ТРУДЫ
ВСЕРОССИЙСКОЙ НАУЧНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
«ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАУЧНЫХ И ИНЖЕНЕРНЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ В СРЕДЕ MATLAB»

Часть 2. Применение пакетов прикладных программ для решения практических задач

Под общ. ред. К.А. Алексеева, А.Б. Сергиенко

СОДЕРЖАНИЕ

К ВОПРОСУ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ И ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ
Алексеев К.А. 152

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ
Асанов А.З., Романовский Э.А. 170

ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СРЕДЕ MATLAB
Асанов А.З., Романовский Э.А. 181

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВОЛОЧЕНИЯ ПРУТКА
Басин М.Е., Бояршинов М.Г., Колмогоров Г.Л. 193

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕРАКТИВНЫХ СИСТЕМ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ В ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ СРЕДЕ MATLAB
Ботуз С.П., Четверов С.Ю. 202

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКИ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ ТРУБ БОЛЬШОГО ДИАМЕТРА
Гончаров К.А., Чечулин Ю.Б. 221

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MATLAB ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Журавель И.М. 227

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ КООРДИНАТ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ПОМОЩЬЮ ПАКЕТА POWER SYSTEM BLOCKSET
Загорский А.В. 233

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛОКАЛЬНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ВРЕМЕННОГО РЯДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАКЕТА РАСШИРЕНИЙ WAVELET TOOLBOX
Мандрикова О.В., Тристанов А.Б. 242

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ
Мирошник Д.Н., Толочко О.И., Шавёлкин А.А.....261

РАЗРАБОТКА ПОДСИСТЕМ САПР РЭА В СРЕДЕ MATLAB
Мосин С.Г.....270

ПАКЕТ НАУЧНЫХ ПРОГРАММ "АНАЛИЗ МНОГОМЕРНЫХ ДАННЫХ"
Муха В.С.....276

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MATLAB ДЛЯ ОЦЕНКИ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭКГ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ У БОЛЬНЫХ ИБС
Подклетнов С.Г.....285

ФИЛЬТРАЦИЯ СЕЙСМОСИГНАЛОВ В WAVELET TOOLBOX
Пушкин Д.В., Пышкин Д.В. 288

ПРОГРАММА СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА СПЕКТРОВ ПЛАНОВ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ДАТЧИКОВОЙ АППАРАТУРЫ
Сазонов В.В., Корчагин П.Н.....292

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ MATLAB ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ
Сергиенко А.Б. 296

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИМВОЛЬНОГО ПОЛИНОМА В СИМВОЛЬНЫЙ МАССИВ КОЭФФИЦИЕНТОВ
Толочко О.И., Федоряк Р.В. 325

СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГИС И MATLAB В ЛАНДШАФТНОМ КАРТОГРАФИРОВАНИИ
Шибких А.А. 328

УДК 621.317.725

К ВОПРОСУ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ И ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Алексеев К.А.
Пензенский государственный университет, г. Пенза
e-mail: avtomat@diamond.stup.ac.ru

Постановка задачи

Опыт разработки и эксплуатации датчиков переменных давлений [1 - 5] показывает, что частичное, а подчас полное отсутствие информации о динамике датчика в условиях эксплуатации объясняется недостаточностью знаний о его поведении в условиях аттестационных испытаний. Серьезной причиной возникновения данной проблемы является тот факт, что в настоящее время исполнение стендового оборудования в ряде случаев не отвечает требованиям, предъявляемым регламентом аттестационных испытаний. По большому счету, это выражается в невозможности воспроизведения идеальных испытательных воздействий, какими являются, например, δ-импульс, ступень, гармонический сигнал.

Так, приближение входного воздействия, аппроксимирующего δ-импульс, к идеальному посредством уменьшения длительности подразумевает увеличение его амплитуды, необходимое для введения датчика в режим свободных колебаний. Между тем, датчики обладают линейностью характеристик лишь в ограниченном диапазоне амплитуд входных воздействий, в связи с чем всякое превышение их мощности отражается в виде нелинейности типа насыщения.

В работах [6, 7] введено условие пригодности импульса давления в качестве испытательного воздействия, возникающего в условиях электрогидравлического эффекта (такой эффект наблюдается при взрыве металлического проводника в жидкой среде и используется для воспроизведения импульсов в стендовом оборудовании типа ИКД, ИКУ, ИДУ [7 - 9]).

Данное условие утверждает следующее: в том случае, если

длительность τ такого импульса, обладающего прямоугольной, треугольной, колоколообразной и т.п. формой, не превышает $0.3T$, где T – период собственных колебаний датчика, импульс можно считать идеальным испытательным воздействием, тогда как отклик датчика рассматривать как приближение импульсной характеристики.

Действительно, данное условие является методически корректным для датчиков, собственные частоты которых лежат внутри спектральной полосы воздействия (например, идентификация динамических характеристик датчиков, собственные частоты которых расположены внутри полосы 0 – 300 кГц возможна с погрешностью 3 – 15% при длительности импульса 3 мкс [8, 9]).

Некорректность задачи идентификации, обусловленная ненаблюдаемостью входа, т.е. отсутствием информации о временных характеристиках испытательного воздействия, ранее, тем не менее, позволила разработать ряд методик идентификации динамических характеристик датчиков по их откликам на испытательное воздействие типа δ-импульса. Так, публикации [10 - 13] содержат описания способов, основанных на анализе Фурье и нацеленных на обработку коротких реализаций откликов, а также параметрических методов, в которых предполагается выбор участка (участков) отклика, обладающих наивысшим значением отношения сигнал/шум. Кроме того, наряду с выбором участка отклика упомянутые методики предполагают также отбрасывание его первого полупериода, т.е. $n = \mathrm{int}\left(\frac{\tau}{\Delta t}\right)$ первых отсчетов, содержащих вынуждающую составляющую и свободные колебания датчика, и, вместе с тем, последний полупериод как наиболее зашумленную часть отклика. Таким образом, число остающихся целых периодов отклика должно обеспечивать минимальное значение методической погрешности идентификации [13].

Между тем, ограничение длины реализации, как известно, сопровождается проявлением ряда недостатков, среди которых наиболее существенным является ухудшение спектрального разрешения и утечка в спектральной области. (Вспомним полноты ради, что взаимосвязь входного воздействия и отклика может быть определена интегралом фредгольмова типа в пределах $0 - \infty$).

Широкополосность датчиков переменных давлений новых поколений не позволяет считать упомянутое условие приемлемым с точки зрения удовлетворения частотного диапазона испытания. Очевидно, в данном случае задача идентификации динамических характеристик сводится к более общей задаче, смысл которой

заключается в определении характеристик по входному воздействию известной формы [14 - 17]. Однако такая задача включает в себя либо проблему моделирования входного испытательного воздействия [18 - 22], либо проблему выделения импульсной характеристики датчика и испытательного воздействия из отклика.

В настоящей работе рассматривается решение проблемы восстановления импульсной характеристики датчика и испытательного воздействия с использованием техники обратного вейвлет-преобразования, а также решение задачи параметрической идентификации датчиков.

CWT

Среди изобилия подходов к обработке сигналов, представленных сегодня на «потребительском рынке», континуальный вейвлет-анализ выделяется как достаточно гибкий и в то же время весьма мощный инструмент частотно-временного анализа.

Рассмотрим в $L_2(R)$ базис, представляющий собой совокупность вейвлет-функций, порождаемых материнским вейвлетом $\psi(t)$ посредством его трансляций (сдвигов) и дилатаций (растяжений и/или сжатий) и удовлетворяющих условиям [23]:

- локальности во временной и частотной областях (наличия компактного носителя);
- квадратичной интегрируемости, $\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt < \infty$;
- наличия нулевого среднего и/или моментов более высокого порядка $\mu_i = \int_{-\infty}^{\infty} t^i \psi(t) dt = 0$, обеспечивающих свойство вейвлет-функций осуществлять анализ «тонкой» (высокочастотной) структуры сигнала, подавляя его ламинарные составляющие;
- условию $\int_{-\infty}^{0} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = \int_{0}^{\infty} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = c_\psi < \infty$, в котором $\hat{\psi}(\omega)$ есть Фурье-образ вейвлет-функции.

Общее выражение, определяющее прямое континуальное преобразование сигнала $s(t)$, имеет следующий вид:

$$CWT(a,b) = \langle s(t), \psi(t) \rangle, \tag{1}$$

где

$$\psi(t)=\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right). \qquad (2)$$

Здесь a,b представляют собой переменные масштаба и сдвига вейвлет-функции (2) такие, что $a\in R^{+}-\{0\}$, $b\in R$, тогда как $CWT(a,b)$ – спектральные коэффициенты сигнала.

Очевидно, интегральная форма внутреннего произведения (1) записывается в виде:

$$CWT(a,b)=\frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{\infty}s(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt. \qquad (3)$$

Из данного выражения видно, что обеспечение свойства частотно-временной локализации в вейвлет-преобразовании достигается посредством использования ядра (2), причем роль частоты здесь играет переменная a, тогда как использование переменной сдвига b обеспечивает локализацию вейвлет-функции, а, следовательно, сингулярностей сигнала внутри временного носителя. Действительно, образ Фурье материнской вейвлет-функции, в общем случае записываемой с помощью выражения (2), имеет вид:

$$\hat{\psi}(\omega)=\frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{\infty}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)e^{-j\omega t}dt=\sqrt{a}\hat{\psi}(a\omega)e^{-j\omega b}. \qquad (4)$$

По аналогии со спектральной плотностью Фурье $S(\omega)$, характеризующей распределение энергии между гармоническими составляющими сигнала

$$S(\omega)=\left|\hat{f}(\omega)\right|^{2},$$

где $\hat{f}(\omega)$ – его образ Фурье, спектральная плотность сигнала на плоскости (a,b) суть

$$S(a,b)=\left|CWT(a,b)\right|^{2}. \qquad (5)$$

Более подробное изложение теоретических основ континуального вейвлет-анализа, а также его инженерные приложения можно найти в работах [23 - 26].

Квантование переменных масштаба и сдвига

Как известно, сигналы физического происхождения имеют конечную длину реализации и занимают ограниченную полосу частот. В связи с этим результат преобразования при определенных условиях решаемой задачи допускает наличие возможных погрешностей анализа. Представляется также совершенно естественным тот факт, что континуальное вейвлет-преобразование,

теоретически исполняемое для $t \in R$, $b \in R$, $a \in R^{+} - \{0\}$, является нереализуемым на практике, а потому подразумевает необходимость квантования переменных a, b.

Квантование масштаба преобразования может осуществляться двумя способами, из которых первый, наиболее очевидный, заключается в использовании правила $a_i = a_0^i$, где $a_0 = \text{const}$, тогда как второй, инженерный, основывается на следующих соображениях.

Поскольку масштабирующая переменная вейвлет-функции и ее центральная частота, а точнее настройка фильтра (4), порождаемого вейвлет-функцией, обратно пропорциональны друг другу ($f_c \approx \frac{1}{a}$), имеет смысл задание интервала изменения масштабирующей переменной, обусловленного предельными низкочастотной и высокочастотной составляющими анализируемого сигнала:

$$a = \left\{ k\Delta a \,\middle|\, k = \overline{1, A} \right\}. \tag{6}$$

Здесь Δa – шаг приращения масштабирующей переменной, A – количество таких приращений.

Квантование переменной сдвига, на наш взгляд, целесообразно осуществлять в предположении равенства шага ее приращения шагу дискретизации сигнала:

$$b = \left\{ m\Delta t \,\middle|\, m = \overline{1, N} \right\}, \tag{7}$$

где N – число отсчетов сигнала.

Тогда выражение для континуального вейвлет-преобразования (3) может быть переписано следующим образом:

$$CWT(k, m) = \frac{1}{\sqrt{a}} \sum_{i=1}^{N} s(i\Delta t)\psi\left(\frac{i\Delta t - b_m}{a_k} \right),$$

или с учетом правил (6), (7) квантования переменных a, b в виде:

$$CWT(k, m) = \frac{1}{\sqrt{k\Delta a}} \sum_{i=1}^{N} s(i\Delta t)\psi\left(\frac{i\Delta t - m\Delta b}{k\Delta a} \right) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{k\Delta a}} \sum_{i=1}^{N} s(i\Delta t)\psi\left(\frac{i - m}{k} \frac{\Delta t}{\Delta a} \right). \tag{8}$$

Обратное вейвлет-преобразование, соответствующее восстановлению сигнала по его спектральной функции, может быть определено как внутреннее произведение $CWT(a, b)$ с вейвлет-функцией, используемой в качестве базиса:

$$s(t)=\frac{1}{c_\psi}\int_0^\infty\int_{-\infty}^\infty CWT(a,b)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)db\frac{da}{a^2}. \qquad (9)$$

Как видно, выполнение обратного вейвлет-преобразования подразумевает необходимость интегрирования произведения $CWT(a,b)$ и $\psi(t)$ в пределах $b\in R$, $a\in R^+-\{0\}$, что, совершенно естественно, также не представляется целесообразным на практике. В связи с этим правила квантования масштаба и сдвига могут быть применены также к процедуре обратного вейвлет-преобразования, а функционал (9) – трансформирован к фреймам, общее выражение для которых имеет вид:

$$s(t)=\frac{2}{B+C}\sum_{k=1}^{A}\sum_{m=1}^{N}CWT(k,m)\psi\left(\frac{t-b_m}{a_k}\right).$$

Здесь B,C представляют собой константы Рисса [23, 24].

В частности, для ортонормированного базиса, в котором $B=C=1$, выражение (9) записывается следующим образом:

$$s(t)=\sum_{k=1}^{A}\sum_{m=1}^{N}CWT(k,m)\psi\left(\frac{t-b_m}{a_k}\right).$$

Очевидно, выражение для практической реализации обратного вейвлет-преобразования (9) с учетом правил (6), (7) принимает вид:

$$s(i\Delta t)=\sum_{k=1}^{A}\sum_{m=1}^{N}CWT(k,m)\psi\left(\frac{i-m}{k}\frac{\Delta t}{\Delta a}\right).$$

Параметрическая идентификация

Определим центральную частоту f_c базисной вейвлет-функции при $a=1$, для чего построим функцию $\sin\omega t$, наилучшим образом аппроксимирующую центральный (главный) всплеск вейвлета (см. рис. 1):

$$f_c=\frac{\omega}{2\pi}.$$

Далее, построив в выбранном базисе вейвлет-спектр отклика, рассчитаем для точек (a_i,b_i) максимальной концентрации энергии спектра псевдочастоты f_i (аналоги частот Фурье) с помощью выражения

$$f_i=\frac{1}{a_i\Delta t}f_c. \qquad (10)$$

Действительно, целью всякой дилатации вейвлет-функции

является изменение центральной частоты вейвлета в a раз: $\frac{f_c}{a}$.

С появлением пакета Wavelet Toolbox («Инструментария вейвлет-анализа») как одного из приложений системы MATLAB решение задачи идентификации частот составляющих сигналов, можно сказать, стало тривиальным. Так, определение центральной частоты вейвлетов, реализованных в пакете Wavelet Toolbox, осуществляется с помощью функции centfrq, общий вид которой может быть следующим:

***f* = centfrq (‘*wname*’)**

***f* = centfrq (‘*wname*’, *N*)**

или

[*f, x, app*] = centfrq *(‘wname’, N,* ‘plot’),

где *wname* – идентификатор имени вейвлета, ‘plot’ есть зарезервированная опция, включающая режим графического отображения в отдельном окне вейвлета и аппроксимирующей его центральный всплеск гармоники (вектор app), *x* – вектор, содержащий абсциссы графика, N – показатель степени числа 2, определяющий число элементов вектора *x*.

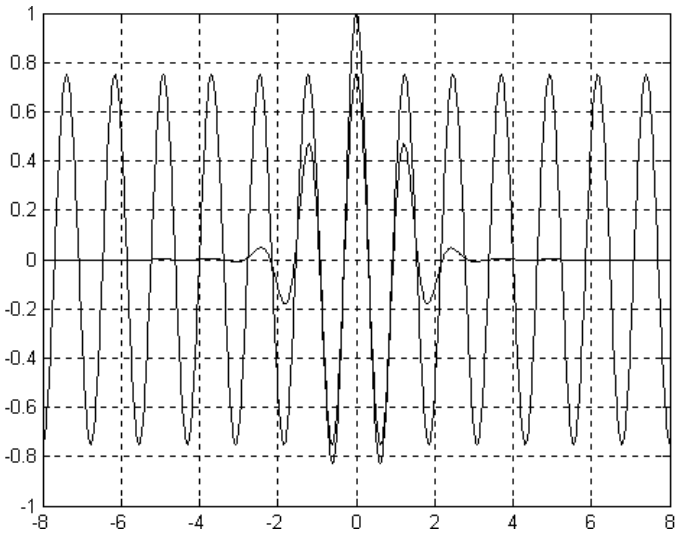
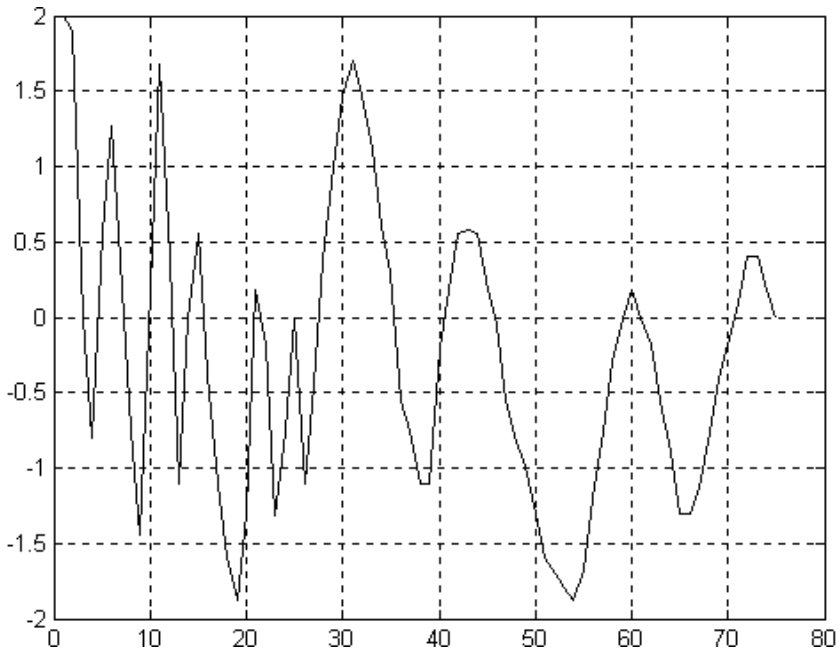


Рис. 1. Вейвлет и аппроксимирующая его центральный всплеск синусоида.

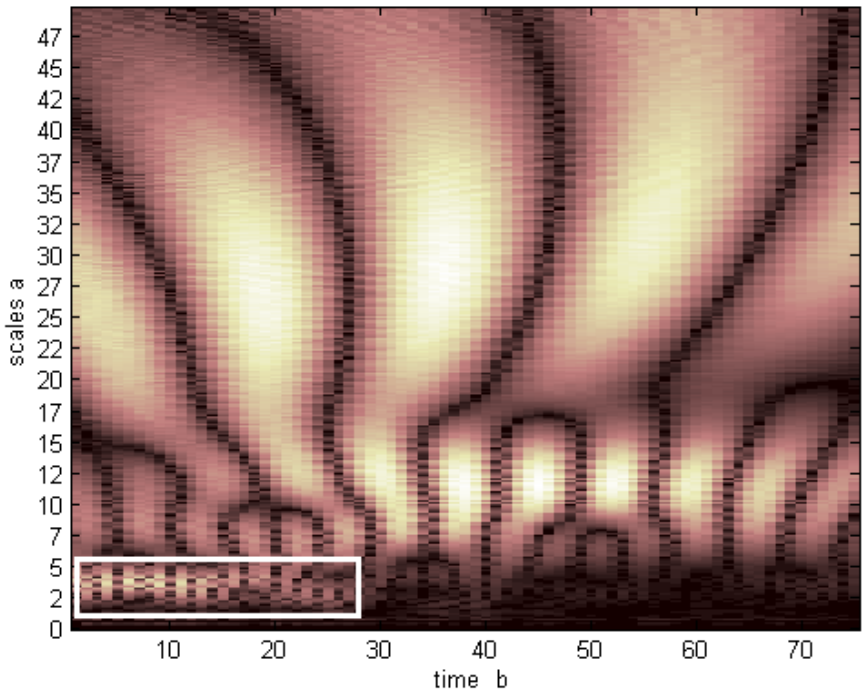
Идентификация псевдочастот вейвлет-спектра, соответствующих значениям масштабирующей переменной, осуществляется с использованием функции scal2frq:

***f* = scal2frq (*A,‘wname’, delta*),**

где *A* – вектор значений масштабирующей переменной, *delta* – идентификатор переменной, задающей шаг дискретизации. При этом длина вектора *f*, возвращаемого функцией, равна длине вектора *A* входных данных.

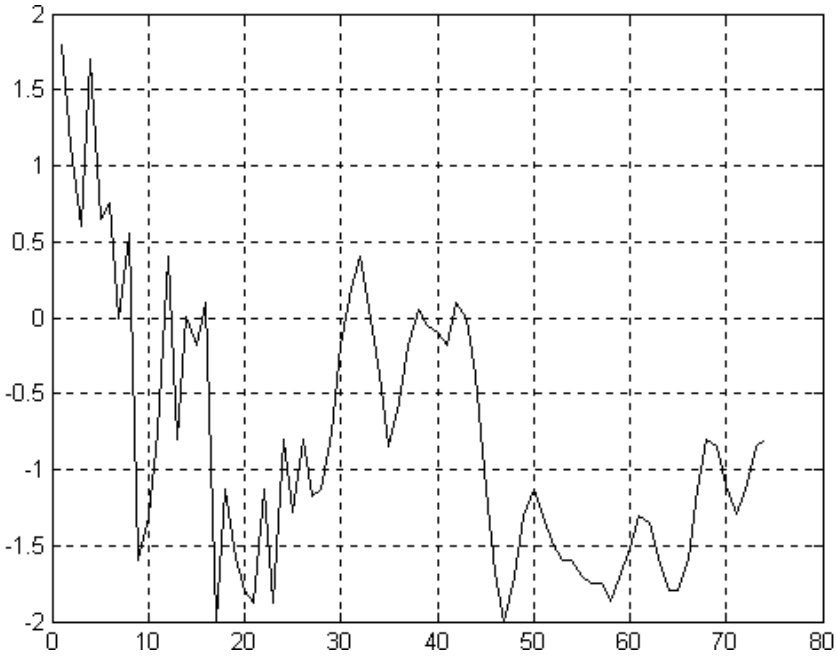


а)

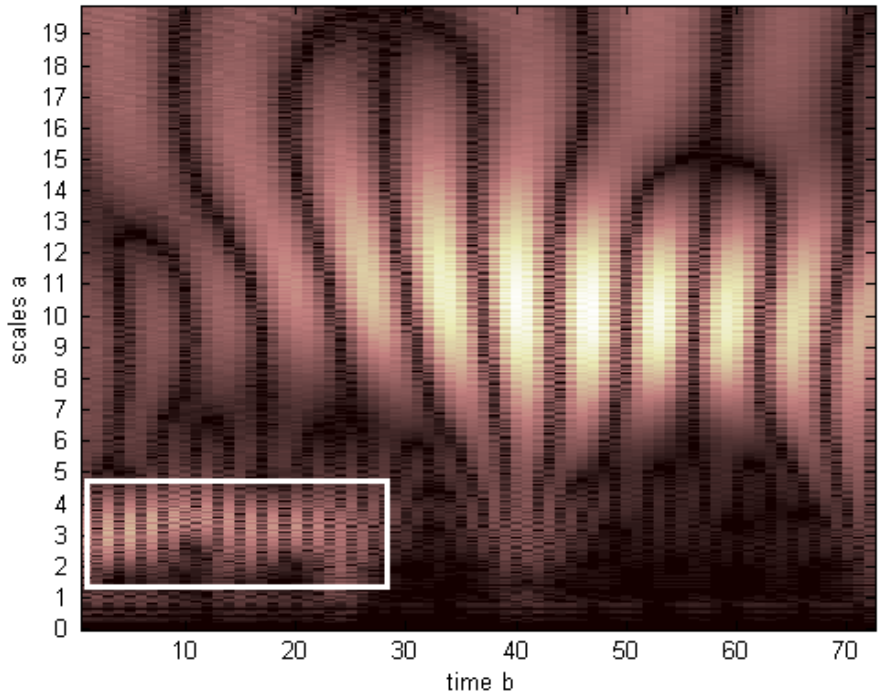


б)

Рис. 2. Отклик датчика ДПС010 №907 и его вейвлет-спектр.



а)



б)

Рис. 3. Отклик датичка ДПС008 №2180 и его вейвлет-спектр.

Интересно отметить также тот факт, что пакет Wavelet Toolbox предусматривает оценивание центральной частоты вейвлета и, следовательно, идентификацию псевдочастоты спектра, рассчитываемой по заданному значению масштаба на основании выражения (10), в герцах, что представляется весьма удобной особенностью.

На рис. 2, 3 изображены отклики датчиков, полученные методом активной импульсной идентификации на стенде ИКД-7, а также вейвлет-спектры откликов, рассчитанные с использованием вейвлет-функции Морле [23 - 26]

$$\psi(t) = e^{-\frac{t^2}{2}} \cos 5t .$$

Данная функция обладает частотной локализацией, лучшей среди других базисов, и в связи с этим является наиболее предпочтительной в задачах идентификации частот составляющих сигналов.

Зная центральную частоту вейвлета Морле (0.8125 Гц), определим собственные частоты датчиков, а также ширину спектральной полосы испытательных воздействий.

Так, при частоте дискретизации f_s = 10 МГц на основании выражения (10) имеем для датчика ДПС010 №907:

$a_1 = 12$, $f_1 = \dfrac{f_c f_s}{a_1} = 677080$ Гц,

$a_2 = 30$, $f_2 = 270830$ Гц,

где a_1, a_2 – значения масштабирующей переменной, соответствующие локальным максимумам спектра импульсной характеристики.

Диапазон изменения масштабирующей переменной, определяющий спектр испытательного воздействия, лежит в пределах 2.5 – 5, что соответствует полосе частот 1.625 – 3.25 МГц, а также имеет локальный максимум, наблюдаемый при $a = 3.5$ (2.32 МГц).

Аналогичным образом можно получить значение собственной частоты датчика ДПС008 №2180, равное 812500 Гц, а также рассчитать пределы спектральной полосы испытательного воздействия. Так, для $a \in [2.5;4.25]$ спектральная полоса воздействия лежит в пределах 1.91 – 3.25 МГц и имеет локальный максимум, наблюдаемый при $a = 3.5$, т.е. 2.32 МГц.

Некоторые результаты по восстановлению импульсных характеристик и их интерпретация

На рис. 4 – 7 изображены отклики датчиков переменных давлений, полученные методом активной импульсной идентификации на стенде ИКД-7; вейвлет-спектры откликов, рассчитанные с использованием биортогональных сплайновых вейвлет-функций [24] порядков (6,8), а также испытательные воздействия и импульсные характеристики датчиков, восстановленные по данным вейвлет-спектрам.

При рассмотрении рисунков видно, что спектры окликов датчиков содержат 2 составляющие, из которых одна соответствует спектру импульсной характеристики, проявляющейся в виде ряда локальных максимумов, тогда как другая – спектру испытательного воздействия, лежащего в более высокочастотной области (спектр испытательного воздействия выделен прямоугольником).

Можно заметить, что спектры испытательных воздействий не имеют длительности, равной первому полупериоду отклика датчика. Очевидно, степень проявления вынуждающей составляющей в отклике определяется полосой пропускания аттестуемого датчика.

Стоит отметить, что наибольшим сюрпризом в решении поставленной задачи явилась не столько возможность быстрого восстановления импульсной характеристики и испытательного воздействия, каковую обеспечил вейвлет-анализ, сколько форма вынуждающей составляющей: рисунки убедительно иллюстрируют тот факт, что испытательное воздействие вовсе не является одиночным импульсным! Напротив, будучи синтезированным посредством взрыва проводника в жидкой среде, воздействие представляет собой ни что иное, как серию или, можно сказать, пакет импульсов, порождаемых процессами, протекающими в камере стенда в течение эволюции электрогидравлического эффекта. При этом весьма важным является то обстоятельство, что полученные результаты в полной мере согласуются с представлениями о физике эффекта, развитыми в работах [18-22, 27-33] и в их свете могут быть интерпретированы, например, следующим образом.

Диспергирование продуктов взрыва проводника, т.е. взрывообразное расширение облака, наполненного продуктами взрыва, приводит к тому, что на границе раздела сред облако – жидкость образуется зона повышенного давления, обусловленного сжатием близлежащих слоев жидкости. Сказанное означает, что в жидкости образуется фронт ударной волны, по обеим сторонам

которого давление, скорость и плотность претерпевают разрыв. Под воздействием давления падающей волны приводится в движение упругая система датчика, т.е. имеет место процесс импульсного нагружения. Таким образом, развитие в импульсной камере ударной волны соответствует импульсу, первому из пакета импульсов испытательного воздействия.

Падение волны на внутреннюю поверхность камеры приводит к возникновению сложной системы отраженных волн, в совокупности образующих сходящиеся движения жидкости. Понятно, результатом возникновения отраженных волн для датчика является разгружение его упругой системы.

Взаимодействие «хвоста» прямой и отраженной волн друг с другом приводит к зарождению кавитационной зоны, локализующейся у внутренней поверхности камеры. Опуская подробности, характеризующие условия рождения кавитации и физику ее эволюции (подробнее об этом см., например, в [29, 31, 22]), скажем следующее. Кавитационная зона, фактически «выстилающая» внутреннюю поверхность камеры, под воздействием результирующего давления начинает совершать объемные колебания, напоминающие пульсации газового пузыря и порождающие серию импульсов, отчетливо видимых на графике испытательного воздействия. Действительно, в момент образования зоны кавитации непосредственное воздействие падающей ударной волны на упругую систему датчика прекращается. Теперь волна оказывает лишь косвенное влияние на процесс нагружения, ударяясь хвостовой частью о кавитационную зону.

Отражение хвоста ударной волны от зоны кавитации протекает в условиях электрогидравлического эффекта подобно явлению отражения от упругой поверхности [33]. Дело в том, что недостающее давление в хвосте ударной волны не позволяет подавить кавитацию, а способно привести лишь к зарождению дополнительной кавитационной зоны [28, 31]. Нетрудно догадаться, что ее поведение влияет на динамику упругой системы датчика также косвенно.

Образование зон первичной и вторичной кавитации наводит на мысль о вероятном переходе всего объема жидкости в кавитирующее состояние. Подобное состояние можно охарактеризовать наличием в среде как крупных зон кавитации, создающих биения низкой частоты, так и зон меньших объемов, частоты биения которых выше. Можно сказать, жидкость теперь представляет собой единую осциллирующую суперкаваерну, размеры которой определяются размерами импульсной камеры. Отметим, жизнедеятельности и гибели суперкаверны соответствует

ряд импульсов из пакета импульсов испытательного воздействия, а также отдельные всплески и шум его второй половины [33].

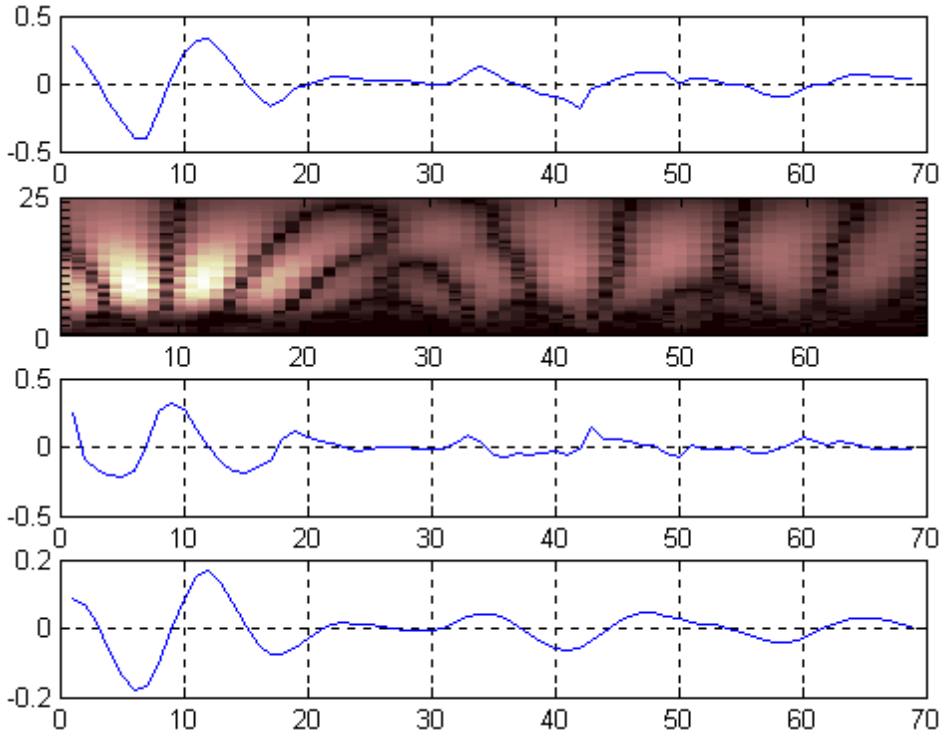


Рис. 4. Отклик датчика ЛХ612 №74942184 и его импульсная характеристика.

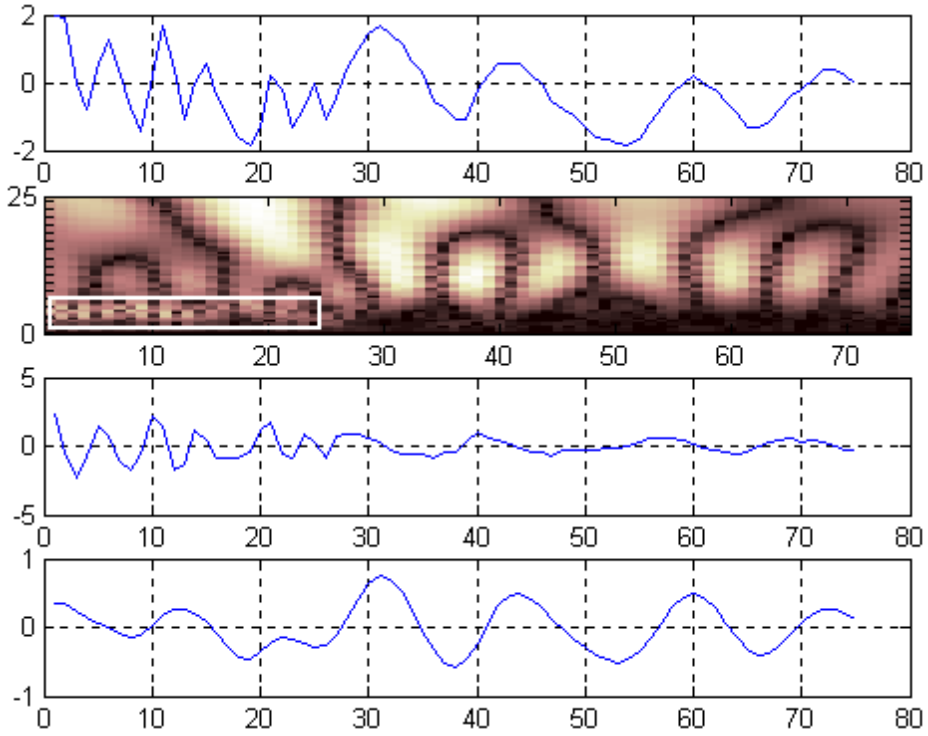


Рис. 5. Отклик датчика ДПС010 №907 и его импульсная характеристика.

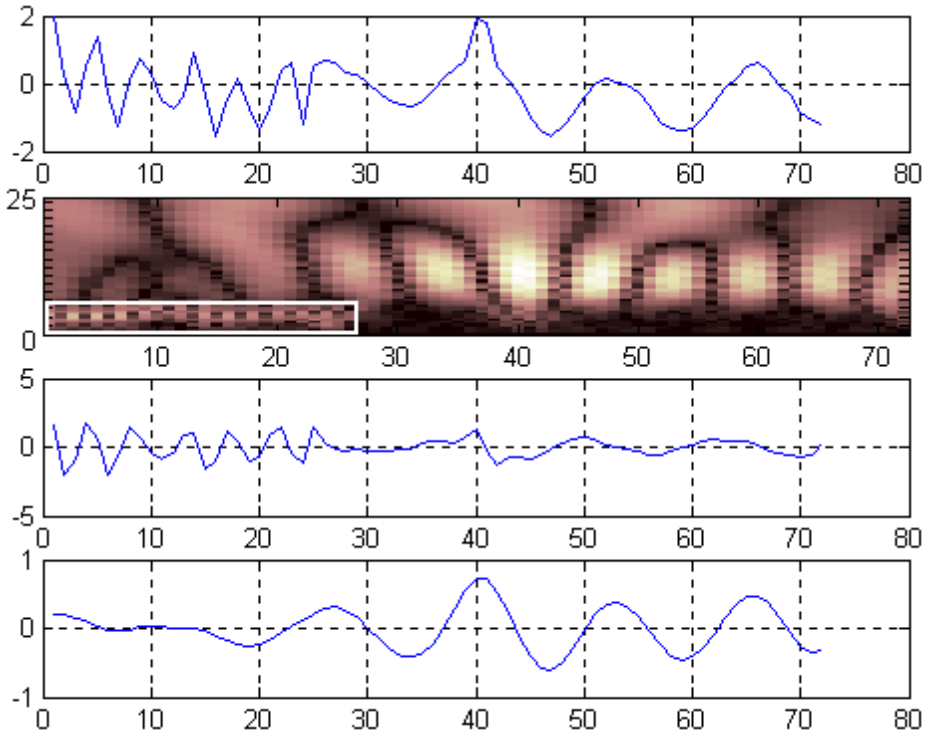


Рис. 6. Отклик датчика ДПС008 №2183 и его импульсная характеристика.

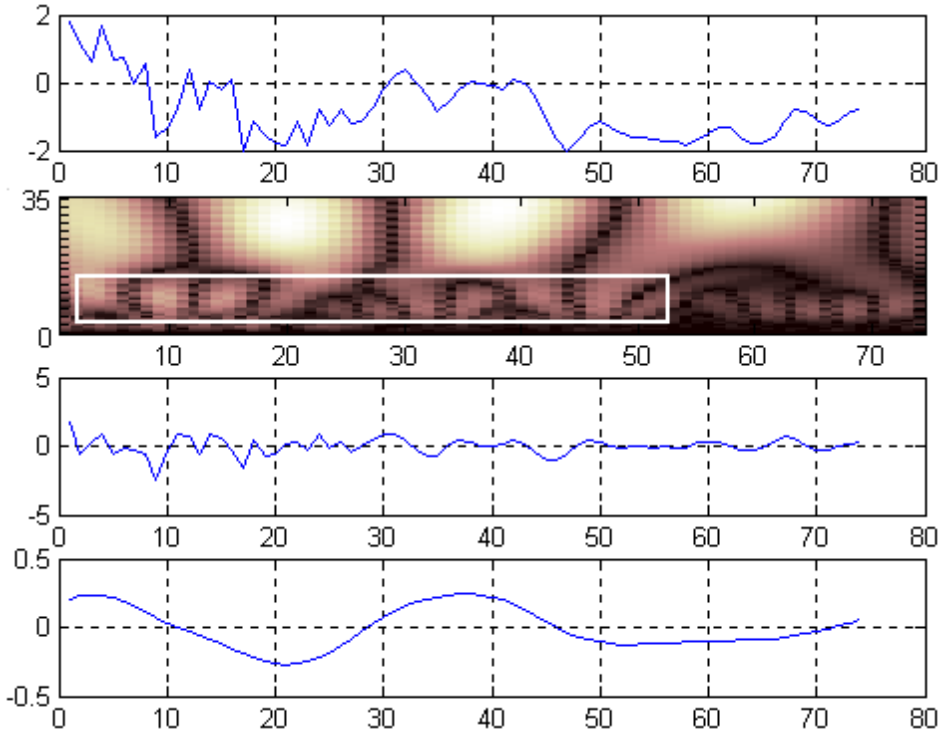


Рис. 7. Отклик датчика ЛХ612М №830182 и его импульсная характеристика.

Дополнительные замечания

Обратимся вновь к рассмотрению рис. 4 – 8 для того, чтобы сделать ряд дополнительных замечаний и охарактеризовать поведение датчиков в свете выдвинутой гипотезы о строении входного испытательного воздействия более подробно.

В частности, после отработки первого импульса на вход широкополосного датчика ЛХ612 №74942184 подается другой импульс, достигающий своего максимума в момент времени 0,9 мкс (см. рис. 4). Реакция датчика на данное воздействие также представляет собой импульс, максимум которого наблюдается с запаздыванием, равным примерно 0,3 мкс. Третий входной импульс (его максимум соответствует времени 1,9 мкс), четвертый (3,3 мкс) и пятый (4,3 мкс) импульсы отрабатываются датчиков с тем же запаздыванием. Примечателен также тот факт, что разнесение импульсов во времени позволяет датчику достичь режима свободных колебаний.

Аналогичным образом можно охарактеризовать поведение датчика ДПС010 №907 (см. рис. 5). Здесь, однако, стоит обратить внимание на то, что входной пакет импульсов датчик как бы «фильтрует». Очевидно, частота следования импульсов пакета превышает частотный диапазон данного датчика. Напротив, одиночные импульсы, наблюдаемые в моменты 2,8; 4,0; 5,7 и 6,9 мкс соответственно, удовлетворительно отрабатываются датчиком с запаздыванием, равным примерно 0,3 мкс.

Описанная выше ситуация наблюдается также в реакции датчика ДПС008 №2183 (см. рис. 6) на пакет входных импульсов испытательного воздействия.

Отклик датчика ЛХ612М №830182, его импульсная характеристика и испытательное воздействие, изображенные на рис. 7, вообще примечательны. Как видно, испытательное воздействие, поданное на вход датчика, представляет собой слабо затухающую серию импульсов, напоминающую стохастический сигнал. Реакция датчика на подобное воздействие представляется вполне очевидной: таковой являются два колебания, наблюдаемые в моменты времени 0,3 и 3,8 мкс соответственно.

Отметим, по осям абсцисс рассматриваемых графиков отложены номера отсчетов сигналов.

Заключение

В настоящей работе рассмотрено решение проблемы восстановления импульсных характеристик датчиков переменных давлений и испытательных воздействий, синтезируемых взрывом металлического проводника в жидкой среде, а также кратко рассмотрен вопрос параметрической идентификации датчиков. Как видно, аппарат континуального вейвлет-анализа позволил высказать гипотезу, согласно которой испытательное воздействие представляет собой пакет импульсов (В отличие от способов классического анализа, вейвлет-анализ обеспечивает количественной и качественной информацией не только о частотах, но, что не менее важно, информацией о временных характеристиках. В этом, безусловно, анализ Фурье остается проигравшим). В то же время, проведенный расчет частных динамических характеристик датчиков наталкивает на мысль о том, что аппарат континуального анализа может быть с успехом применен в задачах параметрической идентификации других средств измерений, а также фильтрации измерительной информации.

Литература

1. *Коптев Ю.Н., Гориш А.В.* Датчиковая аппаратура для ракетно-космической техники // Радиотехника, 1995, № 10. С. 5-6.
2. *Мокров Е.А.* О тенденциях развития датчиков специального назначения //Приборы и системы управления, 1990, № 10. С. 4-5.
3. *Бутов В.И., Забродина С.Д., Кузин В.Н.* Пьезоэлектрические датчики быстропеременных давлений //Приборы и системы управления, 1990, № 10. С. 11-12.
4. *Михайлов П.Г., Бутов В.И., Политменцева Т.Н., Гориш А.В.* Пьезодатчики быстропеременных, импульсных и акустических давлений // Радиотехника, 1995, № 10. С.36-37.
5. *Казарян А.А.* Обзор датчиков пульсаций давления // Измерительная техника, 1998, № 8. С. 27-33.
6. *Багдатьев Е.Е., Ефимова А.А.* Идентификация преобразователей переменных давлений // Измерительная техника, 1986, № 6. С. 17-18.
7. *Багдатьев Е.Е., Ефимова А.А., Санина Э.Б.* Импульсная установка для идентификации датчиков переменных давлений // Измерительная техника, 1989, №3. С. 18-19.
8. *Кузнецов Е.А.* Автоматизированный комплекс для определения статико-динамических характеристик датчиков давления в широком диапазоне температур // Измерительная техника, 1993,

№6. С. 40-43.

9. *Кузнецов Е.А.* Методы и средства оценки динамических характеристик датчиков давления при криогенных и повышенных температурах // Автореф. дисс. ... канд. техн. наук. – Москва, 1997.
10. *Мясникова Н.В., Строганов М.П.* Методы определения динамических характеристик датчиков механических величин. Пенза: Изд-во Пенз. политехн. ин-та, 1991. 60 с.
11. *Мясникова Н.В., Иосифов В.П., Строганов М.П.* Оценивание частотных характеристик датчиков механических величин по результатам прямых измерений // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. науч. тр. Пенза: Изд-во Пенз. гос. техн. ун-та, 1991. Вып. 13. С. 88-91.
12. *Мясникова Н.В.* Применение метода Прони для идентификации характеристик датчиков переменных давлений // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. науч. тр. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. техн. ун-та, 1989. Вып. 9. С. 86.
13. *Мясникова Н.В.* Оценка погрешностей при идентификации динамических характеристик средств измерения // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. науч. тр. Пенза: Изд-во Пенз. гос. техн. ун-та, 1988. Вып. 8. С. 86-89.
14. *Алексеев К.А.* Идентификация динамических характеристик датчиков с помощью детерминированного импульса давления // Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях: 1-ая Всеросс. научно-практ. конф., Бийск, 2000. С. 217-22.
15. *Алексеев К.А.* Задача идентификации полных и частных динамических характеристик высокочастотных пьезо-электрических датчиков переменных давлений // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, 2000, №7. С. 58-61.
16. *Осадчий Е.П., Алексеев К.А.* Идентификация импульсных характеристик датчиков переменных давлений с использованием матриц двумерных нестационарных передаточных функций //Датчики и системы, 1999, №6. С. 16-19.
17. *Алексеев К.А., Алексеева М.Б.* Идентификация динамических характеристик датчиков в базисе функций Уолша // Информационно-измерительная техника: Межвуз. сб. науч. тр. Пенза: Пенз. гос. ун-т, 2000. Вып. 25. С. 62-70.
18. *Алексеев К.А., Осадчий Е.П.* Исследование электрогидравлического эффекта, воспроизводимого в импульсной камере стенда ИКД-5, и моделей его компонент // Инженерная физика, 2000, № 2. С. 16-24.
19. *Алексеев К.А.* Возникновение кавитационных явлений в условиях

электрогидравлического эффекта и их роль в процессе импульсной идентификации // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Методы и средства измерения в системах контроля и управления». Пенза, 1999. С. 97-99.

20. *Алексеев К.А.* Определение спектральной плотности пульсаций давления // Тез. докл. Междунар. симпозиума «Надежность и качество-99. Инновационные технологии производству XXI века». Пенза, 1999. С. 250-252.
21. *Alexeev C.* A simulation of the shock wave synthesized in water by an exploding wire // Proc. of the Inter. Symp. “Reliability and Quality 2000”, Penza, 2000.
22. Alexeev C. A movie-representation of the electro-hydraulic effect // Proc. of the Inter. Symp. “Reliability and Quality 2000”, Penza, 2000
23. *Алексеев К.А.* Вейвлет-анализ сигналов датчиков. Часть 1. Континуальный вейвлет-анализ // Пенза: ИИЦ ПГУ, 2001. 60 с.
24. *Истомина Т.В., Чувыкин Б.В., Щеголев В.Е.* Применение теории wavelets в задачах обработки информации. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2000. 188 с.
25. *Новиков И.Я., Стечкин С.Б.* Основы теории всплесков // Успехи математических наук, 1998, №6. С. 53 – 128.
26. *Новиков Л.В.* Основы вейвлет-анализа сигналов. СПб., 1999. 152 с.
27. *Бескаравайный Н.М., Поздеев В.А.* Волновые задачи о расширении полости в жидкости с учетом конечности перемещения границ // Физико-механические процессы при высоковольтном разряде в жидкости: Сб. науч. тр. Киев: Наук. думка, 1980. 220 с.
28. *Гаманович В.И., Стрельцов В.А.* Взаимодействие ударной волны с преградой конечной толщины // Электрический разряд в жидкости и его применение: Сб. науч. тр. Киев: Наук. думка, 1977. 176 с.
29. *Демина В.М., Шкатов А.А.* Исследование гидродинамических характеристик электрического взрыва проводников в воде // Физические основы электрического взрыва: Сб. науч. тр. Киев: Наук. думка, 1983. 136 с.
30. *Крутиков В.С.* Определение гидродинамических характеристик в конечной системе // Основные проблемы разрядно-импульсной технологии: Сб. науч. тр. Киев: Наук. думка, 1980. 170 с.
31. *Пилипенко В.В.* Кавитационные автоколебания. Киев: Наук. думка, 1989. 316 с.
32. *Столович Н.Н.* Электровзрывные преобразователи энергии. Минск: Наука и техника, 1983. 152 с.
33. *Чачин В.Н.* Электрогидравлическая обработка машиностроительных материалов. Минск: Наука и техника, 1978. 184 с.

