

Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала

Б. В. ЦЫПИН, М. Г. МЯСНИКОВА, В. В. КОЗЛОВ, С. В. ИОНОВ

Пензенский государственный университет, Пенза, Россия, e-mail: iit@pnzgu.ru

Рассмотрена возможность применения методов цифрового спектрального оценивания в виртуальных измерительных приборах для измерения параметров сигналов.

Ключевые слова: виртуальный измерительный прибор, параметрические методы, обработка информации, аппроксимация сигналов, авторегрессионная модель со скользящим средним.

The possibility of digital spectral estimation method application in virtual measuring instruments for signal parameters measurement considered.

Key words: virtual measuring instrument, parametric methods, information processing, signals approximation, autoregressive model with moving average.

Наиболее перспективной для решения измерительных задач в настоящее время является технология виртуальных приборов (ВП). Виртуальный прибор создается на базе компьютера, и ключевую роль в его функционировании, наряду с аппаратурой, играет программное обеспечение, которое и определяет функциональные возможности ВП. Анализ современной технической литературы показывает, что в виртуальных средствах фактически воспроизводятся те же методы, которые использовались и в аналоговых приборах, а современные методы цифровой обработки сигналов не нашли широкого распространения. Чтобы обеспечить возможность применения наиболее перспективных методов в задачах измерения, необходимо оценить метрологические характеристики каждого из них в отдельности и определить направления их усовершенствования.

В большинстве известных приборов точные измерения амплитуды, частоты и фазы проводятся лишь для строго гармонического сигнала. На практике часто сигнал имеет более сложную форму (например, сложение нескольких колебаний или измерения при наличии помех).

Известно, что прямых математических методов, позволяющих связать результаты измерения с физическими параметрами составляющих сигналов сложной формы, не существует, т. е. нет методов и алгоритмов, выполняющих преобразование

$$\{y_i\} \Rightarrow \{U_k, f_k, \varphi_k, \alpha_k\}, i = 0, 1, \dots, N; k = 1, 2, \dots, p,$$

где y_i — отсчеты измеряемого сигнала; N — количество отсчетов; $U_k, f_k, \varphi_k, \alpha_k$ — колебательные составляющие сложного сигнала соответственно амплитуда, частота, фаза и коэффициент; p — количество составляющих.

Задачу решают путем применения параметрических методов, в которых на основе перехода от аналогового процесса к дискретному, описываемому в общем случае авторегрессионным уравнением скользящего среднего, осуществляется определение параметров колебательных составляющих сигналов.

Существует много способов аналитического представления колебаний [1], вид которого выбирают исходя из решения одной из возможных задач — сжатие информации, аппроксимация небольшим числом членов ряда (при удачном подборе типа функций), удобная форма для спектрального оценивания и т. д.

При этом в литературе практически не рассматривается модель, наиболее естественная для описания свободных и вынужденных колебаний и представляющая собой сумму p колебательных составляющих разной частоты:

$$y(t) = \sum_{j=1}^p U_j e^{-\alpha_j t} \cos(2\pi f_j t + \varphi_j). \quad (1)$$

Если определить параметры такой модели, то можно решать широкий круг измерительных задач.

Рассмотрим, как осуществляется переход от результатов измерения мгновенных значений напряжения $y_i, i = 1, \dots, N$, к физическим параметрам сигнала — амплитудам, частотам, фазам и затуханиям. Для этого преобразуем модель (1), совершив переход от непрерывной модели к дискретной:

$$\begin{aligned} y_i &= \sum_{j=1}^p U_j e^{-\alpha_j t} \cos(2\pi f_j i \Delta t + \varphi_j) = \\ &= \sum_{j=1}^{2p} U_j e^{\alpha_j |\Delta t|} e^{j(2\pi f_j \Delta t + \varphi_j)}. \end{aligned} \quad (2)$$

