

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполненный с применением Ansys (Fluid Flow - Fluent) сравнительный анализ эффективности подбранной теплоизоляции применительно к упрощенной модели проточной части ТА и полноценной модели рекуперативного ТА на базе существующей МКУ показал рост эффективности теплоизоляции применительно к реальной конструкции ТА. На основе этого можно рекомендовать экранно-вакуумную изоляцию при разработке и исследовании перспективных рекуперативных ТА для высокоэкономичных МКУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chernov G. I., Yusha V. L., Kalashnikov A. M. The heat losses recovery system efficiency analysis of the mobile compressor unit with the additional cooling loop // AIP Conference Proceedings. 2018. Vol. 2007. DOI: 10.1063/1.5051892.
2. Chernov G. I., Yusha V. L., Sherban K. V., Kalashnikov A. M. Modeling of the processes of heating organic coolant in the system of heat losses recuperation of the mobile compressor unit on the basis of a low-speed single-stage // Journal of Physics Conference Series. 2017. Vol. 858. P. 226–232. DOI: 10.1088/1742-6596/858/1/012008.
3. Bo Yang, Yi Jiang, Lin Fu, Shigang Zhang. Conjugate heat and mass transfer study of a new open-cycle absorption heat pump applied to total heat recovery of flue gas // Applied Thermal Engineering. 2018. Vol. 138. P. 888–899.
4. Han Yuan, Pengyuan Sun, Ji Zhang, Kunyuan Sun, Ning Mei and Peilin Zhou Theoretical and experimental investigation of an absorption refrigeration and pre-desalination system for marine engine exhaust gas heat recovery // Applied Thermal Engineering. 2018. Vol. 150. P. 224–236.
5. Chernov G. I., Yusha V. L., Kalashnikov A. M. The efficiency comparative analysis of the mobile compressor unit heat losses recovery system flow part elements thermal insulation different types // AIP Conference Proceedings. 2018. Vol. 2007. DOI: 10.1063/1.5051890.
6. Архаров А. М. Теплотехника. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 712 с.
7. Бабичев А. П., Бабушкина Н. А., Братковский А. М. [и др.]. Физические величины. М.: Энергоатомиздат, 1991. 1232 с.

УДК 621.311

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ УСТРАНЕНИЯ КРАЕВОГО ЭФФЕКТА ПРИ ДИСКРЕТНОМ ВЕЙВЛЕТ АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ ТОКА

Б. Ю. Киселёв, Д. В. Коваленко, Л. А. Файфер

Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

Аннотация. В данной работе изложены краткие теоретические положения, связанные с вейвлет преобразованием непрерывным и дискретным. Описаны недостатки дискретного преобразования Фурье, при анализе нестационарных электроэнергетических сигналов. Рассмотрены все способы устранения краевого эффекта при обработке данных с помощью вейвлет-преобразования встроенных в программный комплекс Matlab. Произведено сравнения данных способов устранения краевого эффекта, посредством расчета действующих значений различных гармонических составляющих при разных способах увеличения длины реализации сигнала. Определены типы увеличения длины реализации данных вносящие наименьшую погрешность в расчет действующих значений гармонических составляющих тока.

Ключевые слова: *краевой эффект, гармоническая составляющая, дискретное вейвлет преобразование.*

DOI: 10.25206/2310-4597-2019-1-76-80

I. ВВЕДЕНИЕ

Самым распространённым математическим аппаратом для обработки цифровых сигналов в энергетике является дискретное преобразование Фурье (ДПФ; английский термин – Discrete Fourier Transform, DFT) [1]. При анализе стационарных сигналов ДПФ даёт довольно хорошие результаты. Однако, если сигнал будет нестационарным то такой подход вносит погрешность в расчеты, связанную с отсутствием локализации базисных функций преобразования Фурье. Появляется так называемый «эффект растекания спектра», что приводит к появлению сложного спектра на месте одного узкого пика. В этом случае применение ПФ не рекомендуется.

Для уменьшения эффекта растекания спектра при ДПФ используются различные подходы, один из них основан на использовании "весовых" или оконных функций [1]. Однако здесь появляется проблема с выбором ширины оконной функции.