УДК 519.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Асанов А.З., Романовский Э.А.
Камский государственный политехнический институт,
г. Набережные Челны
e-mail: redison@e-mail.ru

В последнее время наблюдается рост интереса к регулируемому приводу, состоящему из автономного инвертора напряжений (АИН) с шестью полностью управляемыми транзисторными ключами (ТК) и асинхронного двигателя (АД) без нулевого провода в обмотке статора. Такой электропривод, как правило, обладает более высоким КПД по сравнению с другими типами приводов. Схема и его принцип действия широко известны. При этом для регулирования выходных переменных привода обычно применяется один из законов широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Регулирование частоты трехфазного напряжения на выходе АИН осуществляется путем изменения частоты переключений ТК. Изменение амплитуды трехфазного напряжения производится с помощью широтно-импульсного регулирования (ШИР), суть которого состоит в изменении ширины импульсов напряжения.

С целью дальнейшего улучшения качества выходного напряжения, управляющего двигателем, возможно применение дополнительно квантования напряжений по уровню. Использование такого квантования приводит к применению так называемых многоуровневых АИН. По принципу действия многоуровневые инверторы можно подразделить на автономные инверторы фазных напряжений (АИФН) и автономные инверторы линейных напряжений (АИЛН) [1]. АИФН принципиально отличается от АИЛН, прежде всего, наличием в нем нулевого провода, связывающего нулевую точку нагрузки с нейтральным (нулевым) потенциалом многоуровневого источника постоянного напряжения (φ_0). Благодаря этой особенности АИФН непосредственно формирует фазные напряжения, а АИЛН непосредственно

формирует линейные напряжения, откуда и их названия.

В таких инверторах в процессе преобразования постоянного напряжения в переменное производится квантование напряжения (фазного для АИФН, линейного для АИЛН) по уровню с шагом квантования, равным

$$\Delta U = \left(\varphi_{N_\varphi} - \varphi_0\right) / N_\varphi = U_n / N_\varphi ,$$

где N_φ – число уровней инвертора; φ_{N_φ} – наибольший потенциал питающего инвертор напряжения относительно нулевого потенциала, U_n – полное напряжение питания инвертора. Схемы таких инверторов питаются от последовательно соединенных источников постоянного напряжения, число которых равно $2N_\varphi$ для АИФН и N_φ для АИЛН. Источники имеют одинаковые напряжения величиной ΔU.

Многоуровневый АИЛН представляет собой обобщение обычного АИН, который в данной терминологии называется одноуровневым АИЛН. Наличие нулевого провода в АИФН обеспечивает его важным преимуществом перед АИЛН: в АИФН результирующий вектор фазных (линейных) напряжений, изображенный в трехфазной системе координат или на комплексной плоскости, в любом положении может находиться произвольную длительность времени относительно других его положений. Это означает, что АИФН, в отличие от АИЛН, способен формировать многофазный ступенчатый периодический сигнал произвольной формы.

Для применения многоуровневого АИФН или АИЛН в приводе переменного тока следует обеспечить возможность плавного регулирования напряжения с выхода этих инверторов. Пусть приняты допущения: источники постоянного напряжения имеют бесконечно малые внутренние сопротивления, ТК представляют собой идеальные вентили.

В случае применения АИФН можно осуществить приближение фазного напряжения к синусоиде за счет выбора соответствующих продолжительностей ступеней формируемого ступенчатого сигнала. Пусть ступенчатый сигнал задан на промежутке $[-T/2,\ +T/2]$ и симметричен относительно точки начала координат. Здесь T – период желаемого синусоидального сигнала фазного напряжения вида:

$$u_\phi(t) = U_m \sin(\omega t),$$

где U_m – амплитудное значение желаемого синусоидального напряжения; $\omega = 2\pi / T$ – угловая частота.

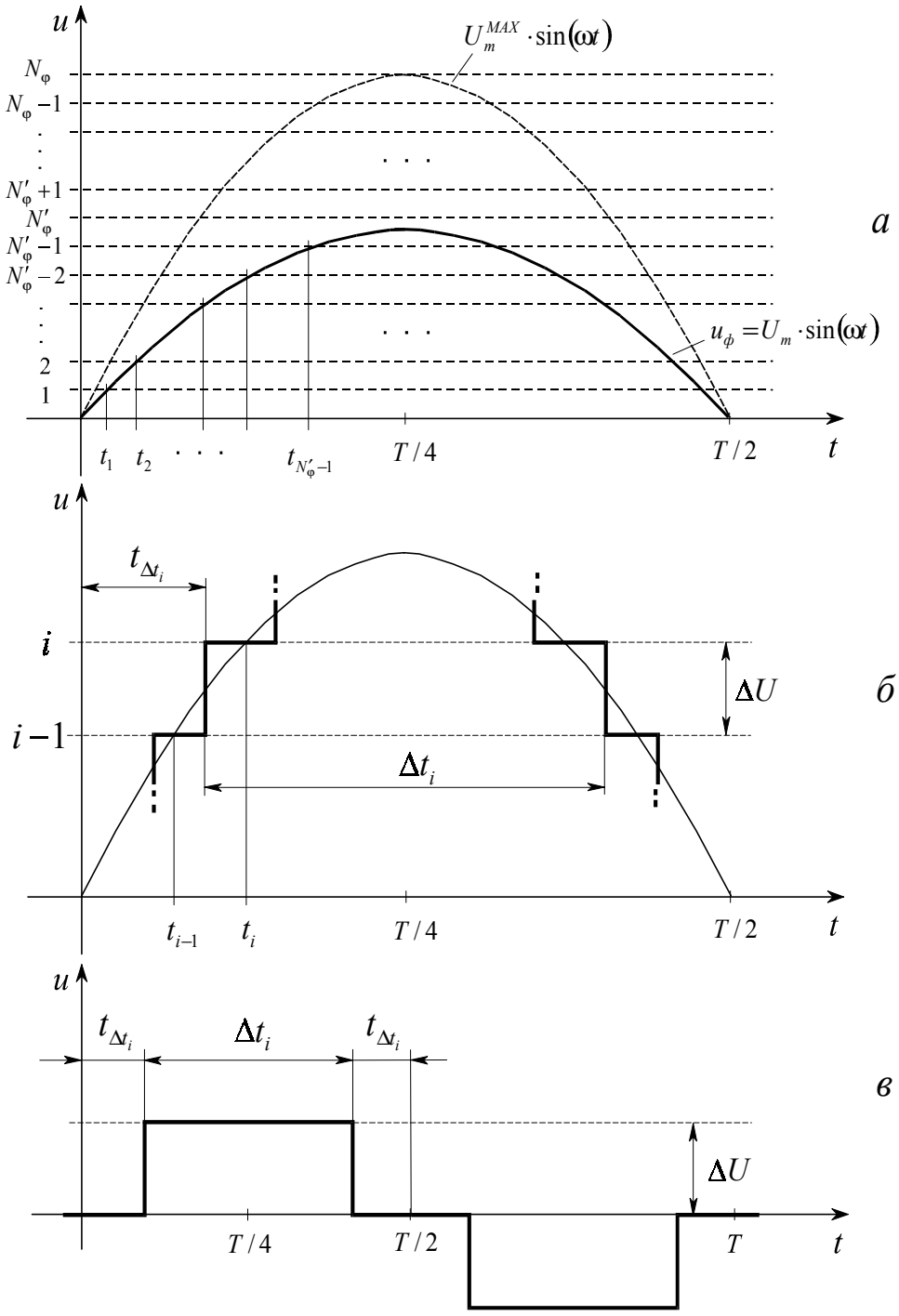


Рис. 1. Приближение фазного напряжения с выхода АИФН к желаемой синусоиде: а – пересечение линий квантования с желаемой синусоидой; б – определение моментов начала и продолжительностей прямоугольных площадей; в – типовой ступенчатый сигнал напряжения.

Пусть в формировании фазного напряжения используются лишь те уровни напряжения питания U_n, в которые укладывается амплитуда желаемого сигнала (рис. 1, *а*). Тогда число задействованных в инвертировании интервалов квантования можно определить по формуле:

$$N'_\varphi = \mathrm{ceil}\left(\frac{U_m N_\varphi}{U_m^{MAX}}\right), \tag{1}$$

где через $\mathrm{ceil}(X)$ обозначено ближайшее целое, $\geq X$; $U_m^{MAX} = U_n$ – максимальное амплитудное значение желаемого синусоидального напряжения.

Моменты времени, соответствующие пересечению желаемого синусоидального сигнала с соседними горизонтальными линиями квантования сигнала по уровню на промежутке $[0,\ +T/2]$, определяются по формулам (см. рис. 1, *а*):

На интервале $[0,\ +T/4]$: $t_i = \dfrac{\arcsin\left(\dfrac{U_m^{MAX}}{N_\varphi}\cdot\dfrac{i}{U_m}\right)}{\omega}$, $i = \overline{0, N'_\varphi - 1}$;

На интервале $[+T/4, +T/2]$: $t'_i = T/2 - t_i$, $i = \overline{0, N'_\varphi - 1}$.

В случае если $U_m = \Delta U \cdot N'_\varphi$, возникнет еще один момент времени, соответствующий пересечению (или касанию) желаемого синусоидального сигнала с одной из горизонтальных линий квантования: $t_{N'_\varphi} = T/4$.

Для наилучшего приближения формы генерируемого ступенчатого фазного напряжения к синусоиде следует обеспечить равенство площадей, ограниченных кривой желаемого синусоидального сигнала и соседними горизонтальными линиями квантования сигнала ($S_{\sin\Delta i}$) и площадей, ограниченных кривой формируемого ступенчатого сигнала и соседними горизонтальными линиями квантования сигнала ($S_{\Delta i}$), как показано на рис. 1, *б*. Эти площади можно определить по формулам:

$$S_{\sin\Delta i} = 2\left[U_m \int_{t_{i-1}}^{t_i} \sin\omega t dt - (t_i - t_{i-1})(i-1)\Delta U\right] + (T/2 - 2t_i)\Delta U,$$

$$i = \overline{1, N'_\varphi}; \tag{2}$$

$$S_{\Delta i} = \Delta t_i \cdot \Delta U,\ i = \overline{1, N'_\varphi}, \tag{3}$$

где Δt_i – горизонтальная продолжительность прямоугольной площади $S_{\Delta i}$ (рис. 1, *б*). На основании равенства $S_{\sin\Delta i} = S_{\Delta i}$ с учетом (2) и (3) величину Δt_i после несложных промежуточных

преобразований можно представить в виде:

$$\Delta t_i = 2\left\{\frac{U_m}{\Delta U\omega}\left[\cos(\omega t_{i-1}) - \cos(\omega t_i)\right] - (t_i - t_{i-1})(i-1)\right\} + \frac{\pi}{\omega} - 2t_i,$$

$$i = \overline{1, N'_\varphi}. \qquad (4)$$

Для обеспечения симметрии формируемого сигнала относительно начала координат и избежания возникновения нежелательных фазовых сдвигов гармоник формируемого фазного напряжения необходимо расположить прямоугольники с площадями $S_{\Delta i}$ в горизонтальном направлении симметрично относительно вертикальной оси $+T/4$ для положительной полуволны сигнала и симметрично относительно оси $-T/4$ для отрицательной полуволны сигнала. На основании изложенного требования моменты времени, определяющие начало этих прямоугольников, можно определить с учетом (4) из формулы:

$$t_{\Delta t_i} = \frac{\pi}{2\omega} - \frac{\Delta t_i}{2} = \frac{U_m}{\Delta U\omega}\left[\cos(\omega t_i) - \cos(\omega t_{i-1})\right] + t_i \cdot i - t_{i-1}(i-1),$$

$$i = \overline{1, N'_\varphi}. \qquad (5)$$

Нетрудно убедиться, что формируемый таким образом сигнал фазного напряжения может быть представлен в виде конечной суммы сигналов, изображенных на рис. 2, *в*. Существует общая типовая формула для разложения таких сигналов напряжения в гармонический ряд [2]:

$$u_{\phi i}(t, t_{\Delta t_i}, \omega) = \frac{4\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{2k+1}\cos\left[(2k+1)\omega t_{\Delta t_i}\right]\sin\left[(2k+1)\omega t\right],\ i = \overline{1, N'_\varphi}.$$

С учетом последнего выражения, а также (5) фазное напряжение на выходе АИФН можно представить в виде:

$$u_\phi^{N_\varphi}(t, U_m, \omega) = \frac{4\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{2k+1}\times \\ \times\displaystyle\sum_{i=1}^{N'_\varphi}\cos\left\langle (2k+1)\omega\left\{\begin{array}{l}\dfrac{U_m}{\Delta U\omega}\left[\begin{array}{l}\cos(\omega t_i) - \\ -\cos(\omega t_{i-1})\end{array}\right] + \\ + t_i \cdot i - t_{i-1}(i-1)\end{array}\right\}\right\rangle\times \\ \times\sin\left[(2k+1)\omega t\right]\end{array}\right]. \qquad (6)$$

Выражение (6) представляет собой общую формулу для вычисления временной зависимости фазного напряжения на выходе АИФН при заданных амплитуде и частоте желаемого синусоидального сигнала. Выражение также удобно для проведения гармонического анализа формируемого фазного напряжения. При

известной форме фазного напряжения линейное напряжение на выходе АИФН, представленное симметрично относительно начала координат, можно определить из выражения:

$$u_{л}^{N_\varphi}\left(t,U_m,\omega\right)=u_{ф}^{N_\varphi}\left(t-T/12,U_m,\omega\right)+u_{ф}^{N_\varphi}\left(t+T/12,U_m,\omega\right). \quad (7)$$

На основании (6) и (7) линейное напряжение на выходе АИФН после несложных преобразований представится в виде:

$$u_{л}^{N_\varphi}\left(t,U_m,\omega\right)=\frac{8\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left[\begin{array}{l}\frac{1}{2k+1}\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right]\times\\ \times\sum_{i=1}^{N'_\varphi}\cos\left\langle(2k+1)\omega\left\{\begin{array}{l}\frac{U_m}{\Delta U\omega}\left[\begin{array}{l}\cos(\omega t_i)-\\-\cos(\omega t_{i-1})\end{array}\right]+\\+t_i\cdot i-t_{i-1}(i-1)\end{array}\right\}\right\rangle\times\\ \times\sin[(2k+1)\omega t]\end{array}\right]. \quad (8)$$

На основании полученных выражений выполнено компьютерное моделирование в среде MATLAB линейных и фазных напряжений с выхода АИФН при различном числе уровней инвертора и при различной амплитуде желаемого синусоидального сигнала фазного напряжения. В результате гармонического анализа, в частности, установлено, что при плавном изменении U_m от максимального значения до нуля амплитуда 1-й гармоники формируемого фазного (линейного) напряжения также плавно изменяется от максимального значения до нуля. На рис. 2 в качестве примера приведены временные зависимости линейного и фазного напряжения с выхода 5-уровневого АИФН при заданной амплитуде желаемого синусоидального фазного напряжения.

Описанный способ квантования можно определить как способ квантования по уровню с симметричной синусоидальной дискретизацией по времени. В случае использования АИЛН данный способ неприемлем, так как здесь приходится постоянно сохранять одинаковыми между собой продолжительности ступеней выходного сигнала линейного напряжения. В противном случае линейное напряжение либо сильно отличается от синусоидального, либо физически нереализуемо. По этой причине сигнал формируемого линейного напряжения здесь приходится приближать не к синусоидальной, а к трапециидальной форме. В связи с этим предлагается в АИЛН регулировать продолжительность ступеней сигнала, называемую периодом повторяемости инвертора ($T_{ПВТ}$).

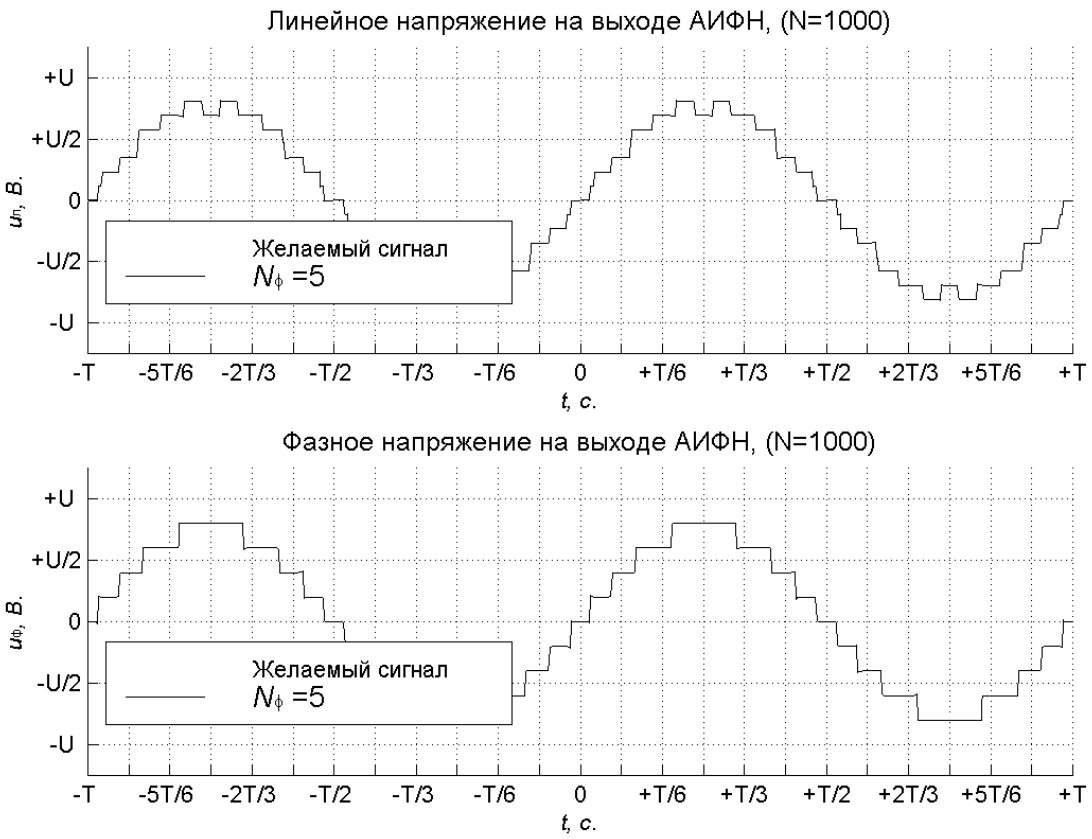


Рис. 2. Временные зависимости напряжений с выхода 5-уровневого АИФН ($U_m = 0{,}78 \cdot U_m^{MAX}$).

Пусть величина $T_{ПВТ}$ изменяется в диапазоне $\left[T/(6N_\varphi), T/3\right]$. Тогда фактическое число задействованных в инвертировании интервалов квантования можно определить по формуле:

$$\widetilde{N}_\varphi\left(T_{ПВТ}\right) = \mathrm{floor}\left(\frac{T}{6T_{ПВТ}}\right),$$

где через $\mathrm{floor}(X)$, подобно (1), обозначено ближайшее целое, $\leq X$.

Формируемый сигнал линейного напряжения в данном случае так же, как и в предыдущем, может быть представлен в виде конечной суммы сигналов напряжения с видом, как на рис. 1, *в*. Однако, в данном случае некоторые из этих сигналов имеют характерные фазовые сдвиги. При целом $T/\left(6T_{ПВТ}\right)$ сигналы с характерными фазовыми сдвигами исчезают, и формируемое линейное напряжение имеет ступенчатый трапециидальный вид. В противном случае в формируемом линейном напряжении на верхнем интервале квантования появляются характерные импульсы амплитудой ΔU. Доказано, что сигнал линейного напряжения, формируемый по предложенному способу на выходе N_φ-

уровневого АИЛН, имеет следующее математическое представление:

$$u_{л}^{N_{\varphi}}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\tilde{u}_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)+u'_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)+u''_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right), \quad (9)$$

где

$$\tilde{u}_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{4\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\langle\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\left\{\sum_{i=1}^{\tilde{N}_{\varphi}}\cos\left[(2k+1)\omega\left(i-\frac{1}{2}\right)T_{ПВТ}\right]\right\}\times\\ \times\sin\left[(2k+1)\omega t\right]\end{array}\right\rangle,$$

$$u'_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{4\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\langle\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\cos\left[(2k+1)\omega\left(\frac{T}{6}+\frac{\tilde{N}_{\varphi}T_{ПВТ}}{2}\right)\right]\times\\ \times\sum_{i=1}^{\tilde{N}_{\varphi}}\sin\left\{(2k+1)\omega\left[t-\left(\frac{\tilde{N}_{\varphi}}{2}-i+\frac{1}{2}\right)T_{ПВТ}\right]\right\}\end{array}\right\rangle,$$

$$u''_{л}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{8\Delta U}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\{\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right]\times\\ \times\cos\left[(2k+1)\omega\left(\frac{T}{4}-\frac{\Delta t'}{2}\right)\right]\sin\left[(2k+1)\omega t\right]\end{array}\right\}.$$

Здесь и далее

$$\Delta t'=\begin{cases}a, a\geq 0\\ 0, a<0\end{cases},$$

где

$$a=\frac{T}{3}-\left(2\tilde{N}_{\varphi}+1\right)T_{ПВТ}\ .$$

Доказано, что при описанных выше допущениях и симметричной нагрузке формула перехода от линейного напряжения, симметричного относительно начала координат и оси абсцисс, к фазному напряжению, представленному также симметричным относительно начала координат, имеет вид:

$$u_{ф}\left(t\right)=\left[u_{л}\left(t-T/12\right)+u_{л}\left(t+T/12\right)\right]/3\ . \quad (10)$$

На основании (9) и (10) после несложных преобразований временная зависимость фазного напряжения на выходе N_{φ}-уровневого АИЛН представится в виде:

$$u_{ф}^{N_{\varphi}}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\tilde{u}_{ф}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)+u'_{ф}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)+u''_{ф}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right), \quad (11)$$

где

$$\tilde{u}_{\phi}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{8\Delta U}{3\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\langle\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\left\{\sum_{i=1}^{\tilde{N}_{\varphi}}\cos\left[(2k+1)\omega\left(i-\frac{1}{2}\right)T_{ПВТ}\right]\right\}\times\\ \times\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right]\sin\left[(2k+1)\omega t\right]\end{array}\right\rangle,$$

$$u'_{\phi}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{8\Delta U}{3\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\langle\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right]\times\\ \times\cos\left[(2k+1)\omega\left(\frac{T}{6}+\frac{\tilde{N}_{\varphi}T_{ПВТ}}{2}\right)\right]\times\\ \times\sum_{i=1}^{\tilde{N}_{\varphi}}\sin\left\{(2k+1)\omega\left[t-\left(\frac{\tilde{N}_{\varphi}}{2}-i+\frac{1}{2}\right)T_{ПВТ}\right]\right\}\end{array}\right\rangle,$$

$$u''_{\phi}\left(t,T_{ПВТ},\omega\right)=\frac{16\Delta U}{3\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\left\{\begin{array}{c}\frac{1}{2k+1}\cos^{2}\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right]\times\\ \times\cos\left[(2k+1)\omega\left(\frac{T}{4}-\frac{\Delta t'}{2}\right)\right]\sin\left[(2k+1)\omega t\right]\end{array}\right\}.$$

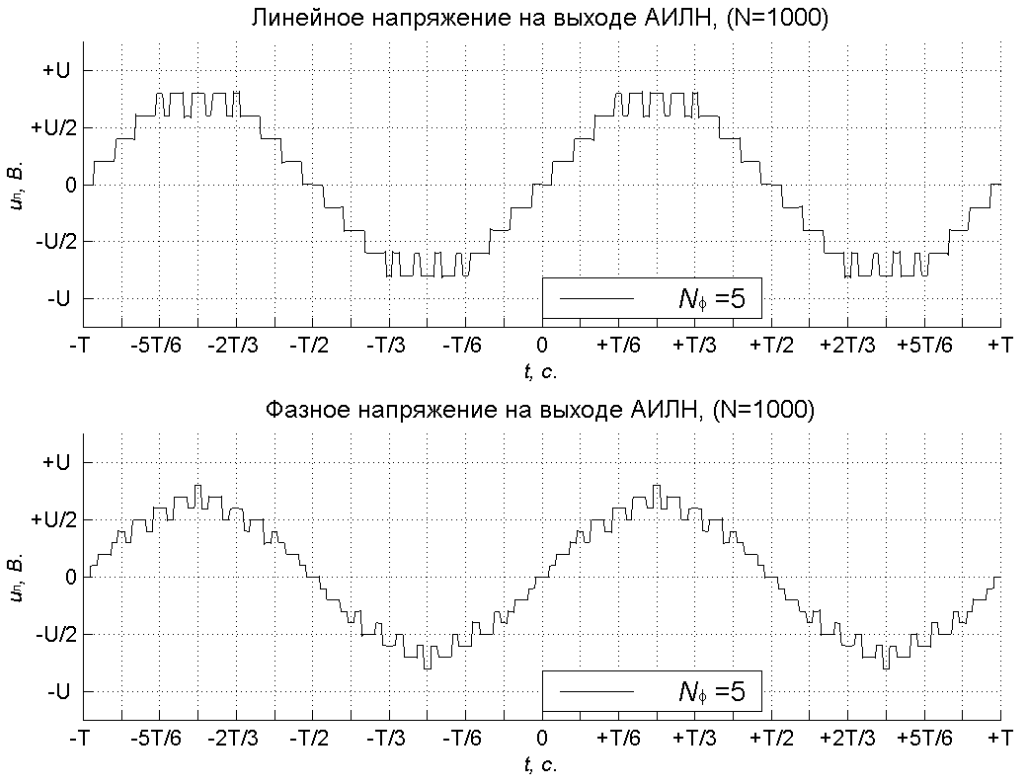


Рис. 3. Временные зависимости напряжений с выхода 5-уровневого АИЛН ($T_{ПВТ}=T/22$).

Выражения (9) и (11) представляют собой общие формулы для вычисления временных зависимостей линейного и фазного напряжения на выходе АИЛН при заданном периоде повторяемости и заданной частоте желаемого сигнала. Выражения также удобны для проведения гармонического анализа формируемого напряжения. На основании полученных выражений выполнено компьютерное моделирование в среде MATLAB линейных и фазных напряжений с выхода АИЛН при различном числе уровней инвертора и при различном значении периода повторяемости.

В результате гармонического анализа, в частности, установлено, что при плавном изменении $T_{ПВТ}$ от $T/(6N_{\varphi})$ до $T/3$ амплитуда 1-й гармоники формируемого линейного (фазного) напряжения плавно изменяется от максимального значения до нуля. На рис. 3 в качестве примера приведены временные зависимости линейного и фазного напряжения с выхода 5-уровневого АИЛН при заданном значении периода повторяемости.

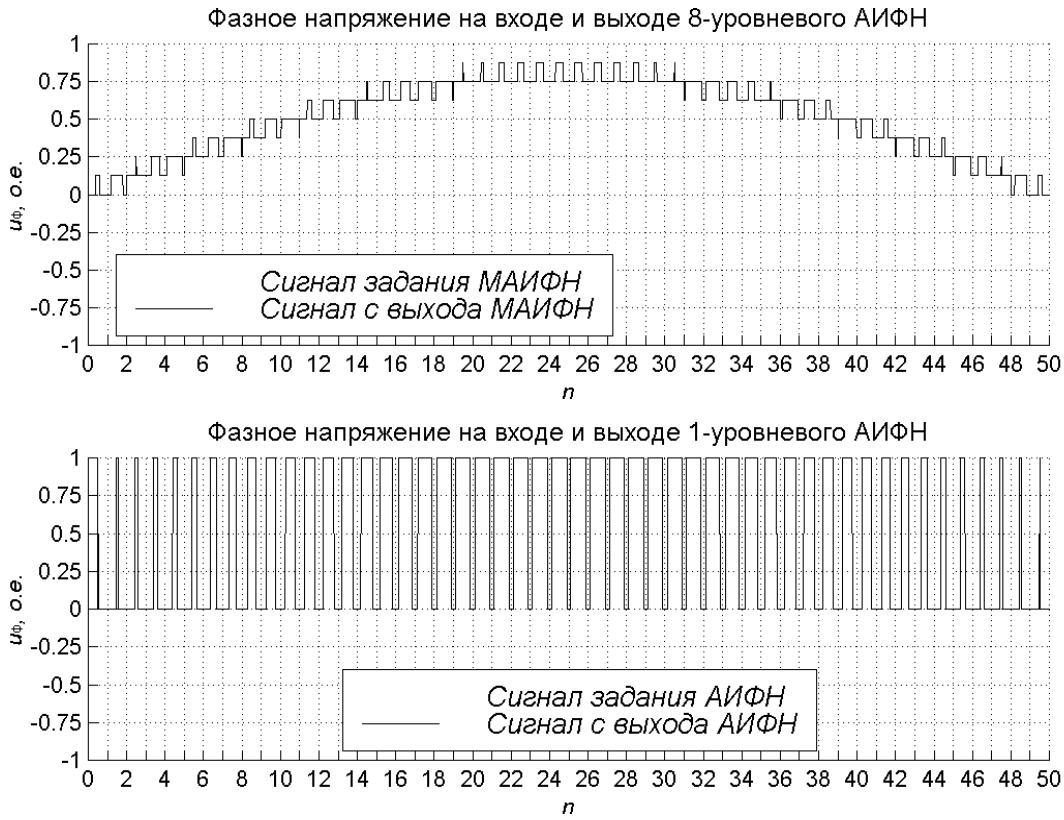


Рис. 4. Фазные напряжения с выхода 8-уровневого и 1-уровневого АИФН при отработке желаемого синусоидального фазного напряжения.

Рассмотренные способы регулирования опирались лишь на применение квантования по уровню, однако целесообразно совместное применение квантования по уровню и ШИМ. На рис. 4 в качестве примера приведены результаты моделирования в среде MATLAB напряжений с выхода 8-уровневого АИФН при отработке желаемого синусоидального напряжения (применяется ШИМ фазного сигнала и квантование его по уровню) и 1-уровневого АИФН (применяется только ШИМ фазного сигнала).

Литература

1. *Асанов А. З., Романовский Э. А.* Плавное регулирование уровня сигнала в многоуровневых инверторах напряжения // Электротехника, 2000, № 12. С. 21 – 26.
2. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1980.

УДК 519.6

ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СРЕДЕ MATLAB

Асанов А.З., Романовский Э.А.
Камский государственный политехнический институт,
г. Набережные Челны
e-mail: redison@e-mail.ru

Главной трудностью, сдерживающей анализ и синтез регулируемого электропривода переменного тока на основе асинхронного двигателя (АД), является сложность математического описания процессов, протекающих в нем [1, 2, 3]. Применяемые упрощения модели АД и электропривода в целом, как правило, сводятся к ее линеаризации (замене некоторым линейным динамическим звеном) и приводят к уменьшению диапазона регулирования частоты привода, в пределах которого управление на практике остается устойчивым.

Привод переменного тока состоит из неуправляемого выпрямителя, автономного инвертора напряжения (АИН) и асинхронного электродвигателя. При моделировании привода удобно считать, что он состоит из АИН и АД. Учет присутствия неуправляемого выпрямителя при этом производится через наличие в модели дополнительных измеряемых возмущающих воздействий, характеризующих пульсации напряжения на его выходе. В состав этих пульсаций входят также пульсации напряжения сети, питающей выпрямитель.

Можно показать на основе метода усреднения [4, 5], широко используемого при анализе широтно-импульсных преобразователей, что при применении в качестве АИН инвертора фазных напряжений этот преобразователь с достаточной точностью может быть представлен совокупностью из m несвязанных непрерывных линейных усилительных звеньев, где m – число фаз обмотки статора АД. Это объясняется тем, что широтно-импульсная модуляция, применяемая в законе управления инвертором, обеспечивает усредненное формирование кривой требуемой формы. Таким образом, метод усреднения позволяет

линеаризовать инвертор и принять допущение о его непрерывности. Далее считается, что в приводе применяется автономный инвертор фазных напряжений (АИФН). В этом случае задачи анализа и синтеза системы управления приводом переменного тока, по сути, могут быть сведены к задачам анализа и синтеза системы управления АД.

Математическое моделирование регулируемого электропривода переменного тока

Математическая модель асинхронного электродвигателя с одной стороны должна быть простой (иметь как можно меньший порядок) с целью обеспечения возможности реализации на конкретной микро-ЭВМ алгоритма управления, а с другой стороны должна для решения задачи управления описывать процессы в реальном двигателе с достаточной для практики точностью. В силу этих двух взаимно противоречивых требований при построении математической модели АД следует принять ряд допущений, позволяющих получить наименьший порядок модели, но не приводящих при этом к значительной потере точности описания процессов в двигателе. Исходя из данных соображений, при получении модели АД были приняты следующие основные допущения:

1. Многофазное напряжение, питающее электродвигатель, и обмотки самого АД являются симметричными.
2. Воздушный зазор в двигателе является равномерным (на статоре и роторе АД отсутствуют зубцы).
3. Стальные участки магнитопроводов АД всегда имеют нулевое магнитное сопротивление, и в процессе управления электродвигатель не находится в режиме насыщения.
4. Обмотки статора и ротора АД распределяются вдоль его зазора по синусоидальному закону.
5. Отсутствует влияние на процессы в двигателе температурных и климатических изменений окружающей среды, а также ряда вредных технологических факторов (эксцентричность статора и ротора, конусность ротора, эллиптичность зазора и пр.).

Посредством процедуры приведения обмотки статора асинхронного электродвигателя к двухфазной и последующего приведения ротора к статору модель АД приобретает двухфазные статор и ротор. Пусть асинхронный электродвигатель имеет двухфазные статор и ротор. В этом случае модель АД называется обобщенной (см. рис. 1).

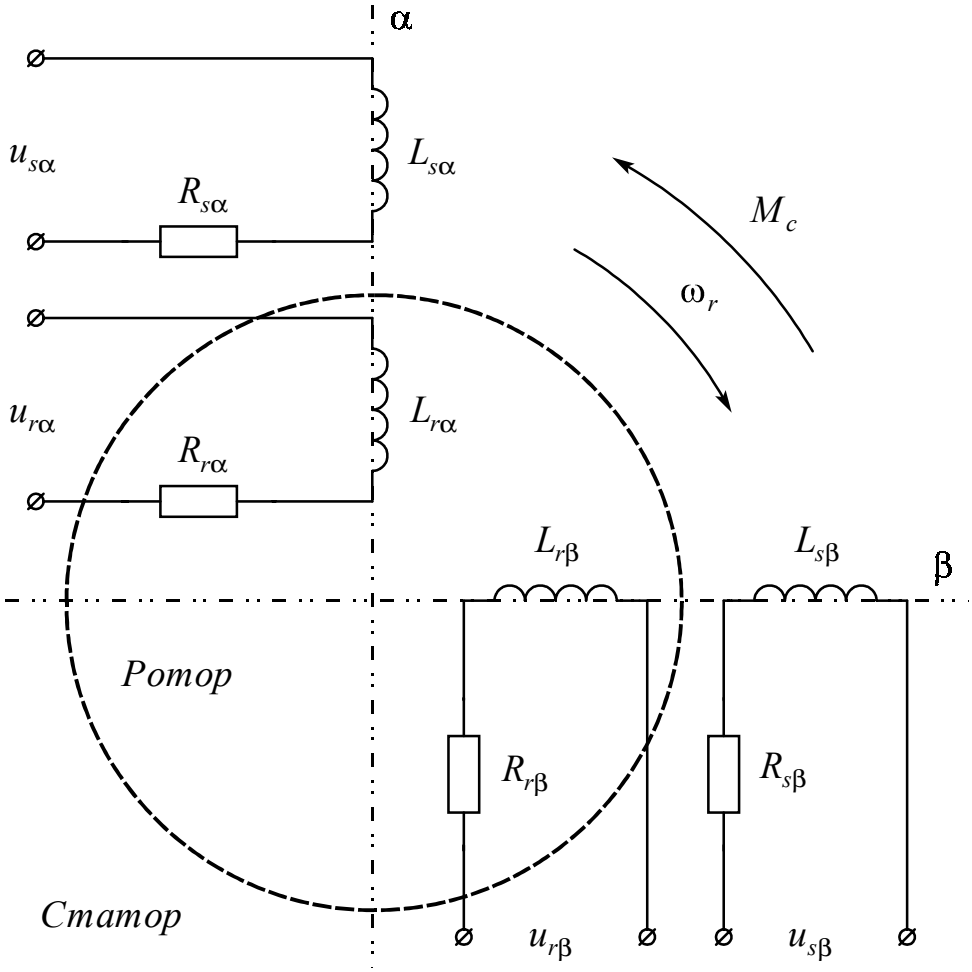


Рис. 1. Пространственная модель обобщенной электрической машины.

Исходная модель обобщенной электрической машины в неподвижных осях α и β с учетом принятых допущений, наличия пульсаций напряжения питания на обмотках статора двигателя и равенства нулю напряжений питания на обмотках ротора двигателя имеет вид:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} + u_{s\alpha f} = R_{s\alpha} i_{s\alpha} + \dfrac{d}{dt}\varnothing_{s\alpha}; u_{s\beta} + u_{s\beta f} = R_{s\beta} i_{s\beta} + \dfrac{d}{dt}\varnothing_{s\beta} \\ 0 = R_{r\alpha} i_{r\alpha} + \dfrac{d}{dt}\varnothing_{r\alpha} + p\omega_r \varnothing_{r\beta}; 0 = R_{r\beta} i_{r\beta} + \dfrac{d}{dt}\varnothing_{r\beta} - p\omega_r \varnothing_{r\alpha}, \\ p^2 J \dfrac{d}{dt}\omega_r = L_m p(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) - M_c \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ – напряжения питания статора АД по осям α и β, В; $u_{s\alpha f}$, $u_{s\beta f}$ – пульсации напряжений питания статора по осям α и β, В; M_c – момент сопротивления на валу АД, $\text{Н} \cdot \text{м}$; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ – токи статора по осям α и β, А; $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ – токи ротора по осям α и β, А; $\varnothing_{s\alpha}$, $\varnothing_{s\beta}$ – потокосцепления статора по осям α и β; $\varnothing_{r\alpha}$, $\varnothing_{r\beta}$ – потокосцепления ротора по осям α и β; ω_r – частота вращения вала ротора, рад/с; $R_{s\alpha}$, $R_{s\beta}$ – активные сопротивления обмоток статора по осям α и β, Ом; $R_{r\alpha}$, $R_{r\beta}$ – активные сопротивления обмоток ротора по осям α и β, Ом; p – число пар полюсов АД; J – момент инерции вала ротора АД, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$; L_m – взаимная индуктивность обмоток двигателя, Гн.

Модель состоит из пяти уравнений и содержит девять неизвестных. Для исключения лишних неизвестных могут быть использованы уравнения:

$$\begin{cases} \varnothing_{s\alpha} = L_{s\alpha} i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}; \varnothing_{s\beta} = L_{s\beta} i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \varnothing_{r\alpha} = L_{r\alpha} i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}; \varnothing_{r\beta} = L_{r\beta} i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases}, \quad (2)$$

где $L_{s\alpha}$, $L_{s\beta}$ – полные индуктивности обмоток статора по осям α и β, Гн; $L_{r\alpha}$, $L_{r\beta}$ – полные индуктивности обмоток ротора по осям α и β, Гн.

В качестве переменных состояния модели могут быть приняты различные переменные. Если в качестве переменных состояния АД приняты переменные $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$, ω_r, то с учетом (2) и того, что активные и реактивные сопротивления взаимно перпендикулярных фаз статора (ротора) равны между собой, модель АД (1) после несложных преобразований по приведению к нормальной форме Коши примет вид:

$$
\begin{cases}
\dfrac{d}{dt} i_{s\alpha} = -\dfrac{R_s L_r}{X_m^2} i_{s\alpha} + p\dfrac{L_m^2}{X_m^2} i_{s\beta}\omega_r + \dfrac{R_r L_m}{X_m^2} i_{r\alpha} + \\
\qquad + p\dfrac{L_r L_m}{X_m^2} i_{r\beta}\omega_r + \dfrac{L_r}{X_m^2} u_{s\alpha} + \dfrac{L_r}{X_m^2} u_{s\alpha f} \\
\dfrac{d}{dt} i_{s\beta} = -p\dfrac{L_m^2}{X_m^2} i_{s\alpha}\omega_r - \dfrac{R_s L_r}{X_m^2} i_{s\beta} - p\dfrac{L_r L_m}{X_m^2} i_{r\alpha}\omega_r + \\
\qquad + \dfrac{R_r L_m}{X_m^2} i_{r\beta} + \dfrac{L_r}{X_m^2} u_{s\beta} + \dfrac{L_r}{X_m^2} u_{s\beta f} \\
\dfrac{d}{dt} i_{r\alpha} = \dfrac{R_s L_m}{X_m^2} i_{s\alpha} - p\dfrac{L_s L_m}{X_m^2} i_{s\beta}\omega_r - \dfrac{R_r L_s}{X_m^2} i_{r\alpha} - \\
\qquad - p\dfrac{L_s L_r}{X_m^2} i_{r\beta}\omega_r - \dfrac{L_m}{X_m^2} u_{s\alpha} - \dfrac{L_m}{X_m^2} u_{s\alpha f} \\
\dfrac{d}{dt} i_{r\beta} = p\dfrac{L_s L_m}{X_m^2} i_{s\alpha}\omega_r + \dfrac{R_s L_m}{X_m^2} i_{s\beta} + p\dfrac{L_s L_r}{X_m^2} i_{r\alpha}\omega_r - \\
\qquad - \dfrac{R_r L_s}{X_m^2} i_{r\beta} - \dfrac{L_m}{X_m^2} u_{s\beta} - \dfrac{L_m}{X_m^2} u_{s\beta f} \\
\dfrac{d}{dt} \omega_r = \dfrac{L_m}{pJ}(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) - \dfrac{1}{p^2 J} M_c
\end{cases}
, \qquad (3)
$$

где

$$X_m^2 = L_s L_r - L_m^2 .$$

Из системы (3) видно, что полученная модель АД имеет пятый порядок (число переменных состояния равно пяти) и является существенно нелинейной, т. к. содержит произведения переменных состояния. Возможно также представление модели АД в полярной системе координат, однако в этом случае получится гораздо более громоздкая система нелинейных уравнений, содержащая помимо произведений переменных состояния их отношения, а также их синусы и косинусы. Кроме этого, модель АД в полярной системе координат будет иметь, как минимум, шестой порядок. Основным же достоинством полученной модели является возможность ее записи в виде:

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^{n} a_{ij} x_j + \sum_{jk=1}^{n} a_{ijk} x_j x_k + \sum_{k=1}^{m} b_{ik} u_k + \sum_{l=1}^{r} e_{il} f_l , \quad i = \overline{1, n} ,$$

где $n = 5$, $m = 2$, $r = 3$; x_i $(i = \overline{1, n})$ – переменные состояния моделируемого объекта; u_k $(k = \overline{1, m})$ – управляющие сигналы для

моделируемого объекта; f_l $(l=\overline{1,r})$ – возмущения для моделируемого объекта; a_{ij}, a_{ijk}, b_{ik} и e_{il} – параметры объекта. Такая запись по существу представляет собой вырождающееся в конечную сумму разложение в бесконечный ряд Тейлора (в окрестности точки $x_1=\ldots=x_n=u_1=\ldots=u_m=f_1=\ldots=f_r=0$) правой части модели объекта управления и является наиболее удобной записью модели АД для синтеза оптимального и адаптивного управления нелинейным объектом (асинхронным электродвигателем).

Аналогично получается модель АД, где переменными состояния являются токи статора, потокосцепления ротора и частота вращения вала ротора:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{s\alpha} = -\frac{R_sL_r^2+R_rL_m^2}{X_m^2L_r}i_{s\alpha} + \frac{R_rL_m}{X_m^2L_r}\varnothing_{r\alpha} + \\ \qquad + p\frac{L_m}{X_m^2}\varnothing_{r\beta}\omega_r + \frac{L_r}{X_m^2}u_{s\alpha} + \frac{L_r}{X_m^2}u_{s\alpha f} \\ \frac{d}{dt}i_{s\beta} = -\frac{R_sL_r^2+R_rL_m^2}{X_m^2L_r}i_{s\beta} + \frac{R_rL_m}{X_m^2L_r}\varnothing_{r\beta} - \\ \qquad - p\frac{L_m}{X_m^2}\varnothing_{r\alpha}\omega_r + \frac{L_r}{X_m^2}u_{s\beta} + \frac{L_r}{X_m^2}u_{s\beta f} \\ \frac{d}{dt}\varnothing_{r\alpha} = \frac{R_rL_m}{L_r}i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varnothing_{r\alpha} - p\varnothing_{r\beta}\omega_r \\ \frac{d}{dt}\varnothing_{r\beta} = \frac{R_rL_m}{L_r}i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r}\varnothing_{r\beta} + p\varnothing_{r\alpha}\omega_r \\ \frac{d}{dt}\omega_r = \frac{L_m}{pJL_r}(i_{s\beta}\varnothing_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varnothing_{r\beta}) - \frac{1}{p^2J}M_c\,. \end{cases} \qquad (4)$$

Нетрудно видеть, что она несколько проще предыдущей.

Параметры модели АД (a_{ij}, a_{ijk}, b_{ik} и e_{il}) могут быть определены либо на основе параметров реального асинхронного двигателя, либо в процессе проведения активного факторного эксперимента.

Нормирование моделей асинхронного двигателя

Приведенные выше математические модели АД с короткозамкнутым ротором удобны по своему виду для синтеза систем управления приводом переменного тока. Эти же модели

могут использоваться и при компьютерном моделировании процессов в АД, однако в форме (3), (4) они представлены в абсолютных величинах. Запись же моделей АД в относительных единицах (о. е.) позволяет: 1) представить их в более простом виде; 2) облегчить контроль правильности расчетов при компьютерном моделировании на ПЭВМ или микроконтроллере; 3) упростить сравнение поведения асинхронных электродвигателей в различных режимах работы, сравнение машин различных мощностей и типов; 4) выражать разные по своей сути физические величины одним и тем же числом, например, зависимости напряжения, потокосцепления, потока, индукции в воздушном зазоре машины от магнитодвижущей силы могут быть выражены одной и той же кривой.

Представление модели АД в о. е. может быть осуществлено в результате выполнения процедуры нормирования модели асинхронного электродвигателя.

Значения реальных переменных и параметров элементов привода переменного тока находятся в весьма широком диапазоне. В ходе управления АД или компьютерного моделирования процессов в АД по мере обработки информации о движении привода осуществляются многократные арифметические операции над его переменными и параметрами его элементов. При этом промежуточные результаты могут сдвигаться в область значений, лежащих вблизи границ ограниченного диапазона чисел, внутри которого ПЭВМ или микроконтроллер производит операции. В итоге наблюдается потеря точности результатов вычисления и возрастает опасность переполнения разрядной сетки ЭВМ.

Для повышения точности вычислений и уменьшения опасности переполнения разрядной сетки следует перед выполнением конкретных расчетов (вне процесса управления) произвести процедуру нормирования математической модели привода (двигателя). Сущность процедуры нормирования состоит в выборе трех независимых базовых физических величин (БФВ), через которые могут быть однозначно определены все остальные БФВ, встречающиеся в приводе. При определении БФВ используется теория подобия [6], учитывающая соблюдение подобия процессов, описываемых фундаментальными физическими законами в пространстве реальных и нормированных величин.

Для привода переменного тока в качестве независимых БФВ удобно принять:

1. $U_б = \sqrt{2}\,U_{1нф}$ – базовая физическая величина напряжения, равная амплитудному значению номинального фазного синусоидального напряжения статора двигателя, В.

2. $I_б = \sqrt{2}\, I_{1нф}$ – базовая физическая величина тока, равная амплитудному значению номинального фазного синусоидального тока статора двигателя, А.

3. $T_б = p/\omega_н = p/(2\pi f_н)$ – базовая физическая величина времени, равная номинальному периоду вращения поля статора двигателя, с/рад; где p – число пар полюсов АД; $f_н$ – номинальная частота фазного синусоидального напряжения статора двигателя, $с^{-1}$.

Тогда производные базовые физические величины привода (двигателя) представятся через независимые БФВ следующим образом:

1. Базовая физическая величина сопротивления, Ом:

$$R_б = U_б / I_б .$$

2. Базовая физическая величина индуктивности, Гн:

$$L_б = T_б U_б / I_б .$$

3. Базовая физическая величина емкости, Ф:

$$C_б = T_б I_б / U_б .$$

4. Базовая физическая величина момента вращения, $Н \cdot м$:

$$M_б = T_б U_б I_б .$$

5. Базовая физическая величина момента инерции, $кг \cdot м^2$:

$$J_б = T_б^3 U_б I_б .$$

6. Базовая физическая величина мощности, Вт:

$$P_б = U_б I_б .$$

7. Базовая физическая величина потока (потокосцепления), Вб:

$$Ö_б = Ø_б = T_б U_б .$$

Другие производные БФВ вводить не обязательно, т. к. они отсутствуют в моделях АД, записанных в абсолютных величинах.

