

ВЫРАВНИВАНИЕ ЗАДЕРЖКИ В КАНАЛАХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ МЕТОДАМИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ АНАЛИЗЕ ГАРМОНИК ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

В статье рассматривается эффективный алгоритм для выравнивания групповой задержки в каналах многоканальных информационно-измерительных систем. Описание метода проводится для случая измерения гармоник тока и напряжения в электрических сетях. Алгоритм строится на базе метода линейной интерполяции при помощи нерекурсивного цифрового фильтра. Коэффициенты фильтра представляют собой дискретизированный синк с наложенным окном. После описания метода приводятся результаты моделирования эффективной полосы интерполирующего фильтра. В заключение даются рекомендации для снижения объема процессорной памяти при реализации алгоритма.

Ключевые слова: качество электрической энергии, гармоники тока и напряжения, дельта-функция Дирака, погрешность интерполяции, цифровой фильтр, оконные методы, линейные преобразования.

Введение. Гармоники тока и напряжения в электрических сетях могут представлять серьезную опасность для силового оборудования, так как обычно для питания такого рода устройств используется только основная гармоника 50 Гц (если это сеть переменного тока) и 0 Гц, если это сеть постоянного тока. Высшие гармоники, в лучшем случае, идут на нагрев прибора, в худшем — вызывают нарушение его работы и даже выход из строя. Поэтому измерение гармоник тока и напряжения в электрических сетях является важной технической задачей. Эти измерения производятся при помощи достаточно сложных и дорогостоящих информационно-измерительных систем (ИИС), именуемых анализаторами качества электрической энергии. Однако при этом следует учитывать, что гармоники могут оказывать влияние на какие-либо устройства только в том случае, если они обладают активной (а не только реактивной) энергией. То есть необходимо учитывать разницу фаз между гармоникой тока и гармоникой напряжения. При этом очевидно, что ток и напряжение измеряются разными методами, что приводит к разным значениям групповой задержки в канале измерения тока и в канале измерения напряжения. Вообще, идентичность каналов в ИИС достаточно известная проблема и для ее решения используется множество

подходов, каждый из которых имеет как сильные, так и слабые стороны. В последнее время большинство измерительных устройств используют цифровую обработку сигналов, поэтому рассмотрим метод выравнивания групповой задержки в каналах ИИС, реализуемый на базе стандартного сигнального процессора.

Цель статьи — описания алгоритма, обеспечивающего задержку дискретизированного сигнала с заданным качеством и в заданной полосе частот, адаптированного к реализации на базе стандартного сигнального процессора.

Постановка задачи. Зададимся следующими условиями. Согласно ГОСТ Р 51317.4.7-2008 [1], измерения спектральных составляющих напряжения и тока должны проводиться в полосе частот до 9 кГц. Максимальная погрешность измерения не должна превышать 0,05 % от номинального значения диапазона измерения средства измерения. На основании этих данных допустимая частота дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова выбирается не менее 18 кГц.

Необходимо сделать замечание следующего характера. Частота дискретизации является базовым фактором, определяющим технические характеристики устройства, построенного на принципах цифровой обработки сигнала. Повышение частоты

дискретизации обычно приводит к более высоким требованиям к производительности вычислительной платформы. Производительность в данном случае растет нелинейно, так как она определяется не только количеством операций в секунду, необходимых для реализации алгоритма. Следует учитывать, что уменьшение относительной полосы сигнала может привести к усложнению алгоритма, например, для нерекурсивного фильтра уменьшение полосы пропускания равносильно увеличению длины импульсной характеристики. Таким образом, описываемый ниже алгоритм должен производить задержку сигнала в как можно более широкой относительной полосе частот.

Теория. Идеальная задержка может быть получена при помощи следующей математической операции [2, 3]:

$$x(t - \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) \delta(\tau - \Delta t) d\tau = x(t) \cdot \delta(t - \Delta t), \quad (1)$$

где $x(t)$ — исходный сигнал; Δt — задержка; $\delta(t)$ — дельта-функция Дирака.

Очевидно, эта операция не может быть реализована в физическом устройстве. Рассмотрим возможную аппроксимацию данной формулы. Для этого перейдем в частотную область. В соответствии со свойствами интегрального преобразования Фурье, свертке функций во временной области соответствует перемножение их спектров в частотной области [4].

$$\tilde{X}(\omega) = X(\omega)D(\omega), \quad (2)$$

где $X(\omega)$ — спектр исходного сигнала $x(t)$; $\tilde{X}(\omega)$ — спектр задержанного сигнала; $D(\omega) = e^{-j\omega\Delta t}$ — аналог спектра смещенной дельта-функции Дирака.