В настоящее время, в энергетике и в том числе для расчета нестационарных режимов систем электроснабжения (СЭС) находит широкое применение математический аппарат вейвлет-преобразование (ВП). Поскольку лишен ряда недостатков, присущих преобразованию Фурье [2–4]. Вейвлет-преобразование даёт возможность лучше рассмотреть элементы сигнала, присутствующие на коротком промежутке времени [5].

II. ТЕОРИЯ

Основная суть вейвлет-преобразования заключается в том, что исходный сигнал $i(t)$ скалярно умножается на систему базисных функций, в качестве этих самых базисных функций выступают вейвлеты [5].

$$C(a, b) = (i(t), \Psi_{ab}(t)), \quad (1)$$

где $i(t)$ – исследуемая функция;

$\Psi_{ab}(t)$ – анализирующая функция.

Основным свойством вейвлетов является их локализация (ограничение) по времени. Набор базисных функций получается путём сдвига во времени b и изменения временного масштаба a .

$$\Psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (2)$$

где $\frac{1}{\sqrt{a}}$ –обеспечивает независимость нормы функции от масштаба a .

$\psi(t)$ – функция материнского вейвлета.

Это выражение справедливо для непрерывного вейвлет-преобразования (НВП). Оно позволяет получить трёхмерный спектр. Где наглядно представлены частоты, присутствующие в сигнале их время присутствия и масштаб (аналог амплитуде).

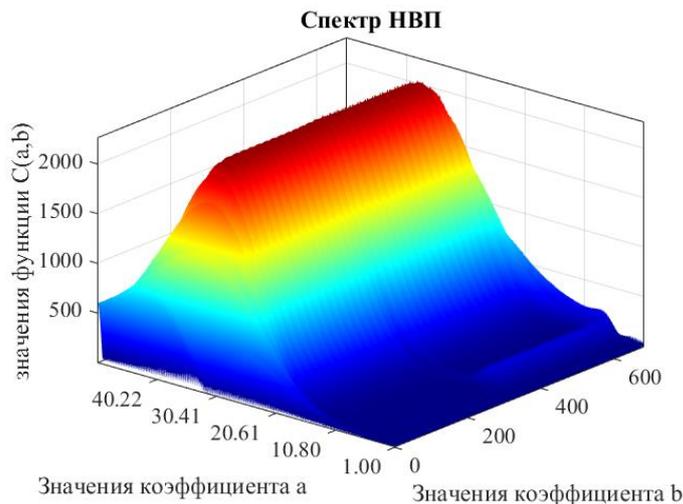


Рис. 1. Спектр непрерывного вейвлет-преобразования

Данный вид ВП является избыточным и требует большого количества математических операций. Поэтому на практике чаще всего применяются дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) и пакетное вейвлет преобразование (ПВП). Они осуществляются разложением исходной, анализируемой функции на составляющие

На основе теоремы Котельникова (теоремы отсчетов) непрерывный сигнал тока $i(t)$, спектр которого не содержит частот выше f_m , полностью может быть определён дискретной последовательностью своих мгновенных значений $\{i_k\} = k=0, 1, \dots, N-1$, отсчитываемые через интервалы времени Δt [3]:

$$\Delta t = \frac{1}{2f_m}, f_d = \frac{1}{\Delta t} = 2f_m, \quad (3)$$

где Δt и f_m – интервал (шаг) и частота дискретизации.

Отсюда следует, что дискретизированный с шагом Δt сигнал можно определить выражением

$$i_d = \{i_i\} = \sum_{i=1}^{N-1} i(k\Delta t) \cdot \delta(t - k\Delta t), \quad (4)$$

где δ – дельта функция.