После определения всех БФВ переменные и параметры элементов привода (двигателя) делятся на соответствующие им базовые физические величины. В результате процессы в приводе описываются переменными и параметрами его элементов, представленными в о. е. Так, нормированную модель АД (3) можно записать в виде:

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^{n} c_{ij} x_j + \sum_{jk=1}^{n} c_{ijk} x_j x_k + \sum_{k=1}^{m} b_{ik} u_k + \sum_{l=1}^{r} e_{il} f_l , \quad i = \overline{1, n} , \tag{5}$$

где

$$n = 5,\ m = 2,\ r = 3;\ u_1 = u_{s\alpha} / U_б,\ u_2 = u_{s\beta} / U_б,$$
$$f_1 = u_{s\alpha f} / U_б,\ f_2 = u_{s\beta f} / U_б,\ f_3 = M_c / M_б,$$

$$x_1 = i_{s\alpha}/I_б\,,\ x_2 = i_{s\beta}/I_б\,,\ x_3 = i_{r\alpha}/I_б\,,\ x_4 = i_{r\beta}/I_б\,,\ x_5 = \omega_r T_б\,,$$
$$c_{11} = c_{22} = -\breve{R}_s\breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,\ c_{33} = c_{44} = -\breve{R}_r\breve{L}_s/\breve{X}_m^2\,,$$
$$c_{13} = c_{24} = \breve{R}_r\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,\ c_{31} = c_{42} = \breve{R}_s\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,$$
$$c_{125} = -c_{215} = p\breve{L}_m^2/\breve{X}_m^2\,,\ c_{145} = -c_{235} = p\breve{L}_r\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,$$
$$c_{325} = -c_{415} = -p\breve{L}_s\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,\ c_{345} = -c_{435} = -p\breve{L}_s\breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,$$
$$c_{523} = -c_{514} = \breve{L}_m/(p\breve{J})\,,$$
$$b_{11} = b_{22} = \breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,\ b_{31} = b_{42} = -\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,$$
$$e_{11} = e_{22} = \breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,\ e_{31} = e_{42} = -\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,\ e_{53} = -1/(p^2\breve{J})\,.$$

Здесь, в свою очередь:

$$\breve{R}_s = R_s/R_б\,,\ \breve{R}_r = R_r/R_б\,,$$
$$\breve{L}_s = L_s/L_б\,,\ \breve{L}_r = L_r/L_б\,,\ \breve{L}_m = L_m/L_б\,; \qquad (6)$$
$$\breve{X}_m^2 = \breve{L}_s\breve{L}_r - \breve{L}_m^2\,,\ \breve{J} = J/J_б\,. \qquad (7)$$

Остальные коэффициенты системы (5) c_{ij}, c_{ijk}, b_{ik} и e_{il}, не упомянутые выше, должны быть приняты равными нулю.

Из системы видно, что для определения абсолютного (реального) значения некоторой переменной модели объекта, представленной в о. е., достаточно умножить эту переменную на соответствующую ей базовую физическую величину.

Наиболее удобной для наблюдения неизмеряемых переменных АД оказалась модель (4), в которой в качестве переменных состояния двигателя приняты токи статора, потокосцепления ротора и частота вращения вала ротора АД. В результате получена нормированная модель АД, которая в случае симметрии взаимно перпендикулярных фаз статора и ротора и закороченных обмоток ротора имеет вид:

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^{n} a_{ij}x_j + \sum_{jk=1}^{n} a_{ijk}x_j x_k + \sum_{k=1}^{m} b_{ik}u_k + \sum_{l=1}^{r} e_{il}f_l\,,\quad i = \overline{1,n}\,, \qquad (8)$$

где

$$n = 5\,,\ m = 2\,,\ r = 3\,,\ u_1 = u_{s\alpha}/U_б\,,\ u_2 = u_{s\beta}/U_б\,,$$
$$f_1 = u_{s\alpha f}/U_б\,,\ f_2 = u_{s\beta f}/U_б\,,\ f_3 = M_c/M_б\,,$$
$$x_1 = i_{s\alpha}/I_б\,,\ x_2 = i_{s\beta}/I_б\,,\ x_3 = \varnothing_{r\alpha}/\varnothing_б\,,\ x_4 = \varnothing_{r\beta}/\varnothing_б\,,\ x_5 = \omega_r T_б\,,$$
$$a_{11} = a_{22} = -(\breve{R}_s\breve{L}_r^2 + \breve{R}_r\breve{L}_m^2)/\breve{X}_m^2\breve{L}_r\,,\ a_{33} = a_{44} = -\breve{R}_r/\breve{L}_s\,,$$
$$a_{13} = a_{24} = \breve{R}_r\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\breve{L}_r\,,\ a_{31} = a_{42} = \breve{R}_r\breve{L}_m/\breve{L}_r\,,$$
$$a_{145} = -a_{235} = p\breve{L}_m/\breve{X}_m^2\,,\ a_{345} = -a_{435} = -p\,,$$
$$a_{523} = -a_{514} = \breve{L}_m/(p\breve{J}\breve{L}_r)\,,$$
$$b_{11} = b_{22} = \breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,\ e_{11} = e_{22} = \breve{L}_r/\breve{X}_m^2\,,\ e_{53} = -1/(p^2\breve{J})\,.$$

Здесь $\breve{R}_s$, $\breve{R}_r$, $\breve{L}_s$, $\breve{L}_r$, $\breve{L}_m$, $\breve{X}_m^2$ и $\breve{J}$ определяются из (6) и (7).

Остальные коэффициенты системы (8) a_{ij}, a_{ijk}, b_{ik} и e_{il}, не упомянутые выше, должны быть приняты равными нулю.

Из системы видно, что для определения абсолютного (реального) значения некоторой переменной модели объекта, представленной в о. е., достаточно умножить эту переменную на соответствующую ей базовую физическую величину.

Компьютерное моделирование процессов в асинхронном электродвигателе

Структурная схема модели объекта (5) для компьютерного моделирования асинхронного электродвигателя изображена на рис. 2.

Описанные нормированные модели асинхронного электродвигателя реализованы в системе инженерных и научных расчетов MATLAB. При этом для подтверждения достоверности полученных результатов моделирование проводилось параллельно в среде программирования системы MATLAB и в специализированной системе Simulink, входящей в состав программных продуктов, выпускаемых фирмой The MathWorks, Inc.

Применительно к моделированию в среде программирования системы MATLAB разработан комплекс процедур и программ, осуществляющих:

1. Ввод в диалоговом режиме параметров АД, а также входных и возмущающих воздействий для него (питающие двигатель напряжения и момент сопротивления на его валу).
2. Расчет переходных процессов в асинхронном двигателе по описанным моделям.
3. Построение на экране монитора в диалоговом режиме в о. е. графиков временных зависимостей входных и возмущающих воздействий для двигателя, токов в обмотках статора и ротора АД, частоты вращения вала ротора двигателя и электромагнитного момента на валу ротора АД.
4. Сохранение построенных временных зависимостей в любом из графических форматов: WMF, BMP, JPeg, TIFF.

При этом численное интегрирование в процессе компьютерного моделирования осуществляется на основе явных формул Рунге – Кутта [7] 4-го и 5-го порядков с переменным шагом интегрирования. Исследованию подвергались асинхронные двигатели мощностью от 0,5 до 100 кВт с различными числами пар полюсов и различным характером изменения момента нагрузки.

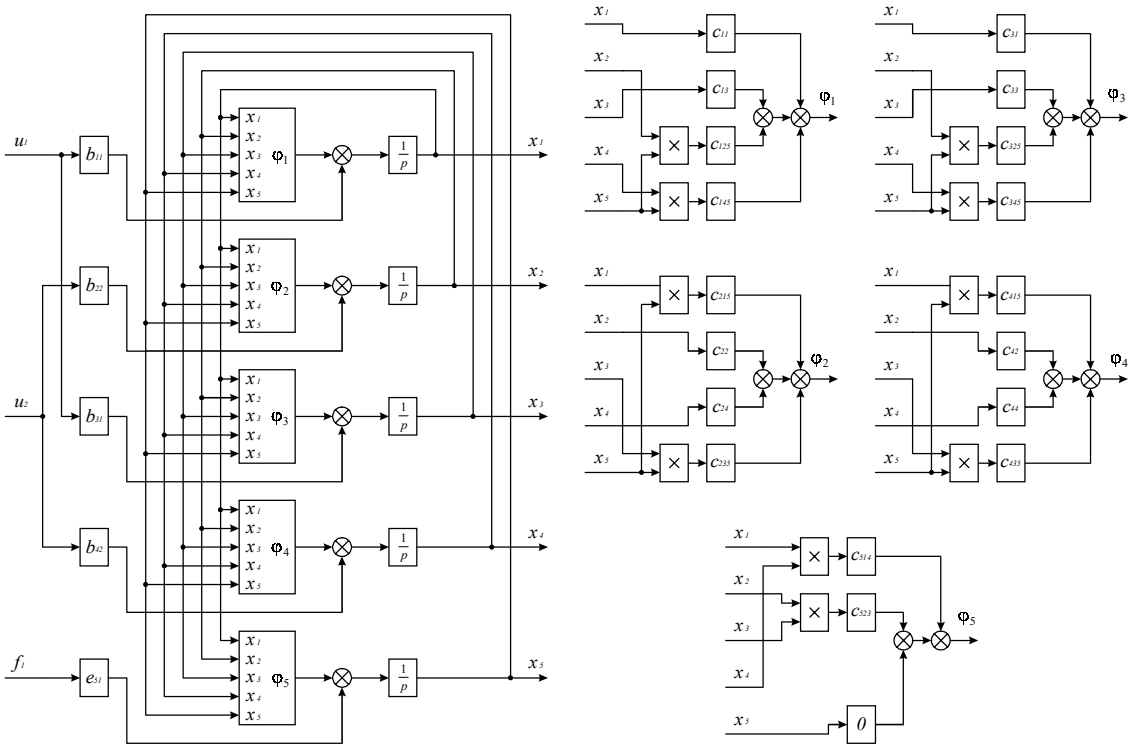


Рис. 2. Структурная схема модели асинхронного электродвигателя.

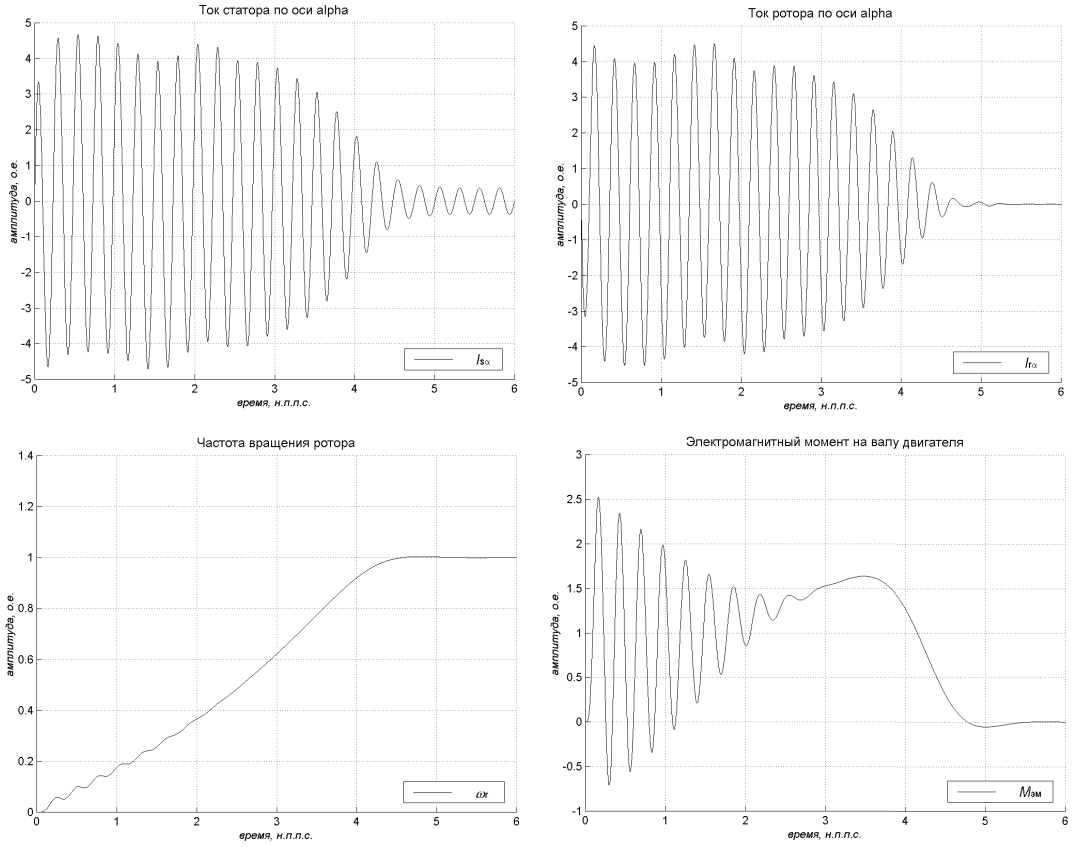


Рис. 3. Графики временных зависимостей процессов в АД, полученных в результате компьютерного моделирования.

В качестве примера на рис. 3 приведены графики временных зависимостей некоторых переменных состояния и электромагнитного момента для двигателя 4А112М4 мощностью 5,5 кВт с числом пар полюсов, равным 4, и напряжением питания $220\,\text{В}$ с частотой $50\,\text{с}^{-1}$ (номинальная частота вращения вала ротора $n_{ном} = 750\,\text{об/мин}$) в режиме холостого хода (при моменте нагрузки на валу, равном нулю). Результаты для удобства восприятия и сравнения (анализа) представлены в относительных единицах. Здесь единицы на осях ординат соответствуют номинальным значениям соответствующих величин. На графиках время указано в номинальных периодах поля статора (н.п.п.с.) асинхронного двигателя (одному единичному делению соответствует 1 н.п.п.с., или $0{,}08\,\text{с}$). Номинальный период поля статора равен времени полного оборота поля статора при номинальной частоте питающего двигатель напряжения.

Литература

1. *Асанов А. З., Романовский Э. А.* Компьютерное моделирование процессов в асинхронном электродвигателе //Информационные технологии в инновационных проектах: Тр. III междунар. науч.-техн. конф. Ч. 1. Ижевск: Изд-во Ижевского радиозавода, 2001. 248 с. С. 30 – 32.
2. *Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г.* Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. 392 с.
3. *Башарин А. В., Постников Ю. В.* Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. 3-е изд. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. 512 с.
4. *Аванесов В. М.* Инвариантное управление следящим инвертором напряжения // Электротехника, 1999, № 4. С. 34 – 40.
5. *Статические* агрегаты бесперебойного питания / Под. ред. Ф. И. Ковалева. М.: Энергоатомиздат, 1992.
6. *Гухман А. А.* Введение в теорию подобия. М.: Высш. шк., 1973. 295 с.
7. *Dormand J. R., Prince P. J.* A family of embedded Runge-Kutta formulae // J. Comp. Appl. Math. 1980. V. 6. P. 19 – 26.

УДК 621.774.37

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВОЛОЧЕНИЯ ПРУТКА

Басин М. Е., Бояршинов М. Г., Колмогоров Г. Л.
Пермский государственный технический университет, г. Пермь
e-mail: bme@perm.ru

Принятые обозначения:

σ_{ij}, σ_{ij}', ε_{ij} – компоненты тензора напряжений, вязких напряжений, деформаций;

σ_T^* – предел текучести для активных напряжений;

S_{ij}, S_{ij}^*, a_{ij} – компоненты девиатора напряжений, активных напряжений, остаточных микронапряжений;

σ_i^*, σ_{ia} – интенсивность активных и остаточных напряжений;

σ_i', σ_{ia}' – проекция вектора $d\sigma_i$ на направление σ_i^*, проекция вектора $d\sigma_{ia}$ на направление σ_i^*;

ε_{i*}^p – накопленная пластическая деформация;

w, v – вектора перемещений, скорости;

ν, E, G – коэффициент Пуассона, модули упругости первого и второго рода;

T, ρ, P – температура, плотность, давление;

λ, μ – упругие постоянные Ламе;

χ, η, α – коэффициент теплопроводности, вязкости, линейного расширения тела;

c_p – удельная теплоемкость;

W – количество тепла, выделяемое источником;

ϕ_k – пробные функции;

n – вектор нормали;

Ω – область, занятая исследуемым телом;

Γ – граница области Ω;

Γ_v, Γ_F, Γ_ρ – части границы Γ, на которых заданы соответствующие граничные условия.

Трение протягиваемой заготовки о стенки волочильного канала затрудняет процесс деформирования, поэтому по мере возможности силы контактного трения необходимо уменьшать. Это достигается предварительной обработкой поверхности (травление, анодирование, окисление, нанесение различных покрытий), применением смазок и созданием условий, обеспечивающих возникновение жидкостного трения вместо сухого. Многочисленные наблюдения показали, что возникновение жидкостного трения зависит от вязкости смазки, условий ее ввода в деформационную зону, а также от скорости волочения, формы волочильного канала и средней температуры деформационной зоны [10].

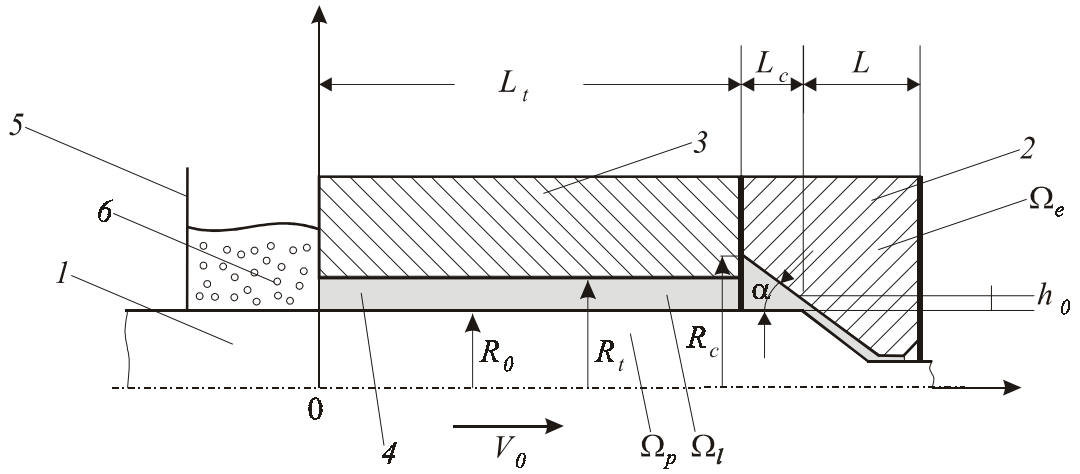


Рис. 1. Волочение с гидродинамическим вводом смазки. 1 – пруток; 2 – волока; 3 – трубчатая насадка; 4 – микрозазор, заполненный смазкой; 5 – резервуар для смазки; 6 – смазка под атмосферным давлением. R_0 – радиус протягиваемого изделия; R_t, L_t – внутренний радиус и длина напорной трубки насадки; R_c, L_c – начальный радиус и свободная длина рабочего конуса волоки; α – угол наклона образующей конуса волоки; h_0 – толщина слоя смазки на входе в зону деформации; V_0 – скорость волочения изделия.

В связи с образованием у входа в волочильный канал упругой зоны всестороннего сжатия на контактных поверхностях появляется нормальное напряжение. Поэтому для ввода смазки между прутком и контактными поверхностями необходимо, чтобы она подавалась под давлением, несколько превышающим указанное нормальное напряжение. В традиционном процессе волочения протягиваемый пруток проходит через некоторый объем смазки, находящейся под атмосферным давлением у входа в волочильный канал. Смазка вводится в деформационную зону за счет сцепления с протягиваемым металлом. При приближении к зоне

деформирования часть смазки может отгоняться, вследствие этого смазочная пленка резко утончается, во многих местах разрушается и трение становится на некоторых участках сухим.

Для предотвращения такой ситуации разработан метод гидродинамического ввода смазки [5, 9], который заключается в том, что у входа в канал создается повышенное давление смазки за счет возникновения гидродинамического эффекта при трении смазки о движущийся пруток (см. рис. 1). Свободно находящаяся в резервуаре *5* смазка *6* притягивается движущимся прутком *1* и вовлекается в микрозазор *4* между трубкой-насадкой *3* и прутком *1*. В результате такого вовлечения давление смазки у поверхности протягиваемого металла, движущегося в насадке, постепенно повышается до величины, обеспечивающей ввод смазки между прутком и контактными поверхностями.

Высокоскоростное волочение предполагает применение жидких смазок, способных обеспечить эффективное охлаждение прутка между проходами. Однако при этом иногда наблюдаются выхлопы смазки. Пруток выходит из волоки в форме, напоминающей "бамбук": участки гладкой блестящей поверхности чередуются с вытянутыми шейками. Геометрические параметры чередующихся участков определяются условиями волочения. При выхлопах смазки происходит чередование режимов трения, что приводит к значительным колебаниям усилия волочения вследствие изменения коэффициента трения и к появлению динамических перегрузок в узлах инструмента [5, 9].

Рассмотрим задачу высокоскоростного гидродинамического волочения. Этот процесс состоит из упругого деформирования волоки *2*, упругопластического деформирования прутка *1* и вязкого течения несжимаемой ньютоновской смазки в микрозазоре *4*. Принимаются следующие допущения: рассматриваемый процесс высокоскоростного гидродинамического волочения является нестационарным, осесимметричным и неизотермическим; волока считается упругой, однородной, изотропной; смазка считается вязкой, несжимаемой; материал прутка считается однородным, изотропным, его поведение описывается теорией неизотермического пластического течения с линейным анизотропным упрочнением; для расчетов используется цилиндрическая система координат. Совместное состояние волоки, прутка и смазки описывается системой уравнений:

уравнение равновесия

$$\nabla \cdot \sigma + \rho F = \rho \frac{dv}{dt}, \qquad (1)$$

уравнение теплопроводности

$$\frac{d\left(\rho c_p T\right)}{dt} = \nabla \cdot \left(\chi \nabla T\right) + W\,, \tag{2}$$

уравнение неразрывности

$$\nabla v = 0\,, \tag{3}$$

физические соотношения

$$\sigma = f_\sigma\left(\varepsilon, T\right), \tag{4}$$

геометрические соотношения

$$\varepsilon = f_\varepsilon\left(v\right), \tag{5}$$

с силовыми

$$n \cdot \sigma = F_\Gamma\,,\ x \in \Gamma_F\,, \tag{6}$$

кинематическими

$$v = V_\Gamma\,,\ x \in \Gamma_v \tag{7}$$

тепловыми граничными условиями

$$T = T_\Gamma\,,\ x \in \left(\Gamma_v \cup \Gamma_F\right), \tag{8}$$

граничными условиями на давление

$$p = p_\Gamma\,,\ x \in \left(\Gamma_v \cup \Gamma_F\right). \tag{9}$$

Преобразуем уравнение равновесия (1) и теплопроводности (2) методом Галеркина к виду

$$-\int_\Omega \nabla \Phi_k \cdot\cdot \sigma_m d\Omega + \int_\Gamma F_\Gamma \cdot \Phi_k d\Gamma + \int_\Omega F \cdot \Phi_k d\Omega - \int_\Omega \rho \frac{dv}{dt} \cdot \Phi_k d\Omega = 0\,, \tag{10}$$

$$\int_\Omega \frac{d\left(\rho c_p T\right)}{dt} \phi_k d\Omega - \int_\Omega W \phi_k d\Omega + \int_\Omega \chi \nabla T \cdot \nabla \phi_k d\Omega - \int_\Gamma \chi \nabla T \cdot n \phi_k d\Gamma = 0\,, \tag{11}$$

где Φ_k – набор пробных векторных функций, построенный на основе полной и замкнутой системы скалярных функций ϕ_k, $k = 1, 2, \ldots$.

Зависимость компонент тензора напряжений σ_{ij} от компонент тензора деформаций ε для упругого деформирования волоки запишем в виде [2, 12]

$$\sigma_{ij} = \lambda \varepsilon_{ll}\left(v\right)\delta_{ij} + 2G\varepsilon_{ij}\left(v\right) - \delta_{ij}\left(3\lambda + 2G\right)\varepsilon^T\,, \tag{12}$$

где

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2}\left(\nabla_i w_j + \nabla_j w_i\right). \tag{13}$$

Чтобы связать компоненты тензора деформаций ε_{ij} с компонентами вектора скорости v разложим вектор перемещений w в ряд Тейлора по времени около $t - \Delta t$ и найдем $w\left(t, \cdot\right)$

$$w\left(t, \cdot\right) = v\left(t, \cdot\right)\Delta t + w\left(t - \Delta t, \cdot\right) + O\left(\Delta t^2\right). \tag{14}$$

Зависимость между компонентами тензора напряжений σ_{ik} и вектором скорости v ньютоновской смазки можно записать в виде [6]

$$\sigma_{ik} = -p\delta_{ik} + \sigma'_{ik}, \tag{15}$$

$$\sigma'_{ik} = \eta\left(\frac{\partial v_i}{\partial x_k} + \frac{\partial v_k}{\partial x_i}\right). \tag{16}$$

Используя подходы, указанные в [3, 11], запишем зависимость приращений тензора напряжений σ_{ij} от приращений тензора деформаций

$$d\sigma = D \cdot\cdot d\varepsilon + RdT\,. \tag{17}$$

где

$$D_{ijrq} = 2G\left(\delta_{ir}\delta_{jq} - AS^*_{ij}S^*_{rq} + \frac{\mu}{1-2\mu}\delta_{ij}\delta_{rq}\right),$$

$$R_{ij} = \frac{1}{E}\frac{dE}{dT}\sigma_{ij} - \frac{\mu}{1+\mu}\frac{d\mu}{dT}\sigma_{ij} + \frac{3}{(1+\mu)(1-2\mu)}\frac{d\mu}{dT}\sigma\delta_{ij} - \\ -\frac{E}{1-2\mu}\alpha_{\text{T}}\delta_{ij} + 2G(H+M)S^*_{ij},$$

$$A = m\frac{3}{2\left(\sigma^*_i\right)^2}\frac{3G}{3G+E^*+E_\alpha},$$

$$H = m\frac{3}{2\sigma^*_i}\frac{3G}{3G+E^*+E_\alpha}\left(\frac{\partial\sigma^*_{\text{T}}}{\partial T} + \frac{\sigma'_{i\alpha}}{E_\alpha}\frac{dE_\alpha}{dT}\right),$$

$$M = m\frac{3}{2\left(\sigma^*_i\right)^2}\frac{3G}{3G+E^*+E_\alpha}S^*_{mn}C_{mn},$$

$$m = \begin{cases} 1,\ \sigma^*_i = \sigma^*_T \text{ и } d\sigma^*_i = \dfrac{\partial\sigma^*_T}{\partial\varepsilon^p_{i*}}d\varepsilon^p_{i*} + \dfrac{\partial\sigma^*_T}{\partial T}dT; \\ 0,\ \sigma^*_i < \sigma^*_T \text{ или } \sigma^*_i < \sigma^*_T \text{ и } d\sigma^*_i < \dfrac{\partial\sigma^*_T}{\partial\varepsilon^p_{i*}}d\varepsilon^p_{i*} + \dfrac{\partial\sigma^*_T}{\partial T}dT \end{cases},$$

$$C_{ij} = \left(\frac{1}{E}\frac{d\mu}{d\text{T}} - \frac{1+\mu}{E^2}\frac{dE}{dT}\right)S_{ij}\,.$$

Преобразуем уравнение неразрывности (3) для вязкой несжимаемой жидкости согласно методу искусственной сжимаемости [1]

$$\frac{\partial\rho}{\partial t} + a^2(\nabla\cdot v) = 0\,. \tag{18}$$

Физический смысл имеет стационарное решение уравнения (18). Параметр a можно интерпретировать как скорость звука и положить $p = a^2 \rho$. Метод искусственной сжимаемости предполагает следующий алгоритм решения. Из уравнения равновесия получается предварительная оценка значений $\tilde{v}$. На второй стадии

$$\Delta(\delta p) = \frac{1}{\tau} \nabla \tilde{v},$$

где $\delta p = p^{(n+1)} - p^{(n)}$. И, наконец, на третьем этапе

$$\frac{v^{(n+1)} - \tilde{v}}{\tau} = -\nabla(\delta p).$$

Подобная неявная схема позволяет избавиться от жесткого ограничения на шаг по времени.

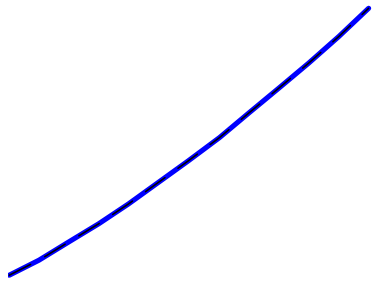


Рис. 2. Радиальные перемещения.

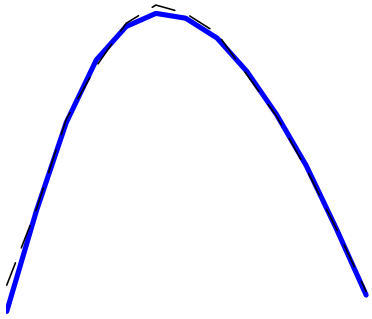


Рис. 3. Радиальные напряжения.

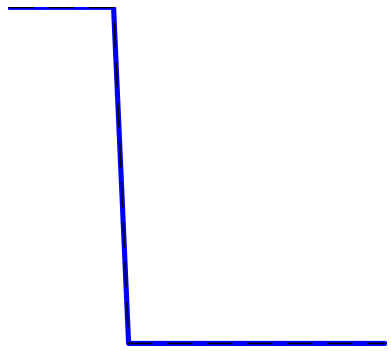


Рис. 4. Зоны упругости и пластичности.

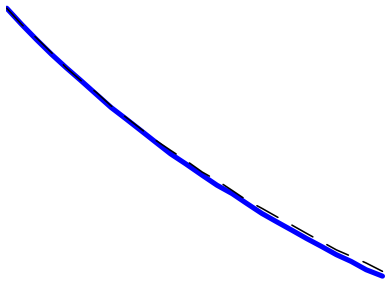


Рис. 5. Радиальные перемещения.

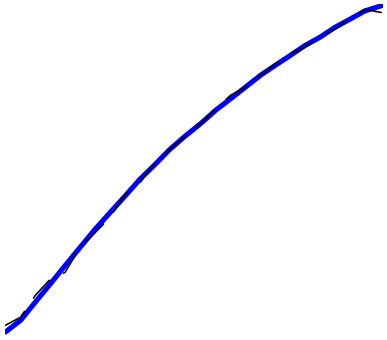


Рис. 6. Радиальные напряжения.

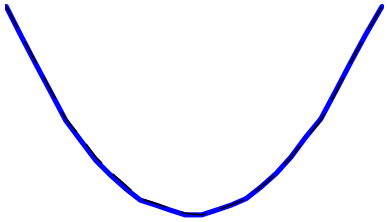


Рис. 7. Скорости.

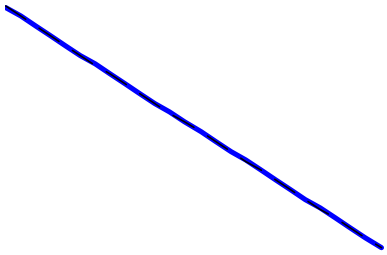


Рис. 8. Поле давления.

Для решения вышеуказанной задачи может быть предложен следующий алгоритм решения. В начальном приближении принимаются известными распределения полей давления смазки P и температуры T исследуемых сред. Область расчетов покрывается сеткой из конечных элементов. Затем по известным характеристикам из уравнения равновесия (10) определяются компоненты вектора скорости перемещений v. По известному полю скорости для волоки определяются компоненты тензоров напряжений и деформаций; для жидкости по преобразованному уравнению неразрывности (18) – поле давления P; для протягиваемого материала вычисляются компоненты тензоров напряжений и деформаций и определяются упругие и пластические зоны. Затем, из уравнения теплопроводности (11) рассчитывается температура T. На следующем шаге, снова определяем компоненты вектора скорости v, и так далее. Вычисления могут продолжаться до достижения некоторого временного значения.

Данный алгоритм описывает решение нестационарной задачи и позволяет проследить развитие моделируемого процесса во

времени.

Численный метод разработан в системе математических расчетов MATLAB 6.0 на основе инструментов для генерации конечно-элементных сеток пакета PDE Toolbox. Метод максимально полно использует преимущества матричных вычислений и имеет высокие скоростные показатели. Для оптимизации расчетов по методу Галеркина введены дополнительные функции для работы с многомерными массивами. На основе графических возможностей системы MATLAB 6.0 разработан собственный визуализатор результатов.

На рис. 2, 3 представлены результаты решения тестовой нестационарной задачи термоупругости, определены компоненты перемещений, деформаций и напряжений по сечению длинного осесимметричного цилиндра при постоянных температурах на внутренней и внешней поверхностях, при условии что $\nu = 0,3$, $E = 2 \cdot 10^5$ мПа, χ=0,001 Вт · м$^{-1}$ · ^{o}C^{-1}, $c_p = 1$ м^3 · с$^{-2}$ · ^{o}C^{-1}, на внутренней поверхности $p_i = 0$ Па, $T_i = 20\,^{o}$C, и на внешней поверхности $p_e = 0$ Па, $T_e = 30\,^{o}$C. Сплошной линией на рисунках указано аналитическое [8], знаком "o" – численное решение.

На рис. 4 - 6 представлены результаты решения тестовой задачи пластичности, определены компоненты перемещений, деформаций и напряжений по сечению длинного осесимметричного цилиндра при условии что $\nu = 0,49$, $E = 2 \cdot 10^5$ мПа, на внутренней поверхности $p_i = 1 \cdot 10^3$ мПа, на внешней поверхности $p_e = 0$ Па. Сплошной линией на рисунках указано аналитическое [4, 7], знаком "o" – численное решение.

На рис. 7, 8 представлены результаты решения тестовой задачи течения вязкой несжимаемой жидкости в трубе, определены компоненты скорости и давления по сечению длинного осесимметричного цилиндра при условии что $\eta = 1$, на входе $p_i = 100$ Па, на выходе $p_e = 0$ Па. Сплошной линией на рисунках указано аналитическое [6], знаком "o" – численное решение.

Таким образом, в работе предложена постановка задачи моделирования процесса волочения круглого прутка в режиме гидродинамического трения, указан алгоритм совместного решения задач упругопластического деформирования инструмента и изделия, движения жидкости с учетом нестационарности и неизотермичности процесса. Результаты исследования тестовых задач свидетельствуют о малых отклонениях между численным и аналитическим решением.

Литература

1. *Белоцерковский О.М.* Численное моделирование в механике сплошных сред. М.: Наука, 1991, 300 с.
2. *Берри Д.С., Снеддон И.Н.* Классическая теория упругости. М.: Государственное Издательство Физико-Математической литературы, 1961. 219 с.
3. *Биргер И.А., Шорр Б.Ф.* Термопрочность деталей машин. М.: Машиностроение, 1975. 455 с.
4. *Качанов Л.М.* Основы теории пластичности. М.: Наука, 1969. 420 с.
5. *Колмогоров Г.Л.* Гидродинамическая подача смазки при обработке металлов давлением. М.: Металлургия, 1986. 168 с.
6. *Лифшиц Е.М., Ландау Л.Д.* Теоретическая физика. М.: Наука, 1988. 736 с.
7. *Малинин Н.Н.* Прикладная теория пластичности и ползучести, М.: Машиностроение, 1975. 400 с.
8. *Меллор П.Б., Джонсон У.* Теория пластичности для инженеров. М.: Машиностроение, 1979. 567 с.
9. *Орлов С.И., Колмогоров Г.Л., Колмогоров В.Л.* Гидродинамическая подача смазки. М.: Металлургия, 1975. 256 с.
10. *Перлин И.Л., Ерманюк М.З.* Теория волочения. М.: Металлургия, 1971. 448 с.
11. *Поздеев А.А., Няшин Ю.И. Трусов П. В.* Остаточные напряжения: теория и приложения. М.: Наука, 1982, 112 с.
12. *Седов Л.И.* Механика сплошной среды. М.: Наука, 1973. 584 с.

УДК 519.6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕРАКТИВНЫХ СИСТЕМ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ В ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ СРЕДЕ MATLAB

Ботуз С.П.[1], Четверов С.Ю.[2]
[1]*Федеральный институт промышленной собственности,* [2]*Центральный научно-исследовательский институт «ЦИКЛОН», г. Москва*
e-mail: bsp_serg@pol.ru, serge@gbm.ru

Актуальность темы

Современная микроэлектронная индустрия интерактивных систем программного управления и регулирования (ИПСУ) ориентирована на использование в своих подсистемах всевозможных энергосберегающих высокотехнологичных систем, защитных узлов, интеллектуальных датчиков и устройств в интегральном исполнении. В процессе жизненного цикла (исследования, разработки, проектирования, патентования и эксплуатации) подобных систем возникают задачи, связанные с обработкой все возрастающих объемов информации (сигналов – данных различной физической природы). Особенность разработки и эксплуатации современных, как правило, распределенных в локальных или глобальных вычислительных сетях ИПСУ состоит в том, что к ним предъявляются повышенные требования не только технического, но и организационного характера. При этом динамичное развитие микроэлектроники постоянно ставит задачи, которые не могут быть решены существующим арсеналом технологических средств.

Возможности микроэлектроники постоянно опережают технологический уровень разработки ИПСУ и, в особенности, технологические и организационные уровни их исследования и эксплуатации. Так, в последнее время широкое распространение получили новые физико-химические технологии, позволяющие осуществлять точное управление не только параметрами, но и структурой синтезируемого вещества на молекулярном уровне.

Анализ публикаций отечественных и зарубежных авторов, посвященных сформулированным выше проблемам, показал, что широкое распространение высокотехнологических процессов, например, в микроэлектронике сдерживается отсутствием методов и средств для автоматизированного исследования процессов синтеза исходных композиций, тонких физико-химических процессов центрофугирования, микроструктур пленок и их электрофизических свойств, методов обработки и интерпретации данных различной физико-химической и информационной природы. При этом основная проблема – несоответствие высокотехнологических процессов, происходящих в подобных ИСПУ и методов управления соответствующими процессами их исследования, разработки, проектирования и эксплуатации.

В процессе решения данного спектра задач необходимо интенсивное участие специалистов (лиц, принимающих решение – ЛПР) различных специализаций на всем жизненном цикле ИСПУ. Решение подобного рода задач междисциплинарного направления в энергетике, химии, металловедении, нанотехнологии и др. требует применения адекватных по уровню интеллекта корпоративных автоматизированных систем научных исследований и соответствующих экспертных систем с динамически перестраиваемой не только программной оболочкой, но и самой структурой организации телекоммуникационных связей и интерфейсов с ЛПР и их многофункционального мониторинга (разработки, исследования, эксплуатации и защиты) на всех уровнях (на прикладном, физическом, правовом и др.).

В дополнение к этому следует отметить особую значимость современного требования рыночной экономики к любой технической разработке – ее патентная чистота или соответствие проектируемой системы условиям (критериям) патентоспособности, актуальность защиты авторских прав не только разработчиков тех или иных ИСПУ (объектов промышленной собственности – ОПС), но и тех, кто эти системы использует при разработке соответствующих объектов интеллектуальной собственности (ОИС) на основе использования локальных и глобальных вычислительных сетей (ЛВС и ГВС). Современные темпы процесса информатизации правовой защиты данного класса высокотехнологических ОИС (ОПС) заложены в Федеральном законе Российской Федерации “Об информации, информатизации и защите информации” от 20 февраля 1995 г.

В этой связи цель настоящей работы – системный анализ, разработка и исследование методов и инструментальных средств MATLAB для обработки информации в интерактивных системах

программного управления на всех стадиях их жизненного цикла на основе применения «Открытой технологии экспертизы ОПС в Internet» [3].

Для достижения поставленной цели ставятся и решаются следующие задачи:

- системный анализ проблемы управления и регулирования процессами взаимодействия субъектов и объектов в ИСПУ физико-химическими и информационными процессами;
- разработка аппаратных средств интерактивной многоканальной системы сбора и обработки персонифицированных баз данных (БД) и баз знаний (БЗ) в ИСПУ на основе формирования персонифицированных графо-аналитических парадигм (ГАП);
- анализ и формализация объектно-ориентированных моделей основных этапов экспертизы ИСПУ;
- создание структуры и набора объектно-ориентированных инструментальных средств для автоматизированного формирования персонифицированных БД и БЗ правовой оболочки ОИС (ОПС) ИСПУ;
- разработка алгоритмов и программного обеспечения графо-аналитического метода обработки информации в ИСПУ.

Научная новизна настоящей работы заключается в следующем.

1. Впервые для ИСПУ физико-химическими и информационными процессами осуществлена формализация задачи управления взаимодействием субъектов и объектов ИСПУ на основных этапах жизненного цикла ИСПУ в ГВС;
2. Разработан метод синтеза стратегий упреждающего контроля ИСПУ на основе применения аппарата графо-аналитических бинарных полей вычислительных таблиц. Особенность разработанного метода состоит в том, что на его основе предоставляется возможность ЛПР в интерактивном режиме синтезировать стратегию контроля и управления субъектами и объектами ИСПУ, удовлетворяющую принципу ограниченной сложности;
3. Впервые предложен и разработан оригинальный способ многоканального измерения и обработки информации в сети (ЛВС и ГВС), позволяющий сжимать информацию на основе априорных и апостериорных данных о взаимодействии субъектов и объектов ИСПУ;
4. Впервые доказано, что на основе синтеза персонифицированных ГАП на этапе имитационного моделирования для заданной ИСПУ возможен не только автоматизированный контроль и прогнозирование ресурсных затрат ЛПР, но и наблюдение и

управление за функциональными возможностями каждого из элементов ИСПУ.

5. Разработаны программно-аппаратные средства для взаимосвязанного отображения многомерных параметрических зависимостей на экране монитора. Особенность алгоритмического обеспечения состоит в том, что процесс визуализации многомерных данных функционально связан с требованиями или когнитивными возможностями конкретного ЛПР.

1. Стратегии исследования и разработки.

Формирование современных систем управления происходит в условиях радикальных социально-экономических перемен – происходит слом сложившегося в течение более семи десятилетий уклада экономики и связанных с ним правовых и идеологических систем взаимодействия субъектов и объектов (С-О) ИСПУ. Данные процессы происходят в России на фоне кардинальной реконструкции некогда могучей сверхдержавы, обладавшей огромным потенциалом в различных областях народного хозяйства. Одна из основных проблем России состоит в возможно короткие сроки осуществить прорыв в современное цивилизованное постиндустриальное общество на основе разработки и внедрения в производство всевозможных энергосберегающих высокотехнологичных систем, защитных узлов, интеллектуальных датчиков и устройств в интегральном исполнении. При этом в прогрессе современной цивилизации информация стала играть определяющую роль.

В этой связи на всем жизненном цикле (ЖК) ИСПУ вызывает острую необходимость решение задач, связанных с формированием надежной упреждающей стратегии защиты информационных ресурсов, несанкционированные действия в отношении которых могут нанести непоправимый ущерб субъектам и объектам подобных систем управления и регулирования, а также обеспечению безопасности функционирования соответствующих ВС (ЛВС или ГВС), содержащих ИСПУ.

В прежней системе управления существенным образом были смещены критерии ценности информации и это неизбежно привело, с одной стороны, к стратегиям максимального засекречивания данных в ИСПУ, а с другой – к неоправданному распространению национально значимых информационных ресурсов, в особенности сведений о научно-технических достижениях, в результате чего за бесценок передавались разработки другим субъектам, позволившие

им осуществить технологический прорыв в ряде стратегически важных областей и составить конкуренцию авторам и производителям аналогичных ИСПУ и технологий.

В результате анализа показано, что система информационной безопасности ИСПУ на всем ее ЖЦ по своей структуре не может быть проще защищаемой информационной системы. Это обусловлено тем, что информационный ресурс (ИР) в ИСПУ присутствует повсеместно, является содержанием действий человека (ЛПР) и во многом является результатом его действий. В этой связи постановка задачи о формировании стратегий управления упреждающих защиту всех данных, содержащихся в ИСПУ не имеет практического смысла. Основным критерием в автоматизированном режиме синтеза механизмов упреждающей защиты ИСПУ, функционирующих в ЛВС или ГВС, должна являться ценность обрабатываемых данных для каждого конкретного субъекта. В свою очередь, эта ценность определяется ее социальной значимостью для конкретного ЛПР, которая определяется степенью ущерба от ознакомления с ее содержанием другими субъектами против воли первичного обладателя (автора ОИС, правообладателя ОПС и т.п.) тех или иных сведений.

В этой связи в условиях применения открытых сетевых технологий экспертизы ОПС в Internet/Intranet на основе ПМС задача обеспечения системной безопасности ИСПУ (ее субъектов и объектов) в открытой информационной среде **MATLAB** в настоящее время представляет из себя поиск решения возникающих проблем в основном в следующих направлениях:

- разработка методов автоматизированного контроля и безусловного обеспечения правовой оболочки взаимодействия С-О в ИСПУ, как в процессе доступа к информации и ИР в ГВС (ЛВС), так и в процессах ограничения такого доступа к ИР и синтеза новых ОИС (ОПС и т.п.) в ГВС (ЛВС) на основе использования ИТ ИСПУ;
- разработка методов комплексной оценки современных информационных систем и ВС, с точки зрения устойчивости к различным вредоносным воздействиям.

2. Разработка методов и моделей.

Рассмотрена разработка методов синтеза проблемно-ориентированных (персонифицированных) ИСПУ, для наиболее сложного случая, связанного с защитой ОИС в ГВС произвольной топологии, на одном из наиболее распространенном подклассе ОИС – объектах промышленной собственности (ОПС), а именно, на

изобретениях, связанных с экономией тепловой энергии в системах теплоснабжения промышленных предприятий и жилых зданий. При этом сам процесс автоматизации синтеза стратегий защиты различных технических решений данного класса ОПС рассмотрен на основе применения обобщенных когнитивной модели для автоматизированного формирования правовой оболочки ОПС и нечетких структур основных этапов патентования ОПС, на основе действующих в России социально-правовых регуляторов (законов, нормативно-правовых актов и т.п.).

Большинство известных технических решений существующих отопительных систем жилых и производственных помещений представлено в виде следующей иерархически упорядоченной многофакторной шкалы сложности (МШС):

$Z = \bigcup_{\alpha\lambda} S_{\alpha\lambda}$, где $S_{\alpha_1(\lambda_1+1)}$ $\forall(\alpha,\lambda)\in Q$, $Q = \{0,\ 1,\ 2,\ ...\}$,

причем для любых $(\alpha_1,\lambda_1)\wedge(\alpha_2,\lambda_2)\in Q$, при $(\alpha_1<\alpha_2)$ или $(\lambda_1<\lambda_2)$), всегда выполняется $S_{\alpha_1\lambda_1}\neq S_{\alpha_2\lambda_2}$ и $S_{\alpha_1\lambda_1}\subset S_{\alpha_2\lambda_2}$.

Например, S_{01} – устройства систем отопления с зависимой схемой присоединения без смешения; S_{02} – с элеваторным смешением; S_{03} – с насосным смешением; S_{04} – независимой схемой присоединения с циркуляционным насосом и др.; S_{11} – устройство систем горячего водоснабжения с открытой схемой присоединения к сети с верхним и нижним аккумуляторами, S_{12} – к закрытой сети с верхним и нижним аккумуляторами и др.; $S_{\alpha_1\lambda_1}$ – устройство систем совместного отопления и горячего водоснабжения с параллельной схемой присоединения к закрытой тепловой сети, $S_{\alpha_1(\lambda_1+1)}$ – с последовательной схемой, $S_{\alpha_1(\lambda_1+2)}$ – с последовательной схемой и регулятором отопления и др; $S_{(\alpha_1+1)\lambda_1}$ – устройство систем совместного отопления и горячего водоснабжения с присоединением к открытой тепловой сети на основе использования схемы несвязанного регулирования, $S_{(\alpha_1+1)(\lambda_1+1)}$ – связанного регулирования и др.

По аналогии с вышеприведенными шкалами сложности для отопительных систем могут быть представлены МШС синтеза законов формирования интерактивных управляющих воздействий, например, S_α – множество трехпозиционных релейных характеристик, соответственно его подмножества: S_0 – без зоны гистерезиса, S_1 – с положительной зоной гистерезиса, S_2 – с отрицательной зоной гистерезиса постоянной ширины, S_3 – с отрицательной зоной гистерезиса и частными циклами переключений и др.

Исходя из условий схемной или алгоритмической (равно, программной) реализаций, каждому из подмножеств такого нижнего уровня, как S_α можно поставить определенный набор функциональных элементов $\{f_1, f_2, ..., f_k,\}$ или операторов из разрешенного перечня F.

В результате доказано следующее

Утверждение 2.1. На этапе моделирования возможна автоматизированная оценка не только ресурсных затрат, но и надежности (безопасности, живучести и правовой защищенности) каждого из подмножеств $Z = \bigcup_{\alpha\lambda} S_{\alpha\lambda}$ таких структур ИСПУ, для которых: $S_{\alpha\lambda} \subset S_{\alpha(\lambda+1)}\ \forall(\alpha,\lambda) \in Q$ $Q = \{0, 1, 2, ...\}$, для любых $(\alpha_1,\lambda_1) \wedge (\alpha_2,\lambda_2) \in Q$, при $(\alpha_1 < \alpha_2)$ или $(\lambda_1 < \lambda_2)$, всегда выполняется $S_{\alpha_1\lambda_1} \neq S_{\alpha_2\lambda_2}$ и $S_{\alpha_1\lambda_1} \subset S_{\alpha_2\lambda_2}$, на всем их жизненном цикле в ГВС.

