

Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики

АНТОНОВ В.И., НАУМОВ В.А., ФОМИН А.И.

Распознавание входного сигнала цифровой релейной защиты и автоматики рассматривается как задача построения адаптивной структурной модели. Вводится понятие эффективной модели, часть корней характеристического полинома которой составляет эффективное ядро, содержащее всю информацию о структуре сигнала. Получение эффективных структурных моделей иллюстрируется на примерах вычислительного эксперимента и структурного анализа сигнала реального процесса.

Ключевые слова: электрическая система, цифровая релейная защита, структурные модели, метод наложения моделей

Для целей релейной защиты используются модели, способные решать задачу распознавания сигнала с неизвестной структурой в различных аварийных режимах сети [1], даже если конечной целью является оценка только параметров основной гармоники. Основное предназначение таких моделей – определение структуры сигнала, в связи с чем они и получили название *структурных моделей* [2]. В этом же их главное отличие от моделей, известных из общей теории цифровой обработки сигналов (например, из цифрового спектрального анализа [3] или статистической обработки данных [4]), где они применяются, в основном, как линейные операторы статистического усреднения и выявления трендов или спектрального оценивания.

Настройка структурных моделей имеет свои особенности, хотя она и основана на решении классической задачи метода наименьших квадратов. И связано это с тем, что структура входного сигнала, как правило, неизвестна. Поэтому порядок модели должен быть заведомо больше, чем прогнозируемый порядок распознаваемого сигнала. Это вынужденная мера, и, к сожалению, она часто приводит к сингулярности процедуры настройки структурной модели, разрушая оценку параметров модели, в частности, основной гармоники. Алгоритмы настройки структурных моделей должны учитывать это свойство и предотвращать вырожденные решения.

В статье приводится решение задачи распознавания входных сигналов релейной защиты и автоматики как задачи построения эффективных структурных моделей. Под эффективностью моделей по-

Recognition of an input signal for digital relay protection and automatic control system is regarded as a problem of constructing an adaptive structural model. The notion of an efficient model is introduced. Part of the roots of the characteristic polynomial of such model constitutes an efficient kernel containing all information about the signal structure. The procedure for obtaining efficient structural models is illustrated by examples of a computation experiment and structural analysis of a real process signal.

Key words: electric system, digital relay protection, structural models, model superposition method

нимается их способность распознавать структуру сигнала любой сложности на основе формирования в своем характеристическом полиноме эффективного ядра, включающего в идеальном случае корни только слагающих распознаваемого сигнала, а при обработке сигнала реального процесса – корни существенных составляющих сигнала на фоне неизбежного шума.

Структурная модель $\tilde{x}(k)$ цифрового сигнала электрической сети $x(k)$ формируется как сумма взвешенных предыдущих отсчетов [2]:

$$a_0 \tilde{x}(k) = \sum_{m=1}^M a_m x(k-m), \quad (1)$$

где a_m – искомый вес (коэффициенты) модели; M – порядок модели; $k > M$ – номер отсчета; коэффициент a_0 может быть произвольным (вполне возможно, что он может определиться в ходе настройки модели).

В идеальном случае, когда сигнал $x(k)$ является результатом вычислительного эксперимента, шум в сигнале включает в себя лишь ошибку вычислений и незначителен, в связи с чем не оказывает существенного влияния на оценку текущего отсчета. Для сигнала реального процесса шум имеет существенное с точки зрения влияния на оценку отсчета значения, и природа ее возникновения связана в основном с существующей нелинейностью тракта доставки сигнала до цифровой защиты и преобразования непрерывного сигнала в цифровой. Шум ухудшает разрешающую способность модели (1) и приводит к повышению порядка модели. В связи с

этим всегда подразумевается, что порядок модели M выше порядка сигнала M_s .

В терминах матричной алгебры модель (1) может быть представлена как

$$a_0 \tilde{x}(k) = -\mathbf{a}^T \mathbf{x}(k),$$

где

$$\mathbf{a}^T = [a_1 \dots a_M] \quad (2)$$

и

$$\mathbf{x}^T(k) = [x(k-1) \dots x(k-M)] \quad (3)$$

— транспонированные $(M+1)$ -векторы параметров модели и наблюдаемых отсчетов сигнала.

