

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СИНХРОННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ СПЕКТРА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

*Глухов А.Ю., аспирант кафедры радиофизики Волгоградского государственного университета,
e-mail: GauRF@gmail.com*

*Негинский И.В., доцент кафедры радиофизики Волгоградского государственного университета,
e-mail: NIB@volsu.ru*

Ключевые слова синхронное детектирование, нелинейная среда, зондирование, оценка спектра, полигармонический сигнал.

Введение

Классическим методом изучения свойств материальных сред является зондирование среды моногармоническим сигналом. В общем случае реакция среды представляет собой полигармонический сигнал с широким спектром. Связь отклика среды с её параметрами определяется в рамках конкретной феноменологической модели. Однако исходной информацией для решения обратной задачи являются частотные и амплитудные зависимости отклика.

Для линейных сред (и, в некоторых частных случаях, для нелинейных) можно воспользоваться промышленными измерителями АЧХ и ФЧХ. Однако применение данных устройств для исследования, например, керамических высокотемпературных сверхпроводников с существенно нелинейными свойствами и со значительной пространственной и временной дисперсией, не представляется возможным [1]. В этом случае, в основном, используются оригинальные программно-аппаратные комплексы, адаптированные под конкретную задачу [2, 3].

При обработке первичных результатов таких исследований активно используются различные методы цифровой обработки сигналов. Для оценки спектральной плотности мощности и частот исследуемых сигналов наиболее распространенными являются непараметрические методы, такие как периодограммный метод и периодограмма Уэлча. Также широкое распространение получили параметрические методы – авторегрессионная модель, метод MUSIC, метод EV, метод Прони и другие [4]. Большинство методов хорошо оценивают спектральный состав изучаемого сигнала, хотя и в относительных величинах. Существенным недостатком является сложность определения фазового сдвига высших гармоник спектра относительно первой гармоники сигнала.

При применении для формирования зондирующего сигнала цифровых генераторов DDS хорошую альтернативу предлагает метод цифрового синхронного детектирования [5]. Данный метод часто применяется для оценки амплитуд и фаз линейных сред, например, в интерферометрии [6]. Доработка метода для анализа

Предложен метод цифрового синхронного детектирования для оценки абсолютных амплитуд и фаз существенно нелинейных сред с произвольным количеством гармонических составляющих. Описана возможность применения этого метода для использования в системах реального времени на базе цифровых сигнальных процессоров или микроконтроллерах. Приведены результаты экспериментальной проверки метода для сигнала типа меандр, а также результаты численного моделирования на тестовых моногармоническом и полигармоническом сигналах с аддитивным гауссовым шумом.

нелинейных сред позволяет исследовать системы с произвольным количеством гармонических составляющих. Существенным преимуществом этого метода является возможность его использования в системах реального времени на базе цифровых сигнальных процессоров [7] или даже в обычных микроконтроллерах.

Согласно алгоритму обработки сигналов методом синхронного детектирования [5] отсчеты опорных сигналов $\sin(m\omega t_i)$ и $\cos(m\omega t_i)$ перемножаются с экспериментально полученными отсчетами сигнала $S(t_i)$. Суммируя эти произведения по N выборкам, вычисляются квадратурные компоненты p_m , q_m . В рамках метода анализируются два сигнала: моногармонический тестовый $S_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и полигармонический сигнал отклика $S_2(t) = \sum_m A_{2m} \sin(m\omega t + \varphi_{2m})$. Используя квадра-

турное представление этих сигналов в виде

$$\begin{cases} S_1(t) = p_1 \sin(\omega t) + q_1 \cos(\omega t); \\ S_2(t) = \sum_m [p_{2m} \sin(m\omega t) + q_{2m} \cos(m\omega t)], \end{cases} \quad (1)$$

получаем для квадратурных компонент отсчетов гармоник сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ следующие выражения:

$$\begin{cases} p_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{1n} \sin(\omega n \Delta t); \\ q_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{1n} \cos(\omega n \Delta t); \\ p_{2m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{2n} \sin(m\omega n \Delta t); \\ q_{2m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{2n} \cos(m\omega n \Delta t). \end{cases} \quad (2)$$

где m – номер гармоники сигнала, n – номер отсчёта во времени, S_{1n} и S_{2n} – отсчёты соответствующих сигналов, Δt – интервал дискретизации, N – количество отсчётов сигнала.

