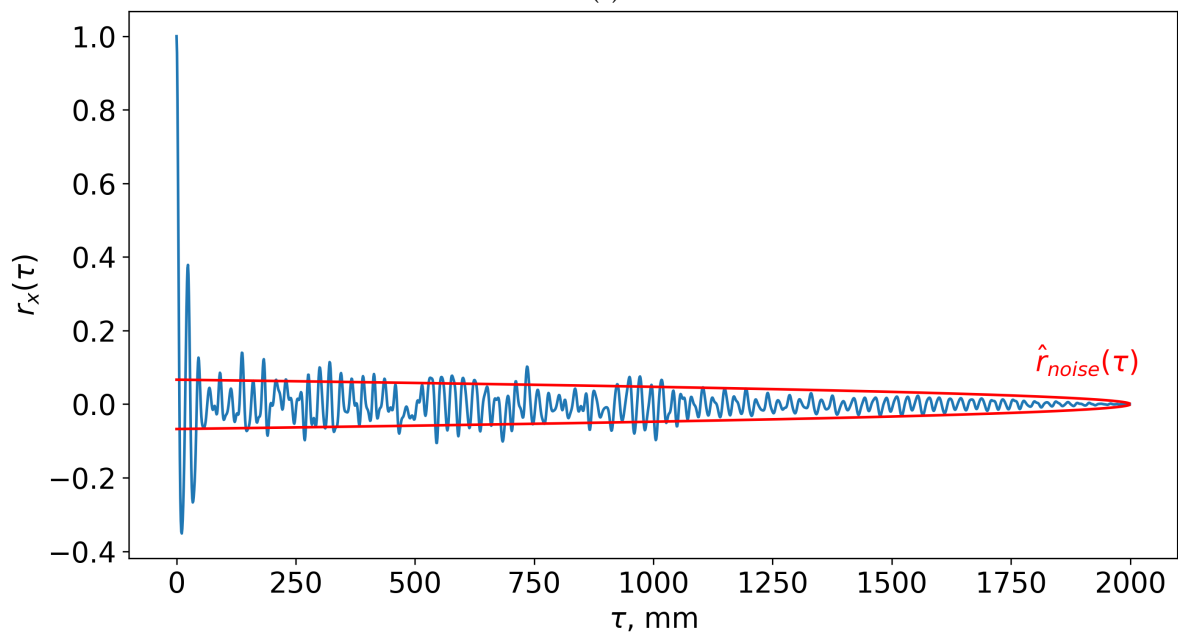
```
import sys
import math
# Библиотека, предоставляющая удобные инструменты для работы с массивами данных
import numpy as np
# Библиотека, предоставляющая инструменты для обработки сигналов
from scipy.fft import irfft, rfft
# Библиотека, предоставляющая инструменты для анализа временных рядов
from statsmodels.tsa.stattools import acf

def get_harmonic(frequency, T):
    # frequency - частота, T - число гармоник в преобразовании Фурье.
    # Нахождение гармоники, соответствующей данной частоте frequency
    return math.ceil(frequency / 2 / math.pi * T)

def metric_noise(signal_acf, r_noise):
    # Вычисление среднеквадратического расстояния
    # между абсолютным значением функции signal_acf и функцией r_noise
    T = len(signal_acf)
    sum = 0
    for i in range(0, T):
        sum += (abs(signal_acf[i]) - r_noise[i]) ** 2
    return (sum / T)
```



(a)



(b)

Fig. 6. The signal autocorrelation function $r_x(\tau)$ and the estimating Gaussian noise autocorrelation function $\hat{r}_{noise}(\tau)$. **(a)** The defectogram section with interferences. **(b)** The defectogram section without interferences.

Рис. 6. Функция автокорреляции сигнала $r_x(\tau)$ и функция, оценивающая автокорреляцию гауссовского шума $\hat{r}_{noise}(\tau)$. **(a)** Участок дефектограммы с помехами. **(b)** Участок дефектограммы без помех.

```

def get_r_noise(T):
    def average(t):
        # Матожидание автокорреляции гауссовского шума
        return - (T - t) / (T * (T - 1))
    def sigma(t):
        # Среднеквадратичное отклонение автокорреляции гауссовского шума
        return math.sqrt(
            (
                ((T - t) * (T - 2) * ((T ** 2) + T - 2 * t))
                - 2 * T * (T - 1) * max(T - 2 * t, 0)
            )
            / ((T ** 2) * ((T - 1) ** 2) * (T + 1))
        )
    at = np.vectorize(average)
    st = np.vectorize(sigma)
    t = np.arange(T, dtype = np.double)
    mean = at(t)
    sigma = st(t)
    r_noise = mean + sigma # Автокорреляция шума
    return r_noise

def optimize_noise(x, frm = 0.0, to = 0.35, step = 0.005):
    # Поиск threshold частоты пороговой гармоники
    # frm, to - задают границы отрезка перебора
    # step - задаёт шаг перебора
    T = len(x)
    r_noise = get_r_noise(T)
    frequency, threshold, min_metric = frm, T, sys.float_info.max
    X = rfft(x) # Прямое преобразование Фурье
    while frequency <= to:
        X[0: get_harmonic(frequency, T)] = 0 # Спектральное вычитание
        x1 = irfft(X) # Обратное преобразование Фурье
        ac = acf(x1, T - 1) # Построение автокорреляции нового сигнала
        metric = metric_noise(ac, r_noise) # Вычисление расстояния между функциями
        if metric < min_metric: # Минимизация расстояния
            threshold = frequency
            min_metric = metric
            frequency += step
    return threshold