Многие детерминированные и случайные процессы с дискретным временем, с которым приходится иметь дело на практике, хорошо аппроксимируются моделью на основе рациональной передаточной функции. В этой модели входная $\{x_i\}$ и выходная $\{y_i\}$ последовательности, которые используются для моделирования данных, связаны линейным разностным уравнением вида

$$y_i = \sum_{l=0}^q b_l x_{i-l} - \sum_{k=1}^p a_k y_{i-k}. \quad (3)$$

По экспериментальным данным — дискретным значениям x_i и y_i , $i = 1, 2, \dots, N$ — могут быть оценены параметры a_k , $k = 1, 2, \dots, p$ и b_l , $l = 1, 2, \dots, q$. Эту модель в литературе называют авторегрессионной со скользящим средним (АРСС). Частными случаями модели (3) являются модели авторегрессионная (АР) и скользящего среднего (СС). Выбор той или иной модели определяется задачей исследования процесса, конкретными целями и обстоятельствами. Возможен переход от одной модели к другой.

Если вход ненаблюдаем, для автоколебательных процессов можно принять такую модель:

$$y_n = - \sum_{m=1}^p a_m y_{n-m} \quad \text{при } p \leq n \leq N-1. \quad (4)$$

Исходя из реальных условий, используем именно эту модель. Для (4) характеристическим является уравнение

$$z^p + a_1 z^{p-1} + \dots + a_p = 0, \quad (5)$$

корни которого $z_{i,j+1} = e^{(\alpha_j \pm j2\pi f_j)\Delta t}$ несут информацию о собственных частотах и коэффициентах затухания колебания:

$$\alpha_j = \ln|z_j|/\Delta t;$$

$$f_j = \arctg \left[\frac{\operatorname{Im} z_j}{\operatorname{Re} z_j} \cdot \frac{1}{2\pi \Delta t} \right].$$

Перегруппировав переменные в (2), при известных корнях найдем комплексные амплитуды $h_j = U_j e^{j\varphi_j}$:

$$\begin{aligned} y_i &= \sum_{j=1}^p U_j e^{\alpha_j | \Delta t|} e^{j(2\pi f_j \Delta t + \varphi_j)} = \\ &= \sum_{j=1}^p U_j e^{j\varphi_j} e^{(\alpha_j \pm j2\pi f_j)\Delta t} = \sum_{j=1}^p h_j z_j^i. \end{aligned}$$

Комплексные амплитуды, в свою очередь, позволяют оценить амплитуды и фазы отдельных колебаний:

$$A_j = |h_j|,$$

$$\varphi_j = \arctg \frac{\operatorname{Im}(h_j)}{\operatorname{Re}(h_j)}.$$

Таким образом, по измеренным дискретным значениям y_i можно оценить вектор параметров колебательных составляющих. Описанная процедура носит название обобщенного метода Прони [2].

Традиционно этот метод использовали только как метод спектрального оценивания. Однако теоретические предпо-

сылки показывают его перспективность в задачах измерения параметров сигналов сложной формы.

Авторами исследованы методические погрешности определения параметров электрических сигналов сложной формы при применении метода Прони, а также характеристики подавления белого шума. В отсутствие шума пределы приведенных погрешностей измерения амплитуды и частоты составляют соответственно 0,05 и 0,1 % при использовании стандартного 8-битного АЦП. Использование уже 16-битного АЦП позволяет снизить погрешность на два порядка. В некоторых задачах, при наличии априорной информации о частоте исследуемого сигнала, погрешность измерения амплитуды можно снизить еще в 10 раз. Коэффициент подавления шума при обработке малых реализаций (менее 80 отсчетов) пропорционален корню квадратному из длины выборки. При увеличении длины этот коэффициент стабилизируется и находится в диапазоне 4—5, при использовании априорной информации о частоте сигнала — в диапазоне 15—20.

Очевидно, что погрешность метода зависит от ряда факторов, в частности, характеризующих параметры регистрации и оцифровки измеряемого сигнала. Поэтому на практике можно получать как большие, так и меньшие значения методической погрешности. В табл. 1, 2 приведены примеры погрешностей измерения параметров при использовании типовых АЦП: АЦП1 — 8-битный (ЛА-н10М8-500РСИ, «Руднев-Шиляев»), АЦП2 — 12-битный (NI E-Series, NI), АЦП3 — 16-битный (NI 9215, NI).