Меру близости модели к отсчету устанавливает невязка

$$e(k) = a_0 x(k) - a_0 x(k) = a_0 x(k) + \mathbf{a}^T \mathbf{x}(k), \quad k \geq M. \quad (4)$$

Компоненты настроенной на сигнал модели (1) определяются нулями фильтра (4), т.е. его характеристическим уравнением:

$$P_M(z) = a_0(z - z_1) \dots (z - z_M) = 0. \quad (5)$$

Поскольку $M > M_s$, то только часть корней (5) соответствует слагаемым сигнала. Остальная часть не имеет отношения к сигналу $x(k)$ и произвольна. Как уже упоминалось, наличие в сигнале шума ухудшает условия настройки модели, поскольку модель (1) вынуждена тратить часть ресурсов на преодоление шума; но и в этом случае при достаточно высоком порядке модели M характеристический полином $P_M(z)$ будет содержать корни, согласующиеся с компонентами сигнала.

Если нули упорядочены так, что их номера от 1 до M_s соответствуют компонентам сигнала $x(k)$, а от $M_s + 1$ до M — компонентам, отсутствующим в $x(k)$, то уравнение (5) можно переформатировать:

$$P_M(z) = a_0(z - z_1) \dots (z - z_{M_s})(z - z_{M_s+1}) \dots (z - z_M) = a_0 P_{M_s}(z) P_{M-M_s}(z) = 0. \quad (6)$$

Здесь $P_{M-M_s}(z)$ — часть характеристического многочлена $P_M(z)$, не зависящая от сигнала и формируемая во время настройки произвольно. Назовем его *добавочным* полиномом.

Многочлен $P_M(z)$ содержит все нули сигнала и только сигнала, в связи с чем его корни составляют *эффективное ядро* модели.

Если эффективное ядро модели сформировано, то модель содержит всю информацию о структуре сигнала и сигнал может быть распознан полностью и однозначно. Хотя общий порядок модели M бу-

дет всегда больше порядка M_s , но размер его эффективного ядра будет равен порядку сигнала. Такую структурную модель будем называть *эффективной*, а размер эффективного ядра M_s — *эффективным порядком*. Тогда справедливо утверждение, что модель M -го порядка настроена на сигнал $x(k)$, если она эффективна.

Методы настройки моделей должны учитывать то обстоятельство, что порядок модели M принимается заведомо больше порядка M_s . Особенно это требование важно для рекуррентных методов настройки: они должны прекратить настройку модели, как только сформировано эффективное ядро, поскольку ее продолжение приведет к разрушительному изменению многочлена $P_{M_s}(z)$.

Рассмотрим наиболее значимые методы настройки структурных моделей. Свойства методов проиллюстрируем на примере распознавания идеального сигнала и сигнала реального процесса в электрической сети.

Классический алгоритм метода наименьших квадратов и его ограничения. Параметры модели a_m в этом случае определяются в результате решения переопределенной системы уравнений [3] (n — число избыточных уравнений, размер избыточности), получаемой из (4) при $k \geq 2M + n$ с учетом (2) и (3):

$$a_0 \mathbf{y} - \mathbf{X} \mathbf{a} = \mathbf{e}, \quad (7)$$

где $[(M+n) \times M]$ — матрица отсчетов сигнала \mathbf{X} , называемой матрицей плана, и $[(M+n) \times 1]$ — векторы невязки \mathbf{e} и оцениваемых отсчетов \mathbf{y} , определяются следующим образом:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \hat{e}^T \mathbf{x}^T(k) \\ \hat{e}^T \\ \hat{e}^T \mathbf{x}^T(k-M-n+1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{e}^T x(k-1) \\ \hat{e}^T \\ \hat{e}^T x(k-M) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \hat{e}^T e(k) \\ \hat{e}^T \\ \hat{e}^T e(k-M-n+1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} \hat{e}^T x(k) \\ \hat{e}^T \\ \hat{e}^T x(k-M-n+1) \end{bmatrix}$$