```

Таким образом, спектр помех $|P(\omega)|$ будет определён в таком низкочастотном диапазоне, который соответствует как можно большему количеству выраженных периодических составляющих сигнала $x(t)$. Это позволяет связать низкочастотность помех с их периодичностью.

В рамках данной работы был проведён эксперимент, в ходе которого перебирались значения частот ν в отрезке $[0; 0,35]$ с шагом 0,005 для одного канала на 8040 пятидесятиметровых участках дефектограммы. Для каждого участка было выбрано наиболее подходящее значение частоты $\hat{\nu}$ пороговой гармоники Ω , соответствующее минимальному расстоянию $d(r_{\hat{s}}(\tau), \hat{r}_{noise}(\tau))$. Полученные результаты отображены на графике 7.

Как можно видеть, для разных участков дефектограммы получаются разные значения $\hat{\nu}$. Но тем не менее, отсюда ещё не следует, что наше предположение о разграничении спектров $|P(\omega)|$ и $|S(\omega)|$ не верно.

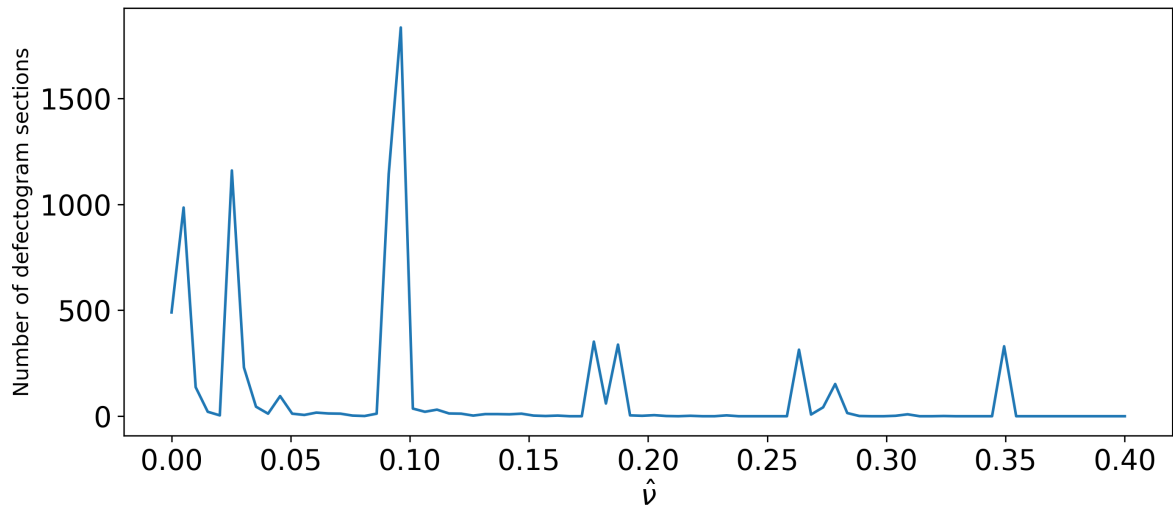


Fig. 7. The values of the threshold harmonic frequency for the method based on Gaussian noise autocorrelation

Рис. 7. Значения частоты пороговой гармоники для метода, основанного на автокорреляции гауссовского шума

Частоты, сосредоточенные на графике 7 в окрестности нуля, соответствуют участкам дефектограммы, не затронутым или мало затронутым помехами. Можно считать, что в таком случае спектр $|S(\omega)|$ чистого от помех сигнала $s(t)$ полностью представлен спектром $|X(\omega)|$ исходного сигнала $x(t)$, и, действительно, никакой пороговой гармоники Ω искать не требуется.

Для тех же участков, где помехи заметны и оказывают существенное влияние на сигнал, значение $\hat{\nu}$ оказывается равным 0,095 и 0,09 (первое значение встречается чаще). На графике 7 эти значения представлены наибольшим «пиком». Полученные числа лучше всего подходят на роль искомого значения $\hat{\nu}$. Следует отметить, что на других данных, при работе с другим оборудованием, может получиться иное значение $\hat{\nu}$. Подходящее значение будет представлено самым высоким «пиком» на графике частот $\hat{\nu}$.

