

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение  
высшего профессионального образования  
«Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова»

**ДИНАМИКА  
НЕЛИНЕЙНЫХ  
ДИСКРЕТНЫХ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ  
И ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

**Материалы  
X Всероссийской научно-технической  
конференции**

---

---

**ДНДС–2013**

---

---

ЧЕБОКСАРЫ 2013

УДК 621.3:018.783:621.314  
Д44

**Редакционная коллегия:**

В.Г. Агаков, Г.А. Белов, Н.М. Лазарева

Печатается по решению Ученого совета  
Чувашского государственного университета имени И.Н. Ульянова

**Динамика** нелинейных дискретных электротехнических  
**Д44** и электронных систем: материалы 10-й Всерос. науч.-техн.  
конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2013. – 386 с.

ISBN 978–7677–1837–5

Излагаются вопросы динамики элементов и систем силовой электроники, элементов и систем электропривода с полупроводниковыми преобразователями, представлены доклады по цифровой обработке сигналов, математическому моделированию процессов в электротехнических и электромеханических системах, релейной защите энергосистем; представлены доклады по тонкопленочным фотоэлектрическим преобразователям и сенсорам.

Для научных работников, инженеров, менеджеров и студентов старших курсов.

ISBN 978–7677–1837–5

УДК 621.3:018.783:621.314

© Издательство  
Чувашского университета, 2013  
© Коллектив авторов, 2013

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

В.И. Антонов, А.А. Ильин, А.И. Фомин, А.В. Солдатов  
(Чебоксары, ЧГУ, ООО НПП «ЭКРА»)

## НОВЫЙ МЕТОД ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПО СОБСТВЕННЫМ МОДАМ

В докладе предлагаются новые методы структурного анализа сигналов электроэнергетических систем (ЭЭС), направленные на повышение распознающей способности моделей. Рассматриваемые методы адаптивно меняют стратегию структурного анализа, создавая эффективные условия для настройки структурных моделей и декомпозиции сигнала на составляющие, близкие к истинным компонентам сигнала ЭЭС.

В ходе структурного анализа формируются три различные модели цифрового сигнала  $x(k)$  [1]. Вначале настраивается структурная модель [2]

$$a_0 \hat{x}(k) = F_{M, v_i} \{x(k)\} - \sum_{m=1}^M a_m x(k - mv_i) \quad (1)$$

в предположении, что сигнал представляет собой реакцию линейной системы с инвариантной во времени структурой (ЛИВ-системы [3]). Здесь  $a_m$  – искомые веса (коэффициенты) модели;  $M$  – порядок модели (оператора  $F_{M, v_i} \{x(k)\}$ );  $k \geq M$  – номер отсчета (дискретное время);  $v_i$  – коэффициент децимации отсчетов;  $v_i = 1$ , если нет децимации. Коэффициент  $a_0$  может быть произвольным; он часто определяется в процессе настройки модели.

В случае, когда сигнал малоизвестен и условия настройки неопределенны, коэффициент децимации  $v_i$  принимается равным 1; модель (1) в этом случае является начальным приближением к сигналу. Назовем ее *пилотной*.

К сожалению, прямой анализ корней пилотной модели не дает полного избавления модели от лишних компонентов. Поэтому окончательная селекция компонентов производится при построении *компонентной модели*, когда по физически реализуемым корням полинома  $P_M(z)$  модели определяются амплитуды и начальные фазы составляющих сигнала [4]. Критерий селекции прост: из модели удаляются составляющие, амплитуды которых несравненно меньше амплитуды основной гармоники.

Для того чтобы процесс распознавания сигнала не терял эффективности, необходимо, используя информацию, предоставляемую пилотной моделью, адаптивно изменять частоту дискретизации сигнала в соответствии с частотой (коэффициентом затухания), оцениваемой на данном шаге составляющей сигнала [1]. При оценке каждой из составляющих сигнала структурную модель (1) лучше формировать на основе отсчетов сигнала  $x(k)$ , полученных при оптимальной частоте дискретизации  $f_{s,opt}$ , выбранной из условия

$$f_{s,opt} \approx 10q. \quad (2)$$

Для синусоидальных компонентов  $q = f$ , а для аperiodических составляющих  $q = \beta$ , где  $f$  и  $\beta$  – частота и коэффициент затухания соответствующей составляющей.