Вектор \mathbf{a} выбирается таким образом, чтобы минимизировать квадрат нормы вектора невязки

$$\|\mathbf{e}\|^2 = \sum_{i=k-M-n+1}^k \hat{a}^2 e^2(i). \quad (9)$$

Поскольку порядок модели всегда превышает порядок сигнала, то при распознавании сигнала без шума ранг матрицы $\mathbf{X}^T \mathbf{X}$ будем иметь дефект $d = M - M_s$ (d линейно независимых уравнений). В связи с этим решение

$$\mathbf{a} = a_0 [\mathbf{X}^T \mathbf{X}]^{-1} \mathbf{X} \mathbf{y} \quad (10)$$

вырождается, поэтому классическое решение задачи МНК (10) часто утрачивает способность получения эффективной структурной модели сигнала в условиях априорной неопределенности структуры сигнала. Кроме того, решение (10) подвержено сильному влиянию шумов, поскольку определитель матрицы

$$D = \det[\mathbf{X}^T \mathbf{X}] \quad (11)$$

относительно мал и незначительный шум в сигнале приводит к значительным флуктуациям в решении [5].

Метод сингулярного разложения матрицы плана.

Как правило, задача построения структурной модели в классической теории цифровой обработки сигналов не встречается. Поэтому в спектральном анализе [3] и анализе временных рядов [6] сингулярное разложение (Singular Value Decomposition – SVD) используется как устойчивый метод оценки спектральных характеристик сигнала при неполном ранге матрицы плана \mathbf{X} . Возможность применения метода SVD в практике релейной защиты применительно к задаче оценивания основной гармоники тока короткого замыкания впервые была показана в [7], в зарубежной литературе по релейной защите использование метода SVD известно в задачах построения неадаптивных моделей сигнала [8, 9], а также в анализе сигналов различных режимов электроэнергетической системы [10, 11].

Как уже отмечалось, в случае недостаточности ранга матрицы плана \mathbf{X} решение, минимизирующее (9), неоднозначно. Сингулярное разложение устраняет этот изъян, исключая линейно зависимые строки или столбцы матрицы плана за счет анализа так называемых сингулярных чисел. Для этого матрица плана (8) представляется в виде [3]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{U} \mathbf{S} \mathbf{V}^T,$$

где \mathbf{U} и \mathbf{V} – ортогональные $[(M+n) \times (M+n)]$ и $(M \times M)$ матрицы; \mathbf{S} – диагональная матрица сингулярных чисел $s_{ij} = 0$ при $i \neq j$ и $s_{ii} = s_i > 0$.

Норма вектора невязки (7) может быть записана через составляющие сингулярного разложения:

$$\|\mathbf{e}\| = \|\mathbf{S} \mathbf{q} - \mathbf{b}\|, \quad (12)$$

где $\mathbf{q} = \mathbf{V}^T \mathbf{a}$ и $\mathbf{b} = \mathbf{a}_0 \mathbf{U}^T \mathbf{y}$.

Отсюда следует, что элементы вектора \mathbf{q} , доставляющего минимум для (12), вычисляются как $q_i = a_0 b_i / s_i$, если $s_i \neq 0$; q_i – произвольно, если $s_i = 0$. Чтобы решение было единственным и наименьшей длины, а структурная модель эффективной, нужно чтобы $q_i = 0$, когда $s_i < t$, где $t > 0$ –

порог доверия к получаемому решению. Вектор коэффициентов эффективной модели получается в результате обратного преобразования $\mathbf{a} = \mathbf{V} \mathbf{q}$.

Метод наложения моделей. Получение эффективной структурной модели сигнала с помощью сингулярного разложения требует значительных вычислительных затрат. Поэтому использование этого метода в задачах построения модели в темпе развития процесса в электрической системе практически невозможно. В связи с этим были разработаны специальные методы настройки моделей, доступные для реализации в терминалах цифровой релейной защиты [12, 13].