Нечеткие процессы открытой технологии защиты ОПС ИСПУ описываются множеством или набором объектно-ориентированных процедур и соответствующим открытым множеством нечетких существенно нелинейных функций (СНФ), например: Fij, Wij и Dij – контроль процессов, связанных с практикой переписки "Заявитель – Институт" и вышестоящие организации, "Заявитель – Отдел" и "Заявитель – Эксперт", обеспечивают подключение соответствующих БД и БЗ для принятия решения в подобных ситуациях; Rij – практика составления и оформления заявок на ОПС; Bij – методы анализа и синтеза новых свойств и функций в заявляемых ОПС; Tij – БД и БЗ индивидуального опыта применения Закона, правил и нормативно-распорядительных документов в процессе экспертизы ОПС; Hij, Aij, Kij и Gij – методы и средства автоматизированного анализа ОПС, поиска аналогов, интерактивной классификации ОПС и многокритериальной оценки ОПС; Vij – практика применения Закона при правовой защите ОПС; Pij – практика применения "Правил составления и подачи заявки на ОПС"; Sij – практика рассмотрения споров, связанных с правовой защитой ОПС

В результате доказана следующая

Теорема 2.1. Многопозиционные нечеткие (или "размытые") связи всего множества СНФ экспертизы ОПС ИСПУ в ГВС произвольной топологии, можно однозначно определить на основе конечной комбинации значений их индексов.

Так для рассмотренного здесь примера: ($i=0 \wedge j=0$) – отсутствие конфликта или сведений о таковых; ($i=1 \wedge j=0$) – наличие воздействия со стороны "Заявителя" (обращения, просьбы, жалобы и т.п.); ($i=0 \wedge j=1$) – наличие воздействия со стороны "Экспертизы"

(уведомления, запроса, отказа и т.п.); (i=1∧j=1) – наличие встречных или взаимных воздействий "Заявитель – Экспертиза".

Автоматизированное формирование персонифицированных БД и БЗ для рассматриваемого здесь примера взаимодействия С-О ИСПУ осуществляется с помощью следующего множества проблемно-ориентированных нечетких СНФ: $Q_{H1}^{(P)}$ – режим просмотра БД и БЗ неофициального толкования норм права, которые в большинстве случаев предшествуют официальному; $Q_{O1}^{(P)}$ – режим официального толкования норм права; $Q_{O1}^{(S)}$ или $Q_{H1}^{(S)}$ – подключение БД и БЗ "Официального или Неофициального толкования конституционного законодательства РФ"; $Q_{O2}^{(S)}$ или $Q_{H2}^{(S)}$ – подключение БД и БЗ "Официального" или "Неофициального" толкования патентного законодательства РФ"; … $Q_{O1}^{(T)}$ – процедура предписания – осуществить просмотр БД и БЗ "Библиотек поисковых запросов(образов) в официальных источниках толкования норм права"; $Q_{1j}^{(A)}$, $Q_{2j}^{(A)}$ – совместное рассмотрение официальных и неофициальных источников толкований норм права.

В результате справедливо следующее

Утверждение 2.2. Множество функциональных связей автоматизированной системы защиты ОИС в ИСПУ сводится к следующему набору объектно–ориентированных процедур: $Q_{(.)}^{(P)}$ – задания режимов просмотра БД и БЗ; $Q_{(.)}^{(S)}$ – селективного подключения к БД и БЗ; $Q_{(.)}^{(L)}$ – логического анализа БД и БЗ; $Q_{(.)}^{(T)}$ – анализа запросов (тезауруса) к БД и БЗ; $Q_{(.)}^{(A)}$ – объединения или синтеза режимов просмотра БД и БЗ.

При этом показано, что общий графо-аналитический профиль (ГАП) – нулевой уровень у каждого пользователя (далее – лица, принимающего решение – ЛПР) при первом входе в систему генерации объектно-ориентированных процедур формируется на основе login – контроля имени и скорости его ввода и password – контроля шифра и скорости его ввода. Все остальные параметры (их число и предметное или контекстное наполнение) формируются на основе параметров рабочей среды, окружающей ЛПР в данной вычислительной системе (ВС). Местоположение ГАП ЛПР на сервере можно задавать, например, так же, как и в Windows NT с помощью User Manager for Domains. Если в данной учетной записи задан путь к ГАП, то при выходе пользователя из системы профиль

будет сохраняться как в каталоге, например, NTuser.dat, так и на локальной машине. При этом основное преимущество состоит в том, что сам графический объект (ГА профиль) его функциональные характеристики (предметная область – ПрО и т.п.) и назначение известны только конкретному ЛПР. Происходит это благодаря тому, то ГАП это ничто иное, как “отпечаток” или графическая интерпретация когнитивных действий ЛПР в процессе решения конкретных задач, смысловое значение которых доступно или известно только данному ЛПР и только. Причем каждый момент выхода из системы формирования объектно-ориентированных процедур сопровождается генерацией копии ГАП, сформированной до данного сеанса. При этом эта копия будет переименована в NTuser.man. Поэтому при каждом новом входе ЛПР в систему копии ГАП сравниваются с текущей версией ГАП и далее сохраняются с новым рейтингом, например, в порядке возрастания их близости к текущей копии ГАП. Этот критерий близости, на основе которого формируется рейтинг или МШС, может формировать сам пользователь непосредственно в динамике взаимодействия с ВС на основе анализа получаемых графических примитивов ГАП ми СНФ в заданной предметной области. В случае, если в данный момент сервер недоступен, используется локальная копия ГА профиля.

Определение 2.1. Предметная форматизация графо-аналитических бинарных параметрических полей (БПП) это такая последовательность формирования графических бинарных полей, когда каждой шкале бинарного поля (БП) приписывается или назначается конкретным ЛПР содержательная характеристика или оценка из заданной предметной области или рассматриваемой ЛПР ситуации экспертизы ОИС (ОПС) в ИСПУ.

Определение 2.2. Библиотека эталонных ГАП – набор тестовых графо-аналитических профилей, сформированный в рамках заданного множества информационных полей.

В результате доказано

Утверждение 2.3. Используя системную политику, например, Windows NT Server, графо-аналитические профили взаимодействия С-О в ИСПУ могут храниться на любом сервере ГВС и не обязаны находиться на контроллере домена.

Например, при входе пользователя в систему Windows NT Server проверит его учетную запись на предмет наличия пути к ГА профилю пользователя. Если он указан и уникален, то система принимает именно его.

Следствие 2.1. Специально описывать права доступа к графо-аналитическому профилю пользователя ВС нет

необходимости.

Этот немаловажный положительный эффект БПП и основное достоинство предлагаемой стратегии синтеза сетевой технологии обеспечивается за счет исходной постановки и назначения графо-аналитического профиля ЛПР в ИСПУ.

Если ГА профиль в момент t_{i-1} и полученный ГА профиль в момент t_i существенно различаются, как в динамическом, так и в когнитивном контексте взаимодействия С-О в ИСПУ, то система доступа переходит в режим группировки ЛПР с одним и тем же login и password, но с множеством графо-аналитических профилей. Таким образом осуществляется деление ЛПР на профили внутри одного и того же имени и пароля (в частности, это состояние или ситуация будет наблюдаться тогда, когда под одним и тем же именем и паролем будут работать в сети различные пользователи).

Однако эти ситуации взаимодействия субъектов и объектов, например, в рамках авторского права в сети пользователей **MATLAB** как раз и нужно выявлять и контролировать. Для этого в подобных случаях формируется ряд тестовых информационных полей или меню, на которых технологически предоставляется возможность протестировать ЛПР в динамике его взаимодействия с ВС и получить соответствующий однозначный ответ. Если в процессе тестирования достоверно определяется, что это другое лицо, система генерации ГАП предлагает данному пользователю зарегистрироваться или запомнить дату вхождения в систему.

В первом случае – имя своему графо-аналитическому профилю задает непосредственно сам пользователь, во второй ситуации – система в принудительном режиме сама присваивает текущую дату и добавляет ее к исходному имени (например, исходное имя было name01 ему приписывается в конец через дефис – текущая дата и время).

В этой связи на базе предлагаемого графо-аналитического метода и ГАП системной политики осуществляются следующие действия:

- во-первых, визуализация стандартных (нормативных или правомерных) стратегий работы в заданной предметной области (это набор графо-аналитических БПП, отображающих процессы решения типовых задач защиты ОИС в ВС – или набор неких графо-аналитических эталонов решения тех или иных известных задач, тестовых примеров и отображение соответствующих траекторий их решения);
- во-вторых, динамический контроль за действиями ЛПР и сопровождение ОИС (ОПС и т.п.) или ИСПУ в ВС на основе основного свойства (преимущества) ГАП –

конфиденциальность процесса формирования динамических подсказок и накопления графо-аналитических данных;
- в третьих, идентификация ЛПР в ИСПУ и его функциональных потребностей (равно, возможностей в данной ВС);
- в четвертых, синтез ГАП персонифицированных для системы взаимодействия ЛПР-ОИС-ПрО-ВС.

И вместе с этим, пожалуй, самое главное, предоставлена возможность ЛПР осуществлять обработку (сжатие, отображение и защиту) соответствующих многомерных данных и сведений различной физической природы в различных предметных областях в сети Internet/Intranet.

3. Некоторые особенности микропроцессорной реализации.

Рассмотрим разработку узлов микропроцессорной системы сбора, обработки (регистрации, отображения, сжатия) и защиты (кодирования) информации в распределенных ИСПУ [15] на основе формирования ГАП ЛПР в инструментальной среде MATLAB. При этом в среде MATLAB осуществлена разработка отдельных алгоритмов нового способа многоканальной обработки и защиты информации в распределенных ИСПУ, использующего в качестве основного геометрического примитива не точку, а прямую линию.

Рассматриваются инструментальные средства и основные особенности графо-аналитического метода диагностики состояния распределенных систем интерактивного управления и регулирования разветвленными сетями различного назначения и физической природы на основе применения открытых Internet-технологий. При этом разработана оригинальная система обработки данных, содержащая на каждом уровне интерактивного измерения, обработки и регистрации $S_{i,j}$ (где i,j=1,2, …) многоканальных устройств измерения, обработки и регистрации физических сигналов. Каждое из $S_{i,j}$ многоканальных устройств i-го уровня соединено, по крайней мере, с одним многоканальным устройством измерения, обработки и регистрации (i-1)-го или (i+1)-го уровня. Кроме того, каждое $S_{i,j}$ многоканальное устройство выполнено в виде последовательно соединенных блока нормирующих устройств 1, коммутатора 2, АЦП 3, устройства формирования статических координат графо-аналитического растра 4, видеоконтрольного устройства 5, импульсного регулятора 7 и устройства формирования динамических приращений графо-аналитического растра 6.

Оригинальность рассматриваемой здесь многоканальной системы сбора и обработки данных состоит в том, что принцип

работы ее основан на новом способе сбора и обработки данных: предварительно входные сигналы (данные) разделяют (выделяют) на две группы каналов интерактивного измерения, соответственно независимых $\beta_k(t)$ и зависимых $U_{ij}^{(p)} = f_{ij}[\beta_k(t)]$ сигналов (где $f_{ij}[\beta_k(.)]$ – некоторая СНФ от $\beta_k(t)$, t – время, i,j = 1,2, …; k= 3,4, …), затем осуществляют комбинаторный опрос, например перебор сочетаний, соответствующего числа каналов измерения и измерение амплитуды сигналов по каждому каналу. При этом измерение сигналов из первой группы осуществляют на основе значений разброса их нижних $\beta_k^{(1)} = \inf \beta_k(t)$ и верхних $\beta_k^{(2)} = \sup \beta_k(t)$ $\forall t>0$ пределов изменения с учетом допустимой, например, абсолютной погрешности измерения (например, координат состояния {X,Y,Z} tracking symbol и т.п.) на соответствующем временном интервале $T_{i_1} = t_{i_1+1} - t_{i_1}$ измерения $\forall t \in [t_{i_1}, t_{i_1+1}]$, $i_1 = 1,2, \ldots$.

Длительность временного интервала T_{i_1} устанавливают равной сумме длительностей эталонного сигнала, величину которого выбирают не менее величины инерционности процесса регистрации и не более $1/(K_f*F_{max})$, где K_f – постоянный коэффициент, F_{max} – максимальная частота изменения сигнала рассогласования, и корректирующего сигнала, величина которого равна интегральной величине изменения нормированного сигнала рассогласования на предшествующем интервале T_{i_1-1}.

В начале каждого временного интервала формируют импульс, длительность которого устанавливают на основе интегрального значения квадрата нормированного сигнала рассогласования на предшествующем временном интервале, полярность каждого импульса формируют на основе непрерывного слежения за знаком разности между текущим сигналом рассогласования и его значением в момент окончания предшествующего периода и запоминания знака этой разности в момент окончания предшествующего временного интервала

Одновременно с этим запоминают значения амплитуд сигналов из второй группы зависимых каналов измерения при соответствующих фиксированных комбинациях сигналов $\beta_k(t)$ для всех k из первой группы каналов измерения с последующим сжатием полученных значений на основе канонических преобразований (например, используя канонические формы Коши третьего k = 3 или четвертого порядка k = 4) и регистрацией полученных измерений в виде набора из i_1 = 1, 2, ... номографических или бинарных полей от k независимых сигналов из первой группы каналов измерения.

В сравнении с известными многоканальными системами интерактивного сбора и обработки данных, предлагаемая позволяет регистрировать информацию в процессе исследования, проектирования и эксплуатации сложных распределенных физико-химических и информационных технологических процессов в виде многомерных ГА БПП, например, в виде номографических образов вычислительных таблиц, которые представляют образ (сечение) пространства параметров для заданного интервала времени и их взаимное влияние (взаимосвязь), на заданном множестве (допустимом множестве) изменения их амплитудных значений.

При этом основные методы кодирования таких ОИС как видео и аудио записи основаны на кодировании видео/аудио сигнала и определяются стандартами H.320, MPEG-1 и MPEG-2 и др. Данные методы и соответствующие способы кодирования применимы к регулярной последовательности двумерных видеокадров и отсчетов аудиосигнала. В отличие от этого, стандарт MPEG-4 имеет дело непосредственно с аудиовизуальными объектами, используя технику объектно-ориентированного кодирования ОВС (Object-based coding).

В настоящее время наиболее развиты два класса способов ОВС: применительно к объектам неизвестной формы (object-based analysis/synthesis coding – OBASC) и применительно к известным объектам типа knowledge-based coding - КВС. Отдельным направлением применения общего подхода ОВС является “область-ориентированное” кодирование. При этом понятие “область” определяет параметры кадра, имеющего одинаковую величину яркости, а сам объект задается совокупностью таких областей. Тем самым ограничивается набор элементов, составляющих объект, однако возрастает набор элементов, имеющих различные формы.

В этой связи справедливо

Утверждение 3.1. Введение априорной информации о сценарии поведения ЛПР в ИСПУ позволяет существенно снизить объем обрабатываемой информации в ГВС (ЛВС).

Кроме этого, в процессе кодирования ОИС в ИСПУ предоставляется возможность осуществлять идентификацию ЛПР путем параметрического растрирования изображения на основе его персонифицированного ГАП взаимодействия ЛПР-ОИС в реальном масштабе времени.

Основная особенность разработанного метода графо-аналитического кодирования ОИС состоит в использовании подвижно-взаимосвязанного координатного базиса, предоставляющего возможность:

– совместить процессы идентификации ЛПР и принимаемых им

решений в процессе управления и регулирования сложными физико-технологическими и информационными процессами в заданном классе интерактивных систем управления и регулирования;

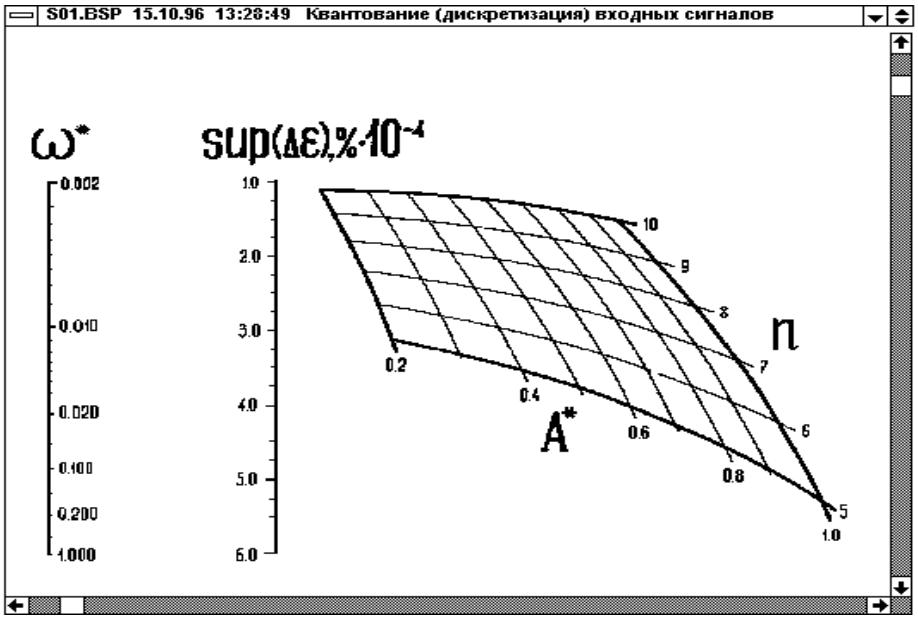
- определять или задавать допустимые области интерактивного взаимодействия ЛПР с мультимедиа объектами в зависимости, например, от вектора допустимых параметров, характеризующих степень свободы, предоставленной автором (патентовладельцем ОПС и т.п.) ОИС;
- осуществлять управляемую навигацию внутри заданного пространства параметров допустимой области;
- осуществлять идентификацию ОИС на основе использования параметров международной системы нумерации (ISAN – International Audio-Visual Number, ISRC – International Standard Recording Code);
- изменять участки позиционирования наблюдения на экране монитора (видеоконтрольного устройства и т.п.) и находить рациональные способы достижения цели.

Заключение

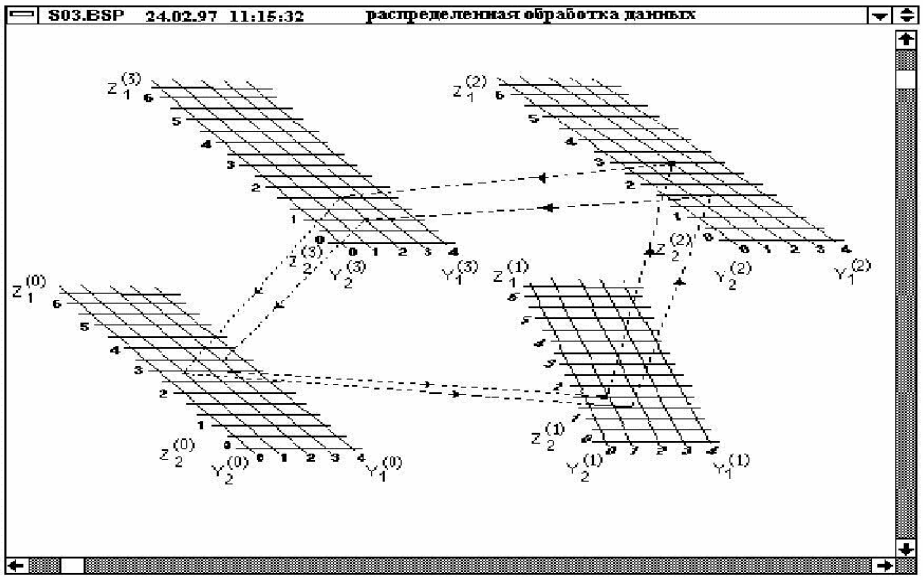
Приведены результаты апробации разработанных алгоритмов и узлов микропроцессорной системы для сбора, обработки (регистрации, отображения, сжатия) и защиты (кодирования) информации в распределенных ИСПУ на основе формирования ГАП ЛПР. При этом осуществлена разработка отдельных алгоритмов, нового способа многоканального обработки и защиты информации в распределенных ИСПУ, использующего в качестве основного геометрического примитива не точку, а прямую линию.

Рассмотрены процессы проектирования в MATLAB позиционных регуляторов распределенных систем горячего и холодного водоснабжения, рассмотрены примеры исследования и разработки микропроцессорных узлов термоструйных печатающих устройств.

Рассмотрены примеры формирования "меню" администратора предлагаемой многоуровневой интерактивной системы программного управления процессом измерения, обработки и регистрации физических величин, характеризующих состояние разветвленных сетей горячего и холодного водоснабжения. Здесь на рис. 1(а) приведен фрагмент самокалибровки каналов устройств (S_{ij}) измерения, обработки и регистрации состояния интерактивных систем управления и регулирования.



а)



б)

Рис. 1.

На рис. 1(б) приведен фрагмент графо-аналитического протокола обработки данных в многоканальных измерительных устройствах S_{i0}, S_{i1}, S_{i2} и S_{i3} или протокол состояния соответствующих интерактивных систем управления и регулирования. Графо-аналитический протокол представлен в виде визуального объекта на экране монитора лица, принимающего решение. Данный протокол устанавливает не только числовые, но и "образные" - графические соотношения между нормированными значениями амплитуды (A), частоты (w) и необходимого числа

уровней квантования (n) входных сигналов. Выводимые на экран монитора данные формируются в соответствии с заданной погрешностью (точностью, достоверностью или степенью информационной защиты т.п.) воспроизведения входных аналоговых сигналов в дискретной форме представления для последующей диагностики состояния соответствующих распределенных многоуровневых интерактивных системах программного управления и регулирования.

На рис. 2. представлены тестовые примеры исследования гидро-газодинамических процессов, происходящих в термоструйных печатающих головках, на основе совмещения числовых и образных представлений графо-аналитических данных об исследуемом процессе. При этом в процессе обработки входных сигналов осуществляется их нормировка с последующим образным представлением в виде бинарных полей данных.

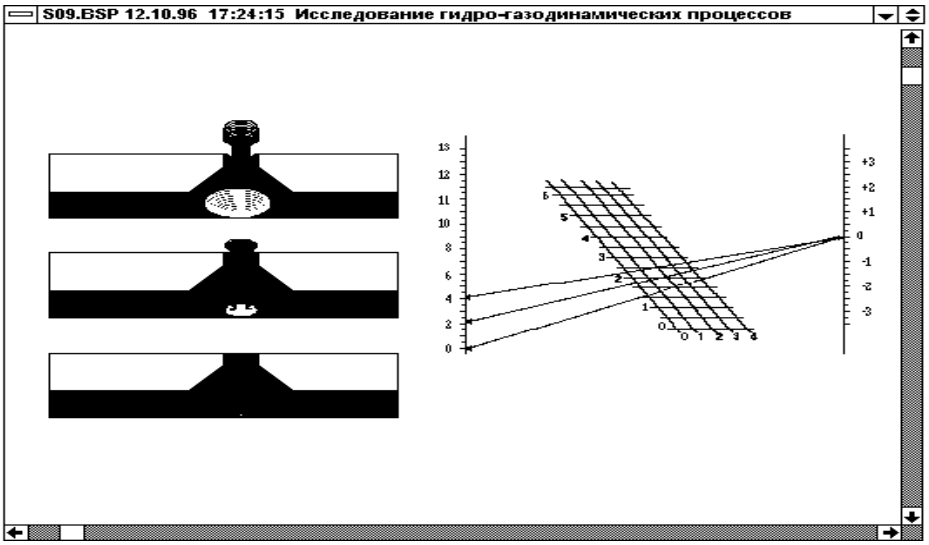


Рис. 2.

Графо-аналитическая интерпретация данных позволяет эффективно решать задачи на нахождение (поисковые задачи и т.п.) и задачи на доказательство (идентификации), эффективно используя эвристику ЛПР в интерактивных системах программного управления и регулирования.

В результате показано, что предлагаемые средства позволяют:

– синтезировать в среде MATLAB в интерактивном режиме проблемно-ориентированные способы цифровой графо-аналитической диагностики состояния распределенных в сети систем программного управления объектами различной физической природы;

- автоматизировать основные процессы, связанные с формированием графо-аналитических БД и БЗ в заданной предметной области;
- осуществлять мониторинг сложных физико-химических и информационных процессов на базе использования TCP/IP протокола в сети Internet/Intranet;
- осуществлять сжатие многомерных параметрических зависимостей и сигналов в реальном масштабе времени, обеспечивая высокий уровень защиты и помехозащищенности систем, использующих разработанные микропроцессорные средства и алгоритмы для графо-аналитической обработки данных.

Литература

1. *Потемкин В.Г.* Инструментальные средства MATLAB 5.X. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000. 332 с.
2. *Бенькович Е.С., Колесов Ю.Б., Сениченко Ю.Б.* Практическое моделирование динамических систем. СПб.: БХВ, 2002. 464 с.
3. *Ботуз С.П.* Автоматизация исследования, разработки и патентования позиционных систем программного управления. М.: Наука, Физматлит, 1999. 316 с.
4. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Методы и средства автоматизированного контроля состояния интерактивных систем управления физико-химическими и информационными процессами в сети Internet //Тез.докл. конференции "Математические методы распознавания образов-10" (ММРО-10). М.: ВЦ РАН, 2001. С.168-170.
5. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Распределенные информационно-правовые модели защиты систем интерактивного управления в сети Интернет //Труды международной конференции "Параллельные вычисления и задачи управления" (PACO’2001). Ч.4. Математические модели, технологии и языки параллельных вычислительных процессов. М.: ИПУ РАН, 2001. С.16-20.
6. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Методы автоматизированного сопровождения и защиты интеллектуальных систем программного управления физико-химическими процессами //Тез. докл. науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского, научного и инженерного состава Московского технического университета связи и информатики. М.: МТУСИ, 2002. С.65-66.
7. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Имитационные модели основных процессов авторских прав в сети Интернет //Тез.докл. Второй международной научно-практической конф. “Математическое

моделирование в науке, образовании и промышленности 2001”. Тирасполь, 2001. С.121-123.

8. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Автоматизация основных процессов правовой защиты объектов интеллектуальной собственности в сети Интернет //Информатизация процессов формирования открытых систем на основе СУБД, САПР, АСНИ и систем искусственного интеллекта. Материалы межд. науч.-техн. конф. Вологда ВоГТУ. 2001. с.60-64.
9. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Информационно-правовые технологии охраны объектов интеллектуальной собственности в сети Интернет. Доклады Третьей международной школы “БИКАМП’01”, С.-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. СПб: ЛИАП, 2001. С. 87-91.
10. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Графо-аналитический способ кодирования объектов интеллектуальной собственности в интерактивных системах управления и регулирования //Тез.докл. научно-техн. конф. профессорско-преподавательского, научного и инженерного состава Московского технического университета связи и информатики. М.: МТУСИ, 2002. С.66-67.
11. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Робастные методы защиты объектов промышленной собственности в сети Интернет //Тез.докл. Международного форума информатизации (МФИ-2001) «Коммуникационные технологии и сети». М.: МАИ, 2001. С.176.
12. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Инструментальные средства графо-аналитического метода защиты информации в сети Internet/Intranet // Проблемы управления безопасностью сложных систем /Под. ред. Архиповой Н.И. и Кульбы В.В. М.: РГТУ, 2001. С. 262-264.
13. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Объектно-ориентированные технологии графо-аналитического метода защиты информации Робастные методы защиты объектов промышленной собственности в сети Internet/Intranet // Научная сессия МИФИ-2002. Сб. науч. тр. В 14 томах. Т 2. Технологии разработки программных систем. Информационные технологии. М.: МИФИ, 2002. С.67-68.
14. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю*. Графо-аналитический способ многоканального измерения и обработки информации в сети Internet/Intranet //Научная сессия МИФИ-2002. Сб. науч. тр. в 14 томах. Т.1. Автоматика. Микроэлектроника. Электроника. Электронные измерительные системы. М.: МИФИ, 2002. С.224-225.
15. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Способ цифровой графо-аналитической диагностики распределенных систем интерактивного управления и регулирования в сети

Internet/Intranet // Цифровая обработка сигналов и ее применение: Материалы 4-й межд.конф. Москва, ИПУ РАН, 27 февраля по 1 марта 2002 г. М.: РНТОРЭС, 2002. С. 292-296.

16. *Ботуз С.П., Четверов С.Ю.* Цифровые технологии графо-аналитического метода защиты информации в сети Internet/Intranet // Цифровая обработка сигналов и ее применение: Материалы 4-й межд.конф. Москва, ИПУ РАН, 27 февраля по 1 марта 2002г. М.: РНТОРЭС, 2002. С. 296-300.

УДК 624.04

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКИ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ ТРУБ БОЛЬШОГО ДИАМЕТРА

Гончаров К.А., Чечулин Ю.Б.
Уральский государственный технический университет, г. Екатеринбург
e-mail: mlv@248.ru, mlv@yandex.ru

Одним из наиболее производительных способов при изготовлении труб большого диаметра является U-образный процесс последовательной прессовой формовки. Формирование поперечного сечения трубы в этом способе можно разделить на три основных операции, которые последовательно выполняются друг за другом (см. рис. 1).

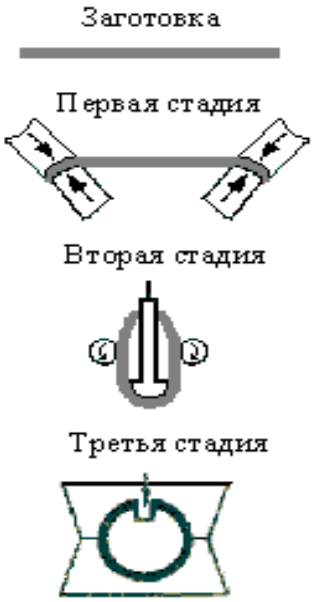


Рис. 1. Основные операции при изготовлению трубы.

В начальной стадии производится гибка кромок листа на ширине около 300 мм. Во второй стадии лист с отогнутыми кромками на прессе предварительной формовки превращается в U-образную заготовку. На заключительном этапе заготовка превращается в цилиндрическую незамкнутую трубу с требуемым зазором под сварной шов. В процессе деформирования

перемещения отдельных точек заготовки достигают величин, соизмеримых с характерными размерами трубы, форма деформированной поверхности значительно отличается от начальной, кроме того, в отдельных областях заготовки возникают зоны пластических деформаций. Площадь этих зон на начальном этапе деформирования сравнительно невелика, в дальнейшем, по мере увеличения нагрузки, заметно увеличивается, а при окончательном обжатии практически сопоставима с площадью всего поперечного сечения листа. В процессе изменения формы поперечного сечения листовой заготовки напряжения в рассматриваемых пластических зонах становятся соизмеримыми с пределом прочности материала. Поэтому наибольший интерес для оценки прочности заготовки, выяснения условий, при которых возможно возникновение трещин и определения величины усилия формовки представляет завершающая стадия технологического процесса.

Дифференциальные уравнения, описывающие процесс изменения формы заготовки на третьей стадии при осесимметричном нагружении, в координатах деформированной поверхности можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial N_S}{\partial S} = -(1+\varepsilon_S)[\frac{\cos\varphi}{r}(N_S - N_\theta) + \frac{Q_S}{R_{S0}} + q_S] - \chi_S Q_S,\\
&\frac{\partial Q_S}{\partial S} = -(1+\varepsilon_S)[\frac{\cos\varphi}{r}Q_S - \frac{\sin\varphi}{r}N_\theta - \frac{N_S}{R_{S0}} + q_\zeta] + \chi_S N_S,\\
&\frac{\partial M_S}{\partial S} = -(1+\varepsilon_S)[\frac{\cos\varphi}{r}(M_S - M_\theta) - Q_S],\\
&\frac{\partial u}{\partial S} = 1+\varepsilon_S - \cos\vartheta_S - w(\frac{1}{R_{S0}} + \chi_S),\\
&\frac{\partial w}{\partial S} = u(\frac{1}{R_{S0}} + \chi_S) - \sin\vartheta_S,\\
&\frac{\partial \vartheta_S}{\partial S} = \chi_S,
\end{aligned} \qquad (1)$$

где N_S , N_θ соответственно меридиональное и окружное погонное усилие; M_S , M_θ - меридиональный и окружной погонный момент; Q_S – погонная поперечная сила; q_S , q_ζ соответственно меридиональная и радиальная распределенная нагрузка; u, w осевое и окружное перемещение; ϑ_S - угол поворота сечения; ε_s – осевая деформация; χ_s – кривизна элемента в меридиональном направлении; R_{S0} – радиус кривизны недеформированной поверхности; φ - угол между продольной осью элемента и

нормалью к деформированной поверхности.

Первые три дифференциальных уравнения получены из условий равновесия деформируемого элемента, три остальных уравнения устанавливают связь между перемещениями и деформациями.

Физические соотношения для рассматриваемого вида нагружения можно записать в виде:

$$\begin{aligned} N_S &= C_{11}\varepsilon_s + C_{12}\varepsilon_\theta + K_{11}\chi_s + K_{12}\chi_\theta, \\ N_\theta &= C_{21}\varepsilon_s + C_{22}\varepsilon_\theta + K_{21}\chi_s + K_{22}\chi_\theta, \\ M_S &= K_{11}\varepsilon_s + K_{12}\varepsilon_\theta + D_{11}\chi_s + D_{12}\chi_\theta, \\ M_\theta &= K_{21}\varepsilon_s + K_{22}\varepsilon_\theta + D_{21}\chi_s + D_{22}\chi_\theta, \end{aligned} \tag{2}$$

где ε_θ, χ_θ – соответственно деформация и кривизна в окружном направлении; C_{ij} , K_{ij} , $D_{ij\ (i = 1,2;\ j = 1,2;)}$ – параметры жесткости, которые определяются из нижеприведенных выражений:

$$\begin{aligned} C_{11} = C_{22} &= \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} E^*(1-\omega)d\varsigma, \quad C_{12} = C_{21} = \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} \mu E^*(1-\omega)d\varsigma, \\ K_{11} = K_{22} &= \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} E^*(1-\omega)\varsigma d\varsigma, \quad K_{12} = K_{21} = \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} \mu E^*(1-\omega)\varsigma d\varsigma, \\ D_{11} = D_{22} &= \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} E^*(1-\omega)\varsigma^2 d\varsigma, \quad D_{12} = D_{21} = \int_{\frac{-h}{2}}^{\frac{h}{2}} \mu E^*(1-\omega)\varsigma^2 d\varsigma, \end{aligned} \tag{3}$$

где E^* - переменный модуль упругости материала; μ - переменный коэффициент поперечной деформации; ν - коэффициент Пуассона; ω - функция пластичности Ильюшина [1].

$$E^* = \frac{E}{(1-\mu)(1+\nu)}, \quad \mu = \frac{3\nu + (1-2\nu)\omega}{3-(1-2\nu)\omega} \tag{4}$$

Нелинейные граничные условия можно записать в матричном виде:

$$\begin{aligned} G_0(\vec{Y}) &= 0, \quad \text{при } S = S_0, \\ G_N(\vec{Y}) &= 0, \quad \text{при } S = S_N, \end{aligned} \tag{5}$$

где $\vec{Y} = \{N_S, Q_S, M_S, u, w, \vartheta_S\}$ - вектор-функция искомых величин;G_0 и G_N - нелинейные операторы размерности 3.

Приведенные выше соотношения (1) – (5) образуют нелинейную краевую задачу относительно шести неизвестных $\vec{Y}$, причем дифференциальные уравнения (1) относятся к классу сильно нелинейных. Аналитических методов решения приведенной

краевой задачи в настоящее время не существует, а число численных методов решения весьма ограничено [2, 3].

Использование метода линеаризации Ньютона-Рафсона позволяет свести исходную нелинейную краевую задачу к последовательности линейных краевых задач. Интегрирование полученной таким образом системы линейных дифференциальных уравнений осуществлялось с использованием пакета прикладных программ MATLAB, с этой целью была разработана программа для интегрирования уравнений на основе метода Рунге-Кутта четвертого порядка. Известно, что для обеспечения сходимости в итерационном методе Ньютона требуется достаточно близкое к истинному значению начальное приближение, которое, как правило, изначально неизвестно. Устранение отмеченного обстоятельства производилось путем использования метода последовательного повышения нагрузки, при этом решение, полученное на предыдущем шаге по нагрузке, являлось начальным приближением для последующего шага. Если число итераций оказывалось достаточно большим и превышало заданную изначально величину, производилось либо уменьшение шага интегрирования, либо уменьшение нагрузки. Изменение жесткостных параметров заготовки, обусловленных пластическими деформациями, учитывалось путем введения в рассмотрение реальной диаграммы деформирования материала, полученной в лабораторных условиях в результате растяжения образцов из того же материала. Диаграмма деформирования задавалась в табличном виде для дискретных значений деформаций, в интервале между заданными значениями использовалась линейная интерполяция. Предложенный прием позволяет с требуемой точностью определять функцию пластичности Ильюшина [1] и, как следствие, вычислять переменные параметры жесткости (3). Вычисление параметров жесткости осуществлялось численным методом, с использованием программы численного интегрирования соотношений (3). Описанный выше алгоритм реализован в виде программы в ППП MATLAB.

Ниже приведены результаты расчета напряженно-деформированного состояния листовой заготовки толщиной 20 мм из стали 17ГС с пределом прочности 530 МПА, предназначенной для изготовления трубы диаметром 820 мм. Рассматривалось нагружение заготовки на последней стадии формоизменения. Для иллюстрации результатов вычислений на рис. 2 приведены формы деформированной поверхности заготовки для четырех значений вертикального перемещения U_y и характер изменения интенсивности напряжений. Белыми линиями на сером фоне

обозначено начальное положение заготовки на третьей стадии формоизменения, которое позволяет наглядно сформировать представление об отличии формы поперечного сечения на рассматриваемой стадии деформирования от исходного.

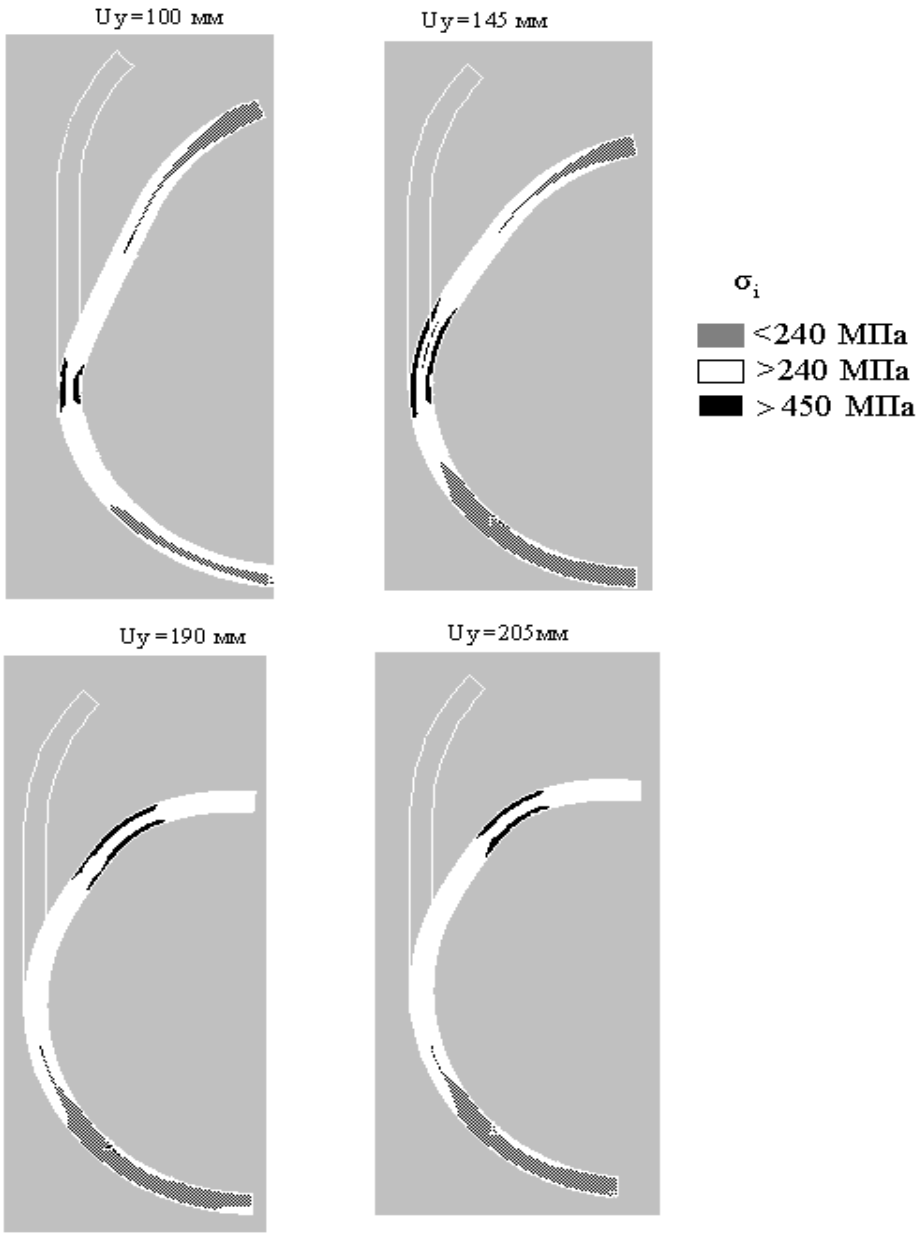


Рис. 2. Распределение напряжений при деформировании заготовки.

Три цветовых оттенка соответствуют трем интервалам интенсивности напряжений, приведенным на рис. 2. Черный цвет соответствует области пластических деформаций, поскольку для стали 17ГС предел текучести равен 450 МПа. Анализ информации, приведенной на рис. 2, свидетельствует о том, что начальный этап

деформирования на третьей стадии характеризуется образованием пластических деформаций в сравнительно узкой зоне, расположенной на стыке криволинейной цилиндрической поверхности заготовки с прямолинейной, при этом максимальная величина интенсивности напряжений равна 477 МПа. С увеличением перемещения площадь рассматриваемой зоны возрастает, одновременно увеличивается величина интенсивности напряжений и для U_y=145 мм составляет 492 МПа. При сближении свободных кромок двух зеркальных относительно вертикальной оси частей заготовки (U_y = 190 мм) изменяются граничные условия, что, в свою очередь, приводит к перераспределению интенсивности напряжений. При этом происходит смещение области пластических деформаций в верхнюю часть заготовки, в то сечение, где действует максимальный изгибающий момент. Этот процесс сопровождается небольшим снижением максимальной величины интенсивности напряжений до 483 МПа. Дальнейшее увеличение прогиба приводит к уменьшению площади области пластических деформаций с незначительным повышением интенсивности напряжений до 487 МПа, что объясняется увеличением изгибающего момента. В приведенных результатах расчетов полагалось, что внешняя нагрузка от штампа прикладывалась статически. При увеличении скорости перемещения верхней половины штампа необходимо ввести поправку на динамичность нагружения. Вместе с тем, полученные расчетным путем максимальные значения интенсивности напряжений располагаются в непосредственной близости от предела прочности материала. Отмеченное обстоятельство позволяет заключить, что, с учетом неоднородности материала заготовки и неравномерности распределения внешней нагрузки по длине заготовки, возможно превышение предела прочности материала заготовки в отдельных точках поперечного сечения и, как следствие, образование микротрещин.

Литература

1. *Ильюшин А.А*. Пластичность. М.: Л. , 1948. 376 с.
1. *Климанов В.И., Чупин В.В., Гончаров К.А.* Сильный изгиб составных оболочечных конструкций при осесимметричных упруго-пластических деформациях //Исследования пространственных конструкций: Межвуз.сб. Свердловск 1987. С. 3-13.
2. *Мяченков В.И., Григорьев И.В.* Расчет составных оболочечных конструкций на ЭВМ:Справочник. М., 1981. 216 с.

УДК 681.325

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MATLAB ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Журавель И.М.
Физико-механический институт им. Г.В. Карпенка НАН Украины, г. Львов, Украина
e-mail: zuravel@ah.ipm.lviv.ua

Стремительный прогресс компьютерной техники послужил стимулом к развитию информационных технологий в различных областях науки и техники. Поскольку одной из наиболее удобных форм предоставления информации является изображение, то создание мощных вычислительных машин дало возможность создания новых подходов, методов и алгоритмов цифровой обработки визуальных данных.

Задачи, которые ставятся в рамках обработки изображений, не всегда возможно решить с помощью известных методов. Это приводит к необходимости разработки специальных алгоритмов обработки визуальной информации. К одной из наиболее удобных систем для исследований и создания новых методов обработки изображений относится пакет прикладных программ Image Processing Toolbox, входящий в систему MATLAB.

Кроме проблемы создания высокоэффективных методов обработки видеоданных, актуальной является также задача выбора из некоторого набора алгоритмов оптимального, который обеспечивал бы максимальное, с точки зрения визуального восприятия, качество обработки. Остановимся на рассмотрении данного вопроса более детально.

Задаче объективной оценки качества уделялось значительное внимание исследователей и, как следствие, это привело к существованию большого количества подходов к определению качества изображений. К наиболее употребляемым объективным оценкам качества изображения относятся [1-3]:

средняя разность -

$$AD = \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right] / (MN); \qquad (1)$$

пронормированная корреляция (normalized cross-correlation) -

$$NK = \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N} f(x,y)\cdot \hat{f}(x,y) / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y)\right]^2 ; \qquad (2)$$

качество корреляции (correlation quality) -

$$CQ = \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N} f(x,y)\cdot \hat{f}(x,y) / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N} f(x,y) ; \qquad (3)$$

максимальная разность (maximum difference) -

$$MD = \max\left\{\left|f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right|\right\} ; \qquad (4)$$

верность изображения (image fidelity) -

$$IF = 1 - \left(\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right]^2 / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y)\right]^2 \right); \qquad (5)$$

среднеквадратичная лапласиановая погрешность (laplasian mean square error) -

$$LMSE = \frac{\sum_{x=2}^{M-1}\sum_{y=2}^{N-1}\left[O\{f(x,y)\} - O\{\hat{f}(x,y)\}\right]}{\sum_{x=2}^{M-1}\sum_{y=2}^{N-1}\left[O\{f(x,y)\}\right]^2}, \qquad (6)$$

где

$O\{f(x,y)\} = f(x+1,y) + f(x-1,y) + f(x,y+1) + f(x,y-1) - 4\cdot f(x,y)$;

среднеквадратичная погрешность (mean square error) -

$$MSE = \frac{1}{MN}\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right]^2 ; \qquad (7)$$

максимальная среднеквадратичная погрешность (peak mean square error) -

$$PMSE = \frac{1}{MN}\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right]^2 / \left[\max\{f(x,y)\}\right]^2 ; \qquad (8)$$

пронормированная абсолютная погрешность (normalized absolute error) -

$$NAE = \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left|f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right| / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left|f(x,y)\right|; \qquad (9)$$

пронормированная среднеквадратичная погрешность -

$$NMSE = \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right]^2 / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y)\right]^2 = 1 - IF ; \qquad (10)$$

норма L_p (Минковского) -

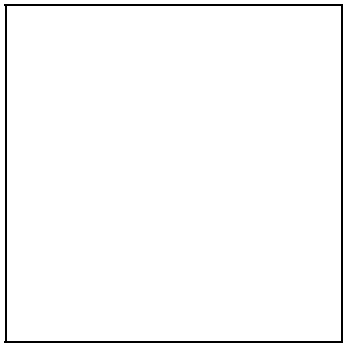
$$L_p = \left\{\frac{1}{MN}\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left|f(x,y) - \hat{f}(x,y)\right|^p\right\}^{1/p}, \; p = 1,2,3,\ldots ; \qquad (11)$$

отношение сигнал/шум -

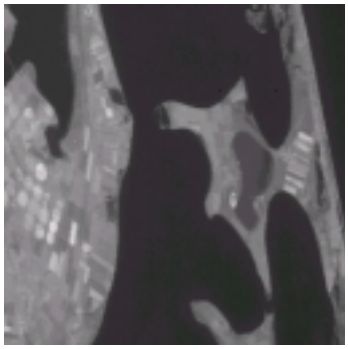
$$SNR = 10\log_{10}\left(\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y)\right]^2 / \sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left[f(x,y)-\hat{f}(x,y)\right]^2\right); \qquad (12)$$

Оценки качества, представленные выражениями (1) - (12), удобные в использовании, тем не менее, они не всегда позволяют объективно оценить качество изображения, в особенности с точки зрения его визуального восприятия. Основной недостаток вышеприведенных подходов заключается в использовании лишь одного параметра для оценки качества изображения, что для объективного оценивания недостаточно.

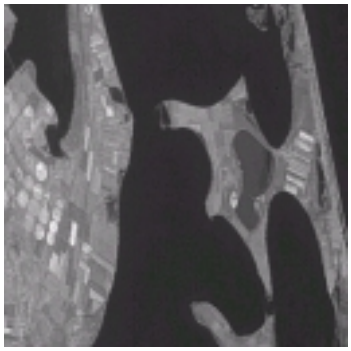
Предложен метод оценки визуального качества, который рассматривает изображение с вероятностной точки зрения и основан на законах зрительного восприятия [4]. Такой подход позволяет объективнее, по сравнению с другими известными методами, проводить оценку визуального качества изображений, а также служит инструментом для оценки эффективности методов их обработки. Примеры использования предложенного метода приведены на рис. 1.