Теперь адаптируем формулу (1) к требованию ГОСТ, ограничивающему полосу задерживаемого сигнала, то есть определим функцию вида [5]

$$\begin{cases} \tilde{D}(\omega) = e^{-j\omega\Delta t}, & \omega \in [-\omega_b, \omega_b] \\ \tilde{D}(\omega) = 0, & \omega \notin [-\omega_b, \omega_b] \end{cases} \quad (3)$$

Очевидно, что при соблюдении этих требований

$$\tilde{X}(\omega) = X(\omega)D(\omega) = X(\omega)\tilde{D}(\omega). \quad (4)$$

Следовательно, формула (1) может быть изменена до вида

$$x(t - \Delta t) = x(t) \cdot \delta(t - \Delta t) = x(t) \cdot s(t - \Delta t), \quad (5)$$

$$\text{где } s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_b}^{\omega_b} e^{j\omega t} d\omega = \frac{\sin \omega_b t}{\pi t}.$$

То есть за счет учета свойств обрабатываемого сигнала, вместо такого достаточно неоднозначного объекта, как дельта-функция Дирака [6], которая, собственно, функцией не является и обращаться с которой во избежание коллизий следует чрезвычайно осторожно, предлагается для задержки сигнала использовать обычный sinc. Таким образом, мы приходим к выводу, что для сигналов с ограниченным спектром, sinc обладает некоторыми свойствами дельта-функции Дирака, в частности, стролирующим (фильтрующим) свойством. Перепишем формулу (5) в дискретном виде:

$$\begin{aligned} x(nT - \Delta t) &= x(nT) \cdot s(nT - \Delta t) = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(n\Delta T - k) \frac{\sin(\omega_b kT)}{\pi kT}, \end{aligned} \quad (5)$$

где n — номер отсчета дискретного сигнала; ΔT — интервал дискретизации.

Однако данная операция также не может быть реализована из-за наличия бесконечного суммирования. Для ограничения длины последовательности $\frac{\sin(\omega_b nT)}{\pi nT}$ введем оконную функцию $w(n)$. После этого операция (5) приобретает вид обычного цифрового фильтра [7–9] с конечной импульсной характеристикой:

$$\begin{aligned} x(nT - \Delta t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(n\Delta T - k) b_k = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} x(n\Delta T - k) b_k + \eta(n\Delta T), \end{aligned} \quad (6)$$

где $b_k = \frac{\sin(\omega_b kT)}{\pi kT} w(k)$; N — длина окна; $\eta(n\Delta T)$ — погрешность, вызванная усечением бесконечного ряда до N -членов.

В качестве меры погрешности используем среднеквадратическое отклонение получаемого в результате интерполяции [10] сигнала (6) от эталона [11], который представляет собой смещенный на Δt исходный сигнал $x(nT - \Delta t)$:

$$e = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \eta^2(n\Delta T)}{\sum_{k=0}^{N-1} x^2(nT)}}. \quad (7)$$

Проанализируем формулу (6). Очевидно, это линейное преобразование входной последовательности во выходную. Однако данное преобразование, как и любой линейный фильтр, имеет на разных частотах разные коэффициенты передачи. То есть, подавая на вход интерполирующего фильтра синусоидальный сигнал с различной частотой, мы будем получать различные погрешности e . Таким образом, делаем вывод, что погрешность в рассматриваемом случае частотно зависима. Если применить окно Чебышева с подавлением побочных лепестков 80 дБ, то для интерполирующего фильтра 99-го порядка частотная зависимость погрешности будет иметь вид, показанный на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что распределение погрешности интерполяции в заданной полосе является равномерным. Такого распределения погрешности не позволяет добиться ни интерполяция полиномами различных порядков, ни интерполяция сплайнами. Данное свойство рассматриваемого метода имеет важное значение при измерении именно гармоник тока и напряжения. Интерполяция при помощи сплайнов или полиномов обеспечивает малую погрешность только в области низких частот. В области высоких частот погрешность резко возрастает. Однако требование ГОСТ в смысле точности измерения для всех гармоник одинаково и составляет величину 0,05 % от динамического диапазона измерителя. Поэтому для обеспечения такой точности необходимо либо увеличивать порядок интерполирующего фильтра, либо увеличивать частоту дискретизации. При этом и в первом,