Метод наложения моделей последовательно решает систему нормальных уравнений МНК [1, 12, 13]:

$$\mathbf{e}^T(k) \mathbf{w}(k-m) = 0, \quad k \in \overline{2M+n}, \quad m = \overline{0, M-1};$$

$$\mathbf{w}^T(k) = [x(k-M-n+1) \dots x(k-m)], \quad (13)$$

путем наложения промежуточных моделей. Поскольку в настройке модели может участвовать и коэффициент a_0 , то удобно невязку (4) переписать как

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{b}^T \begin{bmatrix} x(k) \\ \mathbf{x}(k) \end{bmatrix}, \quad k \in \overline{M},$$

вводя в рассмотрение новый вектор коэффициентов:

$$\mathbf{b}^T = [a_0; \mathbf{a}^T]. \quad (14)$$

Чтобы избежать тривиального решения, наложений должно быть не более общего порядка модели, в связи с чем для коэффициента с номером r уравнение ортогональности в системе (13) не будет записано, т.е. $m \neq r$. Идея метода основана на свойстве промежуточных моделей q -го этапа настройки $\mathbf{e}_i^q(k)$, $i = \overline{0, M-q}$, сохранять ортогональность к вектору, например $\mathbf{w}(k-j)$, если они получены путем попарного наложения промежуточных моделей v и x предыдущего $(q-1)$ -го этапа, ортогональных к вектору $\mathbf{w}(k-j)$:

$$\mathbf{e}_i^q(k) = \mathbf{e}_v^{q-1}(k) + g_i \mathbf{e}_x^{q-1}(k).$$

Коэффициент наложения g_i вычисляется из условия достижения ортогональности вектора $\mathbf{e}_i^q(k)$ к новой последовательности $\mathbf{w}(k-m)$:

$$g_i = - \frac{[\mathbf{e}_v^{q-1}(k)]^T \mathbf{w}(k-m)}{[\mathbf{e}_x^{q-1}(k)]^T \mathbf{w}(k-m)}.$$

Каждый этап наложения уменьшает число промежуточных моделей на одну.

Как показано в [13], способность метода выявлять момент формирования эффективного ядра модели заключена в непрерывном контроле абсолютных значений корреляций вектора невязок промежуточных моделей с последовательностями $\mathbf{w}(k-m)$. Если абсолютное значение корреляций

$$|\mathbf{e}_i^{q-1}(k)\mathbf{w}(k-m)| < \epsilon, \quad i = \overline{0, M-q+1}, \quad (15)$$

где $\epsilon > 0$, то последовательность $\mathbf{w}(k-m)$, с которой в данный момент была предпринята ортогонализация, должна быть исключена из процесса адаптации моделей (ложная ортогональность).

Может оказаться, что уже на каком-то промежуточном этапе наложения доступных для ортогонализации последовательностей не осталось. Это означает, что настройка моделей закончена и все промежуточные модели последнего этапа являются эффективными и могут быть использованы как модель сигнала на равных основаниях. Именно это свойство метода и делает его конкурентоспособным с методом сингулярного разложения.

Эффективные модели сигналов без шума (вычислительный эксперимент). В качестве примера взят сигнал

$$x(k) = \sin(\rho k / 12) + e^{-k/24}, \quad (16)$$

имеющий 3-й порядок ($M_s = 3$). Для модели, порядок которой равен размеру эффективного ядра ($M = M_s$), коэффициенты

$$\mathbf{a}^T = a_0 [b_s + b_e; 1 + b_s b_e; b_e], \quad b_s = -2 \cos(\rho k / 12), \\ b_e = -e^{-1/24},$$

вычисленные с точностью до 4-го знака, равны:

$$\mathbf{a}^T = a_0 [-2,8910; 2,8530; -0,9592]. \quad (17)$$

Корни характеристического многочлена

$$P_{M_s}(z) = z^3 - 2,8910z^2 + 2,8530z - 0,9592; \quad (18)$$

модели (17)

$$z_{1,2} = 0,9659 \pm 0,2588i, \quad z_3 = 0,9592 \quad (19)$$

составляют эффективное ядро модели любого порядка $M > M_s$.

Теоретически минимальное число невязок (4), необходимое для получения эффективной структурной модели сигнала (16), равно $M_s = 3$. Для усреднения оценки вектора коэффициента \mathbf{a} общее число невязок (4) для всех методов принято рав-

ным 10. Тогда число избыточных невязок, участвующих в настройке модели (размер избыточности), равно $n = 10 - M$. Для иллюстрации положений статьи в этом разделе порядок модели M взят на единицу больше, чем порядок сигнала: $M = M_s + 1 = 4$.