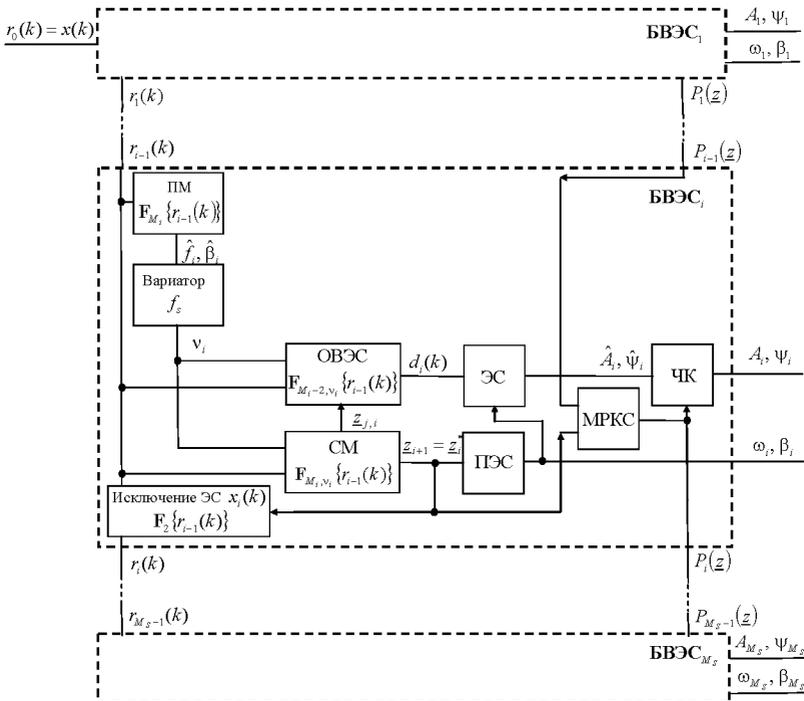
В докладе показывается, что разрешающая способность структурного анализа существенно повышается, если процедуре декомпозиции сигнала придать рекуррентность. Действительно, если на  $(i-1)$ -м шаге какой-либо компонент  $x_{i-1}(k)$  сигнала  $x(k)$  определен, то его можно вычесть из сигнала, и дальнейший анализ структуры вести уже на отсчетах остаточного сигнала

$$r_{i-1}(k) = x(k) - x_{i-1}(k) \quad (3)$$

с исключенным компонентом. Это позволяет уменьшить порядок настраиваемой модели и повышает относительный вес оставшихся компонентов в сигнале, что несомненно улучшает распознаваемость компонентов сигнала.

Структура метода декомпозиции сигнала, учитывающего принятый порядок, представлена на рисунке. В ней учитывается применение метода адаптивной вариации частоты дискретиза-

ции [1]. Основу алгоритма составляет блок выделения элементарного сигнала (БВЭС). Рассмотрим его работу на примере выделения  $i$ -го компонента. Входным сигналом блока является выходной сигнал предыдущего ( $i - 1$ )-го блока.



Структурная схема метода последовательной декомпозиции сигнала по собственным модам: БВЭС – блок выделения элементарной составляющей; МРКС – модель распознанных компонентов сигнала; ОВЭС – оператор выделения элементарного сигнала; ПМ – пилотная модель; ПЭС – параметры элементарного сигнала; СМ – структурная модель; ЧК – частотный корректор; ЭС – элементарный сигнал

Алгоритм включает в себя выполнение следующих операций:

1. Вначале вариатором  $f_s$  определяется необходимое значение частоты дискретизации согласно (2), создающее оптимальные условия распознавания  $i$ -й составляющей. Ее частота  $\hat{f}_i$  будет частотой самой низкочастотной компоненты пилотной модели.

На самом деле входной сигнал не подвергается передискретизации. Изменение частоты дискретизации осуществляется путем подходящей децимации; коэффициент децимации определяется как целая часть отношения

$$v_i = \text{int} \left[ \frac{f_{s,\max}}{10 \hat{f}_i} \right], \quad (4)$$

где  $f_{s,\max}$  – максимальная частота дискретизации, равная частоте дискретизации первоначального сигнала  $x(k)$ .