1- $Q_s = 1{,}7973$

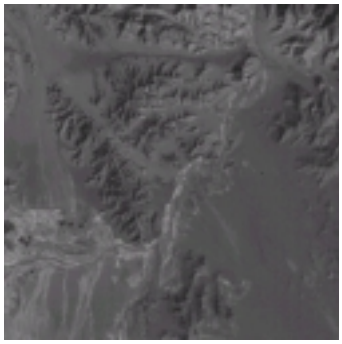


2- $Q_s = 1{,}7994$

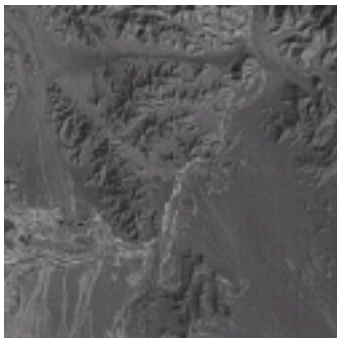


3- $Q_s = 1{,}8133$

4- $Q_s = 1{,}7424$



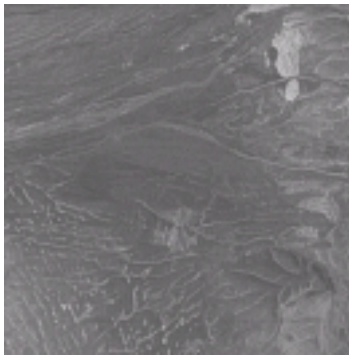
5- $Q_s = 1{,}7775$



6- $Q_s = 1{,}8196$

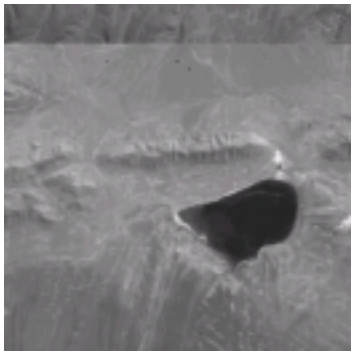
7- $Q_s = 2{,}2214$

8- $Q_s = 2{,}5150$

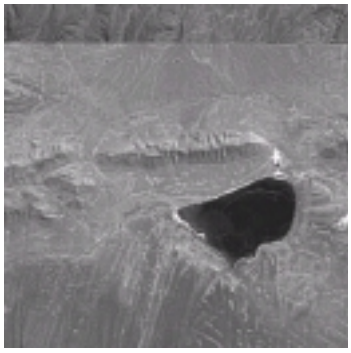


9- $Q_s = 2{,}6753$

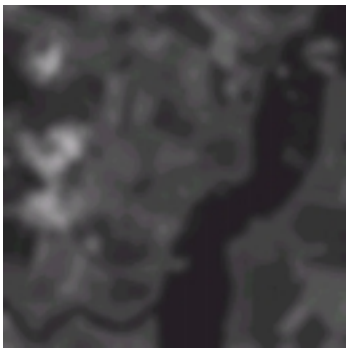
10- $Q_s = 1{,}6269$



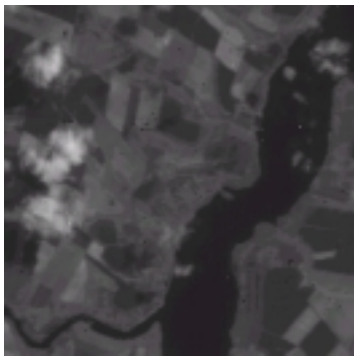
11- $Q_s = 1{,}7495$



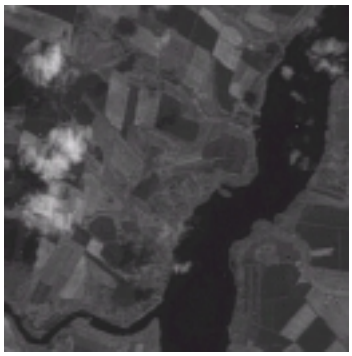
12- $Q_s = 2{,}0596$



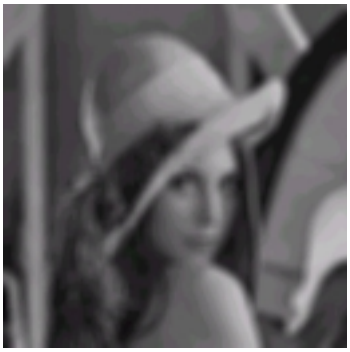
13- $Q_s = 1{,}7222$



14- $Q_s = 1{,}7280$



15- $Q_s = 1{,}7334$



16- $Q_s = 1{,}9489$

17- $Q_s = 1{,}9772$

18- $Q_s = 2{,}0118$

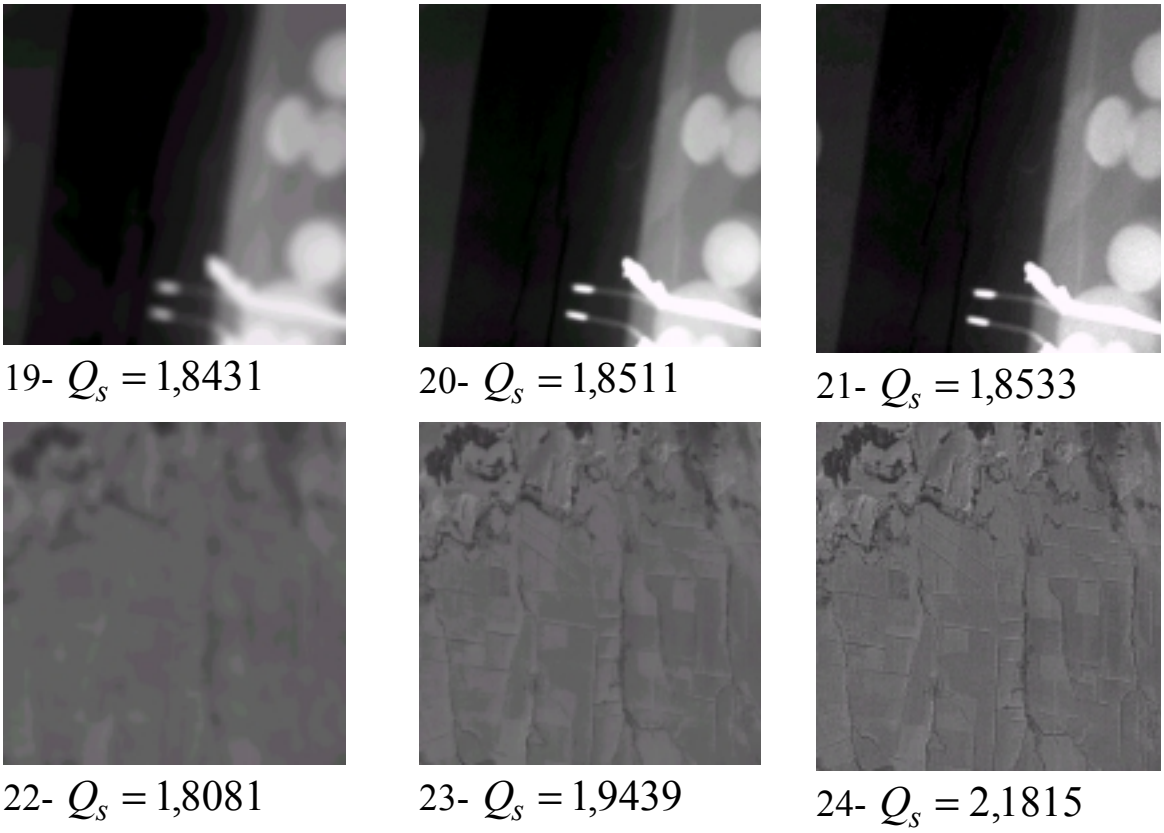


Рис. 1. Иллюстрация применения метода количественной оценки качества изображений.

Из рисунка видно, что для серий изображений минимальную оценку качества имеют изображения, которые были размыты (первая колонка), а максимальную - обработанные методом улучшение (третья колонка). Количественная оценка хорошо коррелирует с визуальным восприятием. Проведенные исследования известных методов оценки качества изображений показали, что они менее эффективны по сравнению с предложенным методом. Недостатком предложенного метода является некорректная оценка качества зашумленных изображений. Этот недостаток присущий всем методам, которые при оценке качества изображения используют ту или иную меру контраста. Это связано с тем, что метод оценки качества не обеспечивает идентификации резких перепадов яркостей.

Литература

1. *Шлихт Г.Ю.* Цифровая обработка цветных изображений. М.: Издательство ЭКОМ, 1997. 336 с.
2. *Cosman P.C., Gray R.M., Olshe R.A.* Evaluating Quality of Compressed Medical Images //Proceedings of the IEEE “SNR,

Subjective Rating, and Diagnostic Accuracy”. 1994. Vol. 82 No. 6. P. 919 – 932.

3. *Gonzalez R.C., Fittes B.A.* Gray–Level Transformation for Interac–tive Image Enhancement. Mech. Mach. Theory. 1975. V.12. P. 111–112.
4. *Sidoroff J.K.* Control of technical systems // Archives of Computer Science. Vol. 28. 1996. № 5. P.13-21.
5. *Воробель Р.А., Журавель И.М.* Количественная оценка качества изображений //Труды IV Среднеевропейской конференции «Компьютерные методы и системы в автоматике и электротехнике». Часть 1. Ченстохова, Польша - 17 - 18 сентября, 2001.

УДК 621.333.025.629.423

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ КООРДИНАТ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ПОМОЩЬЮ ПАКЕТА POWER SYSTEM BLOCKSET

Загорский А.В.
Орловский государственный технический университет, г. Орел
e-mail: power@orel.ru

Введение

Электромеханические системы (ЭМС) на основе трехфазных асинхронных двигателей на сегодняшний день являются самыми распространенными как в промышленности, так и в коммунальном и сельском хозяйстве. В настоящее время данные системы активно внедряются на транспорте, в станкостроении и робототехнике. Именно они во многом определяют глобальное энергопотребление, т.к. на них приходится преобразование около 50% всей производимой в мире электроэнергии.

Такое широкое применение асинхронного электропривода (ЭП) обусловлено простотой изготовления и эксплуатации асинхронных двигателей (АД), меньшими по сравнению с двигателями постоянного тока, массой, габаритными размерами и стоимостью, а также высокой надежностью в работе из-за отсутствия подвижного механического щеточного контакта. Однако вплоть до недавнего времени асинхронному ЭП отводилась роль простого неуправляемого или управляемого примитивно источника механической энергии. Одним из основных факторов, сдерживающих до настоящего времени развитие надежного и недорогого регулируемого асинхронного электропривода, является сложность его математического описания.

Сложность математического описания и моделирования ЭМС, включающих в себя АД и электронные преобразователи, заключается, главным образом, в решении дифференциальных уравнений как минимум пятого порядка с нелинейными и нестабильными во времени параметрами [1, 2]. Опыт работы с ЭМС данного вида [3-5] показал, что для их численного математического

моделирования хорошо зарекомендовали себя два основных подхода: 1) стандартный, основанный на написании собственного программного обеспечения, описывающего как АД, электронный преобразователь, так и систему управления; 2) с использованием пакета расширения MATLAB - Power System Blockset.

Использование первого из подходов является, по понятным причинам, сложной задачей и оправданно только в исключительных случаях, например, при жестких требованиях к вычислительным ресурсам. Напротив, использование пакета Power System Blockset, органично связанного с ППП Simulink, позволило в кратчайшие сроки реализовать и исследовать, такие ЭМС с асинхронным электроприводом (АЭП) как: 1) АЭП с векторным управлением с ориентацией управляющих воздействий по вектору потокосцепления с ротором при использовании токовой модели идентификатора потокосцепления [6]; 2) АЭП с векторным управлением с ориентацией управляющих воздействий по вектору потокосцепления с ротором при использовании модели идентификатора потокосцепления по напряжению [6]; 3) АЭП в составе с тиристорным регулятором напряжения (ТРН). Следует отметить, что примеры моделей, входящие в состав пакета в большинстве случаев не удовлетворяют предъявляемым, при решении реальных задач, требованиям, однако, отдельные блоки и решения могут успешно использоваться в составе разработанных моделей.

Векторное управление АД

Для моделирования и дальнейшей реализации в качестве базового алгоритма векторного управления был выбран алгоритм с ориентацией управляющих воздействий по вектору потокосцепления с ротором. Данный алгоритм является наиболее целесообразным для глубоко регулируемого высокодинамичного АЭП [5-7]. Функциональная схема такого ЭП в этом случае имеет наименьшее число перекрестных связей в отличие от методов управления с ориентацией по векторам главного потока и потокосцепления со статором. А выражения момента асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором и скорости в этом случае сравнительно просты [8].

Главной проблемой построения систем векторного управления АД при непосредственном ориентировании по полю является получение текущей информации об опорном векторе магнитного потокосцепления [9, 10]. Использование датчиков индукции магнитного поля в воздушном зазоре машины на базе

элементов Холла или применение дополнительных статорных обмоток для измерения ЭДС позволяет системе управления получать достоверную информацию о базовом векторе потокосцепления. Однако, это влечет за собой изменения конструкции двигателя, его технологического усложнения, а следовательно, удорожания. Также датчики Холла существенно снижают надежность систем векторного управления, так как чрезвычайно чувствительны к ударам и вибрациям. В этой связи является перспективным применение идентификаторов ориентирующего вектора с измерением токов, напряжений и, если требуется, скорости АД. Модели идентификаторов векторов потокосцепления с ротором делятся на два основных класса [6]:

1. Математическая модель идентификатора по току имеет следующий вид:

$$\overline{\Psi}^{r} = \frac{R_r}{L_r}\int\left(L_m\overline{I}^{s} - \left(1 - jp\omega_r \cdot \frac{L_r}{R_r}\right)\overline{\Psi}^{r}\right)dt, \qquad (1)$$

где $\mathbf{\Psi_r}$ - вектора потокосцепления с ротором; R_r - приведенное сопротивление роторной обмотки двигателя; L_r - собственная индуктивность обмотки ротора; L_m - взаимная индуктивность обмотки статора и ротора; $\mathbf{I}^s$ - вектор тока статора; P - число пар полюсов; ω_r- угловая скорость вращения ротора двигателя.

2. Математическая модель идентификатора по напряжению представляет собой:

$$\overline{\Psi}^{r} = \frac{\int\left(\overline{V}^{s} - R_s\overline{I}^{s}\right)dt - L_s\overline{I}^{s}}{L_m}L_r + L_m\overline{I}^{s}, \qquad (2)$$

где $\boldsymbol{V}_s$ - вектор напряжения на статоре; R_s - приведенное сопротивление статорной обмотки двигателя; L_r - собственная индуктивность обмотки статора.

В (1) и (2) векторные величины представлены следующей структурой $X^i = [x_\alpha^i \; ; \; x_\beta^i]^T$, т.е. все векторные величины преобразованы в ортогональную систему координат (α, β), жестко связанную со статорной обмоткой.

Как показали результаты экспериментов и математическое моделирование с помощью пакета Power System Blockset (см. рис. 1 и 2):

1. Токовая модель идентификатора:

- позволяет хорошо определять позицию вектора потокосцепления с ротором на низких и нулевых скоростях;
- имеет трудности использования на высоких скоростях из-за наличия перекрестных связей в каналах управления;
- зависима от постоянной времени ротора.

2. Модель идентификатора по напряжению обладает следующими качествами:

- простотой осуществления, т.к. не требуется установка датчика скорости на валу двигателя;
- трудностью использования на низких скоростях,
- хорошим качеством определения потока ротора на средних и высоких скоростях;
- при насыщении факторы L_r/L_m и σ оказывают умеренное воздействие.

3. Для уменьшения влияния сопротивлений обмоток статора и ротора, сильно зависящих от температуры двигателя, необходимо использовать специальные адаптивные алгоритмы наблюдателей за потокосцеплением с ротором, разработка которых и является одной из основных проблем при создании современных систем векторного управления АД, причем их реализация должна лечь в основу принципиально новых систем управления АД.

АЭП в составе с ТРН. Управление скоростью вращения ротора в АЭП может осуществляться методом изменения напряжения, приложенного к двигателю, при постоянной частоте питающего напряжения. Этот метод может использоваться для регулирования скоростью в небольших пределах и является эффективным только для технологических установок с нагрузочными характеристиками, не выходящими за достаточно узкую [5] границу допустимой по нагреву области моментов на валу двигателя в продолжительном режиме. Однако он широко применяется для облегчения пуска АД [4]. Для этого в состав АЭП включают тиристорный регулятор напряжения с собственной системой управления. Применение пакета Power System Blockset позволило в кратчайшие сроки промоделировать как систему управления ТРН с соответствующим алгоритмом, так и весь АЭП в целом (см. рис. 3).

Необходимо отметить, что применение АЭП в составе с ТРН требует системного математического моделирования в динамических и статических режимах всей ЭМС, в которой планируется применение ТРН совместно с АД с короткозамкнутым ротором. Так на рис. 3, показывающем результаты математического моделирования пуска АД с помощью ТРН на насосную нагрузку при некорректном выборе параметров для системы управления, видно, что наряду с ограничением пусковых токов и пульсаций момента на валу АД, в динамике ЭМС наблюдаются биения, что недопустимо в реальных системах.

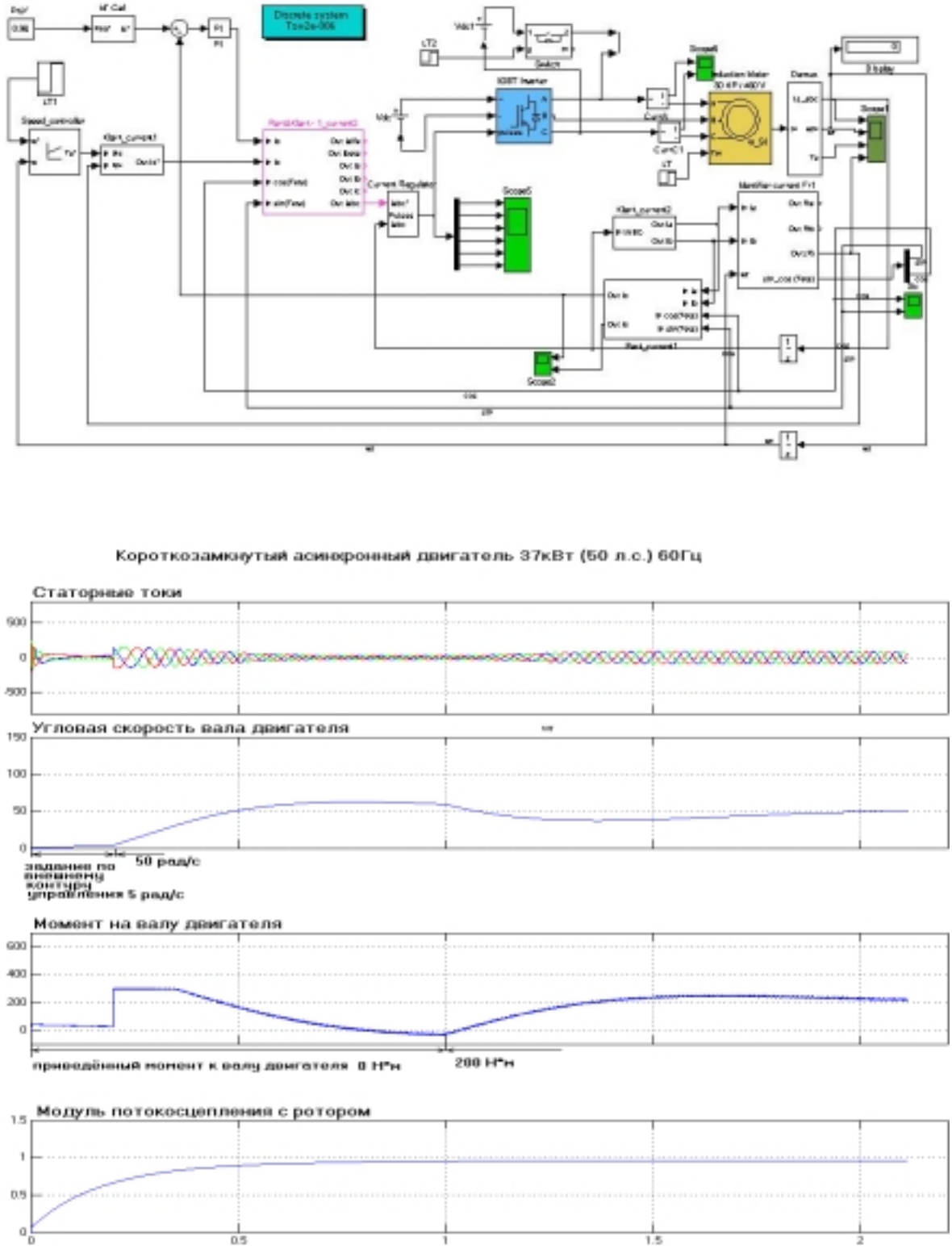


Рис. 1. Модель и результаты моделирования векторного управления АЭП с токовым идентификатором потокосцепления с ротором и внешним контуром стабилизации угловой скорости

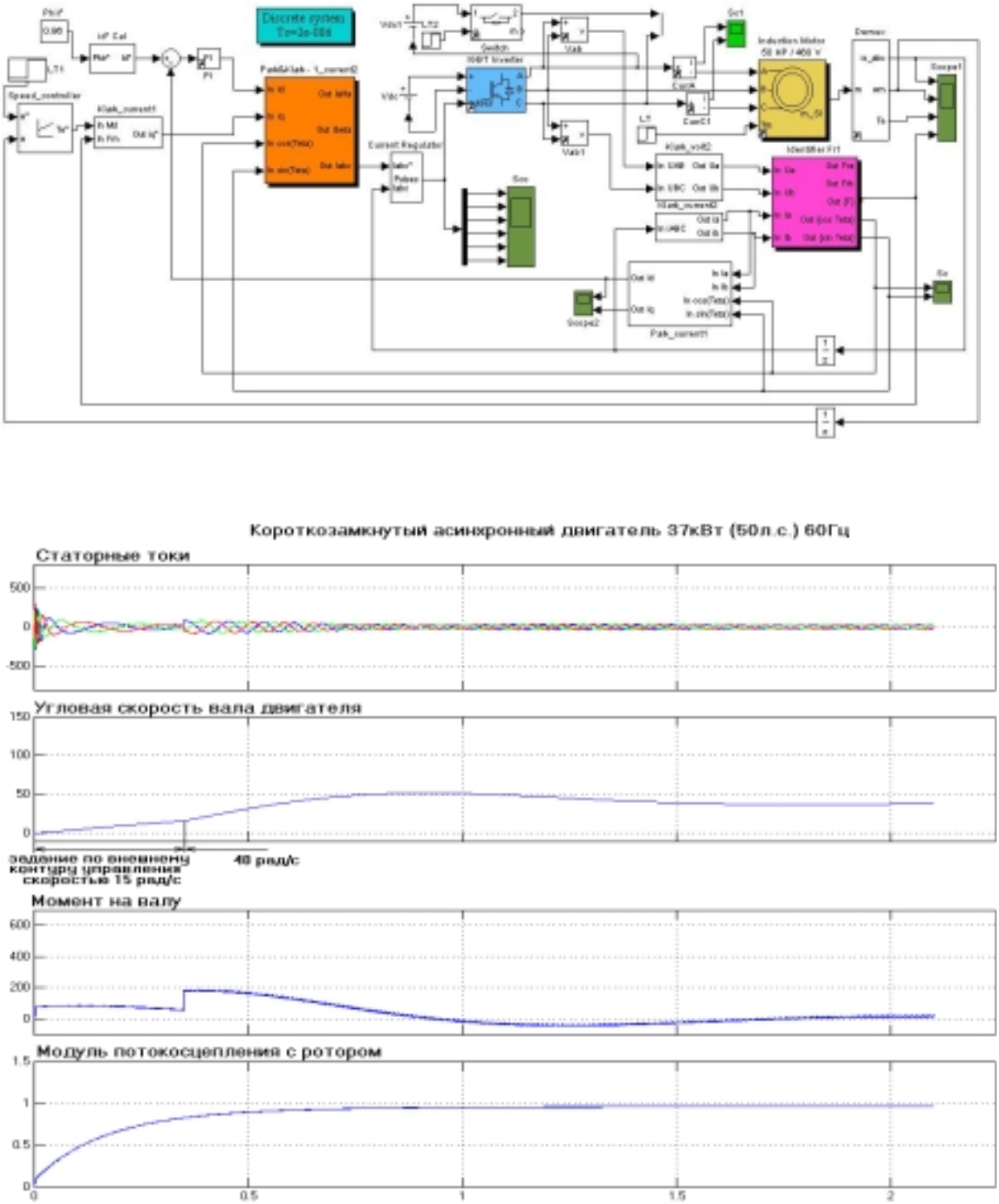


Рис. 2. Модель и результаты моделирования векторного управления АЭП с идентификатором потокосцепления с ротором по напряжению с внешним контуром стабилизации угловой скорости

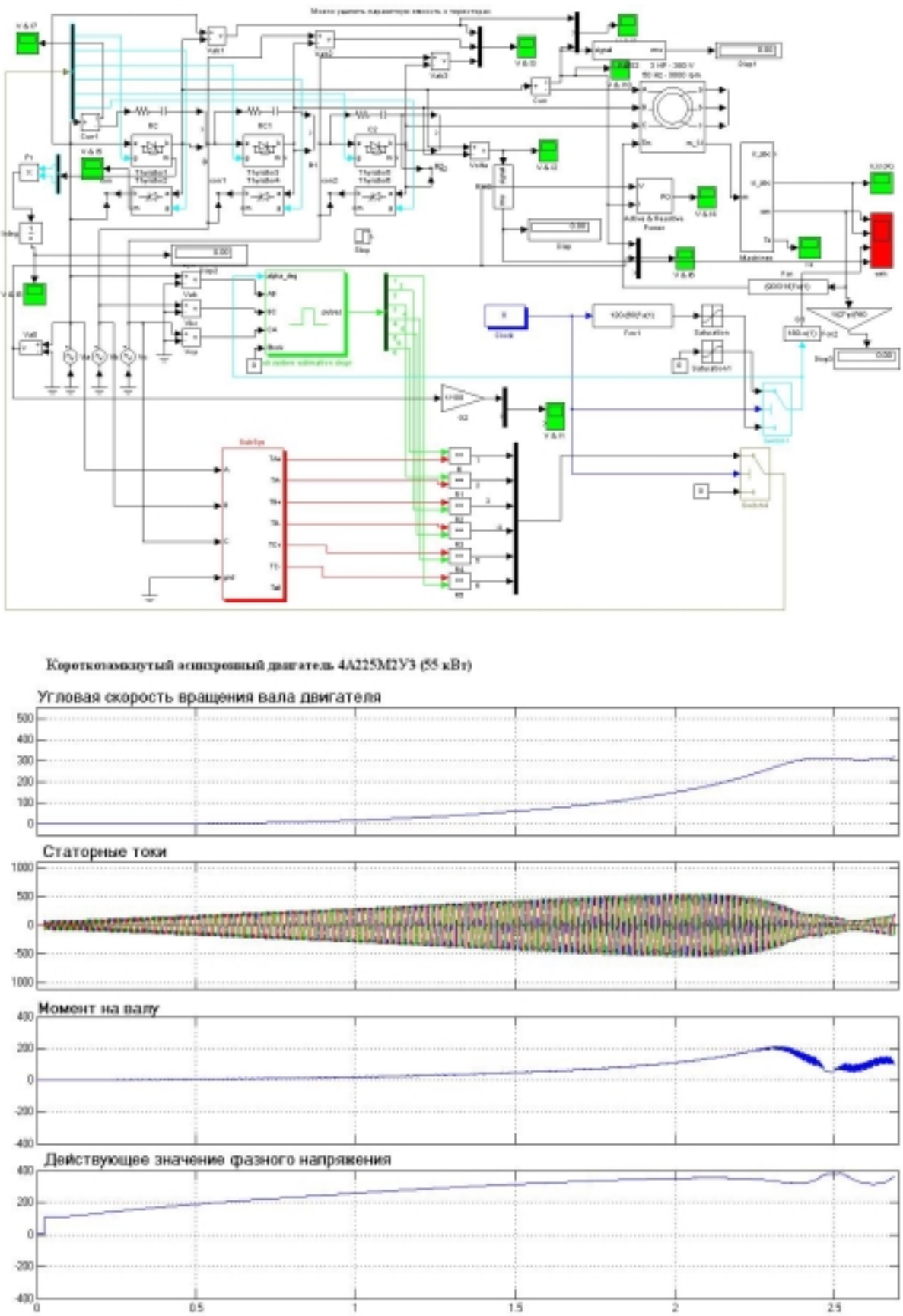


Рис. 3. Модель и результаты моделирования АЭП в составе с тиристорным регулятором напряжения.

Для исключения этих негативных явлений может применяться ряд специальных демпфирующих систему в целом мер, главным образом связанных с корректировкой параметров системы управления, это и было проделано при моделировании в среде MATLAB 6.0.

Выводы

Применение пакета Power System Blockset в среде MATLAB для моделирования систем регулирования координат в асинхронном электроприводе в составе с электронными преобразователями позволило:

1. Значительно сократить время как на создание моделей, так и на проведение численных экспериментов с различными алгоритмами управления и параметрами выше описанных электромеханических систем.
2. Сравнить на этапе моделирования различные алгоритмы и системы управления АЭП.
3. Оценить поведение данного рода ЭМС в различных режимах и состояниях без проведения физического эксперимента, при удовлетворительных результатах.

Литература

1. *Betz R.E.* Introduction to Vector Control of Induction Machines, Department of Electrical and Computer Engineering University of Newcastle, Australia 2000.
2. *Копылов И.П.* Математическое моделирование электрических машин М.: Высш. шк., 2001.
3. *Колоколов Ю.В., Бабковский А.Г., Загорский А.В., Селютин А.А.* Учебно-экспериментальный стенд для исследования частотно-регулируемого асинхронного электропривода // Перспективные системы управления на железнодорожном, промышленном и городском транспорте, № 4, 2001. С. 67-75.
4. *Загорский А.В.* Частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Принципы управления //Всероссийский научно-технический семинар "Современные энергосберегающие технологии", г. Орел, 16-18 мая 2001. 6 с. http://www.etx.ru/zago.htm.
5. *Загорский А.В.* Сравнительные показатели современного тягового регулируемого электропривода // Перспективные системы управления на железнодорожном, промышленном и городском транспорте, 2001. №4. С. 80-83.

6. Vector Control Application to Induction Motor Control, Seminar. – Analog Devices, 1999.
7. *Поздеев Д.А.* Частотное управление асинхронным электроприводом с поддержанием постоянства потокосцепления ротора / Д.А. Позднев, С.А. Хрещатая // Электротехника, 2000 №10.
8. *Рудаков В.В. и др.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1987.
9. *Зима Е.А., Панкратов В.В.* Алгоритмы идентификации для систем частотно-регулируемого электропривода // АПЕП – 2000, V международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения», Новосибирск, 2000.
10. *Загорский А.В., Селютин А.А.* Векторное управление асинхронными двигателями. Проблемы идентификации векторов. // I - региональная интернет - конференция "Энерго- и ресурсосбережение - XXI век", г. Орел, май 2001. http://www.ostu.ru/conf/ers2001/section4/zagorsk/zagorsk.html.

УДК 519.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛОКАЛЬНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ВРЕМЕННОГО РЯДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАКЕТА РАСШИРЕНИЙ WAVELET TOOLBOX

Мандрикова О.В., Тристанов А.Б.
Камчатский государственный технический университет,
г. Петропавловск-Камчатский
e-mail: neringa@mail.iks.ru

Введение

Во многих приложениях по обработке экспериментальных данных встает проблема определения точного положения особенности сигнала и оценки характера этой особенности. Применение интегрального преобразования и рядов Фурье весьма традиционно для анализа стационарного сигнала. При Фурье-анализе в качестве основных базисных функций используются синусы, косинусы и комплексные экспоненты. Плавная базисная функция, такая, как синусоида, не может представлять резкие перепады сигналов. Наличие в сигнале резких пиков и перепадов вызывает увеличение числа гармоник очень малой амплитуды, которые влияют на форму восстанавливаемого сигнала и за пределами его локальных особенностей. В результате по составляющим спектра практически невозможно оценить характер особенности сигнала и точное положение этой особенности. Необходимость использования других базисных функций подчеркивалась Л.И. Мандельштамом еще в 20-х годах, он говорил, что «значение разложения Фурье в большей мере связано с резонансными свойствами линейных систем с постоянными параметрами; при переходе к линейным системам с переменными параметрами разложение Фурье перестает быть целесообразным и место функций cos и sin должны занять другие функции».

Вейвлет-преобразование

Введем функцию $\varphi \in L^2(R)$, удовлетворяющую условию

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left|\hat{\varphi}(\omega)\right|^2}{\left|\omega\right|} d\omega < \infty$$

и назовем ее «базисным вейвлетом».

Относительно каждого базисного вейвлета интегральное вейвлет-преобразование определяется как

$$\left(W_\varphi f\right)(b,a) = \left|a\right|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\overline{\varphi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \text{, где } a,b \in R; \quad a \neq 0 .$$

Обозначим

$$\varphi_{b;a}(t) = \left|a\right|^{-\frac{1}{2}} \varphi\left(\frac{t-b}{a}\right).$$

Интегральное преобразование примет вид

$$\left(W_\varphi f\right)(b,a) = \left\langle f, \varphi_{b;a} \right\rangle .$$

Вейвлет-преобразование обладает свойством масштабной инвариантности:

$$W[f(t/a_0)] = 1/a_0 W(a/a_0, b/a_0) .$$

Благодаря этому свойству мы можем определять наличие и характер особенностей сигнала. А также, следует заметить, что если $f \in C^m(t_0)$, то коэффициенты ее вейвлет-преобразования при $b=t_0$ должны подчинятся неравенству:

$$W(a,t_0) \leq a^{m+3/2}, \quad при \quad a \to 0 ,$$

то есть по значениям коэффициентов на малых масштабах можно судить о регулярности функции в конкретной точке.

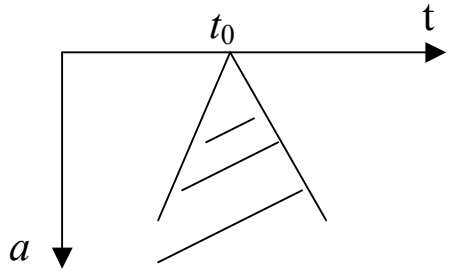


Рис. 1.

Поскольку с ростом масштаба базисная вейвлет-функция увеличивается, захватывая все больший временной диапазон (диапазон интегрирования), коэффициент в точке (a_0,b_0), будет зависеть от части ряда. Диапазон этот тем больше, чем больше масштаб, поэтому высокочастотная информация вычисляется на основе малых отрезков ряда, а низкочастотная – на основе больших (рис. 1).

Частотно-временная локализация

Пытаясь преодолеть трудности частотно-временного анализа, Д. Габор в своей работе в 1946 г. ввел «функцию-окно» временной локализации. В качестве функции окна Габор использовал функцию Гаусса:

$$g_\alpha(t) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}} e^{-\frac{t^2}{4\alpha}}, \ \alpha=\text{const}>0$$

Для любого фиксированного α, преобразование Габора функции $f \in L^2(R)$, определяется как

$$(\Gamma_b^\alpha f)(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} (e^{-i\omega t} f(t)) g_\alpha(t-b)dt$$

Данное преобразование локализует преобразование Фурье функции f в окрестности $t=b$.

«Ширину» окна определим как удвоенную средне-квадратичную длительность

$$2\Delta_{g_\alpha} = \frac{2}{\|g_\alpha\|_2} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} x^2 g_\alpha^2(x)dx \right\}^{1/2} = 2\sqrt{\alpha}$$

Видно, что ширина окна определяется постоянной α.

Из равенства Парсеваля для преобразования Габора

$$(\Gamma_b^\alpha f)(\omega) = \left\langle f, G_{b,\omega}^\alpha \right\rangle = \frac{1}{2\pi} \left\langle \hat{f}, \hat{G}_{b,\omega}^\alpha \right\rangle,$$

следует, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} (e^{-i\omega t} f(t)) g_\alpha(t-b)dt = \left(\sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{ib\omega} \right) \int_{-\infty}^{\infty} (e^{i\omega t} \hat{f}(\eta)) \hat{g}_{\frac{1}{4\alpha}}(\eta-\omega)d\eta .$$

Другими словами с точностью до $\sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{ib\omega}$ преобразование Фурье функции f с окном g_α равно обратному преобразованию Фурье с окном $\hat{g}_{\frac{1}{4\alpha}}$

$$\left\langle f, G_{b,\omega}^\alpha \right\rangle = \left\langle \hat{f}, H_{b,\omega}^\alpha \right\rangle .$$

Декартово произведение

$$\left[b-\sqrt{\alpha}, b+\sqrt{\alpha}\right] \times \left[\omega - \frac{1}{2\sqrt{\alpha}}, \omega + \frac{1}{2\sqrt{\alpha}}\right]$$

называется частотно-временным окном, где первый множитель есть временное окно, а второй – частотное.

Шириной частотно-временного окна называется величина

$2\sqrt{\alpha}$. Высотой - $\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$.

Следует заметить, что ширина частотно-временного окна не меняется при рассмотрении спектра на различных частотах. Этот факт ограничивает использование преобразования Габора при исследовании сигнала на очень высоких и низких частотах.

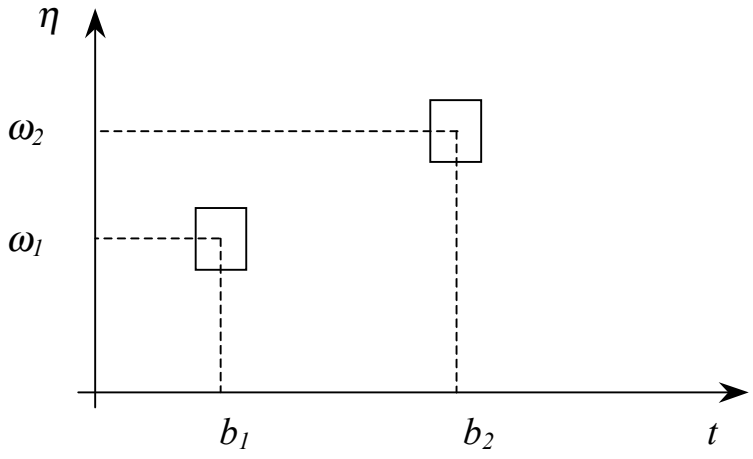


Рис. 2.

Преобразование Габора с произвольным окном есть кратковременное преобразование Фурье.

В отличие от кратковременного преобразования Фурье, которое обеспечивает равномерную сетку в частотно-временной области, вейвлет-преобразование имеет неравномерное разрешение, что позволяет исследовать сигнал как локально, так и полностью.

Т.к. частота обратно пропорциональна периоду, то требуется более узкое окно для локализации высокочастотно составляющей сигнала и более широкое для низкочастотной составляющей.

Интегральное вейвлет-преобразование локализует аналоговый сигнал во временном окне

$$\left[b + at^* - a\Delta_\varphi, b + at^* + a\Delta_\varphi\right].$$

Применяя равенство Парсеваля, по аналогии с предыдущим мы получим, что интегральное вейвлет-преобразование также локализует сигнал по частоте с окном

$$\left[\frac{\omega^*}{a} - \frac{1}{a}\Delta_{\hat{\varphi}}, \frac{\omega^*}{a} - \frac{1}{a}\Delta_{\hat{\varphi}}\right].$$

Аналогично преобразованию Габора введем частотно-временное окно для интегрального вейвлет-преобразования:

$$\left[b + at^* - a\Delta_\varphi, b + at^* + a\Delta_\varphi\right] \times \left[\frac{\omega^*}{a} - \frac{1}{a}\Delta_{\hat{\varphi}}, \frac{\omega^*}{a} - \frac{1}{a}\Delta_{\hat{\varphi}}\right].$$

Видно, что окно автоматически сужается при высокочастотных явлениях (малых масштабах) и расширяется при низкочастотных (больших масштабах).

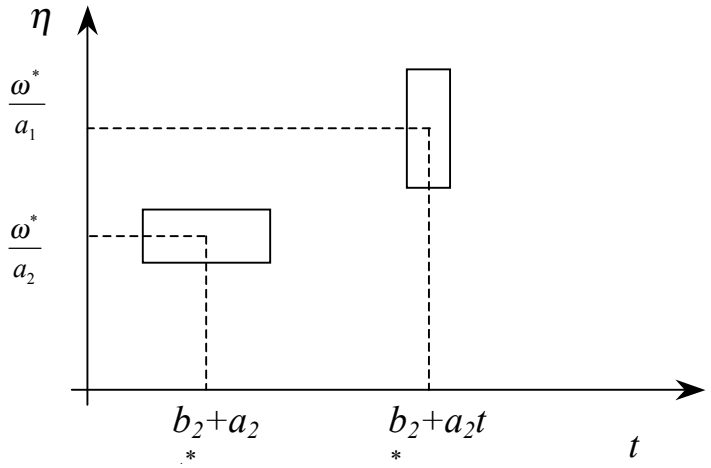


Рис. 3.

Для высокочастотных компонент сигнала вейвлет-окно имеет большую ширину по оси частот, но сжимает полосу по шкале времени, не нарушая, таким образом, соотношение неопределенности Гейзенберга. Благодаря этому свойству вейвлет-окна называют окнами Гейзенберга. Таким образом, вейвлеты хорошо локализуют низкочастотные «детали» по оси частот и высокочастотные характеристики по временной оси. Применение вейвлет-преобразования даёт хорошие результаты, особенно когда компоненты сигнала с высокой частотой имеют небольшую длительность, а низкочастотные компоненты — достаточно большую. Не вызывает сомнений, что описанные преимущества вейвлет-анализа весьма полезны для анализа сложных сигналов.

Перечисляя достоинства вейвлет-анализа, следует заметить, что последний не всегда может заменить Фурье-анализ. Например, для построения ортогональных вейвлет-базисов часто используются основные принципы разложения Фурье. Применение интегрального преобразования и рядов Фурье (в вычислениях, аналитических преобразованиях) очень наглядно, все необходимые свойства и формулы выписываются с помощью всего двух функций *sin* и *cos*. Многие теоремы вейвлет-анализа доказываются с помощью Фурье-анализа. Эти два типа анализа дополняют друг друга.

Типы вейвлет-функций

В настоящее время существует огромное количество разных типов вейвлет-функций и, учитывая основные свойства вейвлетов различного типа, можно подобрать наиболее подходящие базисные функции для решения конкретных задач. Для правильного выбора базиса необходимо знать признаки, которыми должна обладать функция, чтобы быть вейвлетом:

1. вейвлет должен быть локализован и во временном пространстве, и по частоте;

2. $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x)dx = 0$;

3. часто для приложений оказывается необходимым, чтобы не только нулевой, но и все первые m моментов были равны нулю:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^n \psi(x)dx = 0, n = 0, 1, ..., N.$$

Такой вейвлет называется вейвлетом *m*-го порядка. Обладающие большим числом нулевых моментов вейвлеты позволяют игнорировать наиболее регулярные полиномиальные составляющие сигнала и анализировать мелкомасштабные особенности высокого порядка.

Рассмотрим в качестве примеров некоторые известные вейвлет-базисы.

Каждый вейвлет имеет характерные особенности во временном и частотном пространстве, поэтому иногда с помощью разных вейвлетов можно полнее выявить и подчеркнуть те или иные свойства сигнала. Надо также учитывать, что вейвлет-коэффициенты содержат информацию не только о сигнале, но и о вейвлете.

Если производная вейвлета также является вейвлет-функцией, то мы можем получить вейвлет более высокого порядка, который имеет больше нулевых моментов и позволяет извлечь информацию об особенностях более высокого порядка, содержащихся в сигнале.

На рис. 4 показаны некоторые известные вейвлет-функции.

Haar-вейвлет является ортогональным, дискретным. Определенным недостатком вейвлета является его не гладкость и не симметрия формы. Данный вейвлет удобен для анализа негладких, скачкообразных функций.

Morlet-вейвлет порождает неортогональный базис, некомпактен:

$$\Psi(x) = \exp(-x^2/2)\cos(5x).$$

Вейвлет-базисы часто конструируют на основе производных функции Гаусса:

$$\Psi_m(x) = (-1)^m \frac{\partial^m[\exp(-x^2/2)]}{\partial t}.$$

Более высокие производные имеют больше нулевых моментов. На рисунке показаны Gaussian 1-го и 3-го порядков.

Анализ сигналов с локальными особенностями

На рис. 5-7 показаны некоторые возможности вейвлет-преобразования в выявлении различных характерных особенностей. Вейвлет-преобразование применяется к сигналам, построенным на основе функций с хорошо известными свойствами. Верхние части рисунков содержат сам сигнал. Вейвлет-коэффициенты *[W(a,b)]* показаны в виде проекций на плоскость *ab* (временной масштаб, время); по оси абсцисс отложено время *b*, по оси ординат масштаб *a*. Цветом показаны значения *W(a,b)* по модулю. Светлые области соответствуют большим значениям коэффициентов, черные линии – нулевым значениям *W(a,b)*, оттенками серого цвета в каждой области выделены диапазоны значений *W(a,b)*.

Рис. 5 показывает результат вейвлет-анализа дельта функции. *W(a,b)* на мелких масштабах позволяют определить точное положение особенности сигнала. Характер особенности в точке определяется из асимптотического поведения коэффициентов вейвлет-преобразования при стремлении масштаба к нулю. Рисунок демонстрирует явное преимущество этого метода в анализе сигналов с резкими перепадами по сравнению с преобразованием Фурье.

На рис. 6 показана обработка синусоидального сигнала. На картине значений коэффициентов легко различаются периодические повторяющиеся детали. Они указывают на единственную характерную частоту сигнала и постоянство периода. Большие значения коэффициентов являются результатом сильной корреляции между составляющей сигнала и вейвлетами соответствующих масштабов.

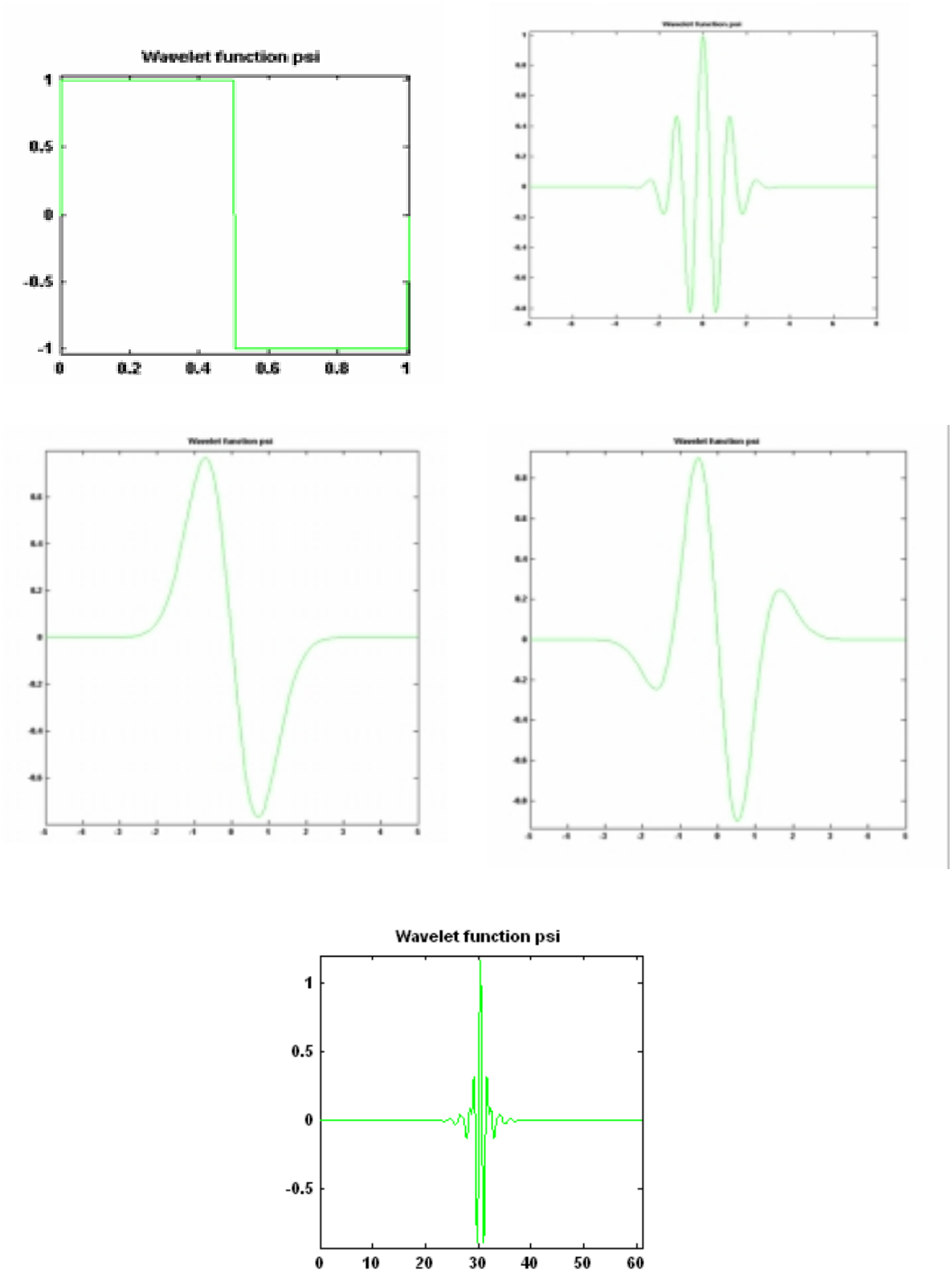


Рис. 4. Примеры вейвлетов: Haar(вверху, слева); Morlet(вверху, справа);Gaussian 1-го порядка(середина, слева); Gaussian 3-го порядка(середина, слева), dMey (внизу, по центру).