Таблица 1

Параметры типовых АЦП

Параметры	АЦП1	АЦП2	АЦП3
Предел приведенной погрешности квантования, %	0,39	0,024	0,0018
Время преобразования, нс	2	8	$4,4 \cdot 10^6$
Максимальная частота сигнала, МГц	250	1,25	0,227

Применение метода в измерительных задачах ограничивается высокой трудоемкостью и невозможностью точного определения порядка модели p в условиях недостаточной априорной информации об исследуемом процессе.

Одним из путей устранения этого недостатка является предварительная обработка сигнала, заключающаяся в разложении его на элементарные составляющие. Такое разложение позволит существенно снизить трудоемкость последующего анализа, так как можно свести одну сложную задачу к простым задачам оценивания параметров составляющих первого и второго порядков (вместо применения высокого порядка модели к исходной выборке). При этом трудоемкость определения АР-коэффициентов $Q = 4NP$ снижается пропорционально порядку p . Для каждой составляющей упрощается и определение собственных частот и затуханий. Отметим, что в классическом алгоритме такое разложение можно получить лишь после определения всех параметров. Здесь также появляется возможность сразу отбросить не представляющие интереса составляющие.

Коэффициент подавления равномерного и нормального шумов без априорной информации о сигнале составляет $\sqrt{N/4}$ при $N < 80$ и 4—5 при $N > 80$, а с априорной информацией — от 15 до 20 независимо от N .

Таблица 2

Погрешности определения параметров сигнала с использованием АЦП в присутствии шума квантования

Погрешность	АЦП1		АЦП2		АЦП3	
	без априорной информации	с априорной информацией о частоте	без априорной информации	с априорной информацией о частоте	без априорной информации	с априорной информацией о частоте
Предел приведенной погрешности измерения напряжения U , %	0,05	0,005	0,006	0,0003	0,0005	0,0001
Предел абсолютной погрешности измерения начальной фазы φ , °	0,45	0,63	0,018	0,01	0,0036	0,000144
Предел относительной погрешности измерения частоты f , %	0,1	—	0,002	—	0,0001	—

Одним из подобных методов является метод разложения по эмпирическим модам, применение которого дает возможность разложить сложный процесс на колебательные и (или) инерционные составляющие. Проведенное разложение позволяет лучше понять природу и внутреннюю структуру сигнала, а также входящие в него компоненты. Наличие нескольких важнейших свойств у разложения (адаптивность, локальность, полнота, мультиразрешение), а также неизменная динамика свойств мод в частотной области [3] делают возможным проведение адаптивной очистки от шума с классификацией шумовой составляющей по регулярности и хаотичности на основе построенных огибающих и оцененного значения его средней частоты.

Алгоритм разложения на эмпирические моды включает следующие этапы:

выделение всех экстремумов $e_{\min}$, $e_{\max}$ сигнала $x(t)$;
 проведение огибающих $e_{\min}(t)$ и $e_{\max}(t)$ через полученные экстремумы (например, с использованием кубических сплайнов);

вычисление среднего между верхней и нижней огибающими $m(t) = (e_{\min} + e_{\max})/2$.

Очередная эмпирическая мода извлекается при удалении полученного среднего из исходной последовательности: $d(t) = x(t) - m(t)$. Далее эти этапы повторяются, но уже применительно к последовательности $m(t)$.

Критерий остановки алгоритма основан на максимальном «выпрямлении» $m(t)$ или получении знакопеременной составляющей на конечном этапе алгоритма. В результате сигнал выражается как сумма остаточного «тренда» и сумм мод:

$$x(t) = m_K(t) + \sum_{k=1}^K d_k,$$

где $k = 1, \dots, K$ — количество итераций алгоритма и, соответственно, число описывающих процесс эмпирических мод.