2. Настраивают основную структурную модель с учетом коэффициента децимации сигнала, определенного согласно (4):

$$a_0 \hat{r}_{i-1}(k) = F_{M_i, v_i} \{r_{i-1}(k)\} = - \sum_{m=1}^{M_i} a_m r_{i-1}(k - m v_i). \quad (5)$$

Принятый коэффициент децимации создает оптимальные условия для настройки модели на остаточный сигнал  $r_{i-1}(k)$  и оценки корней  $z_i$  и  $z_{i+1} = z_i^*$ , соответствующие распознаваемой составляющей сигнала. Удаляя из характеристического полинома основной модели (5) полином элементарной составляющей

$$P_{2, v_i}(z) = (z - z_i)(z - z_i^*), \quad (6)$$

получают полином  $P_{(M_i-2), v_i}(z)$  оператора выделения элементарной составляющей  $F_{(M_i-2), v_i} \{r_{i-1}(k)\}$ , который будет подавлять все составляющие, кроме элементарной составляющей. Тогда разностный сигнал

$$d_i(k) = r_{i-1}(k) - F_{(M_i-2), v_i} \{r_{i-1}(k)\},$$

полученный как результат вычитания из отсчетов остаточного сигнала  $r_{i-1}(k)$  отсчетов новой модели, содержит только слагаемую, пропорциональную распознаваемой составляющей, и шум. Остается лишь определить ее параметры с учетом влияния на нее моделей предыдущих этапов и новой модели  $F_{(M_{i-2}), v_i} \{r_{i-1}(k)\}$ .

3. Для этого решается задача наименьших квадратов, формулируемая как задача минимизации функции невязок:

$$E(k) = \min_{\hat{A}_i, \hat{\psi}_i} \sum_{l=k-n+1}^k [d_i(l) - x_i(l)]^2.$$

В свою очередь,

$$x_i(l) = A_i e^{-\beta_i T_s} \cos(\omega_i T_s + \psi_i) = e^{-\beta_i T_s} [c_i \cos(\omega_i T_s) - s_i \sin(\omega_i T_s)],$$

представляемая моделью

$$\hat{x}_i(l) = F_{2, v_i} \{x_i(l)\} = -b_{1, i} x_i(l - v_i) - b_{2, i} x_i(l - 2v_i), \quad (7)$$

где

$$b_{1, i} = -2e^{-\beta_i v_i T_s} \cos \omega_i v_i T_s; \quad b_{2, i} = e^{-2\beta_i v_i T_s}; \quad \beta_i v_i T_s + j \omega_i v_i T_s = \ln z_i; \quad (8)$$

$\hat{A}_i$  и  $\hat{\psi}_i$  – искомые оценки амплитуды и начальной фазы составляющей. Данная задача на рисунке решается в блоке ЭС. Необходимые параметры  $\beta_i$  и  $\omega_i$  элементарного сигнала определяются в блоке ПЭС согласно (8). После этого определяется смещение, внесенное в оценки параметров распознаваемой составляющей сигнала предыдущими шагами декомпозиции (рассмотрено в п. 5).

4. Характеристический полином модели распознаваемой составляющей (6) позволяет строить заграждающий оператор на основе модели (7). Применяя его по отношению к сигналу  $r_{i-1}(k)$ , получают новый остаточный сигнал

$$r_i(k) = r_{i-1}(k) - F_{2, v_i} \{r_{i-1}(k)\},$$

который уже будет свободен от распознанной на данном шаге составляющей  $x_i(k)$ .

5. С целью учета смещения, вносимого предыдущими шагами декомпозиции, каждый блок декомпозиции передает по-

следующему характеристический полином совокупной модели распознанных компонентов сигнала

$$R_{i-1}(\underline{z}) = \prod_{m=1}^{i-1} P_{M_m, v_m}(\underline{z}), \quad (9)$$

где  $M_m$  и  $v_m$  – порядок модели элементарного сигнала и коэффициент децимации  $m$ -го блока декомпозиции. Таким образом, совокупный характеристический полином оператора, определяющий влияние предыдущих блоков декомпозиции сигнала (влияние заграждающих операторов) и оператора выделения элементарного сигнала данного шага декомпозиции, с учетом (9) будет равен

$$P_{c,i}(\underline{z}) = P_{(M_i-2), v_i}(\underline{z}) R_{i-1}(\underline{z}) = P_{(M_i-2), v_i}(\underline{z}) \prod_{m=1}^{i-1} P_{M_m, v_m}(\underline{z}).$$

Значение совокупной частотной характеристики на комплексной частоте элементарного сигнала  $\underline{p} = -\beta_i + j\omega_i$  вычисляется следующим образом:

$$\underline{K}_i(-\beta_i, j\omega_i) = P_{(M_i-2), v_i} \left[ \underline{z} = e^{(-\beta_i + j\omega_i) N_i T_s} \prod_{m=1}^{i-1} P_{M_m, v_m} \left[ \underline{z} = e^{(-\beta_i + j\omega_i) N_m T_s} \right] \right]. \quad (10)$$