Частоты 0,175, 0,185, 0,26 и 0,345 соответствуют около 10 % рассмотренных участков дефектограммы. Они определяют высокочастотные помехи, которые практически не влияют на форму сигнала и не изменяют пороговый уровень шума (рис. 8).

Таким образом, эксперимент показал, что, строго говоря, пороговой гармоники, отделяющей спектр помех $|P(\omega)|$ от чистого спектра $|S(\omega)|$, не существует. Но для помех, обладающих выраженной низкочастотностью и периодичностью, которые оказывают на сигнал негативное воздействие, искажая форму полезных сигналов и завышая пороговый уровень шума, можно указать такое значение. Для рассмотренных вихретоковых дефектограмм оно приблизительно равно 0,095.

4. Эталонная автокорреляция

В классическом методе спектрального вычитания в качестве вычитаемого амплитудного спектра берётся спектр некоторого «эталонного» участка сигнала, где искажения представлены наиболее отчётливо. Можно использовать данную идею применительно не к спектру, а к автокорреляции.

Возьмём чистый участок дефектограммы, не содержащий помех (рис. 10). Примем его функцию автокорреляции $r_{ref}(\tau)$ за «эталон» того, как должна выглядеть функция автокорреляции сигнала $s(t)$, очищенного от помех. Сигнал $s(t)$ будем оценивать с помощью $\hat{s}(t)$ по формуле (8). Расстояние $d(r_s(\tau), r_{ref}(\tau))$ будем считать по формуле (12). Минимизируем расстояние и примем за искомую частоту $\hat{\nu}$ значение, соответствующее минимальному $d(r_s(\tau), r_{ref}(\tau))$. Ниже приведена реализация описанного алгоритма на языке Python.