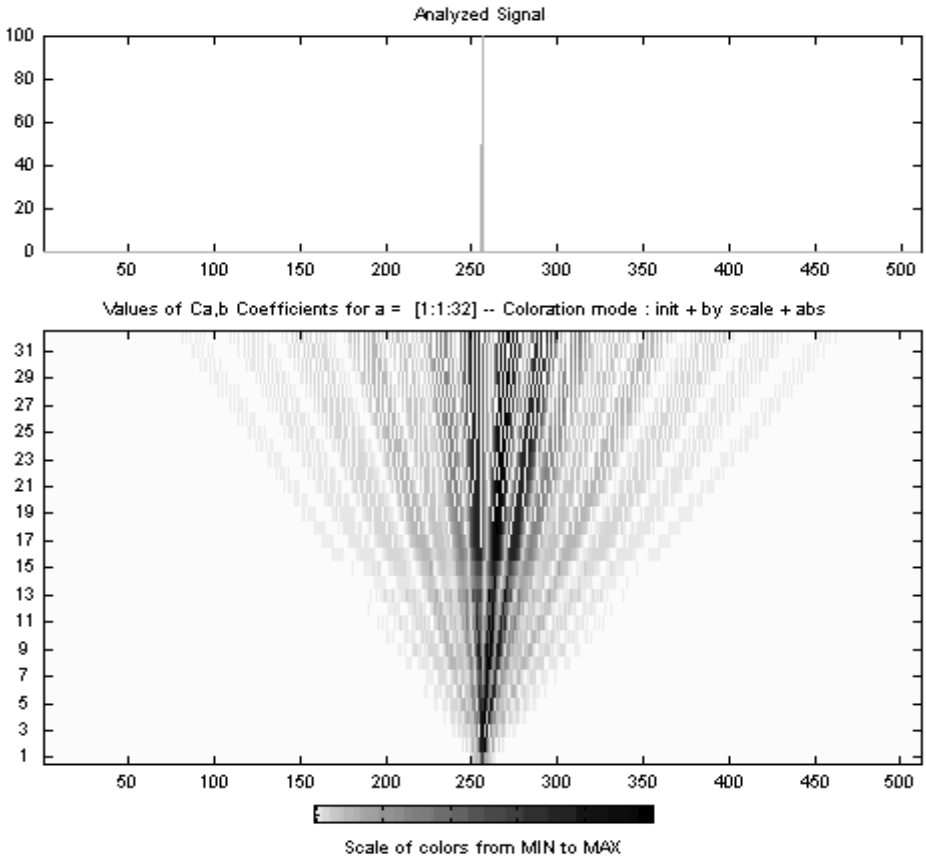


Рис. 5. Вейвлет-преобразование дельта функции δ(t-256) с a=1:32, t=1:512 с использованием вейвлета Мейера.

Сигнал, представленный на рис. 7, содержит последовательное включение двух синусоид с заметно отличающимися частотами. Картина коэффициентов содержит периодические детали как при малых, так и при больших значениях коэффициентов, причем момент включения второй синусоиды достаточно четко выражен (заметим, что спектральные методы в этом случае не эффективны). На рисунке также показаны значения коэффициентов, которые соответствуют масштабам a=16 и a=6 (нижняя часть рисунка). Полученные срезы демонстрируют как вейвлет-преобразование раскладывает сигнал на составляющие, и каждая составляющая сигнала, в соответствии с содержащихся в ней частотах, попадает в определенный диапазон масштабов. Этот рисунок также демонстрирует хорошее фильтрующее свойство вейвлет-преобразования.

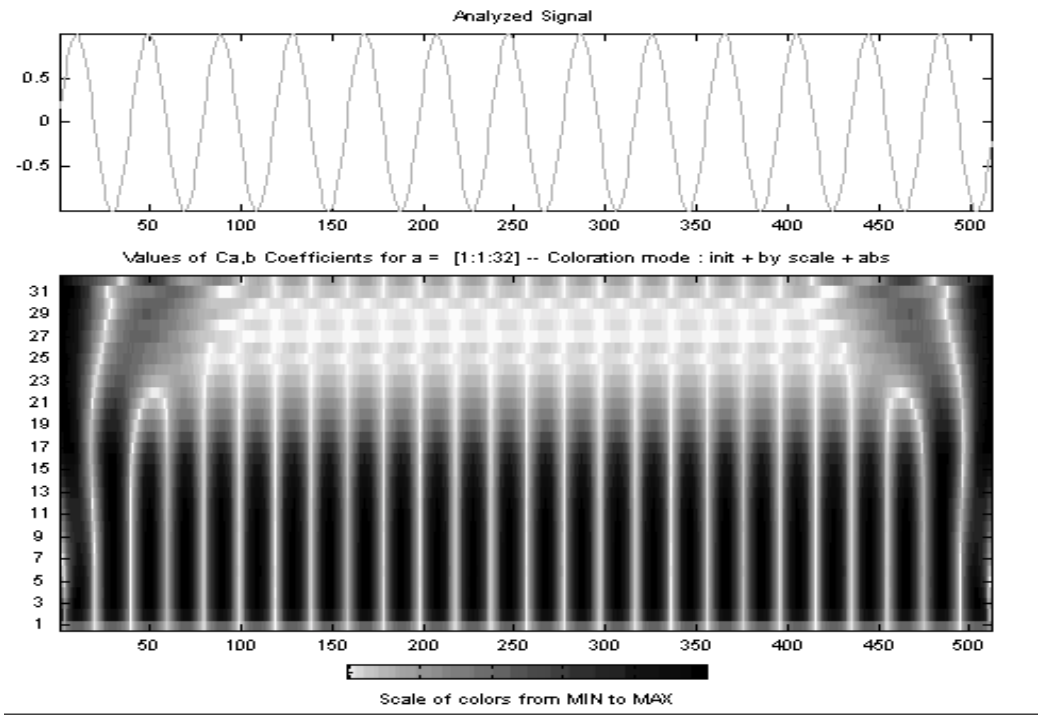


Рис. 6. Вейвлет-преобразование синуса с a=1:32, t=1:512 с использованием вейвлета Mexican Hat.

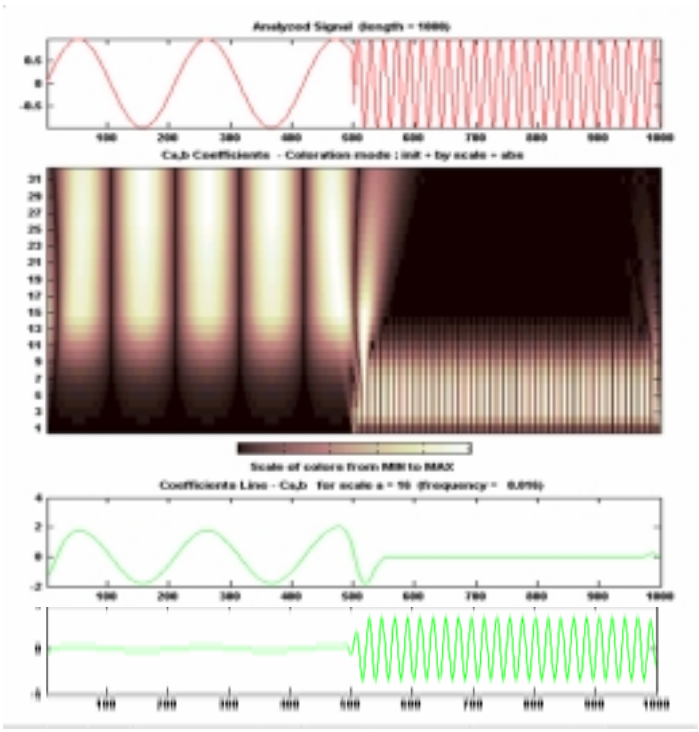


Рис. 7. Вейвлет-преобразование сигнала, составленного из последовательно включающихся синусоид с разными частотами с использованием вейвлета Mexican Hat.

GUI WAVEMENU пакета программ MATLAB

Wavelet Toolbox – пакет расширения MATLAB, в котором реализованы функции вейвлет-анализа, содержит множество встроенных вейвлетов, предоставляет возможность создания вейвлета пользователя, включает в себя средства фильтрации и компрессии сигналов и т.д.

Графический интерфейс пользователя (GUI) позволяет получить доступ ко многим функциям Wavelet Toolbox.

Остановимся на обзоре графического интерфейса и функций, доступ к которым он предоставляет.

Меню, вызываемое командой Wavemenu, содержит пункты, объединенные в логические группы: функция (основные и специальные) для работы с одномерными и двумерными сигналами, для просмотра информации о вейвлетах, а также функции для предобработки сигналов.

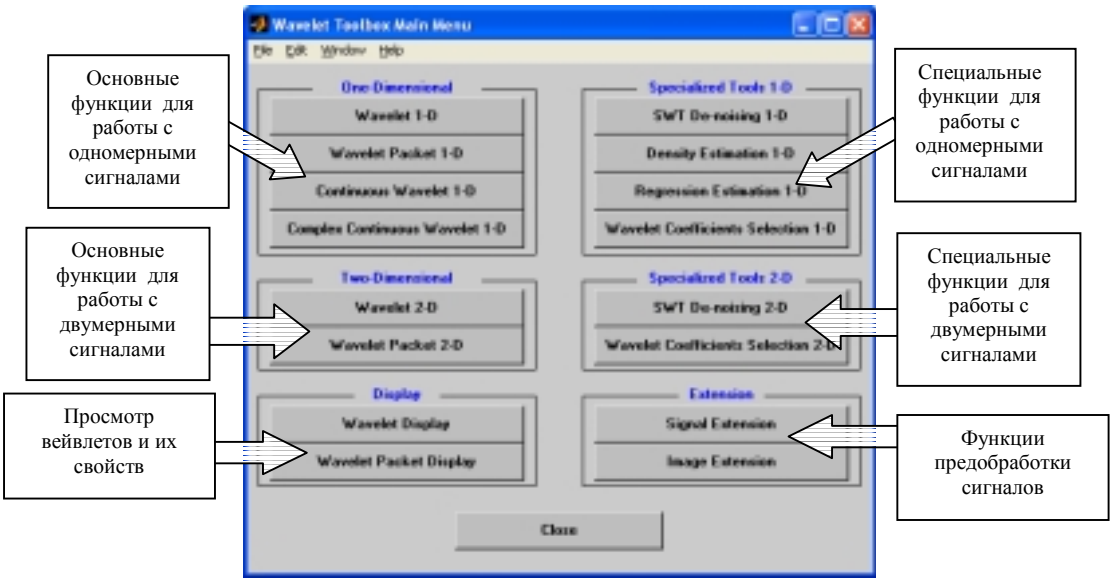


Рис. 8. Главное меню GUI.

Краткую информацию по каждому из вейвлетов можно получить в разделе "Wavelet Display" графического интерфейса. Для просмотра материнского вейвлета следует выбрать пункт "Wavelet Display" в главном меню: появится соответствующая панель инструментов. Задавая требуемый тип вейвлета, можно увидеть всю информацию.

Использование Continuous Wavelet 1-D для обработки сигналов

Continuous Wavelet 1-D – содержит средства одномерного непрерывного вейвлет-анализа: построение вейвлет-спектров с использованием различных вейвлетов в разном диапазоне масштабов, просмотр коэффициентов на заданном масштабе, линий локальных максимумов, а также сервисных функций управления отображением (изменение цветовой гаммы, увеличение/уменьшение изображения и т.д.).

Рассмотрим несколько примеров.

В качестве примера будем использовать сигнал, содержащийся в тестовом файле mishmash.mat, который должен находиться в каталоге MATLAB toolbox/wavelet/wavedemo.

Этот сигнал имеет следующий вид:

$$s(k) = \sin(\frac{\pi k^3}{3N}) + \sin(\frac{\pi\, 0.125\, k^2}{N}) + \sin(\frac{\pi\, 0.6902\, k}{N})$$

где N - продолжительность сигнала, в нашем случае - 1024 отсчёта; $k = 1...N$.

Для загрузки сигнала выбираем пункт меню "File->Load signal".

Наша задача - при помощи непрерывного вейвлет-преобразования определить вид сигнала. Для начала произведём его анализ, используя вейвлет Хаара в масштабах от 1 до 32. Для этого необходимо:

- выбрать тип вейвлета ("haar") и уровни масштабирования 1-32;
- нажать кнопку "Analyze";
- после выполнения вычислений отобразит график вейвлет-коэффициентов. При этом можно задавать варианты представления вычисленных вейвлет-коэффициентов (рис. 9).

Получившиеся вейвлет-коэффициенты мало информативны; по ним нельзя точно сказать ни о виде сигнала, ни тем более получить какие-то численные оценки. Это связано с тем, что вейвлет Хаара мало подходит для анализа сигналов подобного типа, так как очень плохо локализован в частотной области и имеет всего два нулевых момента. Для анализа рассматриваемого сигнала предпочтительнее вейвлет Coif (Coiflet) порядка выше 3-го, который имеет более подходящие характеристики.

Результаты анализа сигнала с помощью вейлета Coif 3-го порядка (имеющего 6 нулевых моментов) представлены на рис. 10. Видно, что сигнал состоит из 3-х компонент.

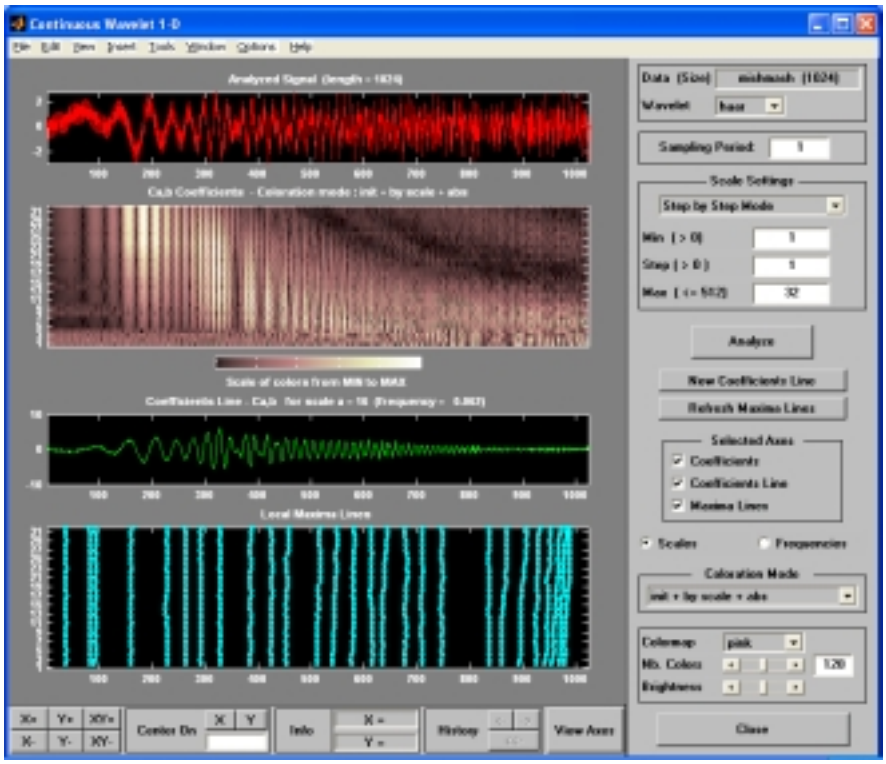


Рис 9. Панель инструментов непрерывного вейвлет-анализа сигнала, составленного из суммы синусоид с разными частотами с использованием вейвлета Haar.

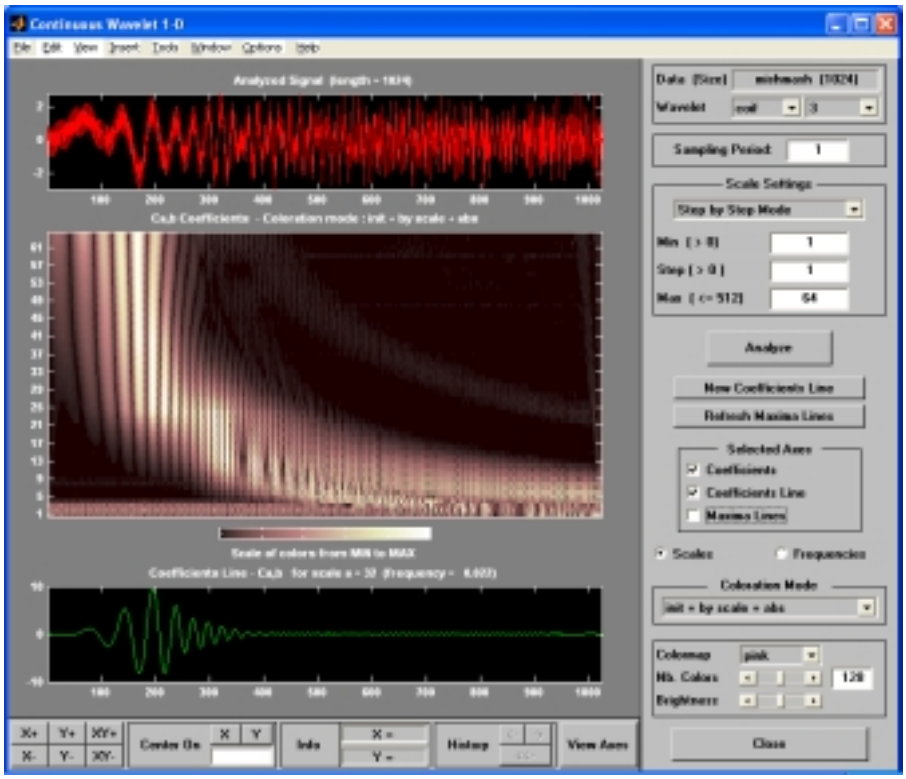


Рис. 10. Панель инструментов непрерывного вейвлет-анализа одномерного сигнала с использованием вейвлета Coiflet 3-го порядка.

Существует возможность выводить сами вейвлет-коэффициенты или их абсолютное значение. Для этого необходимо выбирать режим из меню "Coloration mode", находящимся прямо над кнопкой "Analyze". При выводе самих вейвлет-коэффициентов цвета "масштабируются" между минимумом и максимумом значений коэффициентов. При выводе их абсолютных значений - цвета "масштабируются" между нулём и максимальным значением коэффициентов. Данная функция часто бывает полезной.

Обработка и анализ данных регистрации объемной активности радона на Петропавловск-Камчатском геодинамическом полигоне с использованием пакета Wavelet Toolbox

Вейвлет-анализ представляет интерес для решения самых разнообразных задач, включая и такую актуальную, как проблема поиска новых предвестников землетрясений. Сигналы в задачах геофизического мониторинга являются нестационарными, и несут в себе разнообразную информацию: изменение погодных условий, сезонные изменения, шумы, все это накладывает свой отпечаток на основной сигнал. Вейвлет-анализ позволяет выделить интересующую информацию. В отличие от кратковременного преобразования Фурье, которое обеспечивает равномерную сетку в частотно-временной области, вейвлет-преобразование имеет неравномерное разрешение, что позволяет исследовать сигнал с достаточной степенью локализации.

Еще в начале XX века основоположником русской сейсмологии Б.Б. Голициным была высказана идея прогноза землетрясений по изменениям химического состава подземных вод и подпочвенного газа. На рис. 11, 12 показаны результаты обработки данных регистрации объемной активности радона *[OARn]* на Петропавловск-Камчатского геодинамического полигона за период с 1997 по 2002 гг. Точка 1 расположена на глубине 1 метр от поверхности, точка 2 удалена на 25м от точки 1 и находится на глубине 4 метра от поверхности. Вейвлет-коэффициенты *[W(a,b)]* показаны в виде проекций на плоскость *ab* (временной масштаб, время); по оси абсцисс отложено время *b*, по оси ординат временной масштаб *a*. Цветом показаны значения *W(a,b)* по модулю. Светлые области соответствуют большим значениям коэффициентов, черные линии – нулевым значениям *W(a,b)*, оттенками серого цвета в каждой области выделены диапазоны значений *W(a,b)*.

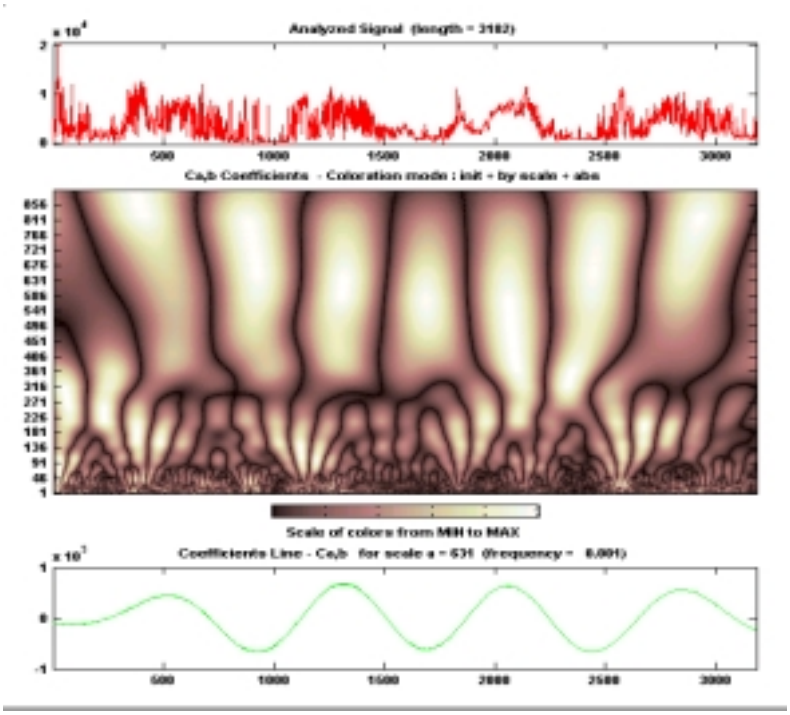


Рис. 11. Вейвлет-преобразование сигнала т.1, с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время); нижняя часть графика показывает значения W(a,b), которые соответствуют масштабу a=631.

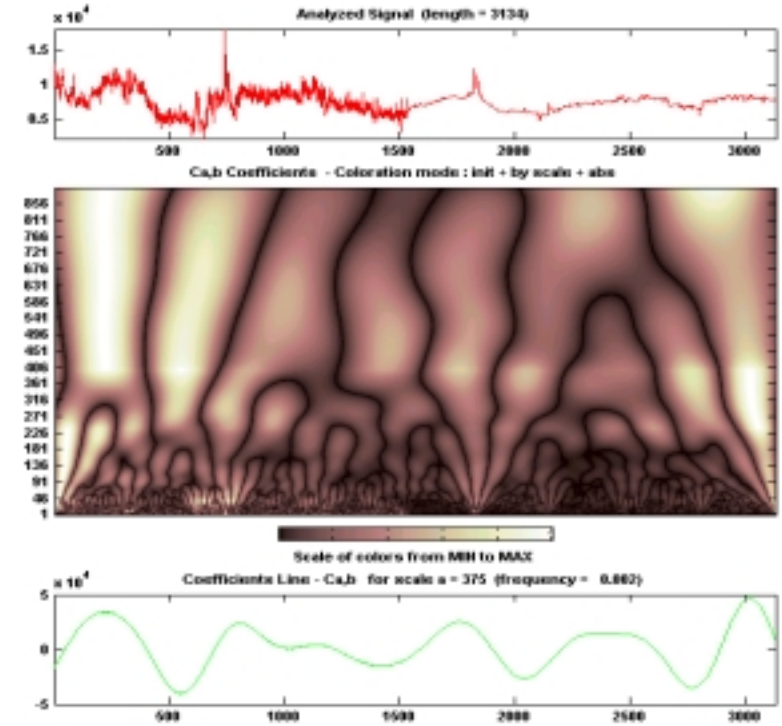


Рис. 12. Вейвлет-преобразование сигнала т.2, с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время); нижняя часть графика показывает значения W(a,b), которые соответствуют масштабу a=376.

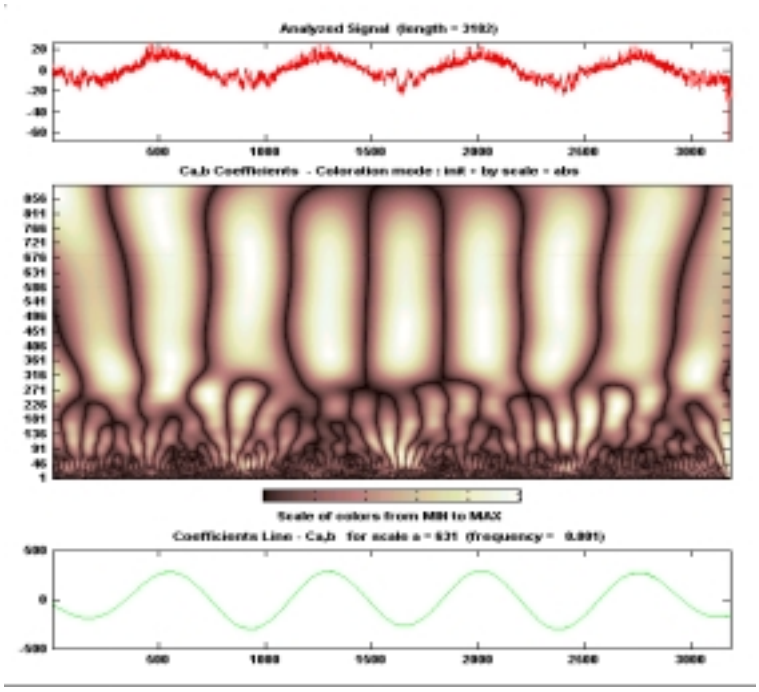


Рис. 13. Вейвлет-преобразование температурного ряда, с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время); нижняя часть графика показывает значения W(a,b), которые соответствуют масштабу a=631.

Верхние части картин демонстрируют периодический характер сигналов, что говорит о присутствии сезонной компоненты в подпочвенном газе.

Анализируя графики *W(a,b)* для т. 1 и температурного ряда (рис. 13), видно, что сезонная компонента, присутствующая в ряде т. 1, затушевывает возможные долгосрочные предвестниковые аномалии в динамике OARn.

Если долго- и средне- срочные аномалии носят характер плавных общих изменений в поведении *OARn* и, они, возможно, могут быть выявлены спектральными методами, то кратко-срочные предвестники, как правило, носят импульсный характер и выделить их спектральными методами невозможно. Для выявления возможных краткосрочных предвестников накануне наиболее сильных землетрясений обработка проводилась локально для различных участков сигнала. На рис. 14, 15 показаны отдельно результаты обработки первых 360 и 925 значений ряда. В первом случае ряд оборван за 3 дня до землетрясения, во втором случае – за 5 дней, что исключает влияние постсейсмических эффектов на «прошлое». Для устранения краевого эффекта оба ряда были дополнены значениями сезонного хода. Моменты землетрясений показаны стрелками. Рис. 14, 15 показывают ярко выраженные вариации значений коэффициентов накануне землетрясений, что

подтверждает возможность выделения краткосрочных изменений в сигнале средствами вейвлет-анализа.

Анализируя весь ряд, мы можем наблюдать возможные долгосрочные предвестниковые аномалии в динамике радона (рис. 16). Области графика, указывающие на наличие аномалий, заштрихованы. Стрелками показаны моменты землетрясений, произошедших за анализируемый период. Выделенные аномалии являются результатом сильной корреляции между составляющей сигнала и вейвлетами соответствующих масштабов. Экстремумы соответствуют разным уровням детализации, что говорит о разных содержащих их временных диапазонах.

Приведенные примеры наглядно демонстрируют некоторые возможности относительно нового математического аппарата, позволяющего выявить и наглядно показать структуру сигнала и дающего информацию о масштабах процесса.

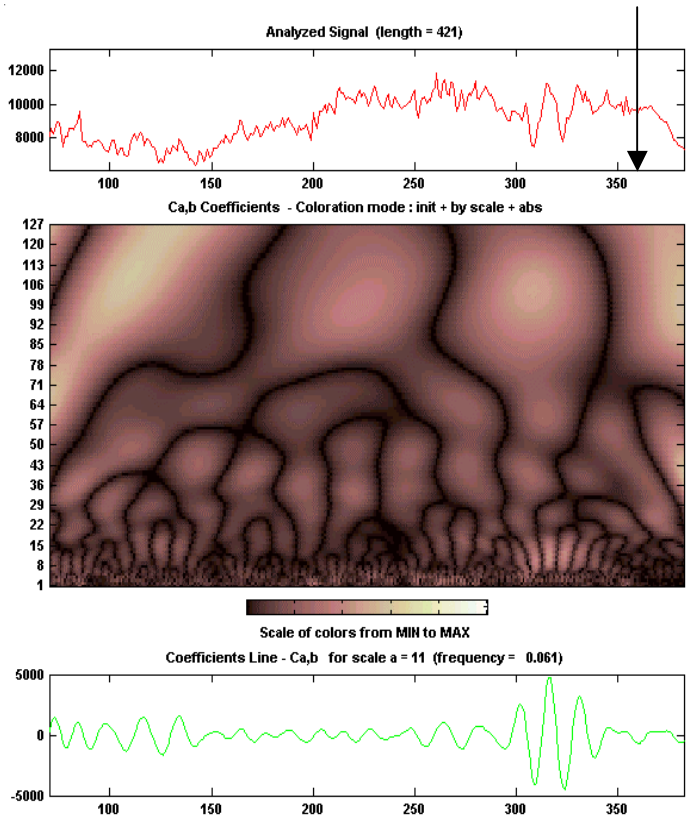


Рис. 14. Вейвлет-преобразование первых 360 значений ряда т.2 дополненных сезонным ходом с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время); нижняя часть графика показывает значения W(a,b), которые соответствуют масштабу a=11; стрелкой показан момент землетрясения.

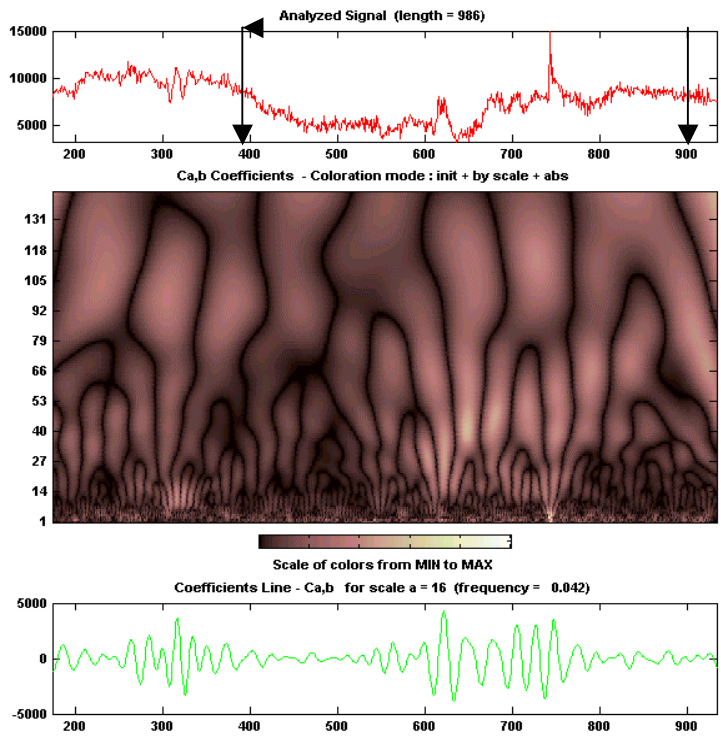


Рис. 15. Вейвлет-преобразование первых 950 значений ряда т.2 дополненных сезонным ходом с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время); нижняя часть графика показывает значения W(a,b), которые соответствуют масштабу a=16; стрелкой показан момент землетрясения.

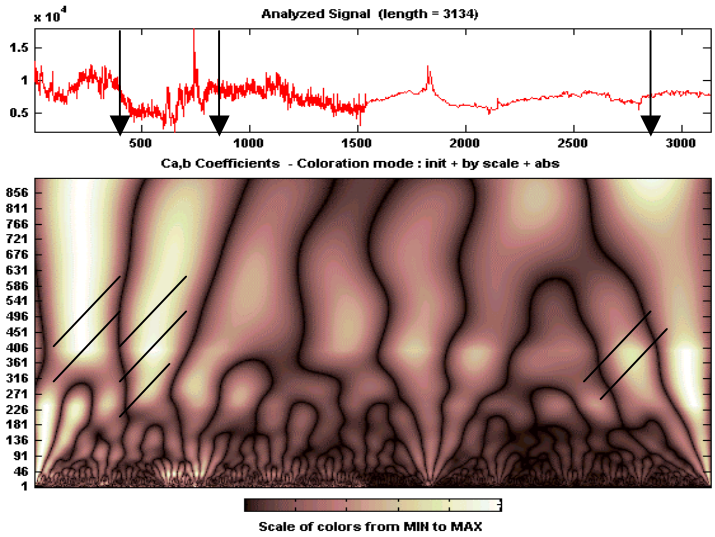


Рис. 16. Вейвлет-преобразование сигнала т.2, с использованием дискретного вейвлета Meyer. Верхняя часть содержит сам сигнал; вейвлет-коэффициенты [W(a,b)] показаны в виде проекций на плоскость ab (временной масштаб, время).

Вейвлет-преобразование является замечательным дополнением Фурье-анализа, позволяет посмотреть на процесс несколько с иной точки зрения и получить более детальную информацию о сигнале. Примеры также демонстрируют возможности и преимущества системы MATLAB, которая является удобным инструментом в первичной обработке данных, содержит все необходимые средства для реализации математики вейвлетов.

Авторы благодарят старшего научного сотрудника Института вулканологии ДВО РАН (г. Петропавловск-Камчатский) Фирстова П.П. за предоставленные данные и материалы в области сейсмологии.

Литература

1. *Чуи Ч.* Введение в вэйвлеты: Пер. с англ. М.: Мир, 2001, 412 с.
2. *Дьяконов В.* MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2002. 608 с.
3. *Астафьева Н.М.* Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи физических наук, 1996, Т. 166. № 11. С. 1145-1170.
4. *Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А.* Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук, 2001, № 5. Т. 171.

УДК 621.313.3

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Мирошник Д.Н., Толочко О.И., Шавёлкин А.А.
Донецкий национальный технический университет, Донецк, Украина
e-mail: den_mira@ukr.net

При моделировании автономных инверторов напряжений (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в приложении Simulink программного пакета MATLAB удобно использовать блоки из демонстрации библиотеки Power System Blockset. В частности, одна из демонстраций (psb3phPWM) представляет собой модель АИН с ШИМ с IGBT-транзисторами [1], которые используются в качестве управляемых ключей.

Её недостатком является появление всплесков напряжения противоположной полярности при приближении коэффициента модуляции K_u (параметр modulation index замаскированной подсистемы DISCRETE PWM GENERATOR) к единице.

Для устранения этого явления можно дополнить модель DISCRETE PWM GENERATOR подсистемой “zaderzhka”, изображённой на рис. 1.

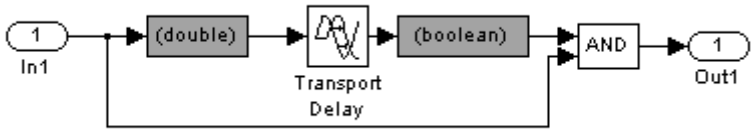


Рис. 1. Подсистема "zaderzhka".

Выходной сигнал этой подсистемы равен логическому произведению входного сигнала на тот же входной, но задержанный на определённый малый промежуток времени, величина которого может быть уточнена при моделировании. Таким образом, мы фактически получаем задержку на включение, которая имеет место в реальных преобразователях для

предотвращения режимов коротких замыканий при переключениях транзисторов.

Модель замаскированной подсистемы DISCRETE PWM GENERATOR с дополнительным звеном "zaderzhka" изображена на рис. 2.

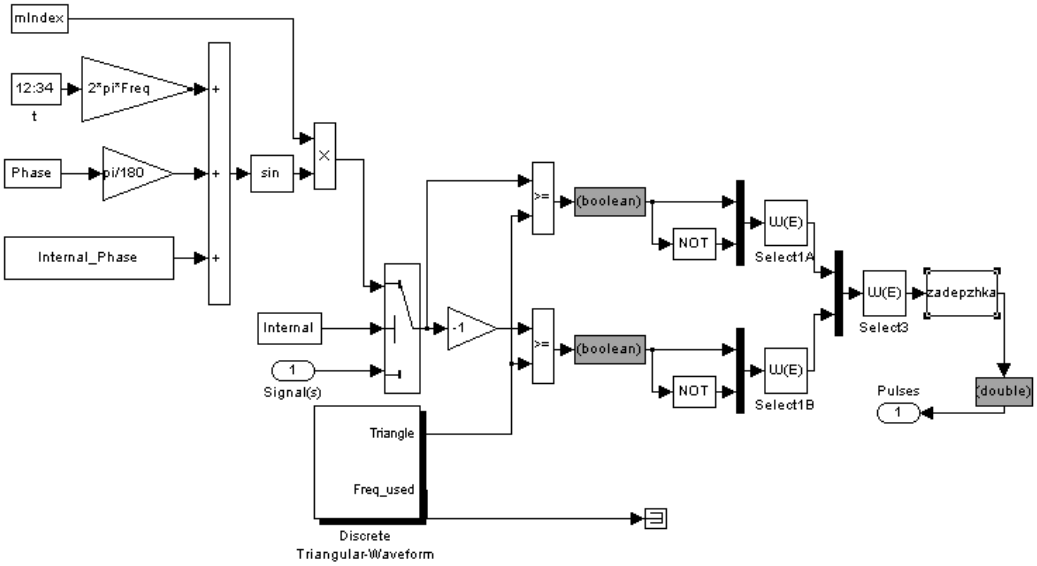


Рис. 2. Модель системы управления транзисторами.

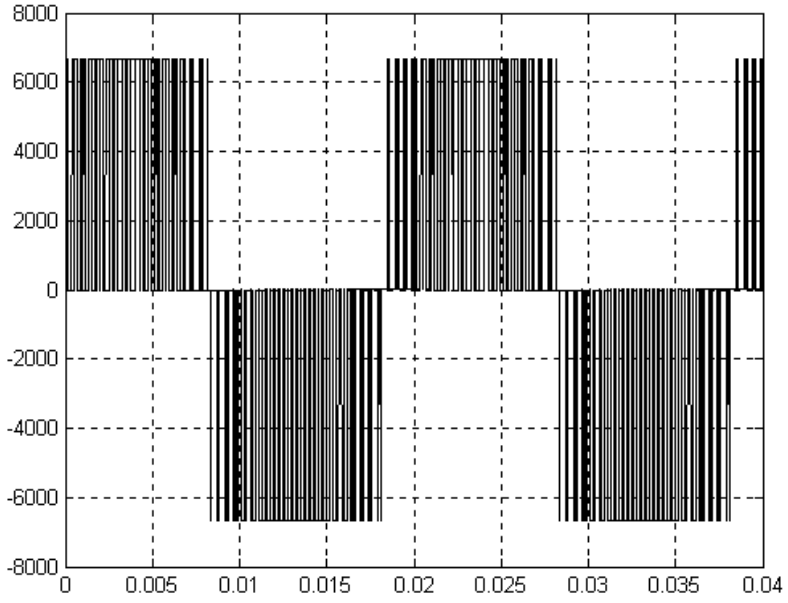
На рис. 3 представлены осциллограммы работы АИН с ШИМ с подсистемой "zaderzhka" (3,а) и без неё (3,б) при $K_u=1$ (во всех исследованиях, проводимых в работе, период дискретности $T_s=5*10^{-6}$ *с*).

Одной из областей применения таких инверторов являются системы векторного управления электроприводом переменного тока.

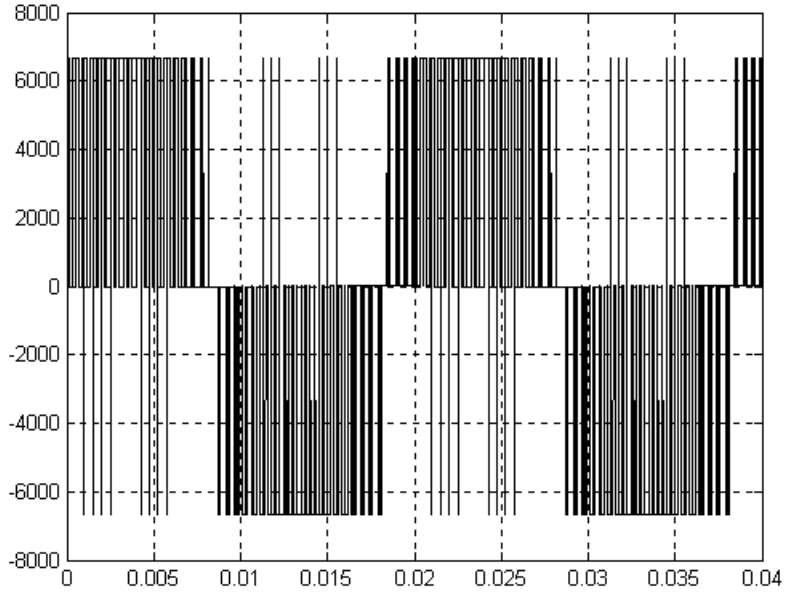
Представление АИН пропорциональным или апериодическим звеном с малой постоянной времени T_μ, часто используемое при исследовании замкнутых систем управления электроприводами, не даёт возможности оценить влияние параметров реального инвертора на динамические характеристики привода.

На рис. 4, а изображены момент, скорость и поток ротора в системе векторного управления при пуске двигателя с вентиляторной нагрузкой и преобразователем в виде апериодического звена с $T_\mu=0.005$ *с.*

На рис. 4, б представлены те же переходные процессы, но с учётом особенностей преобразователя (частота модуляции 4.1кГц). Анализ динамики показывает, что при этом не только появляются высокочастотные пульсации, но и увеличивается перерегулирование по моменту.



а)



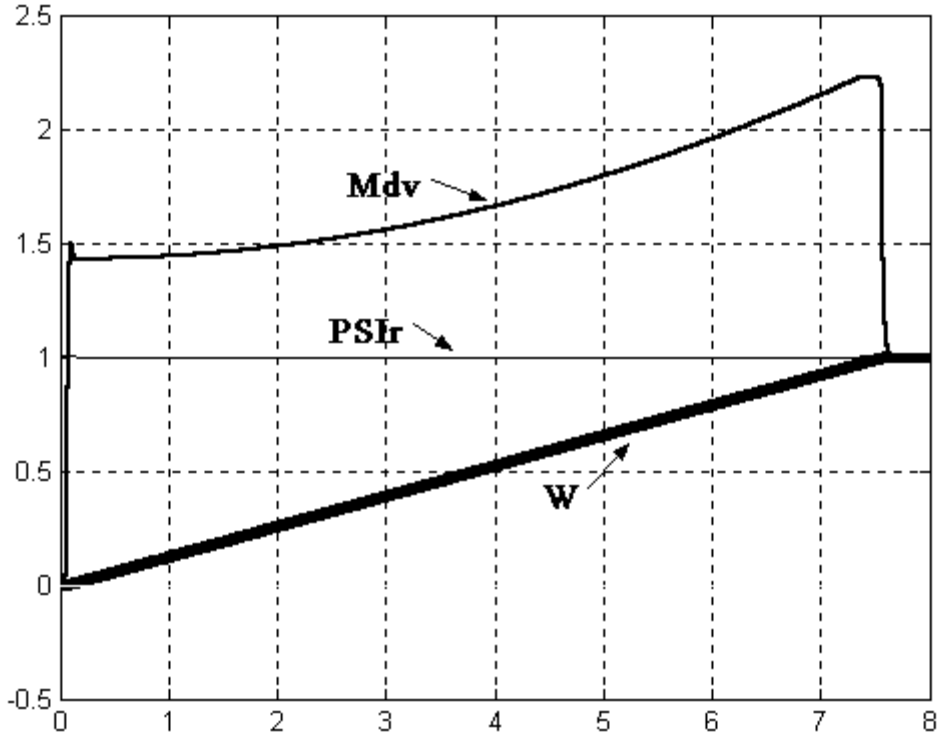
б)

Рис. 3. Осциллограммы напряжений на выходе АИН:
а) с использованием блока "zaderzhka";
б) без дополнительных блоков.

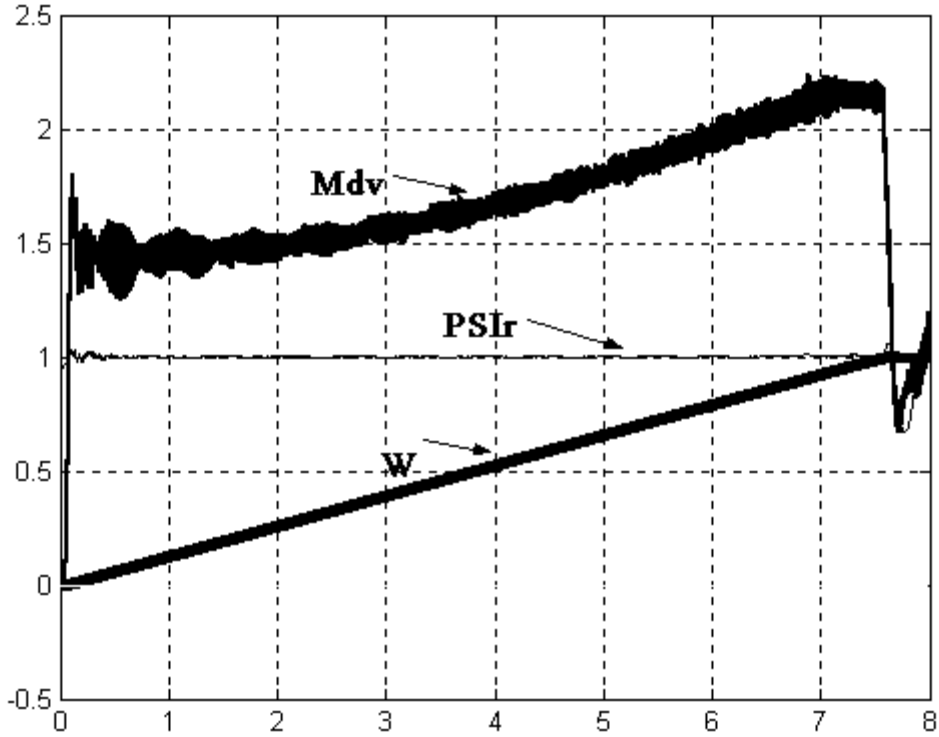
На рис. 4, в получены переходные процессы при напряжении звена постоянного тока, равном половине от своего номинального значения. Следует отметить, что согласно [2] напряжение питания звена постоянного тока следует выбирать из условия $U_d=U_л/0.612$ (где $U_л$ – действующее значение номинального линейного напряжения двигателя). Из рисунка видно, что в определённый момент времени инвертор не может «вытянуть» двигатель, так как формирует малую амплитуду основной гармоники напряжения.

На рис. 4, г представлены те же переходные процессы, но с частотой модуляции 1кГц. Из рисунка видно, что со снижением частоты увеличивается амплитуда пульсаций момента. Можно показать, что с уменьшением коэффициента модуляции высокочастотные пульсации момента также увеличиваются.

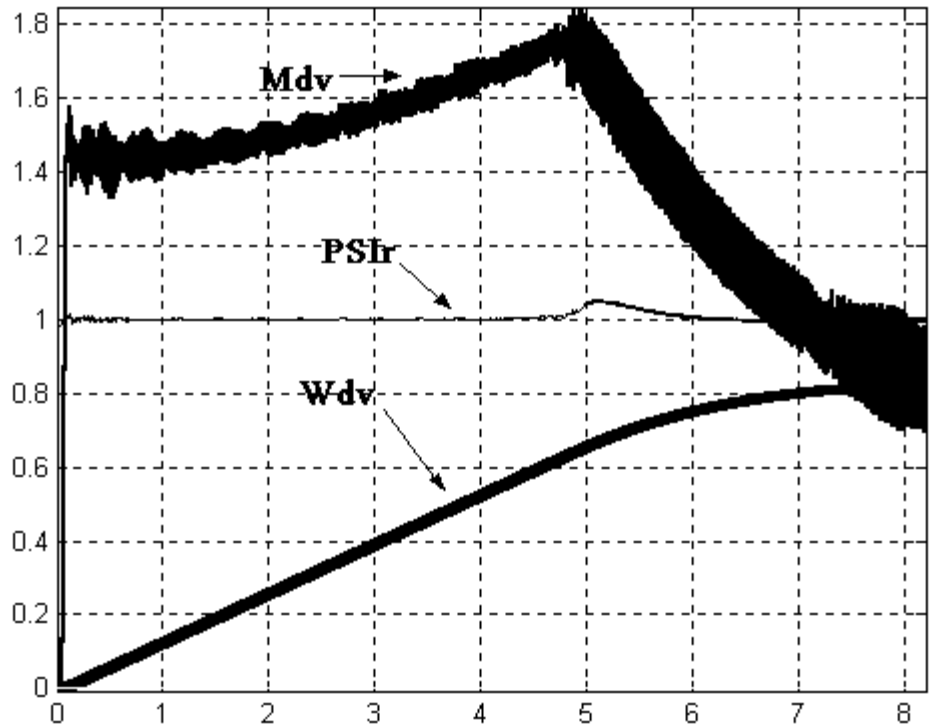
Таким образом, преобразователь вносит в систему помимо высокочастотных пульсаций, амплитуда которых зависит от частоты модуляции, ещё и дополнительную колебательность при отработке моментом сигнала задания.