Выражения для амплитуд A_{im} и фаз φ_{im} соответствующих гармоник сигналов могут быть записаны в виде

$$\begin{cases} A_1 = \sqrt{p_1^2 + q_1^2}; \\ A_{2m} = \sqrt{p_{2m}^2 + q_{2m}^2}; \end{cases} \begin{cases} \text{tg}(\varphi_1) = \frac{q_1}{p_1}; \\ \text{tg}(\varphi_{2m}) = \frac{q_{2m}}{p_{2m}}. \end{cases} \quad (3)$$

Сдвиг фаз между гармониками сигнала $S_2(t)$ и сигналом $S_1(t)$ примет вид

$$\Delta\varphi_m = \varphi_{2m} - \varphi_1 = \arctg\left(\frac{p_1 q_{2m} - p_{2m} q_1}{p_1 p_{2m} + q_1 q_{2m}}\right) \quad (4)$$

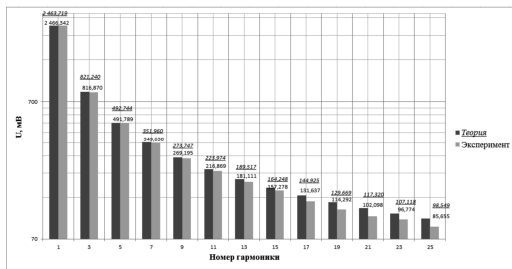


Рис. 1. Результаты экспериментального тестирования метода для меандра

Экспериментальная проверка метода проводилась для меандра. На рис. 1 представлены результаты сравнения спектрального состава меандра – как теоретического, так и полученного с помощью программно-аппаратного комплекса [3].

Как видно из графика, погрешность выше 1% возникает только для 15-й гармоники, что может быть связано с неидеальностью синтезатора тестируемого сигнала. Уровень четных гармоник не превышает 10^{-4} В, что значительно ниже амплитуд нечетных гармоник меандра.

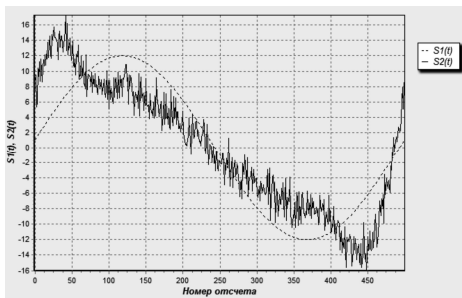


Рис. 2. Вид синтезированных сигналов: моногармонического $S_1(t)$ и полигармонического сигнала $S_2(t)$ с пятью гармониками и аддитивным шумом

Также было проведено численное моделирование данной модификации метода в среде разработки Embarcadero RAD Studio Builder XE [8]. Численно синтезировался тестовый моногармонический сигнал и полигармонический сигнал с различными амплитудами и фазами. К обоим сигналам добавлялся аддитивный шум $\xi_i(t)$ с нормальным распределением. Исследуемая система сигналов имеет вид (рис. 2)

$$S_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \xi_1(t) \quad (5)$$

$$S_2(t) = A_{21} \sin(\omega t + \varphi_{21}) + A_{22} \sin(\omega t + \varphi_{22}) + A_{23} \sin(\omega t + \varphi_{23}) + A_{24} \sin(\omega t + \varphi_{24}) + A_{25} \sin(\omega t + \varphi_{25}) + \xi_2(t), \quad (6)$$

где $A_{21}, A_{22}, A_{23}, A_{24}, A_{25}$ – амплитуды пяти гармоник сигнала $S_2(t)$, $\varphi_{21}, \varphi_{22}, \varphi_{23}, \varphi_{24}, \varphi_{25}$ – фазы пяти гармонических составляющих, $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ – гауссов шум с нулевым средним.