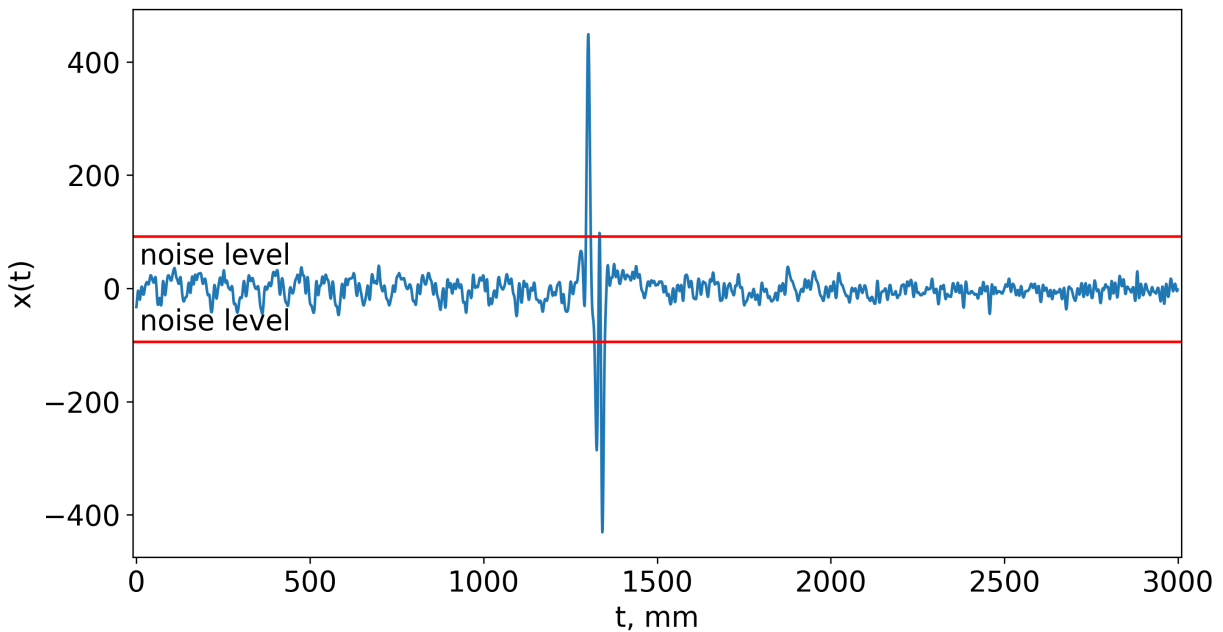


Fig. 8. The section of the defectogram with high-frequency interferences

Рис. 8. Участок дефектограммы с высокочастотными помехами

```
# Библиотека, предоставляющая инструменты для обработки сигналов
from scipy.fft import irfft, rfft
# Библиотека, предоставляющая инструменты для анализа временных рядов
from statsmodels.tsa.stattools import acf

def metric_standard(signal_acf, standard):
    # Вычисление среднеквадратического расстояния между функциями signal_acf и standard
    T = len(signal_acf)
    sum = 0
    for i in range(0, T):
        sum += (signal_acf[i] - standard[i]) ** 2
    return (sum / T)

def optimize_standard(x, standard, frm = 0.0, to = 0.35, step = 0.005):
    # Поиск threshold частоты пороговой гармоники
    # frm, to - задают границы отрезка перебора
    # step - задаёт шаг перебора
    if(len(x) != len(standard)):
        raise ValueError("Длины эталонного участка и участка данных должны совпадать")
    T = len(x)
    standard_acf = acf(standard, T-1) # Формирование эталонной автокорреляции
    frequency, threshold, min_metric = frm, T, sys.float_info.max
    X = rfft(x) # Прямое преобразование Фурье
    while frequency <= to:
        X[0: get_harmonic(frequency, T)] = 0 # Спектральное вычитание
        x1 = irfft(X) # Обратное преобразование Фурье
        ac = acf(x1, T - 1) # Построение автокорреляции нового сигнала
        metric = metric_standard(ac, standard_acf) # Вычисление расстояния между функциями
        if metric < min_metric: # Минимизация расстояния
            threshold = frequency
            min_metric = metric
            frequency += step
    return threshold
```

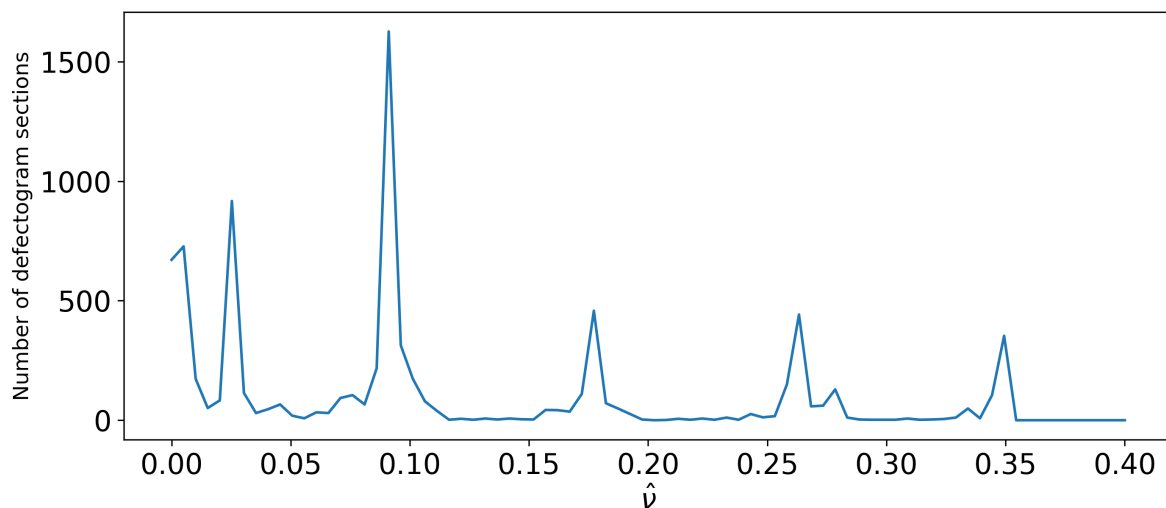


Fig. 9. The values of the threshold harmonic frequency for the method based on reference autocorrelation

Рис. 9. Значения частоты пороговой гармоники для метода, основанного на эталонной автокорреляции

Повторим описанный в главе 3 эксперимент на тех же участках дефектограммы, но вместо величины $d(r_s(\tau), \hat{r}_{noise}(\tau))$ будем минимизировать $d(r_s(\tau), r_{ref}(\tau))$. Полученные результаты эксперимента представлены на графике 9.

В отличие от метода, основанного на автокорреляции гауссовского шума, метод эталонной автокорреляции не раздваивает наиболее часто встречающееся значение частоты $\hat{\nu}$ пороговой гармоники Ω на 0,09 и 0,095, а указывает одно значение 0,09. «Сдвоенные пики» также пропадают на участках с высокочастотными помехами. Это может говорить как о том, что метод эталонной автокорреляции обладает большей точностью по сравнению с методом, основанном на автокорреляции гауссовского шума, так и наоборот о том, что данный метод искажает реальные значения, сливая пики, расположенные близко друг к другу, в один пик. В остальном же график 9 практически ничем не отличается от графика 7.

Использование автокорреляции гауссовского шума является в некотором смысле универсальным подходом для вихретоковых дефектограмм, тогда как эталонная автокорреляция будет уникальной в зависимости от применяемого оборудования и качества анализируемых данных.

Итак, оба метода как шумовой, так и эталонной автокорреляции наиболее подходящим значением на роль частоты $\hat{\nu}$ пороговой гармоники Ω указывают число в окрестности 0,09 (первый метод — 0,095, второй — 0,09). При использовании любого из этих чисел (0,09 или 0,095) в спектральном вычитании (8) удаётся устранить искажение, вызванное периодическими помехами. Сигнал «выравнивается». При этом форма полезных сигналов остаётся неизменной (рис. 11). Также восстанавливается пороговый уровень шума, что позволяет правильно обнаруживать полезные сигналы на фоне рельсового шума (рис. 12).