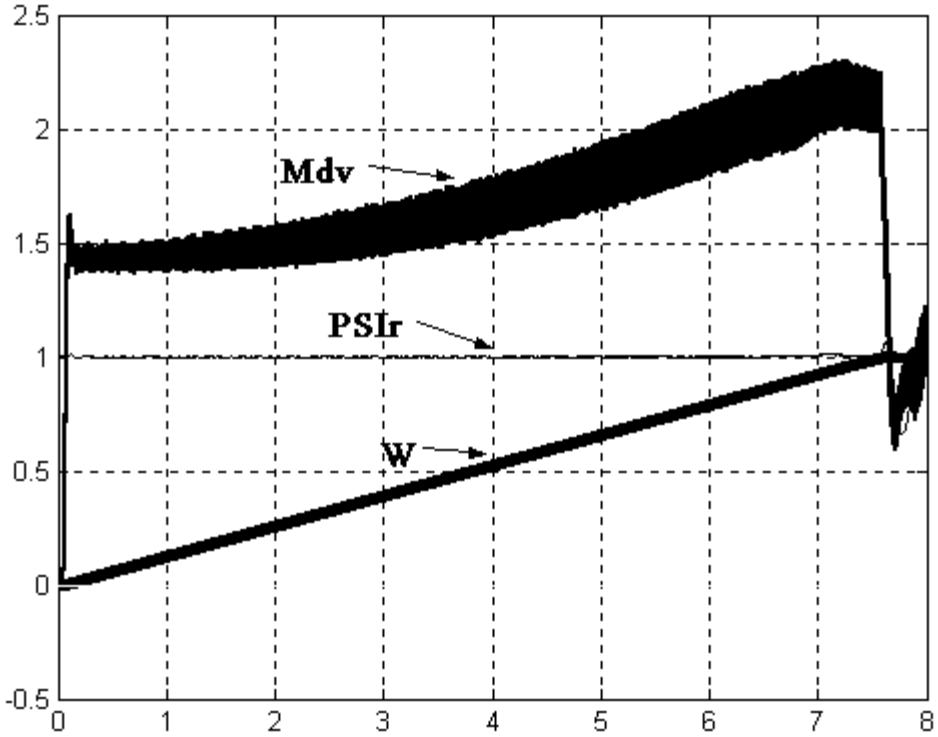
а)


Mdv
PSIr
W
2.5
2
1.5
1
0.5
0
-0.5
0
1
2
3
4
5
6
7
8

б)


Mdv
PSIr
Wdv
1.8
1.6
1.4
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
1
2
3
4
5
6
7
8

в)



г)

Рис. 4. Переходные процессы в системе векторного управления:
а) с апериодическим звеном в виде инвертора; б) с моделью инвертора (частота модуляции 4.1кГц, $U_d=U_{dn}$); в) инвертор с $U_d=U_{dn}/2$;
г) инвертор с частотой модуляции 1кГц.

Применение обычного автономного инвертора для асинхронных двигателей, рассчитанных на напряжение 6кВ, затруднено по ряду причин:

- отсутствие высоковольтных полупроводниковых быстродействующих вентилей;
- большие габариты конденсаторной установки в звене постоянного тока;
- проблема “длинного кабеля”, которая состоит в появлении перенапряжения на зажимах двигателя из-за прохождения импульсного напряжения с крутым фронтом через линию с распределёнными параметрами .

Все эти проблемы решаются применением комбинированного высоковольтного инвертора, схема которого изображена на рис. 5 [3].

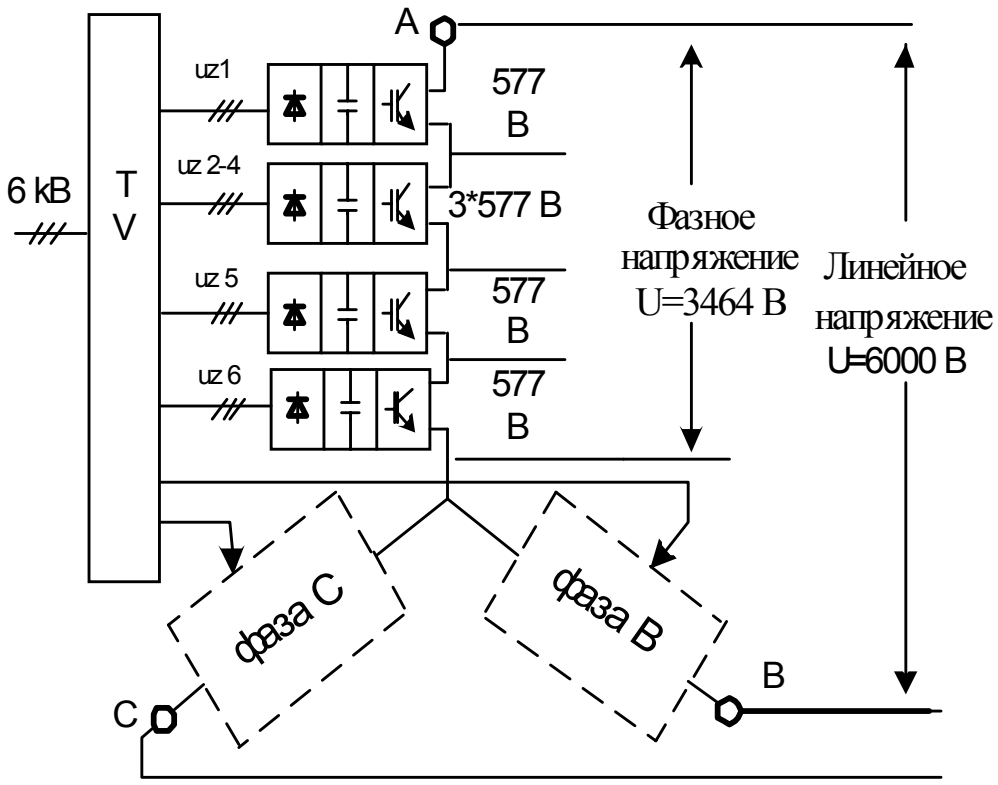


Рис. 5. Схема высоковольтного преобразователя.

Данное устройство состоит из нескольких последовательно соединённых инверторов в каждой фазе, при этом ШИМ используется только в одном из них. Такой вариант построения силовой цепи был положен в основу исследований проводимых на кафедре электротехники ДонНТУ. Законы управления инверторов представлены на рис. 6 (для максимального значения напряжения 6 кВ при частоте 50 Гц). Как видно из рис. 6, а-г, напряжения управления АИН U_{z1} - U_{z5} имеют прямоугольную форму, и только напряжение управления U_{z6} имеет сложную форму, которая для реализации предполагает использование ШИМ. В то же время напряжения U_{z1}-U_{z3} абсолютно одинаковы. Эти факторы в значительной степени упрощают выполнение, как силовой цепи, так и системы управления преобразователем. Для снижения пульсаций выходного напряжения и соответственно улучшения его гармонического состава целесообразно использовать в U_{z6} однополярную модуляцию, осциллограмма выходного напряжения приведена на рис. 6, д.

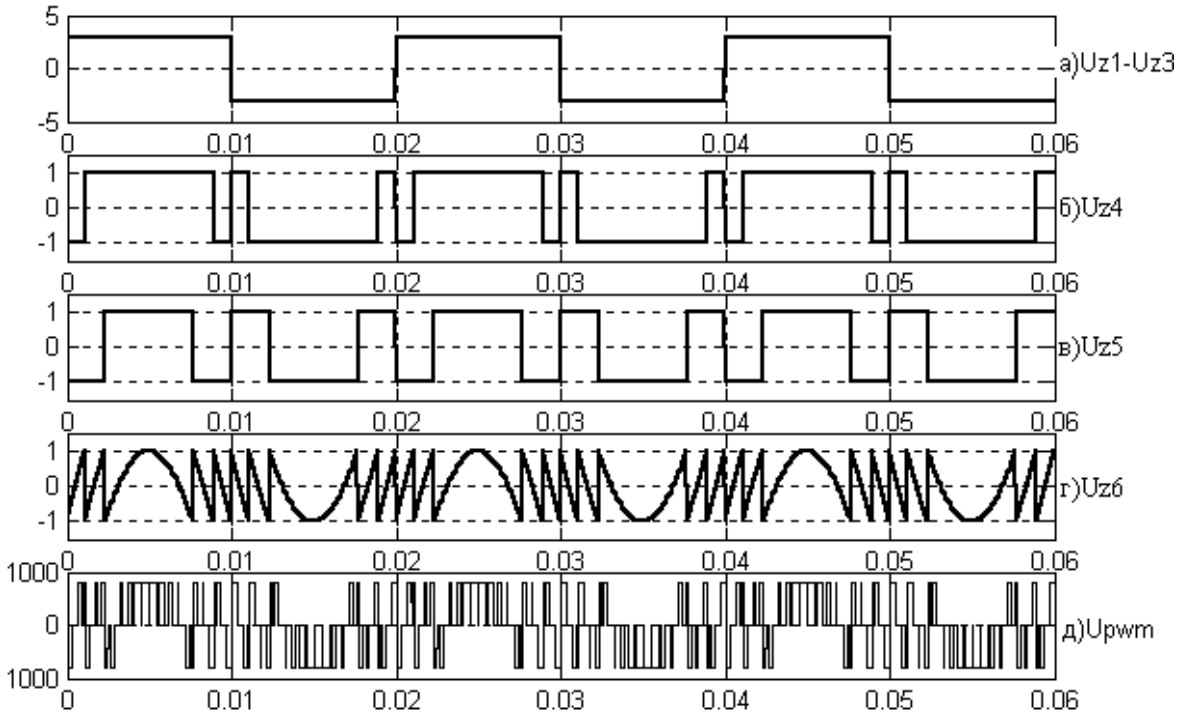


Рис. 6. Законы управления инверторами фазы преобразователя U_{z1}-U_{z3},, U_{z4}, U_{z5},U_{z6} и выходное напряжение U_{z6}.

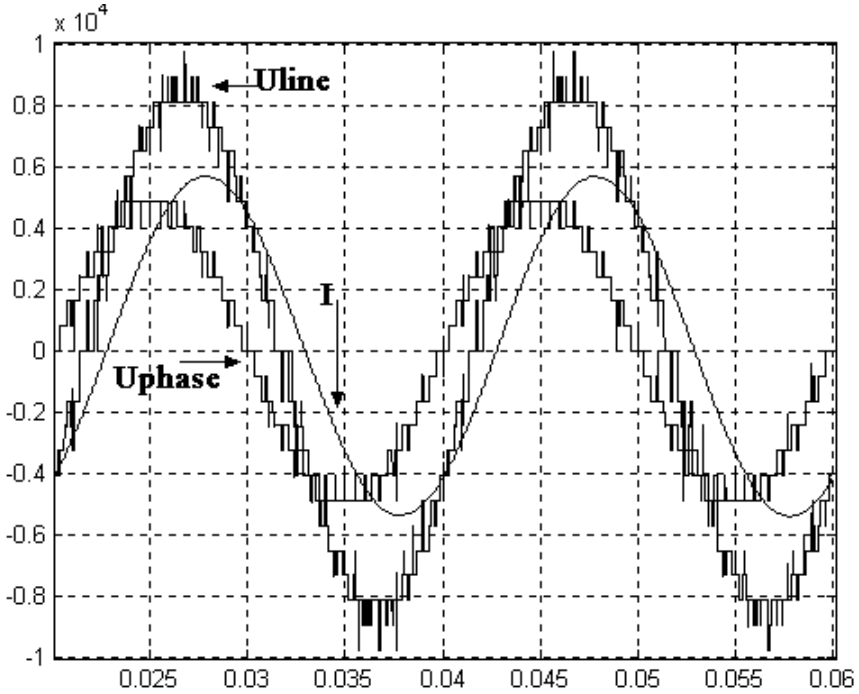


Рис. 7. Осциллограмма линейного и фазного напряжения преобразователя, а также ток через нагрузку.

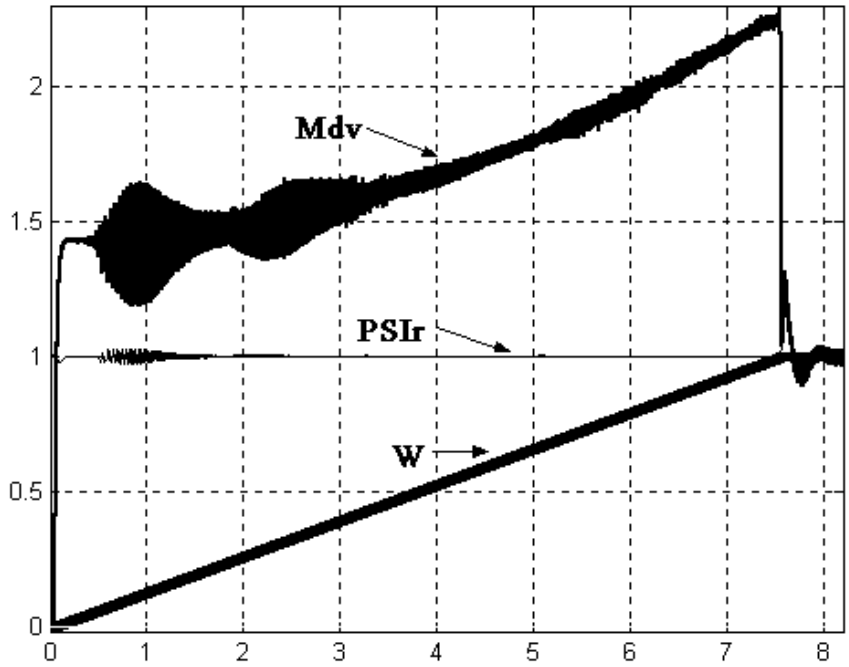


Рис. 8. Система векторного управления с высоковольтным преобразователем.

На рис. 7 представлены осциллограммы фазного и линейного напряжений, а также тока через нагрузку. Фазное напряжение имеет 6 ступеней, а линейное –12. Таким образом, мы вместе с широтно-импульсным регулированием сочетаем амплитудное регулирование, при чём ШИМ происходит с постоянным коэффициентом модуляции. Следовательно, преобразователь формирует на выходе почти идеальную синусоиду. Анализ спектра выходного линейного напряжения показал, что наиболее существенной из высших гармоник является – пятая, амплитуда которой составляет 2% от амплитуды первой гармоники.

Этот высоковольтный преобразователь можно использовать для повышения КПД шахтной вентиляционной установки. Переходные процессы при пуске двигателя с вентиляторной нагрузкой изображены на рис. 8.

Литература

1. *Герман-Галкин С.Г.* Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. СПб.: КОРОНА принт, 2001. 320 с.
2. *Шрейнер Р.Т.* Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000. 654 с.
3. Energy-saving type Mitsubishi high- voltage inverter. Revised publication, effective May, 2000.

УДК 581.3

РАЗРАБОТКА ПОДСИСТЕМ САПР РЭА В СРЕДЕ MATLAB

Мосин С.Г.
Владимирский государственный университет, г. Владимир
e-mail: smosin@ieee.org

Для обеспечения конкурентоспособности на рынке электронных устройств фирмам-производителям приходится удовлетворять возрастающие требования, предъявляемые к выпускаемой ими продукции, основными среди которых являются обеспечение высокого качества и надежности электронных устройств и сокращение времени с момента начала их проектирования до выпуска на рынок, что требует от производителей дополнительных финансовых вложений. Сокращения затрат, связанных с решением данных задач, можно добиться путем использования передовых технологий и методологий автоматизированного проектирования и автоматизации контроля качества.

С развитием интегральной технологии происходит качественное изменение топологических и функциональных характеристик современных интегральных микросхем (ИМС). На фоне повышения степени интеграции и миниатюризации ИМС появляются новые архитектуры микросхем (например, *MEMS – Micro Electro-Mechanical System, MCM – Multi-Chip Module, SoC – System on a Chip*), увеличивается набор выполняемых ими функций, возрастает спрос на специализированные смешанные (аналого-цифровые) микросхемы, работающие в ВЧ и СВЧ диапазоне, основными потребителями которых являются такие динамично развивающиеся высокотехнологичные направления как телекоммуникационные приложения, компьютерные и мультимедиа технологии. Для повышения эффективности проектирования современных средств радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), использующих все последние достижения интегральной технологии, возникает потребность в поиске и разработке новых методов и подходов, которые будут реализованы в виде самостоятельных подсистем и включены в маршрут проектирования соответствующих САПР.

Особенностью последних лет является использование специализированных математических пакетов в качестве инструментария для разработки и последующего исследования методов моделирования электронных схем. В образовательных и научно-исследовательских организациях наибольшей популярностью пользуется среда математических расчетов MATLAB. Данное обстоятельство обусловлено возможностью использовать уже готовые математические процедуры и функции, что позволяет заниматься отработкой и исследованием непосредственно реализуемого метода, не отвлекаясь на написание используемых в нем отдельных математических преобразований и вычислений. Среда MATLAB позволяет решать вычислительные задачи, связанные с векторно-матричными представлениями, существенно сокращая время, которое потребовалось бы при их программировании на скалярных языках программирования высокого уровня, при этом система обладает С-подобным входным языком, что обеспечивает программирование решаемых в ней задач в привычном стиле. Кроме того, MATLAB предоставляет широкие возможности для разработки и реализации профессиональных приложений, а также обеспечивает гибкую связь с другими программами.

Благодаря множеству достоинств системы MATLAB по сравнению с другими пакетами математических расчетов она была выбрана автором в качестве среды разработки подсистем схемотехнического моделирования и тестопригодного проектирования аналоговых устройств.

Разработанная система (*ReadSpice*) является разновидностью *Spice*-подобных систем, отличительной особенностью которой является реализация по модульному принципу на основе открытой архитектуры, что позволяет легко осуществлять ее модернизацию и наращивание. Данная система используется как при обучении студентов основам САПР, так и в научных исследованиях. С одной стороны студенты имеют возможность изучать принципы разработки ПО САПР и формирования математических моделей электронных компонентов, сравнивать результаты моделирования в зависимости от используемых методов вычислений, получать доступ не только к выходным, но и промежуточным данным.

Существующие *Spice*-подобные системы являются закрытыми для подключения внешних подсистем, поэтому открытость архитектуры позволяет использовать *ReadSpice* в научно-исследовательских работах при реализации, отладке и испытании новых или модифицированных методов анализа электронных устройств.

Комплекс программ системы *ReadSpice* состоит из основной вызываемой программы – менеджера и ряда дополнительных подпрограмм, которые реализованы в виде отдельных *M*-файлов. Менеджер выполняет управляющую функцию, связанную с вызовом необходимых подпрограмм, подготовкой и передачей соответствующих данных, обработкой ошибок. Одной из основных подпрограмм системы является подпрограмма чтения исходного описания схемы и формирования ее математического представления, требуемого для проведения расчетов. В качестве исходного описания используется входной язык *Spice*-подобных систем, который состоит из двух частей: описания схемы и описания заданий на моделирование.

Формирование уравнений схемы осуществляется на основе метода узловых потенциалов, система которых в матричной форме имеет следующий вид [1]

$$\boldsymbol{YV} = \boldsymbol{I},$$

или

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix},$$

где $\boldsymbol{Y}$ – матрица проводимостей, $\boldsymbol{V}$ – вектор узловых потенциалов, $\boldsymbol{I}$ – вектор токов (I_i – ток, втекающий в i-й узел). Таким образом объект моделирования в системе MATLAB может быть представлен тремя массивами, один из которых соответствует матрице проводимостей, а два других – вектору узловых потенциалов и вектору токов, что позволяет использовать при проведении расчетов встроенную в систему реализацию матричных и арифметико-логических операций.

В общем случае значения проводимостей, узловых потенциалов и токов являются комплексными числами. В *Spice*-подобных системах, реализуемых на языках программирования высокого уровня, под комплексное число выделяются две переменные – одна под действительную, другая под мнимую часть, а при выполнении операций над такими числами необходимо учитывать правила обработки комплексных чисел. Преимуществом системы MATLAB является представление комплексного числа в виде одной переменной, что позволяет упростить понимание реализуемых методов, повысить их наглядность, а кроме того операции над комплексными числами выполняются автоматически.

За проведение каждого вида анализа в системе *ReadSpice* отвечает отдельная подпрограмма. Поддерживаются следующие

виды анализа: моделирование схем в статическом, малосигнальном и переходном режиме, расчет чувствительности в статике и частотной области. Широкий спектр графических возможностей системы MATLAB обеспечивает удобство и наглядность визуализации результатов моделирования.

Система *ReadSpice* является основой для проведения исследовательских работ в области численных методов и методов автоматизации схемотехнического моделирования. На базе системы *ReadSpice* выполняются исследования методов моделирования нелинейных аналоговых схем, которые могут быть классифицированы по трем основным группам подходов: анализ во временной области, анализ в частотной области и совместный анализ в частотной и временной областях. Особый интерес связан с развитием последней группы подходов.

Совместный метод в частотной и временной области, отождествляемый с применение преобразования Фурье, стал известен как метод гармонического баланса. Здесь используется разделение схемы на линейную и нелинейную подсхемы. Линейная подсхема анализируется в частотной области, а нелинейная – во временной области. Переменные, описывающие состояние нелинейной подсхемы, определяются с помощью преобразования Фурье отклика нелинейной подсхемы во временной области. Затем они сравниваются откликом в частотной области линейной подсхемы. Основной проблемой метода гармонического баланса является большая размерность уравнений. Система MATLAB позволяет устранять многие ограничения связанные с размерностью решаемых задач за счет использования динамической памяти, что предоставляет возможность обрабатывать векторные объекты практически произвольной размерности.

Система *ReadSpice* используется для проведения исследований в области тестопригодного проектирования. На ее основе была разработана подсистема САПР тестирования для линейных аналоговых схем (*TestWare*), которая предназначена для формирования входных тестовых воздействий и справочников неисправностей, обеспечивающих обнаружение и локализацию одиночных неисправностей в соответствующих схемах. В общем случае под справочником неисправностей понимается структура содержащая отклики исправной и неисправной схемы на входные тестовые воздействия. В качестве входного тестового воздействия в системе *TestWare* используется синусоидальный сигнал с частотами, обеспечивают проявление неисправностей на выходе схемы.

Методика, лежащая в основе подсистемы *TestWare*,

использует свойства функции чувствительности [2]. При анализе схем под чувствительностью понимают влияние изменения параметров компонентов и внешних условий работы схемы на ее выходные реакции или передаточную функцию. Количественная оценка влияния некоторого компонента или характеристики схемы на изменение выходной функции схемы определяется выражением

$$S_x^F = \frac{\partial F}{\partial x},$$

где S_x^F – функция чувствительности, F – дифференцируемая функция цепи (выходной параметр), x – внутренний параметр.

С целью сокращения вычислительных затрат и повышения точности расчетов для анализа электронных схем были разработаны специальные методы расчета коэффициентов чувствительности. Перед остальными метод присоединенной схемы обладает рядом преимуществ, которые обусловливают его широкое использование. Применение метода присоединенной схемы за однократный расчет двух схем (исходной и присоединенной) позволяет рассчитать коэффициенты чувствительности одной выходной функции F по всем внутренним параметрам схемы x_i.

Данный метод используется в подсистеме *TestWare*. Его выбор определен простотой реализации. Чувствительность рассчитывается как произведение токов и/или напряжений исходной и присоединенной схем. Значения данных величин формируются в результате выполнения анализа схемы в статическом или малосигнальном режимах. Так как чувствительность $\partial F/\partial x$ в режиме малого сигнала является комплексной величиной, то отклонение модуля и фазы выходной характеристики оцениваются выражениями (1) и (2) соответственно [3]:

$$\frac{\partial |F|}{\partial x} = |F| \operatorname{Re}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\frac{1}{F}\right), \tag{1}$$

$$\frac{\partial (\arg F)}{\partial x} = \operatorname{Im}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\frac{1}{F}\right)\frac{180}{\pi}. \tag{2}$$

В результате выполнения анализа чувствительности для каждой выходной характеристики формируется массив коэффициентов чувствительности, который затем используется для построения справочников неисправностей и выбора входных тестовых воздействий.

Использование системы MATLAB открывает широкие возможности по решению задач различных проблемных областей. Обладая развитым математическим аппаратом система позволяет

пользователю решать свои задачи, отрабатывать новые идеи и подходы не отвлекаясь на реализацию отдельных математических преобразований как элементарных, так и специфических. Обширная библиотека инструментальных средств (*toolboxes*) предоставляет широкий набор специализированных математических функций, необходимых для решения разнообразных технических задач.

На личном опыте доказано, что легкость использования данного инструментария и многообразие предоставляемых возможностей позволяют реализовывать различные приложения, существенно сокращая общее время их разработки, не уступая, а зачастую даже выигрывая в качественных характеристиках получаемых подсистем, по сравнению с их реализациями на языках программирования высокого уровня. Данные обстоятельства обуславливают систему MATLAB как незаменимое средство, используемое для реализации некоммерческих подсистем САПР РЭА, выполнения исследовательских работ и обучения.

Литература

1. *Влах И., Сингхал К.* Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988. 560 с.
2. *Mosin S., Lantsov V.* A New opportunity of using sensitivity function for functional testing. In Proc. of 2nd Electronic Circuits and Systems Conference (ECS'01). Slovakia: Bratislava, 2001. 4 p.
3. *Гехер К.* Теория чувствительности и допусков электронных цепей. Пер. с англ. Под ред. Ю.Л. Хотунцева. М.: Сов. радио, 1973. 200 с.

УДК 519.6

ПАКЕТ НАУЧНЫХ ПРОГРАММ "АНАЛИЗ МНОГОМЕРНЫХ ДАННЫХ"

Муха В.С.
Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники", Минск, Белоруссия
e-mail: mukha@gw.bsuir.unibel.by

Интегрированный в MATLAB пакет научных программ "Анализ Многомерных Данных" разрабатывается для анализа детерминированных и стохастических, непрерывных и дискретных многомерных данных. Его особенностью является использование многомерно-матричного подхода [1, 2]. Приведем теоретические положения, лежащие в основе предлагаемого пакета, и укажем их программную реализацию.

Многомерной (p-мерной) $(n_1 \times n_2 \times ... \times n_p)$-матрицей A называется система чисел или переменных $a_{i_1 i_2 ... i_p}$, $i_\alpha = \overline{1, n_\alpha}$, $\alpha = \overline{1, p}$, расположенных в точках p-мерного пространства, определяемого координатами $i_1, i_2, ..., i_p$ [1,2].

Обозначается p-мерная матрица следующим образом:

$$A = \left\| a_{i_1,...,i_p} \right\|, \; i_\alpha = \overline{1, n_\alpha}, \alpha = \overline{1, p}.$$

Совокупность индексов $(i_1, ..., i_p)$ многомерной матрицы A будем называть мультииндексом и обозначать одним символом $i = (i_1, ..., i_p)$. Тогда вместо обозначения (1) можно применять следующее обозначение многомерной матрицы A:

$$A = \left\| a_i \right\|.$$

Если $n_1 = n_2 = ... = n_p = n$, то матрица называется гиперквадратной или p-мерной матрицей n-го порядка.

Многомерная матрица A называется симметричной относительно двух своих индексов i_α, i_β, если каждые два ее элемента, получающиеся один из другого перестановкой этих индексов, одинаковы, то есть если

$$a_{i_1 \ldots i_\alpha \ldots i_\beta \ldots i_p} = a_{i_1 \ldots i_\beta \ldots i_\alpha \ldots i_p} \quad .$$

Многомерная матрица называется симметричной относительно нескольких индексов, если она симметрична относительно любой пары из них.

Многомерная матрица называется симметричной, если она симметрична относительно всех своих индексов.

Пусть A - p-мерная матрица n-го порядка 1. Новая матрица

$$A^T = \left\| a^T_{i_1 \ldots i_p} \right\|, \; i_\alpha = \overline{1,n}, \alpha = \overline{1,p},$$

элементы которой связаны с элементами матрицы (1) соотношениями [1]

$$a^T_{i_1 \ldots i_p} = a_{i_{\alpha_1} \ldots i_{\alpha_p}},$$

где $i_{\alpha_1},\ldots,i_{\alpha_p}$ - какая-нибудь перестановка индексов $i_1,\ldots,i_p$, называется транспонированной относительно матрицы A соответственно подстановке

$$T = \begin{pmatrix} i_1 \ldots & i_p \\ i_{\alpha_1} \ldots & i_{\alpha_p} \end{pmatrix}.$$

Подстановкой (или перестановкой) называется взаимно однозначное отображение (биекция) множества индексов $i_1,\ldots,i_p$ на себя [3]. Это отображение множеству индексов $(i_1,\ldots,i_p)$ ставит в соответствие множество индексов $(i_{\alpha_1},\ldots,i_{\alpha_p})$, так что

$$(i_{\alpha_1},\ldots,i_{\alpha_p}) = T(i_1,\ldots,i_p).$$

Если T_1 и T_2 - две подстановки на одном и том же множестве индексов $(i_1,\ldots,i_p)$,

$$T_1 = \begin{pmatrix} i_1 \ldots & i_p \\ i_{\alpha_1} \ldots & i_{\alpha_p} \end{pmatrix}, \qquad T_2 = \begin{pmatrix} i_{\alpha_1} \ldots & i_{i_{\alpha_p}} \\ i_{\beta_1} \ldots & i_{\beta_p} \end{pmatrix},$$

где $(i_{\alpha_1},\ldots,i_{\alpha_p})$, $(i_{\beta_1},\ldots,i_{\beta_p})$ - некоторые перестановки множества $(i_1,\ldots,i_p)$, то подстановка T_3, действующая согласно выражению

$$(i_{\beta_1},\ldots,i_{\beta_p}) = T_2(T_1(i_1,\ldots,i_p)),$$

называется суперпозицией подстановок T_1 и T_2 и обозначается как

$$T_3 = T_1 * T_2.$$

Можно выделить несколько типов подстановок [3,4].

Тождественной подстановкой на p индексах называется подстановка вида

$$E_p = E = \begin{pmatrix} i_1 \dots i_p \\ i_1 \dots i_p \end{pmatrix}.$$

Обратной подстановкой для подстановки T называется подстановка T^{-1}, удовлетворяющая равенству

$$T * T^{-1} = T^{-1} * T = E.$$

Подстановкой типа “вперед” назовем подстановку вида [4]:

$$B_{p,r} = \begin{pmatrix} i_1 & i_2 & \dots & i_{p-r} & i_{p-r+1} & \dots & i_p \\ i_{r+1} & i_{r+2} & \dots & i_p & i_1 & \dots & i_r \end{pmatrix}, \; p \ge r,$$

в которой нижняя строка формируется из верхней переносом r левых индексов вправо (вперед).

Подстановкой типа “назад” назовем подстановку вида

$$H_{p,r} = \begin{pmatrix} i_1 & i_2 & \dots & i_r & i_{r+1} & \dots & i_p \\ i_{p-r+1} & i_{p-r+2} & \dots & i_p & i_1 & \dots & i_{p-r} \end{pmatrix}, \; p \ge r,$$

в которой нижняя строка формируется из верхней переносом r правых индексов влево (назад).

Ясно, что $B_{p,r} * H_{p,r} = H_{p,r} * B_{p,r} = E_p$, то есть подстановки $B_{p,r}$ и $H_{p,r}$ - взаимно обратные:

$$B_{p,r} = H_{p,r}^{-1}, \quad H_{p,r} = B_{p,r}^{-1}.$$

Подстановкой типа “вперед-назад” назовем подстановку вида

$$B_r H_s = \begin{pmatrix} i_1 & \dots & i_r & \dots & i_{p-s+1} & \dots & i_p \\ i_{p-s+1} & \dots & i_p & \dots & i_1 & \dots & i_r \end{pmatrix}, \; p \ge r + s,$$

в которой нижняя строка формируется из верхней переносом r левых индексов вправо (вперед) и s правых индексов влево (назад).

Пример записи некоторых подстановок.

$$B_{5,2} = \begin{pmatrix} i\,j\,k\,l\,m \\ k\,l\,m\,i\,j \end{pmatrix}, \; H_{5,2} = \begin{pmatrix} i\,j\,k\,l\,m \\ l\,m\,i\,j\,k \end{pmatrix}, \; B_2 H_1 = \begin{pmatrix} i\,j\,k\,l\,m \\ m\,k\,l\,i\,j \end{pmatrix}.$$

Повторное транспонирование многомерной матрицы можно заменить ее однократным транспонированием соответственно некоторой новой подстановке [4], т. е. если

$$T_3 = T_1 * T_2$$

то

$$(A^{T_1})^{T_2} = A^{T_3}.$$

Предлагаемая версия пакета научных программ имеет средства для работы с индексами и мультииндексами многомерных матриц и подстановками. В частности, имеются программы для пересчета значений индексов в значения мультииндексов и наоборот, подсчета числа появлений значений индексов в мультииндексе, формирования приведенных выше типовых

подстановок для транспонирования многомерных матриц.

Рассмотрим операцию умножения многомерных матриц.

Пусть A - p-мерная матрица n-го порядка,

$$A = \left\| a_{i_1,\ldots,i_p} \right\|, i_\alpha = \overline{1,n}, \alpha = \overline{1,p}, \quad (1)$$

B – q-мерная матрица n-го порядка,

$$B = \left\| b_{j_1 \ldots j_q} \right\|, j_\alpha = \overline{1,n}, \alpha = \overline{1,q} \quad . \quad (2)$$

Разобьем мультииндексы $i = (i_1,\ldots,i_p)$, $j = (j_1,\ldots,j_q)$ этих матриц на составляющие мультииндексы следующим образом:

$$i = (i_1,\ldots,i_p) = lsc,$$

$$j = (j_1,\ldots,j_q) = csm,$$

где

$$l = (l_1,\ldots,l_\kappa),$$

$$s = (s_1,\ldots,s_\lambda),$$

$$c = (c_1,\ldots,c_\mu),$$

$$m = (m_1,\ldots,m_\nu)$$

и

$$\kappa + \lambda + \mu = p,$$

$$\lambda + \mu + \nu = q.$$

Тогда матрицы A и B (1) и (2) можно записать следующим образом:

$$A = \left\| a_{lsc} \right\|,$$

$$B = \left\| b_{csm} \right\|,$$

где каждый из индексов мультииндексов l, s, c, m пробегает значения от 1 до n.

Матрица

$$D = \left\| d_{lsm} \right\|,$$

элементы которой определяются выражением

$$d_{lsm} = \sum_c a_{lsc} b_{csm} \ ,$$

называется (λ,μ)-свернутым произведением матриц A и B [1, 2]. Обозначается (λ,μ)-свернутое произведение как ${}^{\lambda,\mu}(AB)$. Таким образом,

$$D = {}^{\lambda,\mu}(AB) = \left\| \sum_c a_{lsc} b_{csm} \right\|.$$

Матрица $E(\lambda,\mu)$, удовлетворяющая равенству

$${}^{\lambda,\mu}(AE(\lambda,\mu)) = {}^{\lambda,\mu}(E(\lambda,\mu)A) = A,$$

где A – p-мерная матрица n-го порядка (2.3), называется (λ,μ)-единичной матрицей. Из определения (λ,μ)-единичной матрицы следует, что это $(\lambda+2\mu)$-мерная матрица n-го порядка. Ее элементы определяются формулой

$$E(\lambda,\mu)=\|e_{csm}\|=\left\|\begin{cases}1, & если\ \ c=m\\ 0, & если\ \ c\neq m\end{cases}\right\|,$$

где мультииндексы $m=(m_1,...,m_\mu)$ и $c=(c_1,...,c_\mu)$ содержат по μ индексов.

Рассмотрим многомерно-матричное уравнение

$$^{\lambda,\mu}(AX)=E(\lambda,\mu), \qquad (3)$$

где $A=(a_{lsc})$ – произвольная p-мерная матрица n-го порядка, $l=(l_1,l_2,...,l_\mu)$, $s=(s_1,s_2,...,s_\lambda)$, $c=(c_1,c_2,...,c_\mu)$, $m=(m_1,m_2,...,m_\mu)$, $p=\lambda+2\mu$, $E(\lambda,\mu)$ - ($\tau=\lambda+2\mu$)-мерная (λ,μ)-единичная матрица n-го порядка, $X=(x_{csm})$ - неизвестная ($\tau=\lambda+2\mu$)-мерная матрица n-го порядка.

Матрица $X=(x_{csm})$, удовлетворяющая уравнению (3), называется правой (λ,μ)-обратной к матрице A и обозначается $A^{-1}(\lambda,\mu)$. Аналогично, матрица $X=(x_{csm})$, удовлетворяющая уравнению

$$^{\lambda,\mu}(XA)=E(\lambda,\mu),$$

называется левой (λ,μ)-обратной к матрице A. Можно показать, что левая и правая (λ,μ)-обратные к A матрицы n-го порядка совпадают. Они обе обозначаются как $A^{-1}(\lambda,\mu)$.

Пакет научных программ имеет средства для формирования типовых многомерных матриц, обращения многомерных матриц, решения многомерно-матричных линейных алгебраических уравнений общего и специального вида, расчета $(0,\mu)$-свернутого произведения многомерных матриц.

Пусть Y – p-мерная матрица n-го порядка,

$$Y=\left\|y_{i_1,...,i_p}\right\|,\ i_1=\overline{1,n},...,\ i_p=\overline{1,n},$$

а X - q-мерная матрица n-го порядка,

$$X=\left\|x_{j_1,...,j_q}\right\|,\ j_1=\overline{1,n},...,\ j_q=\overline{1,n}.$$

Однородный p-мерно-матричный полином k-й степени q-мерно-матричной переменной X имеет следующее представление [2]:

$$Y={}^{0,kq}(AX^k),$$

где X^k - $(0,0)$-свернутая k-я степень матрицы X; $A=\left\|a_{\alpha\beta}\right\|$ -

$(p+kq)$-мерная матрица n-го порядка, симметричная относительно мультииндекса β, содержащего kq индексов.

Произвольный p-мерно-матричный полином k-й степени q-мерно-матричной переменной X имеет следующее представление [2]:

$$Y=\sum_{i=0}^{k}{}^{0,iq}(D_i X^i),$$

где $X^0=1$, D_i - $(p+iq)$-мерные симметричные при $i\geq 2$ относительно своих iq последних индексов матрицы.

Дадим определение многомерно-матричных ортогональных полиномов векторной переменной [7,9,10]. Пусть Ω - некоторая замкнутая область пространства R^n, $\rho(x)$, $x\in\Omega$ - неотрицательная функция на Ω (весовая функция), такая, что моменты ν_i существуют,

$$\nu_i=\int_{\Omega}x^i\rho(x)dx<\infty,\ i=0,1,2,...,$$

и $L_2(\rho,\Omega)$ – пространство функций с интегрируемым квадратом в Ω с весом $\rho(x)$ [10].

Многомерно-матричный полином $Q_m(x)$ степени m векторной переменной $x\in R^n$ определим следующим образом:

$$Q_m(x)=\sum_{k=0}^{m}{}^{0,k}\left(C^*_{(m,k)}x^k\right)=\sum_{k=0}^{m}{}^{0,k}\left(x^k C^*_{(k,m)}\right),\quad m=0,1,2,..., \tag{4}$$

где $C^*_{(m,k)}$ – $(m+k)$-мерные матрицы коэффициентов,

$$C^*_{(m,k)}=\left\|c^*_{i_1...i_m j_1...j_k}\right\|,\ m=0,1,2,...,\ k=0,1,2,...,m,$$

симметричные относительно индексов двух своих мультииндексов $(i_1...i_m),(j_1...j_k)$ и удовлетворяющие условию

$$C^*_{(m,k)}=\left(C^*_{(m,k)}\right)^{H_{m+k,k}},C^*_{(m,k)}=\left(C^*_{(m,k)}\right)^{B_{k+m,k}}.$$

Определение 1. Последовательность многомерно-матричных полиномов $Q_m(x), m=0,1,2,...,$ (4) назовем ортогональной в $L_2(\rho,\Omega)$, если выполняются условия:

$$\int_{\Omega}Q_m(x)Q_k(x)\rho(x)dx=\begin{cases}0 & при\quad k=0,1,...,m-1,\\ отличен\ \ от\ \ 0 & при\quad k=m.\end{cases} \tag{5}$$

В теории ортогональных полиномов многих переменных рассматривают две последовательности полиномов: основную $P_m(x)$ и сопряженную с ней $Q_m(x)$, $m=0,1,2,...,$.

Определение 2. Основным многомерно-матричным полино-

мом степени m в $L_2(\rho,\Omega)$ будем называть полином вида

$$P_m(x)=x^m+\sum_{k=0}^{m-1}{}^{0,k}\left(C_{(m,k)}x^k\right)=x^m+\sum_{k=0}^{m-1}{}^{0,k}\left(x^k C_{(k,m)}\right),\ m=0,1,2,..., \quad (6)$$

где $C_{(m,k)}$ – $(m+k)$-мерные матрицы коэффициентов,

$$C_{(m,k)}=\left\|c_{i_1...i_m j_1...j_k}\right\|,\ m=0,1,2,...,\ k=0,1,2,...,m-1,$$

симметричные относительно индексов двух своих мультииндексов $(i_1...i_m),(j_1...j_k)$ и удовлетворяющие условию

$$C_{(m,k)}=C_{(k,m)}^{H_{m+k,k}},C_{(m,k)}=C_{(m,k)}^{B_{k+m,k}}.$$

Определение 3. Многомерно-матричный полином $P_m(x)$ (5) назовем основным ортогональным полиномом степени m в $L_2(\rho,\Omega)$, если он ортогонален к однородным полиномам $1,x,x^2,...,x^{m-1}$:

$$\int_\Omega P_m(x)x^k\rho(x)dx=\begin{cases}0 \quad при \quad k=0,1,...,m-1,\\ отличен \quad от \quad 0 \quad при \quad k=m.\end{cases} \quad (7)$$

Определение 4. Последовательности многомерно-матричных полиномов $P_m(x)$ (6) и $Q_m(x)$ (4) будем называть вполне биортонормальными в $L_2(\rho,\Omega)$ (Вбон-последовательностями), если выполняются соотношения (5), (7) и (8):

$$\int_\Omega Q_m(x)P_k(x)\rho(x)dx=\begin{cases}0, \quad k=0,1,...,m-1,\\ D_{(2m)}m!, \quad k=m.\end{cases} \quad (8)$$

Здесь $D_{(2m)}$- $2m$-мерная матрица, имеющая следующую структуру:

$$D_{(2m)}=\left\|d_{i_1...i_m j_1...j_m}\right\|,\ i_1,...,i_m,\ \ j_1,...,j_m=\overline{1,n}.$$

Элементы этой матрицы определяются выражением:

$$d_{i_1...i_m j_1...j_m}=\begin{cases}m_1!m_2!...m_n!, \quad transp(i_1,...,i_m)=transp(j_1,...,j_m),\\ 0, \quad transp(i_1,...,i_m)\neq transp(j_1,...,j_m),\end{cases}$$

в котором $transp(i_1...i_m)$ означает любую перестановку значений индексов $i_1,...,i_m$, $m_1+...+m_n=m$, m_i - количество повторений в последовательности $i_1,...,i_m$ значения $k,k=\overline{1,m}$.

Общая теория ортогональных систем полиномов векторной переменной содержится в работе [10], теория многомерно-матричных ортогональных полиномов Эрмита и Лагерра - в работах [7,8,9].

Пакет имеет программы расчета коэффициентов и значений ортогональных полиномов векторной переменной, графической иллюстрация полиномов Эрмита, Лагерра, Лежандра, Чебышева одной и двух переменных различных степеней.

В настоящее время распространен классический подход к полиномам многих переменных. Его особенностью является рассмотрение каждой переменной отдельно. Например, классическое представление скалярного полинома второй степени n переменных $x_1, x_2, ..., x_n$ имеет вид:

$$y = a_0 + a_1 x_1 + ... + a_n x_n + a_{n+1} x_1 x_2 + a_{n+2} x_1 x_3 + ... + a_l x_l^2 + ... + a_{l+n} x_n^2 .$$

Предлагаемый пакет программ позволяет работать с полиномами векторной переменной в классической форме. Для этого имеются программы расчета значений классического скалярного полинома многих переменных вида (3) по его коэффициентам $a_0, a_1, a_2, ...$ и расчета его многомерно-матричных коэффициентов по классическим коэффициентам $a_0, a_1, a_2, ...$.

Представленная в работах [7-10] теория ортогональных систем полиномов векторной переменной позволяет получить формальное разложение плотности вероятности случайного вектора $\xi = (\xi_1, \xi_2, ..., \xi_n)$ в ряд Грама-Шарлье по ортогональным полиномам.

Ряд Грама-Шарлье для плотности вероятности $f_\xi(x)$, $x = (x_1, x_2, ..., x_n)$ по ортогональным полиномам $P_m(x)$ (6) и $Q_m(x)$ (4) имеет следующий вид [10] :

$$f_\xi(x) = \rho(x) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} D_m Q_m(x). \qquad (9)$$

Коэффициенты D_m этого ряда определяются формулой:

$$D_m = \int_\Omega P_m(x) f_\xi(x) dx.$$

Поскольку полином $P_m(x)$ в (9) имеет вид (6), то формулу для коэффициентов D_m можно записать в виде

$$D_m = \nu_\xi^{(m)} + \sum_{k=0}^{m-1} {}^{0,k}(C_{(m,k)} \nu_\xi^{(k)}),$$

где $\nu_\xi^{(k)}$ - моменты k-го порядка аппроксимируемого распределения $f_\xi(x)$.

Пакет содержит программы для расчета коэффициентов ряда Грама-Шарлье и значений рядов Грама-Шарлье-Эрмита, Грама-Шарлье-Лагерра, Грама-Шарлье-Лежандра для аппроксимации многомерных плотностей вероятности. Поскольку для аппроксимации рядом Грама-Шарлье требуется весовая функция - многомерная плотность вероятности, то в пакете реализованы программы расчета значений плотностей вероятности многомерных распределений: нормального, гамма, хи, плюс-линейного, равномерного.

Для построения многомерно-матричных ортогональных полиномов векторной переменной необходимо иметь моменты весовых функций – многомерных плотностей вероятности. В пакете реализованы программы расчета моментов многомерных распределений: нормального, гамма, хи, хи-квадрат, Чебышева и др.

Литература

1. *Соколов Н.П.* Введение в теорию многомерных матриц. Киев: Наукова думка, 1972. 175 с.
2. *Муха В.С.* Моделирование многомерных систем и процессов. Многомерно-матричный подход: Методическое пособие для аспирантов и научных работников. Мн.: БГУИР, 1998. 40 с.
3. *Калюжнин Л.А., Сущанский В.И.* Преобразования и перестановки. М.: Наука, 1979. 112 с.
4. *Муха В.С.* Расчет моментов многомерного гауссовского распределения //Известия АН Беларуси. Сер. физ.-мат. наук. 1993. № 4. С. 39-43.
5. *Муха В.С.* Расчет моментов распределения Уишарта //Компьютерный анализ данных и моделирование: Сб. науч. ст. Междунар. конф. (Минск, 4 – 8 сент. 1995 г.). Т. 2. Мн.: Белгосуниверситет, 1995. С. 207–212.
6. *Муха В.С.* Формальные правила транспонирования многомерных матриц //Автоматика и вычислительная техника. 1993. Вып. 31. С. 65-72.
7. *Муха В.С.* Многомерно-матричные полиномы Эрмита //Известия АНБ. Сер. физ.-мат. наук. 1990. № 4. С. 42-47.
8. *Муха В.С.* Ряды Фурье и Грама-Шарлье по многомерно-матричным полиномам Эрмита //Современные проблемы компьютерного анализа данных и моделирования: Сб. науч. ст. Мн.: Белгосуниверситет, 1993. С. 64–69.
9. *Муха В.С.* Многомерно-матричная технология для полиномов Лягерра векторной переменной в вероятностных приложениях // Электромагнитные волны и электронные системы. Т. 3. № 4. 1998. С. 18–22.
10. *Муха В.С.* Многомерно-матричный подход к теории ортогональных систем полиномов векторной переменной // Известия НАН Беларуси. Сер. физ.-мат. наук. № 2. 2001. С. 64-68.

УДК 004

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MATLAB ДЛЯ ОЦЕНКИ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭКГ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ У БОЛЬНЫХ ИБС

Подклетнов С.Г.
Северо-западный заочный технический университет, г. Санкт-Петербург
e-mail:george@graph.runnet.ru

Конечной целью работы является разработка методов автоматического выделения на электрокардиограммах высокого разрешения признаков начальной стадии ишемической болезни сердца (ИБС). На основе метода вейвлет-преобразования предполагается выявить отличительные частотно-временные особенности у больных ИБС с начальными клиническими проявлениями. При создании программы использовались: программа MATLAB версия 5.2. фирмы MathWorks Inc и пакет STATISTICA FOR Windows версия 5.0 фирмы StatSof Inc. Запись ЭКГ проводилась с частотой дискретизации 1670 герц в трех ортогональных отведениях X, Y, Z (ЭКГ высокого разрешения). Для обработки использовались фрагменты ЭКГ содержащие QRS комплекс.

Вычисление непрерывного вейвлет-преобразования сигнала *s* осуществляется с помощью команды

COEFS=cwt(s,[64 128 256],'morl',,'plot').

Результат показан на рис. 1.

Из всех значений на рис. 1 выберем 48 значений с помощью команды: *a=COEFS (:,50:10:200)*. Выбранные значения пронумеруем слева направо и снизу вверх.

33,34,35,36,37,38,39,40,41,42,43,44,45,46,47,48,
17,18,19,20,21,22,23,24,25,26,27,28,29,30,31,32,
01,02,03,04,05,06,07,08,09,10,11,12,13,14,15,16.