Другим методом, позволяющим осуществить декомпозицию сигнала на элементарные знакопеременные составляющие, каждую из которых можно связать с определенной полосой частот, является метод экстремальной фильтрации. При этом так же, как и в предыдущем методе, достаточно анализировать только экстремумы исследуемого сигнала. По количеству полученных в результате разложения знако-

переменных составляющих можно оценить и порядок модели процесса.

В случае использования классического алгоритма Прони (без предварительного разложения) рекомендуется применять его совместно с другими методами, позволяющими более объективно определять порядок регрессионной модели. В первую очередь, это относится к методу гармонического разложения Писаренко (ГРП), основанному на анализе собственных значений автокорреляционной матрицы или одной из матриц данных [2]. Ключевой операцией здесь является разделение информации, содержащейся в автокорреляционной матрице или матрице данных, на два векторных подпространства — сигнала и шума.

Если случайный процесс состоит из смеси синусоид и аддитивного белого шума, то его можно моделировать как частный случай АРСС-процесса.

Метод предусматривает решение уравнения, позволяющего определить значения АРСС-параметров по значениям автокорреляционной функции

$$R_{yy} A = \sigma_w^2 A, \quad (6)$$

представляющей собой собственное уравнение процесса, в котором дисперсия шума σ_w^2 является собственным значением автокорреляционной матрицы R_{yy} . Вектор АРСС-параметров A — это собственный вектор, связанный с собственным значением σ_w^2 .

Наличие априорной информации о дисперсии шума σ_w^2 при этом не является обязательным условием. Можно показать, что для процесса, состоящего из p вещественных синусоид и аддитивного белого шума, дисперсия σ_w^2 соответствует минимальному собственному значению матрицы R_{yy} , когда размер этой матрицы равен или превышает $(2p+1) \times (2p+1)$.

Если число синусоид неизвестно, но значения автокорреляционной функции известны точно, то независимо от решения уравнения (6) для последовательно возрастающих порядков значения АРСС-параметров должны вычисляться до тех пор, пока минимальное собственное значение перестанет изменяться при переходе к следующему более высокому порядку, что и будет означать достижение правиль-

ного порядка. В этой точке минимальное собственное значение функции равно дисперсии шума. Такая особенность алгоритма дает возможность применять данный метод для автоматического определения порядка авторегрессионной модели.

Метод позволяет эффективно проводить оценку частот и мощностей синусоид. Однако, так как в нем заложена обработка значений автокорреляционной функции, информация о фазе каждой синусоиды теряется. Целесообразным является комбинированное применение метода ГРП с другими параметрическими методами. Например, на этапе вычисления АР-коэффициентов для автоматического определения порядка описывающей процесс модели можно воспользоваться методом Писаренко. На последующих же этапах для процедуры измерения частот, коэффициентов затухания, амплитуд и фаз составляющих сигнала можно применять метод Прони.

Кроме того, в [4] показано, что метод Писаренко обеспечивает лучшие характеристики разрешения и оценивания частоты, особенно для зашумленных сигналов, в то время как в методе Прони погрешности определения амплитуд и фаз напрямую зависят от точности выделения рабочей частоты гармонической составляющей. Поэтому целесообразно предложить еще одну комбинацию этих методов: определение частот составляющих возложить на метод ГРП, а затем воспользоваться методом Прони. При этом опускается трудоемкий этап алгоритма — решение степенного уравнения (5). Такой вариант совместного использования методов позволит сократить объем вычислений, а также повысить их точность.

На кафедре «Информационно-измерительная техника» университета разработан программно-аппаратный комплекс для отработки технологий измерения и регистрации сигналов чувствительных элементов датчиков давления при воздействии влияющих факторов, в котором изложенные методы эффективно используются в рамках одной измерительной станции. Прибор обладает широкими функциональными возможностями, среди которых: измерения амплитуд, частот и фаз составляющих сигналов сложной формы; аппроксимация данных АР-уравнением либо суммой колебательных составляющих; экстраполирование (предсказание) значений сигнала в требуемый момент времени; идентификация динамических характеристик датчика по отклику на воздействие известной формы; спектральный анализ сигнала.