Заключение

Главными свойствами рассмотренных на вихретоковых дефектограммах помех являются низкочастотность и периодичность. Предложенный в работе метод подавления помех основан на этих двух характеристиках. Спектральное вычитание позволяет исключить из сигнала низкочастотный диапазон спектра, которым представлены помехи, а функция автокорреляции, оценивающая периодичность сигнала, — определить границы этого диапазона.

Правая граница низкочастотного диапазона, в котором представлены помехи, названа пороговой гармоникой. Она находится с помощью автокорреляционных методов, один из которых основан

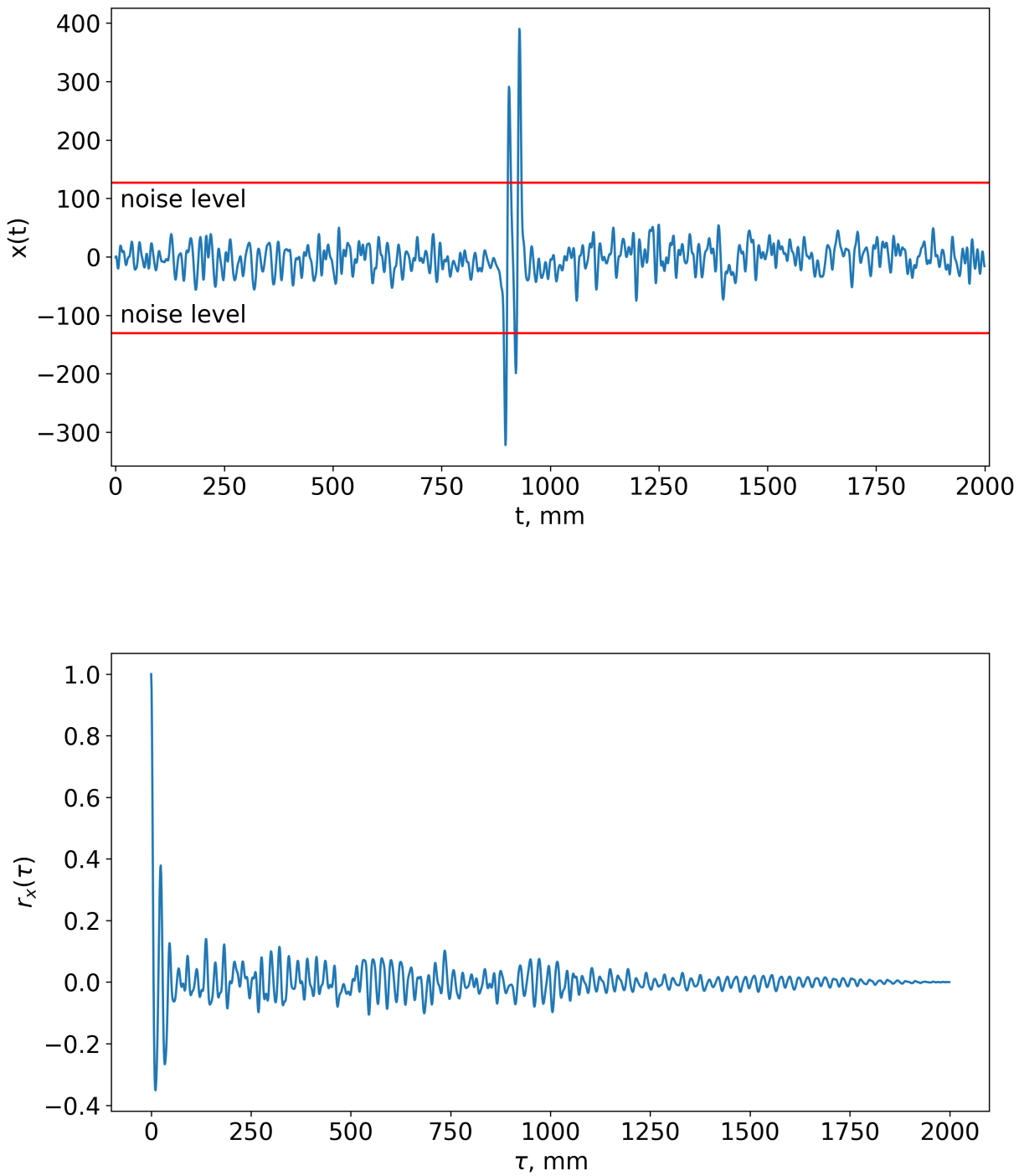


Fig. 10. The reference defectogram section without interferences and its autocorrelation function