Истинные параметры искомой составляющей – амплитуда и начальная фаза – определяются в частотном корректоре, внося необходимую коррекцию в результаты решения задачи (9) с учетом коэффициента усиления (10):

$$A_i = \frac{\hat{A}_i}{|\underline{K}_i(-\beta_i, j\omega_i)|}, \quad \psi_i = \hat{\psi}_i - \arg \{ \underline{K}_i(-\beta_i, j\omega_i) \}.$$

6. Работа  $i$ -го блока декомпозиции завершается формированием совокупного характеристического полинома распознанных компонентов сигнала для передачи его на вход следующего блока декомпозиции. Для этого к полиному (12) добавляется полином (6) заграждающего оператора данного блока декомпозиции:

$$R_i(\underline{z}) = R_{i-1}(\underline{z}) P_{2, v_i}(\underline{z}).$$

Для оценки следующей составляющей сигнала все операции повторяются, но уже с моделью более низкого порядка (в данном случае ее порядок уменьшается на 2).

Таким образом, последовательная декомпозиция сигнала позволяет на каждом шаге выделения элементарной составляющей вычленить из структурной модели оператор, подавляющий все остальные компоненты и шум сигнала и формирующий разностный сигнал, пропорциональный распознаваемой элементарной составляющей.

Сочетание метода последовательной декомпозиции по собственным модам с адаптивной вариацией частоты дискретизации является эффективным методом повышения разрешающей способности структурного анализа сигналов ЭЭС.

#### Литература

1. Антонов В.И. Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем / В.И. Антонов, А.А. Ильин, Н.М. Лазарева, М.А. Ольгина // Вестник Чуваш. ун-та. № 3-4. 2000. – С. 82–90.

2. Антонов В.И. Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики / В.И. Антонов, А.А. Ильин, Н.М. Лазарева // Электротехника. 2012. № 1. – С. 52–55.

3. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы: В 2 ч. Ч.1: пер. с англ. / У.М. Сиберт. – М.: Мир, 1988. – 336 с.

4. Антонов В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем / В.И. Антонов, Н.М. Лазарева, В.И. Пуляев. – М.: НТФ «Энергопрогресс», «Энергетик», 2000. – 84 с.

С.Г. Баранов  
(Казань, ОАО «НПО Радиоэлектроника им. В.И.Шимко»)

### КОНВЕЙЕРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ АДАМАРА С ДИАДНЫМ СДВИГОМ

В настоящее время в стартстопных асинхронных системах передачи информации применяются фазоманипулированные шумоподобные сигналы (ШПС) с модуляцией фазы по закону псевдослучайной последовательности (ПСП). В качестве ПСП используются различные системы последовательностей, которые

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ .....	73
<i>Антонов В.И., Ильин А.А., Фомин А.И., Солдатов А.В.</i>	
Новый метод декомпозиции сигналов электроэнергетических систем по собственным модам .....	73
<i>Баранов С.Г. Конвейерный преобразователь</i>	
Адамара с диадным сдвигом .....	79
<i>Баранов С.Г. Устройство декодирования</i>	
для стартстопных асинхронных систем передачи информации с шумоподобными сигналами.....	81
<i>Барышников Л.П. Устройство для поиска</i>	
шумоподобных сигналов в стартстопных асинхронных широкополосных системах связи.....	83
<i>Меринов В.А. Решение задачи поиска шумоподобных</i>	
сигналов в системах вторичной радиолокации .....	85
<i>Бычкова И.Ю., Славутский Л.А. Импульсные</i>	
ультразвуковые измерения с цифровой фазовой модуляцией сигналов .....	87
<i>Левин П.А., Славутский Л.А. Импульсные</i>	
ультразвуковые сигналы над нагретой поверхностью: статистический и корреляционный анализ .....	91
<i>Ядарова О.Н., Алексеев А.П., Славутский Л.А.</i>	
Система ультразвукового контроля воздушного потока вентиляторной установки .....	95
<i>Галанина Н.А., Иванова Н.Н. Реализация составного</i>	
быстрого преобразования Фурье в системе остаточных классов с применением алгоритма Гуда .....	99
<i>Малинин Г.В., Абрамов С.В., Абрамова И.В. Генератор</i>	
сигналов произвольной формы .....	103
<i>Семенов В.И. Кратномасштабный анализ изображений</i>	
в частотной области .....	108
<i>Тараканов А.Н. Линеаризация квадратичного</i>	
фильтра Вольтерра в задаче эхокомпенсации .....	111
<i>Трапезников И.Н., Федорин Д.В., Приоров А.Л.</i>	
Сравнение классификаторов символов в задаче распознавания автомобильных номеров .....	113
<i>Димитриев А.П. Алгоритм кластеризации слов</i>	
в тексте .....	115