Исходя из наилучших технических параметров генераторной части установки [3], отношение сигнал/шум для тестового сигнала задано на уровне 80 дБ, а уровень шума сигнала отклика среды $\xi_2(t)$ варьировался при тестировании. Очевидно, что наличие шумов в системе приводит к ошибкам восстановления значений амплитуд и фаз гармонических составляющих. Для увеличения точности решения применён один из методов цифровой фильтрации сигналов – алгоритм аппроксимации данных с применением регрессионного сплайна со штрафной функцией [9]. Данный механизм обработки экспериментальных данных (y_i, x_i) использует сплайн $S(x)$ с равномерно распределенными узлами, коэффициенты которого получаются путем минимизации ошибки аппроксимации LS и штрафной функции P , подавляющей нелинейность:

$$S(x) = \arg \min_{S(x)} [LS(S) + P(S)] = \quad (7)$$

$$= \arg \min_{S(x)} \left(\sum_i (y_i - S(x_i))^2 + \lambda \int (S''(x))^2 dx \right),$$

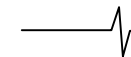
где $\lambda = 10^{\rho} \cdot C$, $\rho \in [-15, +15]$ – параметр регуляризации, $C = C(y_i, x_i)$ – масштабирующий фактор.



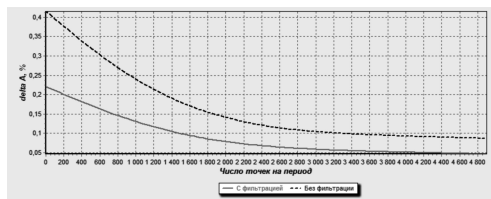
Рис. 3. Алгоритм тестирования метода синхронного детектирования

Таким образом, алгоритм тестирования изложенного выше метода определения амплитуд и фаз гармонических составляющих сигналов имеет вид рис. 3. Результатами работы алгоритма являются пять восстановленных амплитуд сигнала отклика $A_{2i\text{восст}}$ и сдвиги фаз для пяти гармонических составляющих сигнала отклика относительно первой гармоники задающего воздействия $\varphi_{2i\text{восст}} - \varphi_{1\text{восст}}$ ($i = 1 \dots 5$).

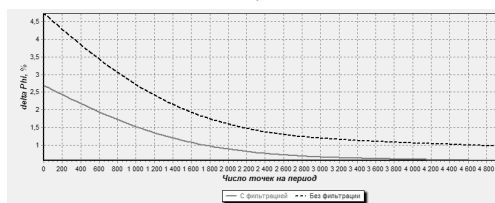
В реализованной интерфейсной программе были сгенерированы два тестовых сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с па-



раметрами, схожими с экспериментально наблюдаемыми значениями при исследованиях ВТСП керамики [1].



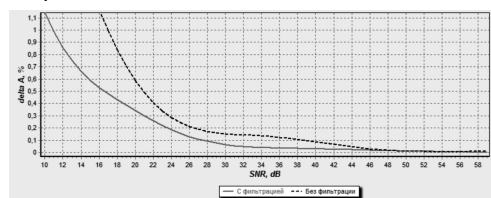
а)



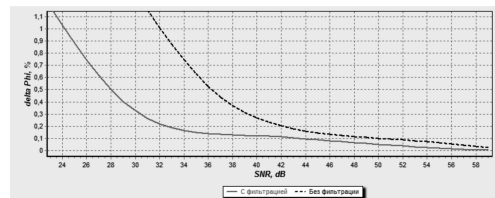
б)

Рис. 4. Зависимость ошибки восстановления амплитуды (а) и фазы (б) для первой гармоники полигармонического сигнала

Рассматривались оценки относительной погрешности восстановленных значений амплитуд δA_{ij} и сдвигов фаз $\delta \Delta \varphi_{ij}$ от заданного количества точек на период N для различных гармоник полигармонического сигнала. Динамика результатов для всех пяти гармоник схожа с приведёнными на рис. 4 для первой гармоники сигнала. Как видно из графика, при увеличении числа отсчётов на период N уменьшаются относительные погрешности. Так, при отношении сигнал/шум $SNR = 40$ дБ, относительные ошибки восстановленных параметров не превышают 0.5 % уже при $N = 500$ точек/период, а после порога $N = 3000$ точек/период уровни ошибок не превышают 0.1%. Отметим, что значение $N = 500$ точек / период вполне достижимо аппаратной частью [3], что делает возможным применение данного метода в реальном эксперименте.