Рис. 10. Эталонный участок дефектограммы без помех и его функция автокорреляции

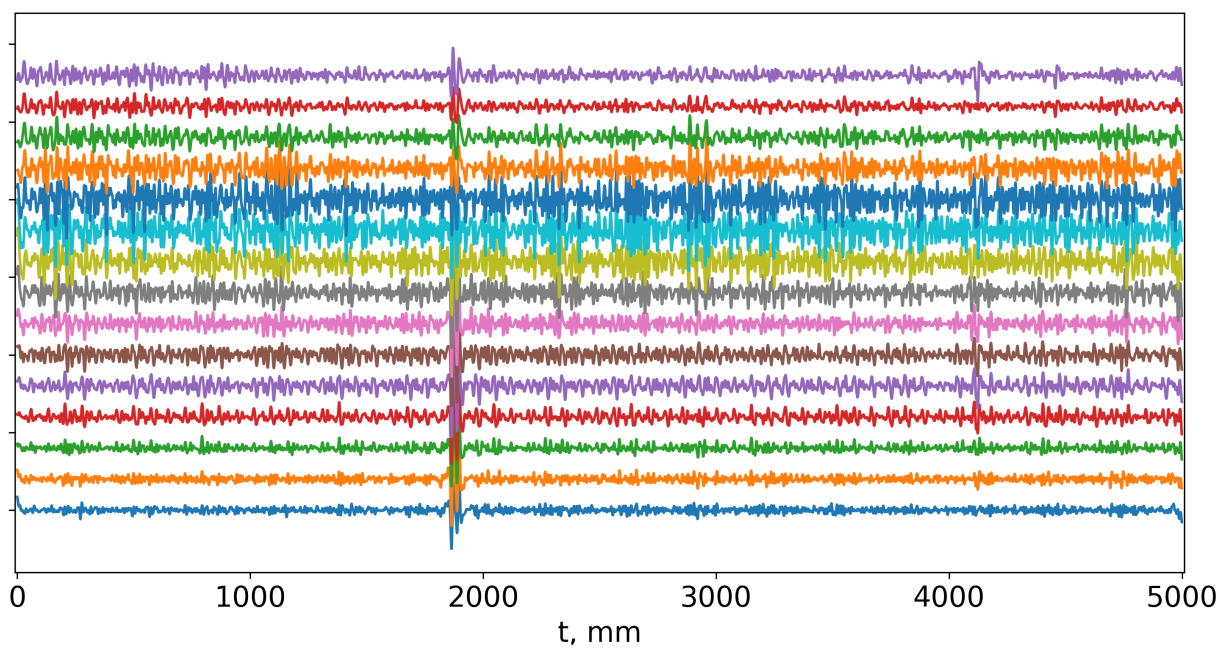
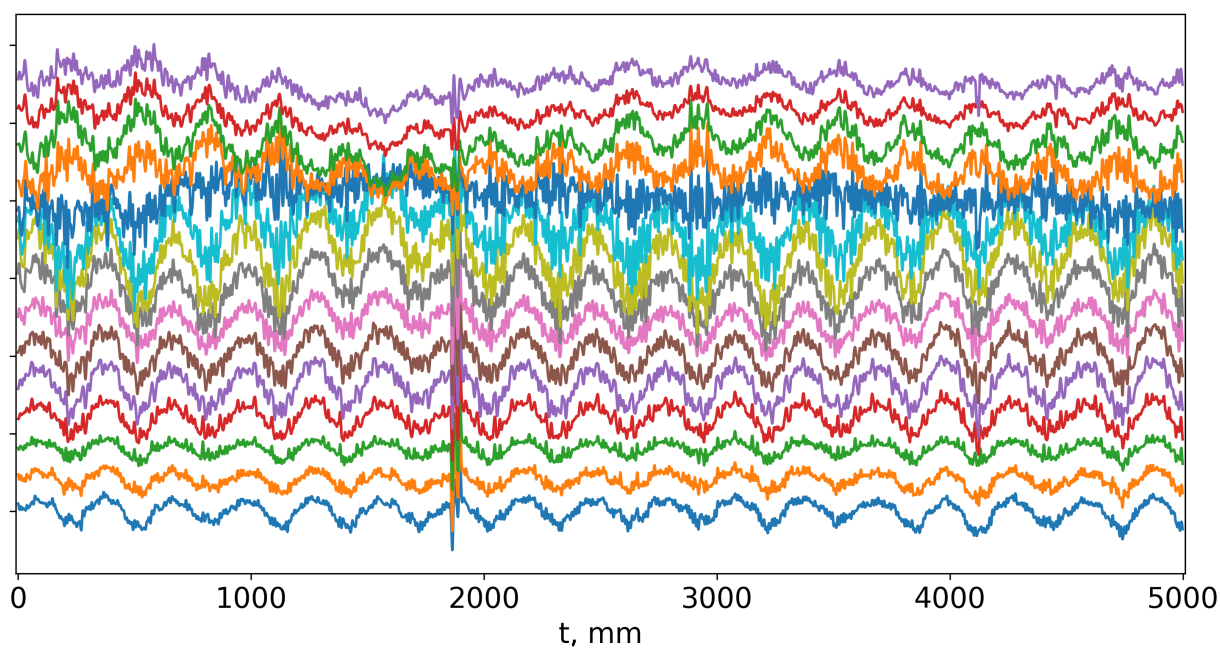