Классическим МНК (10) сигнал распознается только при совпадении порядка модели с порядком сигнала ($M = M_{1s} = 3$). При этом модель определяется с точностью коэффициентов (17), хотя определитель $D = 0,00398$ довольно мал. Но уже при повышении порядка модели на единицу ($M = 4 > M_s$) определитель (11) становится недопустимо малым ($D = 1,41 \times 10^{-16}$ для арифметики с двойной точностью), из-за чего модель перестает удовлетворять требованию эффективности. И ни один из корней ее характеристического многочлена не принадлежит эффективному ядру (19).

Модель 4-го порядка, полученная по методу сингулярного разложения при ограничении $s_i / s_{\max} > 10^{-6}$, где s_{\max} и s_i — максимальное и i -е сингулярные числа, имеет следующие коэффициенты:

$$\mathbf{a}^T = a_0 [-2,1377; 0,6749; 1,1902; -0,7226]. \quad (20)$$

Множество корней характеристического многочлена модели включает эффективное ядро (19) и корень $z_4 = -0,7534$ несуществующей составляющей. Лишняя составляющая будет удалена из модели при компонентном анализе сигнала на основе полученной структуры сигнала [1]. Поскольку эффективное ядро в модели представлено, то модель (20) является эффективной и правильно распознает структуру сигнала. Характеристический многочлен полученной эффективной модели, представленный в форме (6), будет состоять из характеристического полинома (18) эффективного ядра, умноженного на добавочный многочлен $P_{M-M_s}(z) = z - z_4$:

$$P_4(z) = P_{M_s}(z)(z + 0,7534),$$

Метод наложения для построения модели сигнала (16) использует пять промежуточных моделей с $M = 4$. Начальные значения коэффициентов могут быть заданы произвольно. Удобно брать их в виде векторов (14) с единственным ненулевым коэффициентом, поскольку в этом случае отсчеты невязок равны отсчетам сигнала.

Настройка моделей завершается, как и ожидалось, на предпоследнем этапе, когда были выполнены условия (15) при $\epsilon = 10^{-6}$. В итоге обе оставшиеся промежуточные модели являются эффективными:

$$\mathbf{b}_0^T = [1; -2,8910; 2,8530; -0,9592; 0];$$

$$\mathbf{b}_1^T = [-0,2542; 1; -1,4915; 1; -0,2542].$$

Модель с нулевым номером является моделью минимального размера; его порядок совпадает с размером эффективного ядра. Характеристический полином модели с номером «1» наряду с эффективным ядром содержит лишний (физически не реализуемый) корень $\underline{z}_4 = 1,0425$, который будет удален:

$$P_4(\underline{z}) = -0,2542 P_{M_s}(\underline{z})(\underline{z} - 1,0425).$$

Эффективные модели сигнала реального процесса. Осциллограмма процесса и составляющие его компонентной модели

$$\tilde{x}_c(k) = 2,72 \cos\left(\frac{\pi k \cdot 50,18}{600}\right) + 2,77 \frac{\ddot{\phi}}{\phi} + 2,27(0,9418)^k, \quad (21)$$

определенные по нулям эффективного ядра

$$P_{M_s}(\underline{z}) = (\underline{z} - 0,9658 + j0,2598)(\underline{z} - 0,9658 - j0,2598) \cdot (\underline{z} + 0,9418), \quad (22)$$

показаны на рис. 1.

В табл. 1 приведены все 35 отсчетов сигнала (частота дискретизации равна 1200 Гц), использованные в настройке модели (1). Невязка, вычисленная как разность между отсчетами сигнала $x(k)$ и отсчетами компонентной модели $\tilde{x}_c(k)$, представлена на рис. 2. Как видно из (22), эффективное ядро сигнала не столь сложно, но его достижение значительно затруднено шумами в сигнале. В связи с этим все рассматриваемые методы настройки структурных моделей обеспечивают получение эффективной модели лишь при общем порядке модели около 13–14. Для выравнивания условий работы методов порядок модели (1) принят равным 15, размер избыточности $n=5$. Все вычисления велись в арифметике с двойной точностью. Хотя все рассматриваемые в статье методы определяют основную гармонику как затухающую синусоидальную