а)



б)

Рис. 5. Относительная погрешность восстановления амплитуды (а) и фазы (б) третьей гармоники δA_{23} от отношения сигнал/шум SNR

Зависимости относительных погрешностей восстановления значений амплитуд δA_{ij} и сдвигов фаз $\delta \Delta \varphi_{ij}$ от уровня шума полигармонического сигнала приведены на рис. 5. Для каждой из погрешностей δA_{ij} и $\delta \Delta \varphi_{ij}$ построены зависимости с применением регрессионного сплайна со штрафной функцией для фильтрации за-

шумленного сигнала отклика, а также в отсутствии такой фильтрации.

Из графиков видно, что точность восстановления амплитуды с применением фильтрации достигает уровня 0.5% при шумах порядка 16 дБ. Без фильтрации данный показатель значительно хуже - 21 дБ. Восстановление фазы с применением регрессионного сплайна с точностью 0.5 % достигается при уровне шума $SNR = 28$ дБ и 36 дБ без него.

Таким образом, экспериментальное и численное моделирование метода цифрового синхронного детектирования с применением регрессионного сплайна со штрафной функцией демонстрирует устойчивость его использования в задачах восстановления параметров полигармонического сигнала даже при значительной зашумлённости сигналов.

Литература

1. Ignatjev V.K., Neginsky I.V. Low - field electrodynamics of granular high-temperature superconductors. *Low Temp. Physics*. 26(4) 2000. p. 247 - 254.
2. Игнатьев В.К., Негинский И.В. Программно-управляемый комплекс для измерения поверхностного импеданса. *Измерительная техника*, №4. 1999. с.23 - 26.
3. Глухов А.Ю., Негинский И.В. Цифровой синхронный измеритель поверхностного импеданса. – *Инженерный вестник Дона*, Номер 2, 2012. Режим доступа: [<http://ivdon.ru/magazine/latest/n2y2012/760/>].
4. Сергиенко А.Б. *Цифровая обработка сигналов*. - СПб.: Питер, 2002. - 608 с.
5. Лапшин В.И., Васильков А.В., Абезгауз Б.Е., Ларионов Ю.П. «Измерение параметров гармонических сигналов во вторичных преобразователях на базе ЦОС» // *Всероссийская научно-практическая конф. «Датчики и системы 2006»* - М: 2006.
6. Creath K. *Phase measurement interferometry techniques: Progress in Optics*, 1988, V. 26, Chap. 5. p. 349-383.
7. Техническое описание микросхемы AT91SAM9G45. Режим доступа: [<http://www.atmel.com/Images/6438s.pdf>].
8. Официальный сайт среды разработки Embarcadero BuilderXE. Режим доступа: [<http://www.embarcadero.com/ru/products/cbuilder>].
9. Информация с сайта производителя открытого источника кода. Режим доступа: [alglib.sources.ru/arcnews.php].

THE APPLYING OF SYNCHRONOUS DETECTION METHOD TO ESTIMATE THE SPECTRUM OF POLYHARMONIC SIGNAL

Glukhov A.U., Neginsky I.V.

Digital synchronous detection method of in the application for evaluation of the absolute amplitudes and phases of strongly nonlinear substances with an arbitrary number of harmonic components. The possibility of applying this method described to be used in real-time systems based on digital signal processors or micro-controllers. The results of experimental verification of the method for signal type square wave. We also present results of numerical simulation method to test signal mono harmonic and poly harmonic signal with additive Gaussian noise.