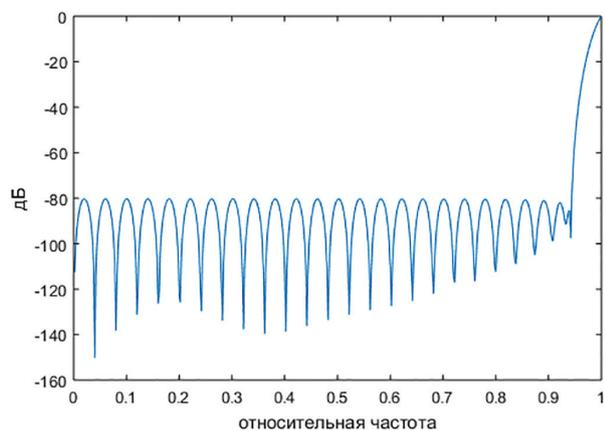


Рис. 1. Зависимость погрешности интерполяции от частоты для фильтра порядка 99 при использовании окна Чебышева, с подавлением побочных лепестков 80 дБ

и во втором случае значительно увеличиваются аппаратные затраты при проектировании измерительного устройства.

Результаты экспериментов. Чтобы оценить описанный выше метод выравнивания задержек в каналах ИИС, было проведено его моделирование в среде Matlab. Результаты моделирования представлены в табл. 1. Моделирование проводилось по следующей схеме. На вход интерполирующего фильтра подается синусоидальный сигнал с разными частотами. При этом фильтр обеспечивает задержку сигнала, равную половине периода дискретизации

$$\Delta e = \frac{T}{2}, \quad (8)$$

при которой погрешность достигает своего максимального значения. Фильтр рассчитан таким образом, чтобы обеспечивать погрешность -40 дБ, -60 дБ и -80 дБ. Порядок фильтра выбирается из ряда 9, 19, ..., 99. В процессе моделирования определяется эффективная полоса фильтра, то есть полоса, в которой интерполяция осуществляется с заданной погрешностью. Полоса в данном случае определяется относительно половины частоты дискретизации, то есть полоса, равная 0,5, соответствует четверти частоты дискретизации, а полоса,

равная 1, соответствует половине частоты дискретизации.

Исходя из полученных данных, можно сделать вывод о высокой эффективности метода, так как при его реализации достаточно просто получить относительную полосу рабочих частот, в которой выполняется задержка сигнала, от 0 до 0,9 и шире. Теперь рассмотрим эффективность метода в смысле требуемой памяти [12]. При этом в качестве исходного условия примем, что задержки в измерительных каналах априори неизвестны и выставляются с заданной точностью 0,001 от интервала дискретизации T в результате поверочной процедуры.

Обсуждение экспериментов. Если решать эту задачу «в лоб», то необходимо рассчитать 1000 наборов коэффициентов интерполирующего фильтра $\{b_k\}$ для каждого значения задержки Δt_i . Можно учесть, что коэффициенты фильтра, реализующего задержку Δt_i в обратном порядке, соответствуют коэффициентам фильтра, реализующего задержку $-\Delta t_i$ (то есть отдельно их хранить не нужно). В этом случае количество хранимых наборов хотя и можно уменьшить вдвое, но все равно остается достаточно большим. Для решения этой задачи предлагается интерполирующий фильтр выполнить по трехзвенной схеме, как это показано на рис. 2. Звено 1 будет выполнять задержку в интервале $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$ с шагом $\frac{T}{10}$. Звено 2 будет выполнять задержку в интервале $\left[-\frac{T}{20}, \frac{T}{20}\right]$ с шагом $\frac{T}{100}$. Звено 3 будет выполнять задержку в интервале $\left[-\frac{T}{200}, \frac{T}{200}\right]$ с шагом $\frac{T}{1000}$. Таким образом, суммарная задержка будет равна

$$\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3, \quad (9)$$

где Δt_1 , Δt_2 и Δt_3 — соответственно задержки, которые реализуются 1-м, 2-м и 3-м звеньями.