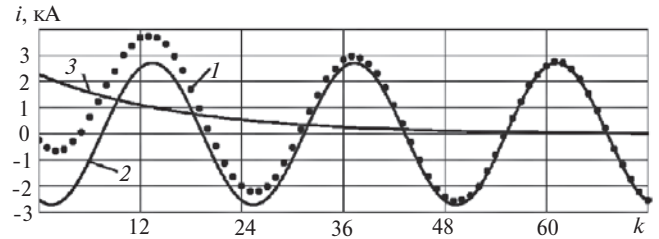


Рис. 1. Сигнал и его компоненты, соответствующие эффективному ядру моделей; 1 – отсчеты сигнала; 2 – основная гармоника частотой 50,18 Гц; 3 – аperiodическая составляющая с основанием $e^{-bT_s} = 0,9418$; b – коэффициент затухания; T_s – период дискретизации

составляющую с малым коэффициентом затухания (менее $0,2 \text{ c}^{-1}$), но, по вполне понятным основаниям, в компонентной модели (21) основная гармоника представлена без учета затухания.

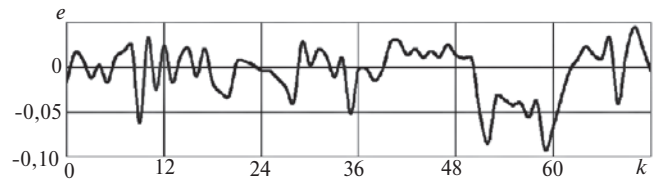


Рис. 2. Шум в сигнале, вызванный нелинейностью тракта преобразования; в сигнале присутствует постоянная составляющая (смещение нуля в канале аналого-цифрового преобразования)

Классический МНК (10) и метод сингулярного разложения формируют единственную эффективную модель (для обоих методов частота основной гармоники 50,21 Гц и основание аperiodической составляющей 0,9412), а метод наложения (при пороге $\epsilon = 10^{-3}$) заканчивает настройку моделей уже на 6-м этапе настройки, формируя тем самым десять равнозначных эффективных моделей. В табл. 2 приведены коэффициенты полученных моделей в форме вектора (14). Все они содержат в своем составе эффективное ядро, близкое к (22) (разброс частот основной гармоники 50,15, 50,21 Гц, основания аperiodической составляющей 0,9414, 0,9424).

Таким образом, для одного и того же сигнала возможно получение разных эффективных структурных моделей, обеспечивающих его однозначное распознавание.

Таблица 1

Номер отсчета	Значение отсчета сигнала						
	1–7	-0,2762	-0,5470	-0,6643	-0,6020	-0,3275	0,0656
8–14	1,2289	1,8616	2,3760	3,0006	3,3592	3,6767	3,7336
15–21	3,6784	3,4229	2,9602	2,4189	1,7026	0,9518	0,1932
22–28	-0,4885	-1,1288	-1,6511	-2,0204	-2,2067	-2,2136	-2,0358
29–35	-1,6938	-1,1249	-0,5398	0,1524	0,8368	1,4719	2,0724

Таблица 2

Номер коэффициента	Коэффициенты полученных моделей по методу наложения											
	МНК	SVD	для десяти моделей									
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	-0,1331	-0,1329	0,9683	0,8524	1,3612	0,8482	1,2315	0,8897	0,9934	0,8536	0,8917	1,0323
2	-0,5226	-0,5224	-0,0987	-2,1997	-2,6552	-1,8855	-2,2588	-1,8358	-1,9153	-1,7524	-1,7401	-1,8016
3	-0,159	-0,1584	1,2984	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0,1188	0,1173	0	0,5469	0	0	0	0	0	0	0	0
5	-0,2293	-0,2292	0	0	0,5593	0	0	0	0	0	0	0
6	0,188	0,1884	0	0	0	0,2842	0	0	0	0	0	0
7	-0,1516	-0,152	0	0	0	0	0,3514	0	0	0	0	0
8	-0,179	-0,1785	0	0	0	0	0	0,2647	0	0	0	0
9	0,1129	0,1131	0	0	0	0	0	0	0,3226	0	0	0
10	0,206	0,2053	0	0	0	0	0	0	0	0,4007	0	0
11	0,1577	0,1585	0	0	0	0	0	0	0	0	0,4177	0
12	0,4085	0,4085	0,7833	0,7645	0,7986	0,7947	0,8274	0,7741	0,7364	0,597	0,657	0,7169
13	0,2103	0,2099	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,7963
14	-0,3227	-0,3225	-0,6399	-0,4662	-0,5644	-0,4738	-0,5931	-0,4937	-0,5272	-0,5031	-0,4826	-0,5774
15	-0,4435	-0,4437	-0,0894	-0,2476	-0,2204	-0,2902	-0,2526	-0,305	-0,3018	-0,2939	-0,417	-0,7872