Измерение параметров осуществляется на основе метода Прони. При этом данные аппроксимируются регрессионной моделью, порядок которой может быть задан вручную (при наличии априорной информации о природе измеряемого сигнала) или определен на основе описанного выше подхода с использованием метода ГРП.

Спектральный анализ может быть осуществлен как классическим способом на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ), так и по методу Прони. При этом спектр сигнала вычисляются либо на основе полученных коэффициентов АР-модели

$$S(f) = \sum_{i=0}^p a_i / \sum_{i=1}^p a_j e^{-j2\pi i \Delta f},$$

либо как сумму узкополосных составляющих сигнала с использованием измеренных значений параметров этих составляющих:

$$S(f) = \sum_{m=1}^p A_m e^{i\varphi_i} \frac{f_m}{(\alpha_m + j2\pi f)^2 + f_m^2}.$$

Метод БПФ является универсальным методом анализа и не привязан к конкретной модели сигнала, однако обладает известными недостатками — низким разрешением в частотной области, напрямую зависящим от шага дискретизации, а также искажением спектра при малой длине выборки. Преимущества параметрического спектрального оценивания проявляются при анализе сигналов, относящихся к следующим классам: затухающие колебания, гармонический сигнал, экспоненциальный сигнал, любая линейная комбинация этих сигналов в шумах. Этот метод целесообразно использовать при короткой длине выборки (менее двух-трех периодов низкой частоты), а также при анализе быстропротекающих переходных процессов. Применение метода при других формах сигнала (высокочастотный шум, прямоугольные, треугольные импульсы и т. д.) является искусственным, но позволяет получить аппроксимацию сигнала и его спектр при более высоком порядке аппроксимации.

Опыт использования методов цифровой обработки сигналов дает возможность сформулировать некоторые рекомендации по их совместному использованию и рациональному сочетанию:

1. Модель, заложенная в методе Прони — сумма колебательных составляющих разной частоты с соответствующими амплитудами, фазами, затуханиями — позволяет решить задачу измерения параметров сигналов сложной формы. Традиционно этот метод применяется лишь в анализаторах спектра, однако он достаточно трудоемок, а выбор порядка авторегрессионной модели субъективен.

2. Метод гармонического разложения Писаренко, основанный на анализе собственных значений автокорреляционной матрицы или одной из матриц данных, обеспечивает лучшие характеристики разрешения и оценивания частоты при низких отношениях сигнал—шум и позволяет непосредственно определить порядок авторегрессионной модели.

3. Методы Прони и ГРП обеспечивают получение высоких метрологических характеристик, однако трудоемкость ограничивает область их применения (в частности, при микропроцессорной реализации). Поэтому целесообразным является предварительная декомпозиция сложных процессов на элементарные составляющие с применением разложения на эмпирические моды либо с использованием экстремальной фильтрации. Такое разложение позволит сразу определить порядок, синтезировать сигнал, отбрасывая неинформативные составляющие, существенно снизить трудоемкость последующего анализа, так как можно свести одну сложную задачу к простым задачам оценивания параметров составляющих первого и второго порядков (вместо применения предопределенного порядка к исходной выборке).

Совершенствование либо объединение перечисленных методов для их применения в измерительных задачах требует отдельных метрологических исследований. Однако высокие метрологические характеристики каждого из методов в отдельности позволяют говорить о том, что алгоритм на основе комбинированного метода должен обладать лучшими характеристиками методов, реализующих отдельные его этапы. Снижение же трудоемкости позволит более широко применять возможности методов цифровой обработки при проведении измерений в системах реального времени.

Л и т е р а т у р а

1. Филиппов Л. И. Принципы аналитического представления и дискретизации сигналов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2000. № 10.
2. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. М.: Мир, 1990.
3. Клионский Д. М. Декомпозиция на эмпирические моды в современной цифровой обработке сигналов // Цифровая обработка сигналов и ее применение: Тр. 10-й Междунар. конф.-выставки. М., 2008.