Fig. 11. The example of periodic interference reduction on the defectogram

Рис. 11. Пример подавления периодических помех на дефектограмме

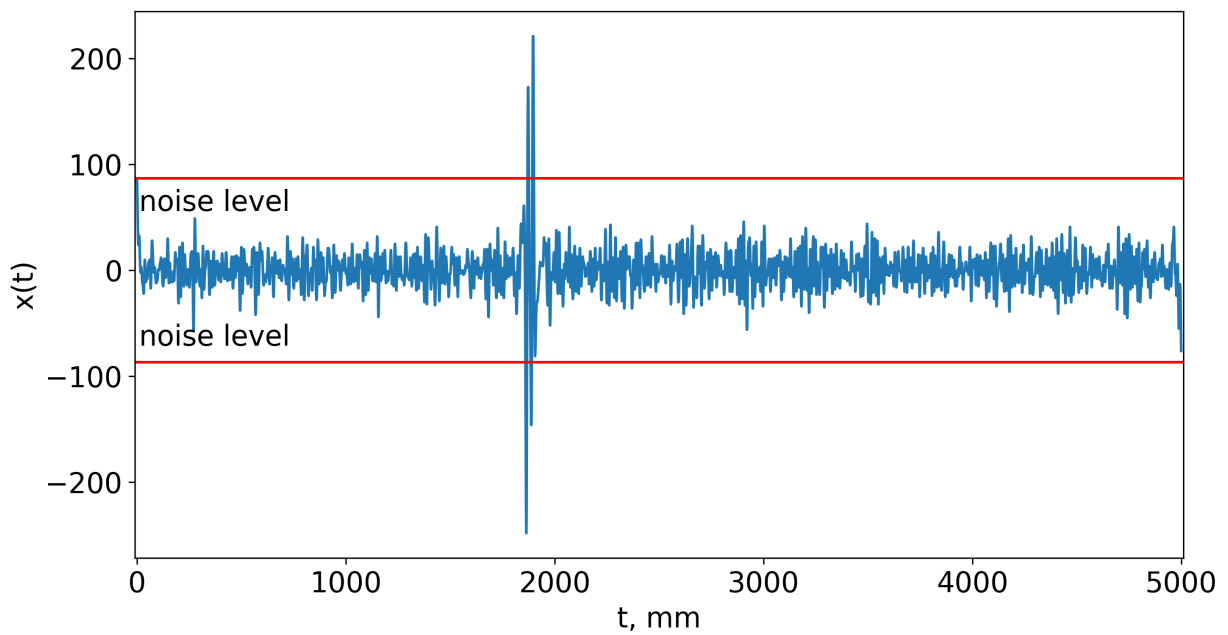
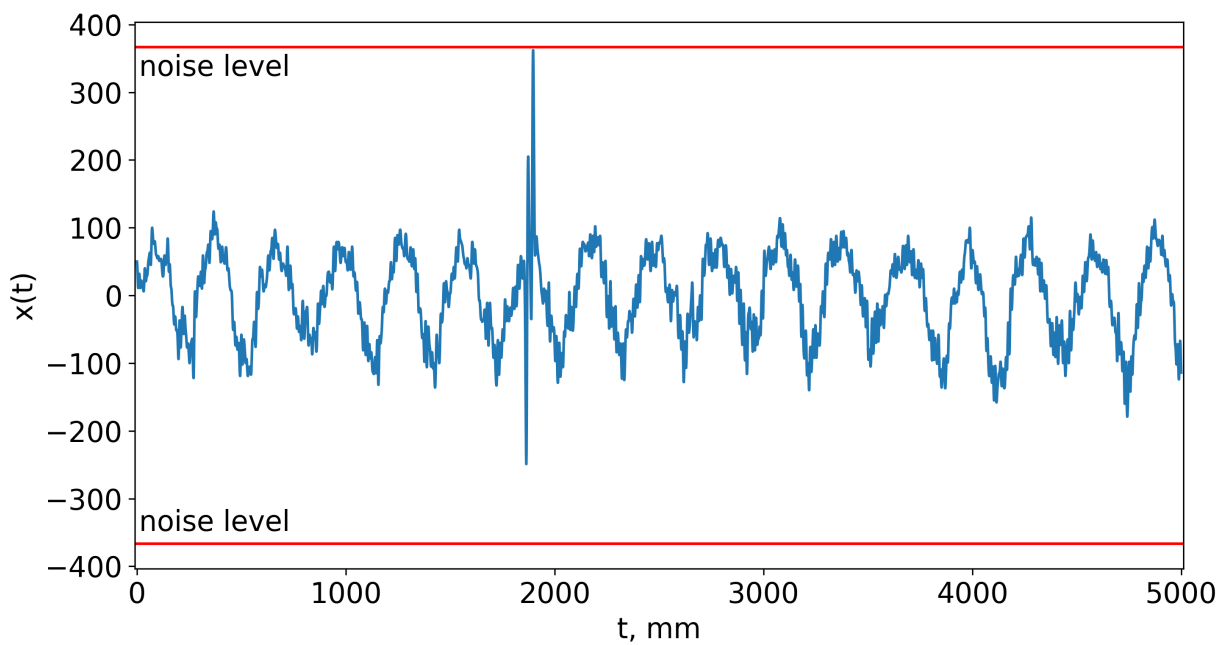