Выводы. 1. Распознавание сигнала электрической сети может быть осуществлено с помощью моделей разного размера, главное, чтобы их порядок превосходил порядок сигнала. Хотя это и приводит к образованию различных эффективных структурных моделей, но характеристический полином каждой из них будет содержать эффективное ядро, включающее в себя всю информацию о структуре сигнала. Благодаря этому каждая из них обеспечит однозначное распознавание сигнала.

2. Классический метод решения задачи наименьших квадратов теряет способность распознавать сигнал в условиях малого шума и априорной неопределенности порядка сигнала из-за возникающего дефекта ранга матрицы плана. Сингулярное разложение решает проблему вырождения задачи МНК в этих условиях и формирует эффективную структурную модель сигнала, но требует больших вычислительных ресурсов.

3. Метод наложения моделей способен формировать эффективные структурные модели в темпе развития процесса в электрической сети и обеспечивает устойчивость и точность распознавания сигнала, сравнимую с сингулярным разложением, в связи с чем вправе претендовать на достойное место в ряду алгоритмов обработки входных сигналов релейной защиты и автоматики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем. — М.: НТФ «Энергопрогресс», 2000.
2. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М. Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики. — Электротехника, 2012, № 1.
3. Марпл м.л. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. — М.: Мир, 1982.
4. Отнес Р., Энноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы. — М.: Мир, 1982.
5. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М., Ольгина М.А. Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем. — Вестник Чувашского университета, 2000, № 3—4.
6. Golyandina N., Nekrutkin V., Zhigljavsky A. Analysis of Time Series Structure: SSA and Related Techniques. — London: Chapman&Hall/CRC, 2001.
7. Антонов В.И., Лямец Ю.Я. Разрешающая способность метода наименьших квадратов при оценивании основной гармоники тока короткого замыкания. — Изв. вузов. Энергетика, 1990, № 2.
8. Osowski S.S. SVD technique for estimation of harmonic components in a power system: a statistical approach. — IEE Proc. «Gener. Transm. Distrib.», September 1994, vol. 141, № 5.
9. Lobos T., Kozina T., Koglin H.-J. Power System Harmonic Estimation Using Linear Least Squares Method and SVD. — IEE Proc. «Gener. Transm. Distrib.», November 2001, vol. 148, № 6.
10. Hauer J.F., Demeure C.J., Scharf L.L. Initial result in Prony analysis of power system response signals. — IEEE Trans. Power Systems, February 1990, vol. 5, № 1.

11. Chaari O., Bastard P., Meunier M. Prony's method: an efficient tool for the analysis of earth fault currents in Petersen-coil-protected networks. – IEEE Trans. in Power Delivery. July 1995, vol. 10, № 3.

12. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Арсентьев А.П. Адаптивная цифровая обработка входных величин релейной защиты. – Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1988, № 6.

13. Антонов В.И., Лазарева Н.М. Решетчатый адаптивный фильтр с контролем достоверности результата для распознавания сигналов электрических систем. – Изв. АН РАН. Энергетика, 1997, № 6.

[31.05.12]

А в т о р ы : Антонов Владислав Иванович окончил в 1978 г. факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского государственного университета (ЧГУ). В 1985 г. защитил в Ленинградском политехническом институте кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики ЧГУ.

Наумов Владимир Александрович окончил в 2001 г. электроэнергетический факультет ЧГУ. В 2005 г. защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Заведующий отделом РЗА стационарного оборудования ООО «НПП ЭКРА».

Фомин Алексей Иванович окончил в 2010 г. электроэнергетический факультет ЧГУ. Инженер отдела РЗА стационарного оборудования ООО «НПП ЭКРА».