То есть звено 1 обеспечивает крупную сетку, звено 2 — среднюю сетку, а звено 3 — мелкую сетку при формировании задержки. В результате тривиальных расчетов получаем, что на реализацию каждого звена необходимо только 5 наборов коэффициентов. Поэтому суммарное количество наборов равно 15. Следовательно, для выравнивания задержки в каналах измерения гармоник тока и напряжения с точностью 0,1 % от интервала дискретизации при частоте дискретизации 25 кГц при

Таблица 1

Результаты моделирования эффективной полосы интерполирующего фильтра для выравнивания задержки в каналах ИИС

	Порядок интерполирующего фильтра									
	9	19	29	39	49	59	69	79	89	99
Погрешность, дБ	Эффективная полоса (относительно половины частоты дискретизации)									
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
-40	0,69	0,85	0,90	0,93	0,94	0,95	0,95	0,96	0,96	0,97
-60	0,57	0,78	0,85	0,89	0,91	0,93	0,93	0,94	0,95	0,95
-80	0,45	0,71	0,8	0,85	0,88	0,90	0,91	0,92	0,93	0,94



Рис. 2. Реализация задержки сигнала методом каскадирования интерполирующих фильтров

погрешности не более -80 дБ, необходима память для хранения всего 450 коэффициентов. С точки зрения автора, данный объем памяти представляется весьма умеренным.

Выводы. В данной статье рассмотрен метод выравнивания задержек в каналах ИИС для измерения гармоник тока и напряжения. Предложенный метод адаптирован для реализации на сигнальных процессорах, так как представляет собой стандартный цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой. Отличительной чертой предложенного алгоритма является равномерное распределение ошибки интерполяции в полосе задерживаемого сигнала. В статье приведены результаты моделирования для фильтров различных порядков, а также предложен метод, позволяющий на порядок сократить объем коэффициентов, хранимых в памяти процессора.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 51317.4.7–2008. Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерений и измерениям гармоник и интергармоник для систем электроснабжения и подключаемых к ним технических средств. Введ. 2010–01–01. М.: Стандартинформ, 2009. 34 с.
2. Умняшкин С. В. Основы теории цифровой обработки сигналов. М.: Техносфера, 2018. 551 с. ISBN 978-5-94836-424-7.
3. Кудрявцев Л. Д. Краткий курс математического анализа. В 2 т. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2018. Т. 2. 425 с.
4. Плотникова Е. Г., Левко С. В., Логинова В. В. [и др.]. Математический анализ и дискретная математика. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Юрайт, 2018. 301 с. ISBN 978-5-534-07545-8.
5. Zayed A. *Advances in Shannon's sampling theory*. Routledge, 2018. 334 с. ISBN 9781351468190.
6. Dorothee F., McIntosh A., Portal P. Conical square function estimates and functional calculi for perturbed Hodge-Dirac operators in LP// *Journal d'Analyse Mathématique*. 2018. Vol. 134. P. 399–453. DOI: 10.1007/s11854-018-0013-3.
7. Dick B., Parr J. *Introduction to Digital Signal Processing*. Pearson Higher Ed, 2019. 784 с. ISBN 9780133128635.
8. Оппенгейм А., Шафер Р. *Цифровая обработка сигналов*. М.: Техносфера, 2018. 1048 с.

9. Kenneth M. *Complex Cascade Digital Filters* // 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2019. P. 1–4. DOI: 10.1109/ISCAS.2019.8702337.

10. Субботин Ю. Н., Новиков С. И., Шевалдин В. Т. Экстремальная функциональная интерполяция и сплайны // *Труды Института математики и механики УрО РАН*. 2018. № 24 (3). С. 200–225. DOI: 10.21538/0134-4889-2018-24-3-200-225.

11. Шклярский Я. Э., Васильков О. С., Батуева Д. Е. Влияние высших гармоник на измерение реактивной энергии в электрических сетях // *Известия Тульского государственного университета*. Технические науки 2018. № 1. С. 381–389.

12. Horst Z. *Software complexity: measures and methods*. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 2019. P. 620 p. ISBN 9783110122268.

ЧУВЫКИН Борис Викторович, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Информационно-вычислительные системы» Пензенского государственного университета, г. Пенза.

SPIN-код: 6721-0395

AuthorID (SCOPUS): 6506337395

НИКИФОРОВ Михаил Михайлович, кандидат технических наук, заместитель директора Научно-исследовательского института энергосбережения на железнодорожном транспорте Омского государственного университета путей сообщения, г. Омск.

SPIN-код: 8509-4959

AuthorID (SCOPUS): 57191253000

Адрес для переписки: st256@mail.ru

Для цитирования

Чувькин Б. В., Никифоров М. М. Выравнивание задержки в каналах информационно-измерительной системы методами цифровой обработки сигналов при анализе гармоник тока и напряжения // *Омский научный вестник*. 2020. № 1 (169). С. 54–57. DOI: 10.25206/1813-8225-2020-169-54-57.

Статья поступила в редакцию 11.12.2019 г.

© Б. В. Чувькин, М. М. Никифоров