4. Козлов В. В. Метод Прони и метод гармонического разложения Писаренко при определении параметров гармонического сигнала // Информационно-измерительная техника: Труды Университета. — Пенза: Изд-во ПГУ, 2005. Вып. 29.

5. Мясникова М. Г., Цыпин Б. В., Михайлов П. Г. Преобразование Прони в задаче измерения параметров гармонических сигналов в шумах // Датчики и системы 2007. № 4.

Дата принятия 28.07.2010 г.

004.932.4

Обработка флюорографических снимков методом декомпозиции на эмпирические моды

А. Ю. ТЫЧКОВ, П. П. ЧУРАКОВ

Пензенский государственный университет, Пенза, Россия, e-mail: tychkov-a@mail.ru

Показано, что эффективность обработки флюорографических снимков напрямую зависит от качества устранения помех. Предложено для подавления помех на флюорографических снимках использовать метод декомпозиции на эмпирические моды. Разработан алгоритм помехоподавления, основанный на пороговой обработке частотных составляющих флюорографического снимка. Проведена количественная оценка качества помехоподавления.

Ключевые слова: флюорографический снимок, декомпозиция на эмпирические моды, частотные составляющие, пороговая обработка.

The efficiency of photofluorographic pictures processing directly depends on the noise rejection quality. For noise on photofluorographic picture the use of the decomposition on empirical modes method is suggested. The noise cancellation designed algorithm based on fluorographic picture frequency components threshold processing is developed. The quantitative estimation of noise cancellation quality is carried out.

Key words: photofluorographic picture, decomposition on empirical modes, frequency components, threshold processing.

В настоящее время одним из основных источников получения диагностической информации о физиологическом состоянии органов грудной клетки человека и животных являются флюорографические снимки, полученные при помощи цифровых рентгенографических систем [1]. Наиболее известны среди них рентгеновский анализатор «Thoroscan» фирмы «Nucletron» (США) [2], рентгенографическое устройство «Digidelca» фирмы «Oldelft» (Голландия) [3], малодозовый цифровой флюорограф «Пульмоскан» фирмы «Ада-ни» (Беларусь) [4] и малодозовая цифровая рентгенографическая установка МЦРУ «Сибирь-Н» (Россия) [5].

Современные цифровые рентгенографические системы должны обеспечивать высокое качество снимка и широкие диагностические возможности, низкие дозы облучения пациентов, высокую надежность и приемлемую цену [6]. Цифровое представление изображения позволяет реализовать оперативную высокоточную диагностику, надежное архивирование и высоконадежную передачу снимков на значительные расстояния. Однако существует ряд причин, вызывающих искажения информации в процессе ее получения и передачи по каналам связи.

Постановка задачи. Основными причинами получения некачественного флюорографического снимка являются сто-

ронные возмущения, называемые помехами или шумами [7, 8]. По характеру проявления различают помехи частотой до 40 Гц, вызванные движением пациента при обследовании (артефакт движения); сетевые помехи, возникающие при переключении в сети мощной медицинской аппаратуры (импульсный шум); помехи из-за некачественных контактов, каналов связи и внешних наводок. Последние носят случайный характер, их составляющие не коррелированы и относятся к белому шуму. Эффективное подавление помех при сохранении важных деталей является основной проблемой при обработке флюорографических снимков и основным направлением совершенствования систем их обработки.

При подавлении белого и импульсного шумов необходимо сохранить четкость границ объектов и мелких деталей, соизмеримых по интенсивности с помехами. Это обычно реализуется при помощи цифровых линейных или вейвлет-фильтров. Однако эти фильтры в ряде случаев не могут обеспечить требуемого уровня подавления помех при сохранении деталей снимка.

Решение задачи. Для эффективного подавления помех на флюорографических снимках воспользуемся методом декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) [9, 10], который является адаптивным методом анализа. Базис, исполь-