Fig. 12. The example of threshold noise level restoration for one defectogram channel

Рис. 12. Пример восстановления порогового уровня шума для одного канала дефектограммы

на автокорреляции гауссовского шума, а другой — на эталонной автокорреляции. Данные подходы в качестве частоты пороговой гармоники на рассмотренных участках вихретоковых дефектограмм указывают схожие значения: один метод — 0,095, второй — 0,09. Метод, основанный на автокорреляции гауссовского шума, в отличие от метода, основанного на эталонной автокорреляции, не зависит от применяемого оборудования и качества собранных данных.

Спектральное вычитание решает задачу подавления низкочастотных и периодических помех. В сочетании с автокорреляционными подходами оно позволяет грамотно отлавливать и исключать помехи на вихретоковых дефектограммах. При этом описанные методы борьбы с периодическими помехами нельзя назвать универсальными. Они основаны на нескольких предположениях, среди которых гипотеза спектрального вычитания (4), разделение спектра сигнала на две непересекающиеся части (от этого прямым образом зависит существование пороговой гармоники), нормальное распределение рельсового шума, непериодичность полезных сигналов и наличие чистого участка данных. Всё это создаёт серьёзные ограничения для применимости описанных подходов в других видах сигнала. Тем не менее, при соблюдении всех необходимых условий спектральное вычитание в сочетании с автокорреляционными методами может использоваться и в других областях, не ограничиваясь вихретоковой дефектоскопией.

References

- [1] K. V. Vlasov and A. L. Bobrov, “Influence of object physical properties instability on edge current method sensitivity”, *Vestnik IzhGTU imeni M. T. Kalashnikova*, vol. 27, no. 1, pp. 55–62, 2024, in Russian. DOI: [10.22213/2413-1172-2024-1-55-62](https://doi.org/10.22213/2413-1172-2024-1-55-62).
- [2] A. A. Markov and E. A. Kuznecova, *Defektoskopiya rel'sov. Formirovanie i analiz signalov. Kniga 2. Rasshifrovka defektogramm*. Ul'tra Print, 2014, 332 pp., in Russian.
- [3] E. V. Kuzmin, O. E. Gorbunov, P. O. Plotnikov, and V. A. Tyukin, “On finding a threshold of useful signals in the analysis of magnetic and eddy current defectograms”, *Modeling and Analysis of Information Systems*, vol. 24, no. 6, pp. 760–771, 2017, in Russian. DOI: [10.18255/1818-1015-2017-6-760-771](https://doi.org/10.18255/1818-1015-2017-6-760-771).
- [4] Y. Xu, Y. Jing, Y. Wand, R. He, J. Wang, and Y. Geng, “Novel denoizing method for partial discharge signals using singular value decomposition and spectral subtraction”, *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 17, no. 3, pp. 105–114, 2022. DOI: [10.1049/smt2.12134](https://doi.org/10.1049/smt2.12134).
- [5] Q. Liu, Y. Yu, B. S. Han, and W. Zhou, “An improved spectral subtraction method for eliminating additive noise in condition monitoring system using fiber bragg grating sensors”, *Sensors*, vol. 24, no. 2, p. 443, 2024. DOI: [10.3390/s24020443](https://doi.org/10.3390/s24020443).
- [6] D. Shah and B. Shah, “Comparison of spectral subtraction noise reduction algorithms”, *Journal of Emerging Investigators*, vol. 6, pp. 22–262, 2023. DOI: [10.59720/22-262](https://doi.org/10.59720/22-262).
- [7] N. Ahmed and K. R. Rao, *Ortogonal'nye preobrazovaniya pri obrabotke cifrovyyh signalov*. Svyaz', 1980, 248 pp., in Russian.
- [8] G. M. Jenkins, *Spectral Analysis and Its Applications*. Holden-Day, 1968, 541 pp.
- [9] S. F. Boll, “Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 27, no. 2, pp. 113–120, 1979. DOI: [10.1109/TASSP.1979.1163209](https://doi.org/10.1109/TASSP.1979.1163209).
- [10] O. D. Anderson, “Moments of the sampled autocovariances and autocorrelations for a Gaussian white noise process”, *The Canadian Journal of Statistics*, vol. 18, no. 3, pp. 271–284, 1990. DOI: [10.2307/3315458](https://doi.org/10.2307/3315458).