Выбрав частоту дискретизации $f_d=800$ Гц получаем дискретный сигнал тока. Скалярно перемножая его с масштабирующей функцией $\varphi(t)$, сдвигаемой по оси времени так, что бы она покрывала весь интервал времени, получим аппроксимирующие коэффициенты 1 уровня вейвлет-разложения $i_{1,k}^A$. Аналогичным образом перемножая дискретный сигнал тока на вейвлет функцию $\psi(t)$, получим детализирующие коэффициенты 1 уровня разложения $i_{1,k}^D$. Для дальнейшего разложения на 2, 3 и др. уровни разложения, необходимо получить по формулам 4,5 новый набор функций $\varphi(t)$ и $\psi(t)$.

$$\psi_{j,k}(t) = \sqrt{2^j} \cdot \psi(2^j t - k), \quad (5)$$

$$\varphi_{j,k}(t) = \sqrt{2^j} \cdot \varphi(2^j t - k), \quad (6)$$

На практике для реализации данного преобразования существует алгоритм, названный быстрым вейвлет преобразованием (БВП) или алгоритмом Малла. Данный алгоритм даёт возможность вычислять вейвлет коэффициенты не прибегая к интегрированию. Для этого используются специальные коэффициенты фильтра или также их называют низкочастотным (НЧ) и высокочастотным (ВЧ) фильтрами [3].

Весь процесс разложения протекает по схемам, представленным на рис. 2, 3 [6]. Так же при выбранной частоте дискретизации, каждый из этих наборов вейвлет коэффициентов, на каждом уровне, будет отвечать за свой диапазон частот, как показано на рис. 2.



Рис. 2. Схема дискретного вейвлет-преобразования

III. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При дискретном вейвлет разложении сигнал тока может быть записан через вейвлет коэффициенты.

$$i(t) = \sum_{k=0}^m i_{j,k}^A \cdot \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^m i_{j,k}^D \cdot \psi_{j,k}(t) \quad (7)$$

На основе равенства Парсевеля может быть вычислено действующее значение тока в заданном диапазоне частот.

В первый диапазон частот, аппроксимирующего коэффициента 2 уровня разложения попадает основная частота 50 Гц. Отсюда действующее значение основной частоты можно вычислить как [7]:

$$I_1 = N^{-\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^k \binom{m}{2,k}^2}, \quad (8)$$

где N – количество отсчетов исследуемого дискретного сигнала.

Действующие значения токов высших 3, 5 и 9 гармоник при дискретном вейвлет преобразовании могут быть вычислены соответственно через детализирующие коэффициенты 3, 2 и 1 уровней разложения.

$$I_3 = N^{-\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^k \binom{m}{3,k}^2}, \quad (9)$$

$$I_5 = N^{-\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^k \binom{m}{2,k}^2}, \quad (10)$$

$$I_9 = N^{-\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^k \binom{m}{1,k}^2}. \quad (11)$$

Из-за того, что высокочастотный и низкочастотный вейвлет фильтры не являются идеальными, на границе двух частотных коридоров, одна частотная полоса немного наслаивается на другую. Это в свою очередь приводит к погрешности в расчетах [8]. Что приводит к необходимости выбирать тот или иной тип вейвлета в зависимости от поставленной задачи. В данной работе погрешности от выбора типа вейвлета рассматриваться не будут.

Так же при дискретном или пакетном вейвлет преобразовании погрешность возникает из-за краевого эффекта, который появляется при недостаточной длине реализации сигнала. Для устранения этой погрешности существуют различные способы, позволяющие увеличить длину реализации сигнала. В рамках данной статьи будут рассмотрены способы, встроенные в программный комплекс MATLAB [9]:

- `sum` или `sumh` – симметричное заполнение по граничным значениям (полуточечное)
- `sumw` – симметричное заполнение по граничным значениям (полное)
- `asum` или `asumh` – асимметричное заполнение по граничным значениям
- `asumw` – асимметричное заполнение по граничным значениям (полное)
- `zpd` – дополнение данных нулями
- `spd` или `sp1` – интерполяция первого порядка
- `sp0` – интерполяция нулевого порядка
- `per` – периодизация

Для того что бы выяснить какой из этих способов вносит меньшую погрешность в расчет, произведем расчет действующих значений тока разных частотных составляющих при разных типах увеличения длины реализации сигнала.

Для численного эксперимента зададим сигнал тока формулой

$$i(t) = \begin{cases} i(t) = 35 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot 50), & 0 < t < \frac{2}{3}; \\ i(t) = 35 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot 50) + \frac{35 \cdot \sqrt{2}}{3} \cdot \sin(\omega \cdot 150) + \frac{50 \cdot \sqrt{2}}{5} \cdot \sin(\omega \cdot 250) + \frac{35 \cdot \sqrt{2}}{9} \cdot \sin(\omega \cdot 450) & \frac{2}{3} < t < \frac{4}{3}; \\ i(t) = 35 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot 50), & \frac{4}{3} < t < 2; \end{cases} \quad (12)$$

где $\omega = 2\pi \cdot t$.

Данный сигнал тока содержит частоты 50, 150, 250 и 450 Гц. Далее производим дискретное вейвлет-преобразование исследуемого сигнала, разложив его на частотные диапазоны, для анализа используем вейвлет Добеши 40 порядка (db40), как наиболее точный.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Произведя численный эксперимент, получили вычисленные аналитически действующие значения основной, третьей, пятой и девятой гармонической составляющей. Рассчитали действующие значения для основной, третьей, пятой и девятой гармонической составляющей через вейвлет коэффициенты при разных способах увеличения длины реализации сигнала тока. Также рассчитали погрешность между значениями гармонических составляющих вычисленных аналитическим способом и при помощи вейвлет коэффициентов. Все полученные значения сведены для наглядности в табл. 1.

ТАБЛИЦА 1
РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Способ увеличения длины реализации сигнала	Действующие значения токов, посчитанные аналитически				Действующие значения токов, посчитанные через вейвлет коэффициенты				Погрешности расчетов действующих значений через вейвлет коэффициенты			
	I1, А	I3, А	I5, А	I9, А	IW1, А	IW3, А	IW5, А	IW9, А	E1, %	E3, %	E5, %	E9, %
sym (symh)	35	6,74	3,96	2,25	37.87	6.89	4.07	2.22	8.19	2.41	2.78	1.32
symw					37.87	6.91	4.07	2.22	8.19	2.72	2.84	1.25
asym (asymh)					37.55	7.97	4.34	2.31	7.29	18.42	9.65	3.07
asymw					85.47	6.89	4.06	2.21	144.2	2.33	2.65	1.33
zpd					34.98	6.85	4.08	2.24	0.053	1.63	3.13	0.19
spd (sp1)					42.53	6.82	4.06	2.22	21.51	1.18	2.63	1.33
sp0					35.51	6.8	4.06	2.22	1.47	1.26	2.65	1.31
per					35	6.79	4.19	2.24	0.002	0.80	5.9	0.08

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По полученным результатам можно сделать вывод, наиболее точным способом увеличения длины реализации сигнала является периодизация. Она даёт возможность с достаточной точностью рассчитывать действующие значения токов различных гармонических составляющих. Так же довольно хорошим способом является заполнение данных нулями. Остальные же способы увеличения длины реализации сигнала дают большие погрешности при расчете основной гармонической составляющей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб. ПИТЕР, 2002. 608 с.
2. Мисриханов А. М. Применение методов вейвлет-преобразования в электроэнергетике // Автоматика и телемеханика. 2006. № 5. С. 5–23.
3. Карпенко С. В. Математическое моделирование нестационарных электрических процессов в электротехнических системах на основе численных методов вейвлет-анализа: дис. ... канд. техн. наук. Новокузнецк, 2006. 164 с.
4. Аббакумов А. А. Разработка методики и алгоритмов идентификации отклонений от нормативов параметров качества электроэнергии в системах электроснабжения: дис. ... канд. техн. наук. Саранск, 2005. 180 с.
5. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. 464 с.
6. Яковлев А. Н. Введение в вейвлет-преобразования: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 104 с.
7. Осипов Д. С., Коваленко Д. В., Киселёв Б. Ю. Расчет потерь энергии в кабельной линии электропередачи при наличии нелинейной нагрузки методом пакетного вейвлет преобразования // Омский научный вестник. 2016. № 4(148). С. 84–89.
8. Киселёв Б. Ю., Коваленко Д. В. Сравнительный анализ типов вейвлетов на примере расчета действующих значений тока // Журнал научных и прикладных исследований. 2016. № 4–1. С. 140–143.
9. URL: <https://www.mathworks.com/help/> (дата обращения: 04.03.2019).