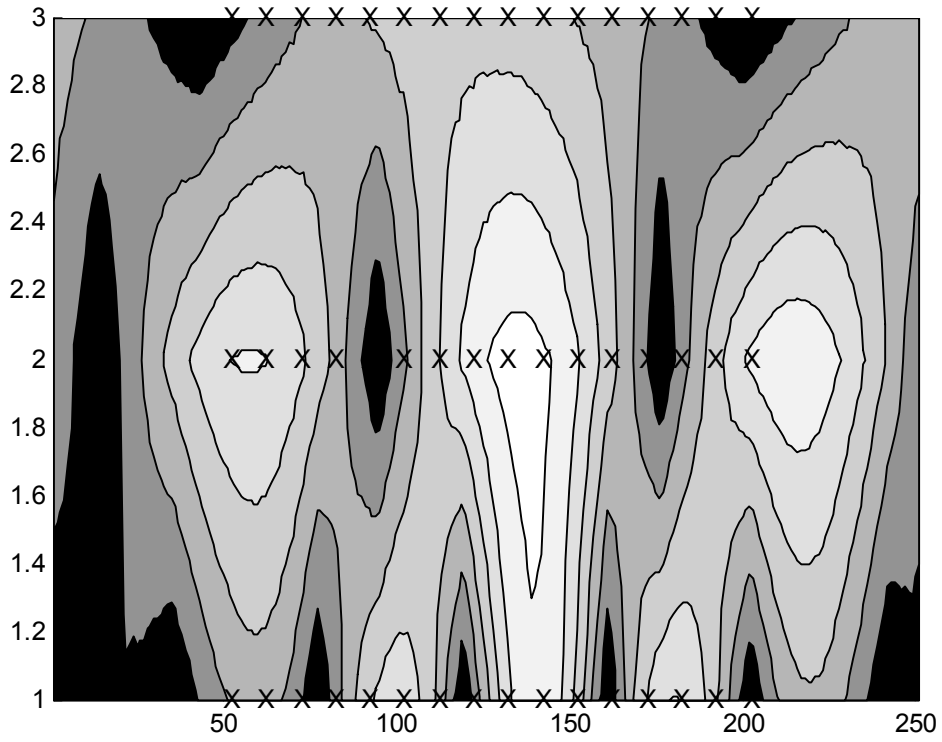


Рис. 1. Выбранные 48 значений для дискриминантного анализа показаны знаком 'X'.

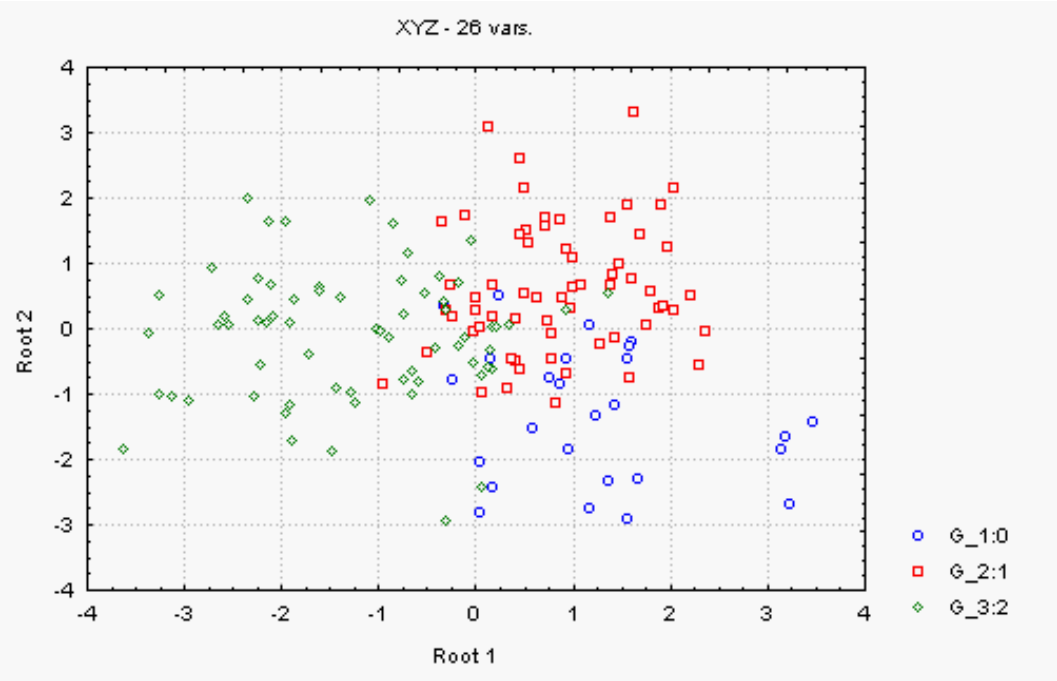


Рис. 2. Результат дискриминантного анализа по трем группам пациентов: G_1:0 - здоровые люди до 30 лет; G_2:1 - здоровые люди после 30 лет; G_3:2 - больные ишемической болезнью сердца.

С помощью пошагового дискриминантного анализа из всего множества значений по трем отведениям 48*3=144 отобрано 26.

по отведению X отобрано 11: 01 03 06 11 14 16 18 22 38 47
по отведению Y отобрано 9: 10 14 19 22 28 30 33 41 48
по отведению Z отобрано 6: 02 04 22 24 31 47.

Результат дискриминантного анализа в 26-мерном пространстве информативных точек вейвлет-изображения по трем группам пациентов приведен на рис. 2.

Выводы

Проведенные исследования позволили разработать конкретные механизмы обнаружения признаков ИБС на начальной стадии, провести раннюю диагностику ИБС, обнаружить возрастные признаки на ЭКГ высокого разрешения. Разработанные методы и алгоритмы можно применять в различных прикладных задачах.

УДК 004

ФИЛЬТРАЦИЯ СЕЙСМОСИГНАЛОВ В WAVELET TOOLBOX

Пушкин Д.В., Пышкин Д.В.
Пензенский государственный университет, г. Пенза
e-mail: avtomat@diamond.stup.ac.ru

Среди изобилия подходов к обработке сигналов, представленных сегодня на потребительском рынке, вейвлет-анализ выделяется как весьма мощный и при этом достаточно гибкий инструмент частотно-временной обработки. Анализ в базисе вейвлет-функций и, в частности, его быстрые алгоритмы, среди которых следует выделить схему Малла и лифтинг, являются перспективным средством обработки сейсмосигналов, поскольку позволяют повысить эффективность вычислительных процедур обработки, увеличить скорость распознавания нарушителей охраняемых объектов, уменьшить избыточность информационных потоков о состоянии охраняемого объекта и, таким образом, решить в некоторой степени проблему «проклятия размерности».

Идентификация нарушителей объектов, охраняемых системами круглосуточного мониторирования, представляет собой весьма сложную задачу: помимо, собственно, идентификации субъекта, вторгающегося на охраняемый объект, определения характера (шаг или бег) и направления его движения, решение данной задачи подразумевает предварительную обработку сейсмосигнала, от качества которой во многом зависит решение задачи идентификации. Говоря о задаче фильтрации, необходимо подчеркнуть, что сейсмосигналы являются крайне нерегулярными и поэтому имеют весьма сложную структуру; такие сигналы содержат не только вибросейсмическую информацию, порождаемую прямыми и отраженными колебаниями грунта, а также акустическую составляющую, синтезируемую ударами ног нарушителя и порождающую виброакустические колебания, но вместе с тем сейсмический фон ветра, дождя и т.д. Необходимо отметить, что нерегулярность сейсмосигналов при этом в огромной степени определяется типом грунта и его состоянием в различных сезонных условиях. Сложность данной задачи усугубляется также

необходимостью обработки сейсмосигналов в реальном масштабе времени.

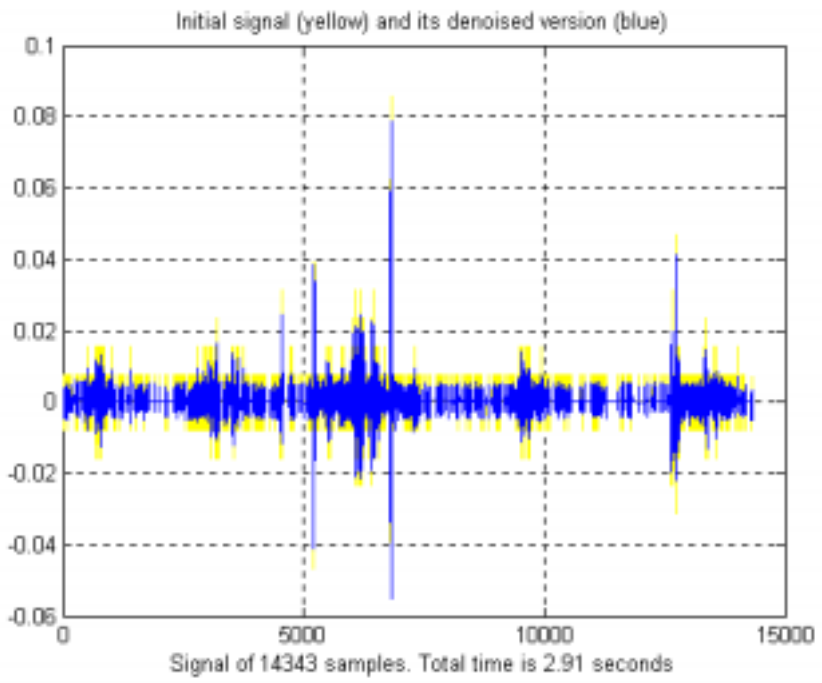


Рис. 1. Фильтрация сейсмосигнала при использовании минимаксного порога.

Использование системы MATLAB и, в частности, пакета Wavelet Toolbox позволило удовлетворить большинство требований, предъявляемых практикой периметровой охраны к качеству фильтрации сигналов и, что немаловажно, времени обработки сейсмосигналов. В настоящей работе предлагается решение задачи фильтрации сигналов сейсмоприемников с использованием дискретного вейвлет-анализа. В основе всех процедур фильтрации, реализованных в пакете Wavelet Toolbox, лежит простой алгоритм дискретного многоуровневого разложения сигнала, трешолдинга (пороговой обработки) коэффициентов разложения и последующего восстановления сигнала. В докладе рассматривается несколько процедур фильтрации в свете их применимости к задаче обработки сейсмосигналов: фильтрация с использованием оценки риска Штейна $R_j(\tau)=\frac{1}{L_j}\left\|\hat{d}_j-d_j\right\|^2$ в предположении гауссовости сейсмошума, где $R_j(\tau)$ - квадратичная функция потерь, L_j - длина реализации вейвлет-коэффициентов разложения уровня j, $\hat{d}_j, d_j$ –коэффициенты разложения отфильтрованного сигнала и сигнала, гипотетически не содержащего аддитивный шум соответственно, фильтрация с

использованием критерия Донохо-Джонстона $\tau = 2\sigma\sqrt{\log L_j}$, где σ – дисперсия шума, фильтрация с использованием минимаксного критерия (см., например, рис. 1).

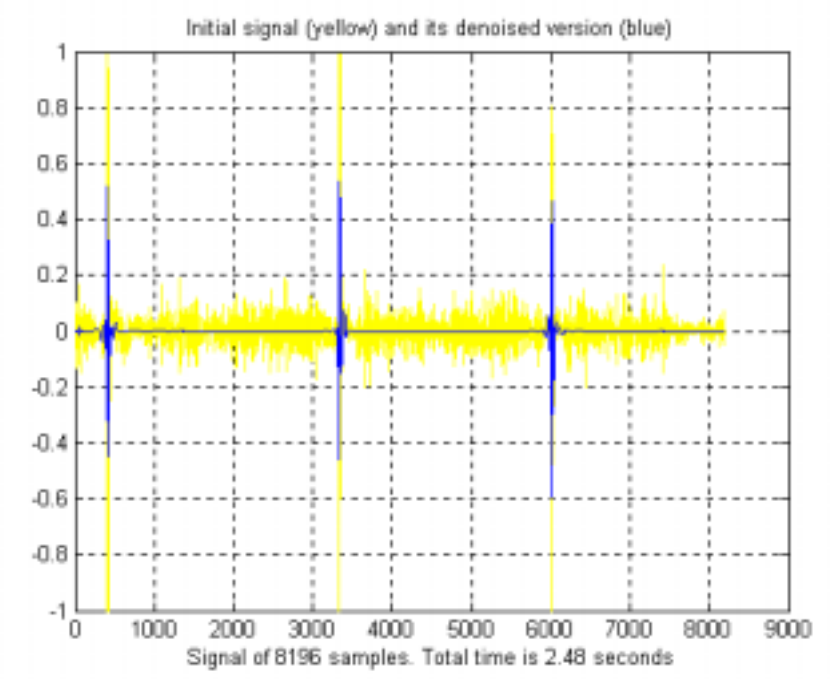


Рис. 2 Фильтрация сейсмосигнала при использовании глобального порога Берга-Массара.

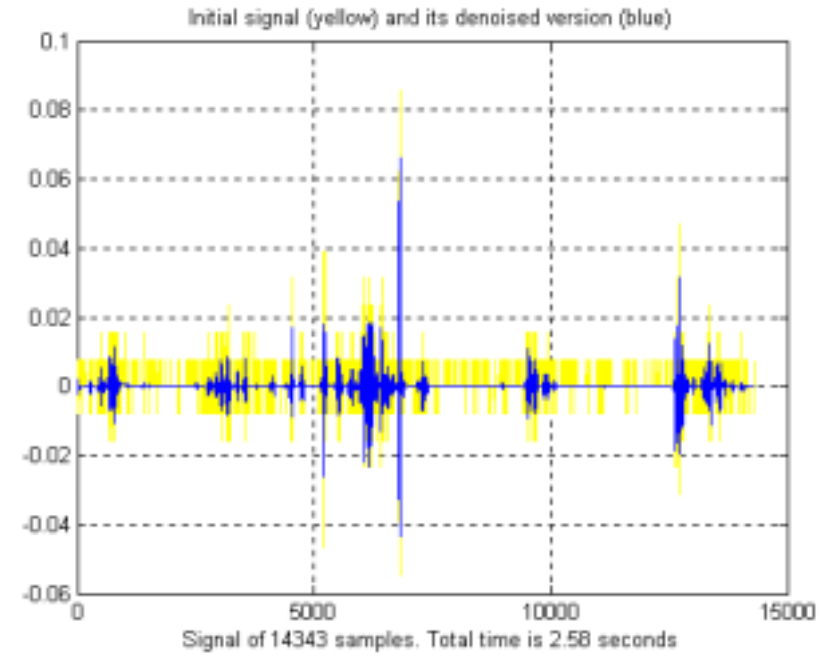


Рис. 3. Фильтрация сейсмосигнала пир использовании порога Берга-Массара относительно уровня разложения.

На практике аддитивный сейсмический шум, как правило, оказывается окрашенным, в связи с чем тезис, принимаемый относительно шума для критериев Штейна, Донохо-Джонстона и др. становится несправедливым. Поэтому в работе рассматривается также возможность фильтрации сейсмосигналов с использованием глобального порога Берга-Массара (см. рис. 2), а также с использованием порогов, рассчитываемых относительно уровней разложения сигнала (см. рис. 3). (Кстати, представляется интересным следующий факт: для обработки на компьютере с процессором Pentium 200MMX свыше 8000 отсчетов исходного сигнала, соответствующих 2.7с мониторирования при частоте дискретизации 3 кГц, требуется примерно 2 с реального времени, что полностью удовлетворяет режиму тревоги).

В работе приводится также сравнительный анализ результатов фильтрации сейсмосигналов, содержащих различные значения отношения сигнал/шум, оценки времени, необходимого для осуществления фильтрации в реальном масштабе времени, некоторые результаты идентификации нарушителей по данным отфильтрованных сигналов, а также даются рекомендации по применению упомянутых процедур фильтрации.

Литература

1. *Donoho, D.L., Johnstone, I.M.* Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage // Biometrika, 1994, V.81. P. 425–455.

УДК 517.83

ПРОГРАММА СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА СПЕКТРОВ ПЛАНОВ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ДАТЧИКОВОЙ АППАРАТУРЫ

Сазонов В.В., Корчагин П.Н.
Пензенский государственный университет, г. Пенза
e-mail: avtomat@diamond.stup.ac.ru

В настоящее время методы теории планирования экспериментов находят широкое применение при испытаниях датчиковой аппаратуры (ДА) на метрологическую надежность. Для подобных испытаний существует большое количество спектров планов, удовлетворяющих самым разнообразным критериям оптимальности.

Известные специализированные программные пакеты, обладают возможностью генерации разнообразных планов экспериментов и обработки экспериментальных данных. Как правило, подобные пакеты рассчитаны на генерацию планов в целочисленной решетке, что позволяет исследователю строить регрессионные модели в базисе функций Уолша-Адамара. В то же время, на сегодняшний день достаточно широко применяются модели функции отклика в виде рядов Фурье [1] и модели в базисе дискретно-экспоненциальных функций Виленкина-Крестенсона [2]. Существующие статистические пакеты не могут обеспечить генерацию и вычисление необходимых характеристик подобных планов.

Одними из важнейших характеристик планов экспериментов являются:

1. коэффициенты влияния погрешности задания влияющих факторов на дисперсии оценок модели
$$K_{ij} = \frac{D\{a_i\}}{D_{x_j}};$$
2. коэффициенты влияния погрешности оценки функции отклика на дисперсии оценок модели
$$S_i = \frac{D\{a_i\}}{D_y}.$$

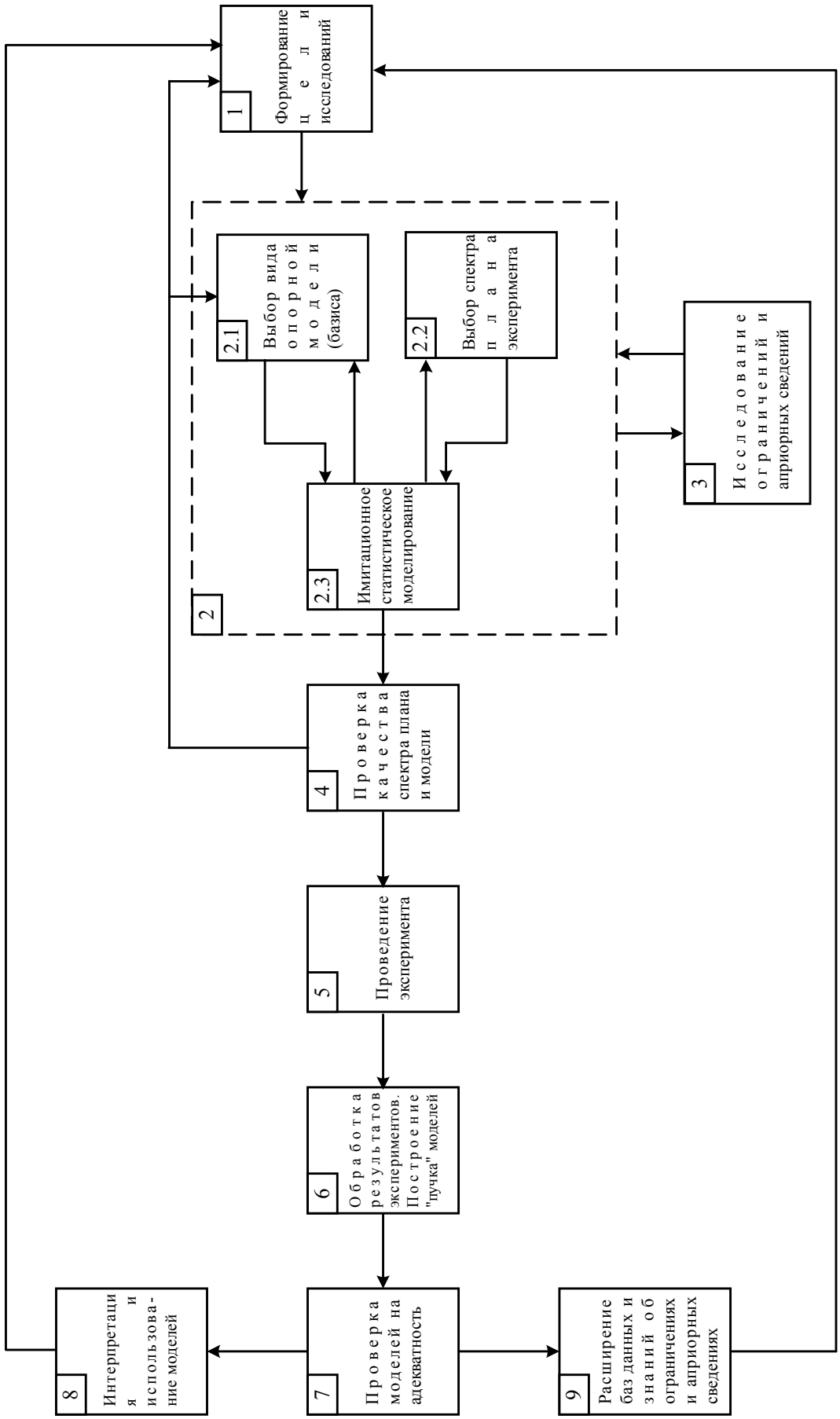


Рис. 1. Схема построения моделей функции отклика ДА.

Такие характеристики получают по результатам имитационного статистического моделирования, являющегося одним из этапов построения моделей функции отклика ДА (рис. 1) [2].

Указанный метод позволяет исследователю понять тонкости решения поставленной задачи, выявить возможные источники погрешностей и получить сведения о доверительных интервалах оценок параметров моделей. Имея в своем составе один из лучших генераторов случайных чисел с различными законами распределения, а также широкий набор статистических функций, система MATLAB является идеальным средством реализации подобной процедуры.

Суть методики статистического моделирования заключается в наложении аддитивного шума с дисперсией D_y на значения функции отклика, вычисляемой согласно выбранному спектру плана и на значения влияющих факторов с дисперсией D_{x_j}, проведении статистических испытаний и обработке накопленных данных [2,3].

Статистическая обработка включает:

- определение математических ожиданий оценок коэффициентов регрессионных моделей;
- определение дисперсий оценок коэффициентов $D\{a_i\}$;
- построение “эмпирических” законов распределения оценок коэффициентов.

Используя встроенные функции Statistic Toolbox, производится проверка законов распределения по критериям Колмогорова и Пирсона. Кроме указанных характеристик вычисляются следующие:

- матрица, обратная информационной матрице Фишера - Φ^{-1}, где $\Phi = F^T F$ и F - матрица, содержащая численные значения всех базисных функций в каждом из наблюдений;
- число обусловленности (по Евклиду) матрицы плана, показывающее чувствительность оценок коэффициентов к погрешностям исходных данных.

Также имеется возможность визуализации спектра плана эксперимента при количестве факторов не превышающих 3.

Все полученные характеристики после проведения исследования записываются в файл отчета.

Анализ спектров планов производится в диалоговом режиме с использованием средств графического интерфейса пользователя (GUI) системы MATLAB.

Литература

1. *Ткачев С.В., Михотин В.Д.* Планирование эксперимента для испытания датчиковой аппаратуры на метрологическую надежность. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1996. 184 с.
2. *Пискарев С.П.* Планирование эксперимента при моделировании характеристик датчиковой аппаратруы в базисе дискретно-экспоненциальных функций: Дисс… канд. техн. наук. Пенза, Пенз. гос. ун-т, 2000. 201 с.
3. *Михотин В.Д., Сазонов В.В., Корчагин П.Н.* Исследование влияния неточности задания влияющих факторов на оценку коэффициентов регрессионной модели методом имитационного статистического моделирования. Межвуз. сб. науч. тр. Датчики систем измерения, контроля и управления. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. С. 135-143.

УДК 621.396.2

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ MATLAB ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ

Сергиенко А.Б.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург
e-mail: sandy@ieee.org

1. Введение

Технологии передачи информации занимают в современном мире все более важное место, делая крайне актуальными вопросы расчета и моделирования систем связи.

Такие задачи могут решаться с использованием программных продуктов двух категорий: специализированных сред моделирования и универсальных математических пакетов. Достоинствами специализированных программ являются их оптимизация для конкретных задач и достигаемая благодаря этому большая скорость работы. Однако платой за это является недостаточная гибкость, затрудняющая моделирование нестандартных алгоритмов и протоколов. Этого недостатка лишены или почти лишены программные продукты общего назначения, среди которых лидирующее положение в области технических вычислений занимает производимый фирмой The MathWorks, Inc. пакет MATLAB® с его многочисленными прикладными пакетами расширения.

Для моделирования систем связи в MATLAB есть две возможности: выполнение *расчетов*, описывающих передачу информации, и собственно *динамическое моделирование* с помощью системы моделирования Simulink®. Эти возможности реализуются следующими специализированными компонентами: Communications Toolbox содержит необходимые функции MATLAB, а Communications Blockset предоставляет в распоряжение пользователя набор блоков для моделирования систем связи с помощью Simulink. Блоки и функции ориентированы в основном на моделирование физического и канального уровней информационных сетей (согласно семиуровневой модели OSI).

Работа указанных специализированных пакетов опирается на общие функции цифровой обработки сигналов, реализованные в пакете расширения Signal Processing Toolbox и наборе блоков DSP Blockset.

На рис. *1* показана обобщенная структурная схема системы связи [1, 2].

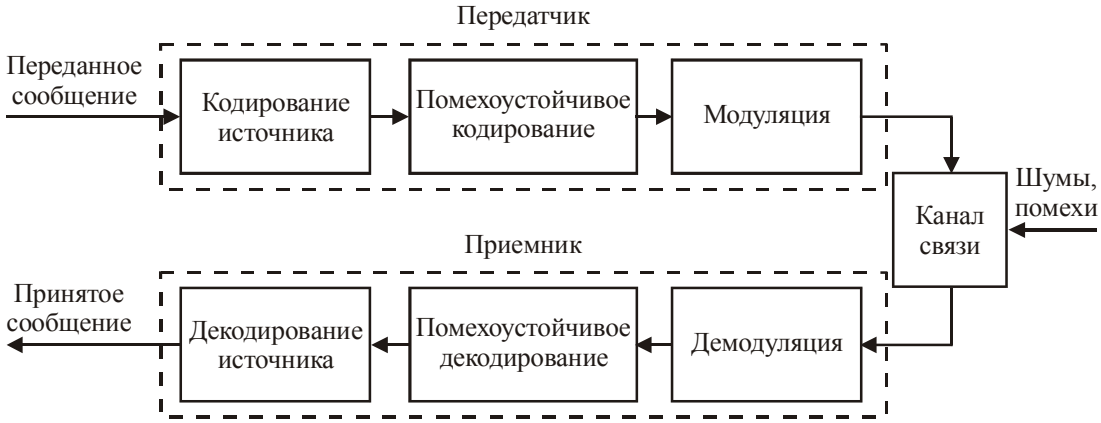


Рис. 1. Структурная схема системы связи.

Назначением системы связи является передача *сообщения* из одной точки в другую через *канал связи*, обладающий определенными свойствами (в частности, пропускающий лишь некоторую полосу частот). Для решения этой задачи приходится осуществлять целый ряд преобразований.

Прежде всего исходное сообщение подвергается первичному кодированию (*кодированию источника*), цель которого — преобразование аналогового сообщения в цифровое либо сжатие информации. Следующий этап — *помехоустойчивое кодирование*. Здесь в сообщение вносится избыточность с целью обеспечить возможность исправления на приемной стороне всех или некоторых возникших в процессе передачи ошибок. После применения помехоустойчивого кода сообщение поступает в *модулятор*, преобразующий цифровое сообщение в аналоговый модулированный сигнал, занимающий заданную полосу частот.

В процессе прохождения модулированного сигнала через *канал связи* сигнал подвергается воздействию шумов и помех. Искаженный сигнал поступает на вход приемника.

Структура приемной части является зеркальным отражением структуры передатчика — сигнал проходит через блоки, в обратном порядке осуществляющие преобразования, обратные по отношению к тем, что производились в передатчике. Прежде всего сигнал подвергается *демодуляции*, в процессе которой аналоговый модулированный сигнал преобразуется в цифровое сообщение.

Далее производится *декодирование помехоустойчивого кода*, при этом благодаря корректирующим свойствам кода возможно исправление части (или всех) ошибок, возникших в процессе передачи. После исправления ошибок следует *декодирование источника* — восстановление исходного сообщения.

В соответствии с приведенной схемой можно выделить следующие основополагающие группы функций, реализованных как в Communications Toolbox [3], так и в Communications Blockset [4]:

- функции моделирования и анализа сигналов;
- функции кодирования/декодирования источника;
- функции кодирования/декодирования канала связи (помехоустойчивого кодирования/декодирования);
- функции модуляции/демодуляции;
- функции моделирования каналов связи.

Кроме того, в пакете расширения Communications Toolbox и наборе блоков Communications Blockset имеются дополнительные функции и библиотеки, реализующие более специализированные возможности.

2. Пакет расширения Communications Toolbox

Пакет расширения Communications предназначен для выполнения в среде MATLAB расчетов, связанных с моделированием телекоммуникационных систем. В первую очередь функции пакета ориентированы на системы цифровой связи, но имеются и функции аналоговой модуляции и демодуляции.

К возможным областям применения пакета относятся моделирование передачи данных по телефонным сетям (модемные протоколы, VDSL, HDSL, ADSL), радиоканалам (радиотелефоны DECT, сотовые сети GSM) и разнообразным физическим средам компьютерных сетей.

Для использования пакета Communications необходимо наличие установленного пакета Signal Processing.

Разделение функций пакета на смысловые группы в зависимости от их назначения соответствует приведенной ранее на рис. *1* структурной схеме системы связи. В соответствии с этой схемой можно выделить следующие группы функций пакета:

- функции моделирования и анализа сигналов;
- функции кодирования/декодирования источника;
- функции помехоустойчивого кодирования/декодирования;
- функции модуляции/демодуляции;

– функции моделирования каналов связи.

Кроме этих групп, непосредственно связанных со структурной схемой телекоммуникационной системы, в пакете Communications имеется еще несколько групп функций:

– функции расчета специальных фильтров;
– функции вычислений в конечных полях (полях Галуа);
– вспомогательные функции.

Рассмотрим эти группы функций подробнее.

2.1. Функции моделирования и анализа сигналов

Для моделирования телекоммуникационной системы необходимо иметь возможность создавать модели сигналов и шумов. Шумы, очевидно, являются случайными процессами. Случайными являются и сообщения, подлежащие передаче. Различие между полезными и шумовыми случайными процессами заключается в их статистических свойствах.

Таким образом, моделирование сигналов и шумов в системах связи сводится в конечном счете к генерации случайных чисел с заданными свойствами. В дополнение к генераторам случайных чисел **rand** и **randn**, имеющимся в базовой библиотеке MATLAB, пакет Communications предоставляет в распоряжение пользователя несколько более специализированных функций.

Функция **randint** позволяет создать матрицу случайных чисел, равномерно распределенных в заданном интервале. Близкой по смыслу, но более гибкой является функция **randsrc**, которая позволяет задавать *алфавит* (то есть множество используемых целых чисел, не обязательно составляющих непрерывный диапазон) и вероятности появления в сообщении отдельных символов этого алфавита.

Функция **randerr** предназначена для формирования ошибок в цифровом сигнале. Она дает матрицу, в каждой строке которой имеется заданное число случайно расположенных ненулевых элементов.

С помощью функции **wgn** моделируется дискретный белый гауссовский шум с заданной мощностью. Генерируемый шум может быть вещественным или комплексным.

Для оценки помехоустойчивости системы связи необходимо произвести сравнение исходного (передаваемого) сообщения с сообщением, полученным в результате приема, и определить число и вероятность ошибок, возникших в процессе передачи. Эти действия выполняются функциями **symerr** и **biterr**, первая из которых подсчитывает число несовпадающих *символов* в двух

сообщениях, а вторая — число несовпадающих *битов* в двоичных представлениях этих символов. Кроме числа ошибок, обе функции могут возвращать долю ошибок в общем числе символов (битов) и индикаторы мест возникновения ошибок.

Последние две функции данной группы предназначены для графического отображения сигналов с квадратурной манипуляцией. Функция **eyediagram** выводит так называемую *глазковую диаграмму*, а функция **scatterplot** — *диаграмму рассеяния*.

2.2. Функции кодирования/декодирования источника

Кодирование источника (source coding) предназначено для того, чтобы преобразовать исходную форму сообщения в пригодный для передачи формат. В общем случае это кодирование может включать в себя дискретизацию и квантование, а также устранение избыточности, имеющейся в исходном сообщении.

Пакет Communications содержит функции, выполняющие следующие операции кодирования/декодирования источника:

- неравномерное квантование и оптимизация параметров такого квантования;
- логарифмическое и экспоненциальное преобразования;
- дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ) и оптимизация ее параметров.

2.2.1. Неравномерное квантование

Неравномерное квантование осуществляется функцией **quantiz**. Она позволяет преобразовать произвольные значения входного сигнала в номера уровней квантования и соответствующие квантованные значения. В качестве параметров задаются границы зон квантования и соответствующие этим зонам квантованные значения сигнала. С помощью функции **lloyds** можно оптимизировать параметры квантования. Эта функция подбирает границы зон и квантованные значения на основе тестового набора входных отсчетов, минимизируя среднеквадратическую ошибку квантования. Для оптимизации используется алгоритм Ллойда.

2.2.2. Логарифмическое и экспоненциальное преобразования

При кодировании речевых сигналов искажения сигналов с малым уровнем оказываются значительно заметнее на слух, чем искажения сигналов с большим уровнем. К тому же речевой сигнал

имеет сравнительно большой *пикфактор*, то есть пиковый уровень сигнала значительно превышает его среднеквадратическое значение, а значит, большие выбросы случаются редко. Это позволяет использовать нелинейное квантование, при котором шаг квантования для больших (по модулю) значений сигнала больше, чем для малых. Таким образом, индекс квантования (номер квантованного уровня) нелинейно зависит от входного сигнала, эта нелинейная зависимость представляет собой логарифмическую функцию. Для восстановления сигнала используется обратное (экспоненциальное) преобразование.

Данный способ кодирования/декодирования применяется в аппаратуре телефонных станций (Рекомендация ITU-T G.711). Логарифмическое преобразование позволяет сжать *динамический диапазон* сигнала и уменьшить количество двоичных разрядов, необходимых для его представления. При использовании параметров кодирования, указанных Рекомендации ITU-T G.711, это позволяет уменьшить требуемую скорость передачи данных в полтора раза (12-разрядное двоичное число после логарифмического преобразования представляется восемью разрядами).

В пакете Communications оба указанных преобразования осуществляются функцией **compand**. Она позволяет реализовать два используемых на практике варианта преобразования — так называемые законы A и μ (A-law и μ-law), несколько различающиеся способом формирования экспоненциальной/логарифмической зависимости.

2.2.3. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ)

Еще один способ уменьшить скорость передачи данных, необходимую при передаче речевых сигналов — использование того факта, что речевой сигнал изменяется во времени довольно плавно. Благодаря этому можно *предсказывать* сигнал, формируя линейную комбинацию предыдущих его значений. Остаточная *ошибка предсказания* оказывается малой, и для ее квантования можно использовать меньшее число уровней. Эта идея лежит в основе метода дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) (differential pulse code modulation, DPCM).

Функция **dpcmenco** производит дифференциальное кодирование сообщения, при этом задаются коэффициенты предсказывающего фильтра и параметры квантования ошибки предсказания. Функция **dpcmdeco** восстанавливает исходное сообщение. Чтобы минимизировать искажения сообщения,

возникающие в процессе дифференциального кодирования и декодирования, необходимо правильно выбрать параметры ДИКМ — коэффициенты предсказывающего фильтра, границы зон квантования и квантованные уровни. Сделать это позволяет функция **dpcmopt**, которая подбирает указанные параметры, минимизируя среднеквадратическую ошибку квантования для тестовой последовательности отсчетов.

2.3. Функции помехоустойчивого кодирования/декодирования

Идея помехоустойчивого кодирования заключается в том, что к передаваемому сообщению добавляются избыточные символы. Эти избыточные символы связаны определенными математическими соотношениями с символами сообщения. Цель внесения избыточности — сделать возможные кодированные сообщения как можно больше отличающимися друг от друга. Для измерения степени этого отличия используется *кодовое расстояние* — минимальное число символов, которыми различаются два кодированных сообщения. От кодового расстояния зависит *корректирующая способность* кода, то есть возможность обнаруживать и/или исправлять с его помощью некоторые из произошедших искажений. При декодировании кода с кодовым расстоянием d_0 можно обнаружить ошибки кратности $(d_0 - 1)$ и исправить ошибки кратности $((d_0 - 1)/2)$.

Коды можно разделить на два больших класса — *блочные* коды и *сверточные* коды. При использовании *блочных* кодов исходное сообщение делится на блоки и каждый блок кодируется независимо. Кодер для *сверточного* кода представляет собой устройство с памятью, и добавляемые избыточные символы зависят не только от текущего фрагмента сообщения, но и от внутреннего состояния кодера, то есть в конечном счете от предыдущих фрагментов сообщения. Пакет Communications позволяет работать как с блочными, так и со сверточными кодами.

2.3.1. Блочные коды

Пакет поддерживает работу с произвольными *линейными* блочными кодами. Имеется также дополнительная поддержка нескольких более узких классов кодов — циклических кодов, кодов Боуза—Чоудхури—Хоквингема (БЧХ), кодов Хэмминга и кодов Рида—Соломона.

Функции высокого уровня **encode** и **decode** осуществляют, соответственно, кодирование и декодирование сообщения с

использованием блочного кода. Тип используемого кода задается в числе параметров функций.

Линейный блочный код в общем случае описывается *порождающей матрицей*. Кодирование блока (вектора) производится путем его умножения на порождающую матрицу. Помимо порождающей, существует *проверочная матрица* кода. Она может использоваться для обнаружения ошибок — при отсутствии ошибок умножение кодированного блока на проверочную матрицу должно давать нулевой вектор. Преобразование порождающей матрицы в проверочную и обратно осуществляется функцией **gen2par**.

Если умножение кодированного блока на проверочную матрицу не дает нулевого вектора, то полученный результат (его называют *синдромом*) позволяет определить, какие именно символы были искажены в процессе передачи. Если код является двоичным (то есть символы могут принимать только значения 0 и 1), это позволяет исправить ошибки. Декодирование линейного блочного кода, таким образом, можно осуществить с помощью таблицы, в которой для каждого значения синдрома указан соответствующий вектор ошибок. Создать такую таблицу на основании проверочной матрицы кода позволяет функция **syndtable**.

Функция **gfweight** позволяет определить кодовое расстояние для линейного блочного кода по его порождающей или проверочной матрице.

2.3.1.1. Циклические коды

Циклические коды — это подкласс линейных кодов, обладающих тем свойством, что циклическая перестановка символов в кодированном блоке дает другой возможный кодированный блок того же кода. Для работы с циклическими кодами в пакете Communications имеются две функции: с помощью функции **cyclpoly** можно получить порождающий полином циклического кода, а использовав этот полином в качестве одного из параметров функции **cyclgen**, можно получить порождающую и проверочную матрицы для данного кода.

2.3.1.2. Коды БЧХ

Коды БЧХ являются одним из подклассов циклических блочных кодов. Для работы с ними функции высокого уровня вызывают специализированные функции **bchenco** (кодирование) и

bchdeco (декодирование). Кроме того, функция **bchpoly** позволяет рассчитывать параметры или порождающий полином для двоичных кодов БЧХ.

2.3.1.3. Коды Хэмминга

Коды Хэмминга являются одним из подклассов циклических блочных кодов. Длина кодированного блока для них равна $2^m - 1$. Порождающая и проверочная матрицы для кодов Хэмминга генерируются функцией **hammgen**.

2.3.1.4. Коды Рида—Соломона

Коды Рида—Соломона являются одним из подклассов циклических блочных кодов. Это единственные поддерживаемые пакетом Communications коды, которые работают не с однобитовыми, а с многобитовыми символами.

Для работы с кодами Рида—Соломона функции высокого уровня вызывают специализированные функции **rsenco** (кодирование) и **rsdeco** (декодирование). Кроме того, функции **rsencode** и **rsdecode** позволяют использовать при кодировании и декодировании экспоненциальный формат данных, а функции **rsencof** и **rsdecof** осуществляют кодирование и декодирование текстового файла. Наконец, функция **rspoly** генерирует порождающие полиномы для кодов Рида—Соломона.

2.3.2. Сверточные коды

Как уже говорилось, кодер для сверточного кода представляет собой устройство с памятью. Поступающие на вход кодера символы по определенному закону меняют внутреннее состояние кодера. Выходные символы (символы кодированного сообщения) зависят от входных символов и от внутреннего состояния кодера. Этот процесс реализуется с помощью функции **convenc**.

Декодирование сверточного кода производится по алгоритму Витерби функцией **vitdec**. Поддерживаются мягкое и жесткое декодирование.

В версии 2.0 пакета Communications по сравнению с предыдущими версиями сильно изменен формат представления сверточных кодов — теперь они описываются наглядной *таблицей переходов*. Также существенно изменена реализация мягкого декодирования сверточных кодов.

2.4. Модуляция и демодуляция

Для передачи по любому каналу связи цифровое сообщение, представляющее собой последовательность символов (чисел), необходимо преобразовать в аналоговый сигнал — изменяющуюся во времени физическую величину (например, напряжение). Кроме того, канал связи способен пропускать лишь определенную полосу частот, так что сформированный аналоговый сигнал должен этой полосе соответствовать. Указанное преобразование осуществляется путем *модуляции*. Обратный процесс носит название *демодуляции*.

Сущность процесса модуляции состоит в том, что передаваемое сообщение используется для изменения каких-либо параметров *несущего колебания* (чаще всего — синусоидального). Это позволяет создать модулированный сигнал, занимающий заданную полосу частот.

Пакет Communications содержит функции для реализации аналоговой и цифровой модуляции и демодуляции. При аналоговой модуляции входным сигналом являются отсчеты некоторой *функции*, при цифровой — последовательность *символов*. Модулированный сигнал может представляться либо в вещественном виде (passband simulation), либо в виде комплексной огибающей (baseband simulation). Соответственно приведенной классификации имеется 8 функций:

- **amod** — аналоговая модуляция, вещественный выходной сигнал;
- **amodce** — аналоговая модуляция, выходной сигнал в виде комплексной огибающей;
- **ademod** — аналоговая демодуляция, вещественный входной сигнал;
- **ademodce** — аналоговая демодуляция, входной сигнал в виде комплексной огибающей;
- **dmod** — цифровая модуляция, вещественный выходной сигнал;
- **dmodce** — цифровая модуляция, выходной сигнал в виде комплексной огибающей;
- **ddemod** — цифровая демодуляция, вещественный входной сигнал;
- **ddemodce** — цифровая демодуляция, входной сигнал в виде комплексной огибающей;

Функциями пакета поддерживаются следующие виды аналоговой модуляции:

- амплитудная модуляция;
- амплитудная модуляция с подавленной несущей;

- однополосная модуляция;
- частотная модуляция;
- фазовая модуляция;
- квадратурная модуляция.

При цифровой модуляции возможны следующие ее виды:

- амплитудная манипуляция;
- частотная манипуляция;
- минимальная частотная манипуляция;
- фазовая манипуляция;
- квадратурная манипуляция.

Цифровая модуляция и демодуляция включают в себя две стадии. При модуляции цифровое сообщение сначала преобразуется в аналоговый модулирующий сигнал с помощью функции **modmap**, а затем осуществляется аналоговая модуляция. При демодуляции сначала получается аналоговый демодулированный сигнал, а затем он преобразуется в цифровое сообщение с помощью функции **demodmap**.

Наконец, три последних функции этой группы предназначены для работы с конкретными сигнальными созвездиями квадратурной манипуляции. Функции **qaskenco** и **qaskdeco** производят кодирование и декодирование сообщения с использованием «квадратного» созвездия, а функция **apkconst** позволяет вывести на экран изображение «концентрического» созвездия.

2.5. Моделирование каналов связи

Сформированный в результате модуляции сигнал поступает в канал связи, где он подвергается воздействию шумов и помех. Поэтому функции моделирования каналов связи должны обеспечивать внесение в сигнал искажений согласно используемым статистическим моделям.

Данная группа функций пакета Communications в данный момент представлена лишь одной функцией **awgn**, которая позволяет добавить к сигналу аддитивный белый нормальный шум, реализовав при этом заданное отношение сигнал/шум. При этом мощность сигнала, знать которую необходимо для расчета требуемого уровня шума, может задаваться в явном виде либо измеряться автоматически.

2.6. Специальные фильтры

В системах связи используется большое количество фильтров

разнообразного назначения. В основном потребности расчета фильтров в MATLAB удовлетворяются средствами пакетов Signal Processing и Filter Design, поэтому пакет Communications содержит лишь функции для расчета специализированных фильтров двух типов.

Функция **hilbiir** выполняет расчет рекурсивного фильтра, аппроксимирующего преобразование Гильберта. Фильтр Гильберта вносит на всех частотах одинаковый фазовый сдвиг, равный 90°, сохраняя при этом неизменными амплитуды всех спектральных составляющих. Этот фильтр используется функцией аналоговой модуляции **amod** при одном из способов формирования сигнала с однополосной модуляцией. Кроме того, преобразование Гильберта используется для расчета мнимой части комплексного *аналитического сигнала*, обладающего односторонним спектром.

Функция **rcosine** выполняет расчет фильтра с косинусоидальным сглаживанием амплитудно-частотной характеристики (raised cosine filter), широко используемого для формирования спектра сигнала при квадратурной манипуляции. Для расчетов вызываются две функции более низкого уровня: **rcosfir** (нерекурсивный вариант) и **rcosiir** (рекурсивный вариант).

Функция **rcosflt** повышает частоту дискретизации сигнала в целое число раз, осуществляя интерполяцию с использованием фильтра с косинусоидальным сглаживанием АЧХ.

2.7. Функции вычислений в конечных полях (полях Галуа)

Полем называется множество элементов, обладающее следующими свойствами.

1. Для элементов поля определены операции *сложения* и *умножения*, причем результаты этих операций должны принадлежать этому же множеству.
2. Для операций сложения и умножения выполняются обычные правила ассоциативности, коммутативности и дистрибутивности.
3. Поле должно содержать *нулевой элемент*, такой что $a + 0 = a$ для любого элемента поля a.
4. Поле должно содержать *единичный элемент*, такой что $a \times 1 = a$ для любого элемента поля a.
5. Для каждого элемента a должны существовать *обратный элемент по сложению* ($-a$) и, если a не равно нулю, *обратный элемент по умножению* (a^{-1}).

Например, существуют поля вещественных чисел, рациональных чисел, комплексных чисел. Эти поля содержат бесконечное число элементов.

Конечные поля (поля Галуа) — это поля, содержащие конечное число элементов. Они используются в теории передачи сообщений, и особенно в теории помехоустойчивого кодирования. Пакет Communications содержит довольно большое (около двадцати) число функций, реализующих вычисления в конечных полях. Это, в частности, функции сложения (**gfadd**, **gfplus**), вычитания (**gfsub**), умножения элементов (**gfmul**) и полиномов (**gfconv**), деления элементов (**gfdiv**) и полиномов (**gfdeconv**), фильтрации (**gffilter**), решения систем линейных уравнений (**gflineq**), поиска минимальных полиномов (**gfminpol**), проверки полиномов на неприводимость и примитивность (**gfprimck**), поиска примитивных полиномов (**gfprimfd**), определения ранга матрицы (**gfrank**), поиска корней полиномов (**gfroots**), генерации циклотомических классов (**gfcosets**), вывода элементов в полиномиальной форме (**gfpretty**), поиска примитивных полиномов заданной степени (**gfprimdf**), преобразования полиномиальных представлений (**gfrepcov**) и минимизации их длины (**gftrunc**), а также преобразования форматов представления элементов (**gftuple**).

2.8. Вспомогательные функции

К этой группе относятся функции, не связанные непосредственно с моделированием систем связи, а осуществляющие вспомогательные операции.

Несколько функций связаны с преобразованием представления чисел. Функция **de2bi** преобразует десятичные числа в векторы их двоичного представления, содержащие нули и единицы, а функция **bi2de** осуществляет обратное преобразование. Функция **oct2dec** преобразует восьмеричные числа (представленные в десятичной записи с использованием цифр 0…7) в десятичные.

Две функции связаны с представлением структуры сверточного кода в виде таблицы переходов. Функция **istrellis** проверяет, является ли переданный ей параметр корректной таблицей переходов, а функция **poly2trellis** преобразует полиномиальное представление сверточного кода в таблицу переходов.

Функция **marcumq** вычисляет обобщенную Q-функцию Маркума. В частности, с ее помощью можно рассчитать интегральную функцию распределения для закона Рэлея—Райса (по этому закону распределена огибающая узкополосного случайного сигнала при наличии детерминированной составляющей).

Наконец, функция **vec2mat** позволяет преобразовать вектор в матрицу с заданным числом столбцов, располагая содержимое

вектора по строкам матрицы и при необходимости дополняя последнюю строку нулями.

2.9. Пример использования пакета Communications

В качестве примера использования возможностей пакета Communications рассмотрим моделирование приемника и передатчика модема, работающего в соответствии с Рекомендацией ITU-T V.32bis ([5]; достаточно подробное описание формирования сигнала имеется также в книге [6]) и реализующего скорость передачи данных 14 400 бит/с. Конечно, данный протокол в настоящее время является устаревшим, но он обладает многими характерными чертами систем цифровой связи и благодаря своей простоте удобен для использования в учебных и демонстрационных целях.

Входным сигналом модема является последовательный битовый поток данных, для кодирования и модуляции которого в протоколе V.32bis используется следующая последовательность процедур.

1. Входной битовый поток данных проходит через *скремблер*, структурная схема которого показана на рис. *2*. Скремблер представляет собой рекурсивный фильтр, операции сложения в котором производятся по модулю два. Порядок фильтра $m = 23$, положение отвода: для вызывающего модема $n = 18$, для отвечающего модема $n = 5$. Назначение скремблера — сделать сигнал псевдослучайным.

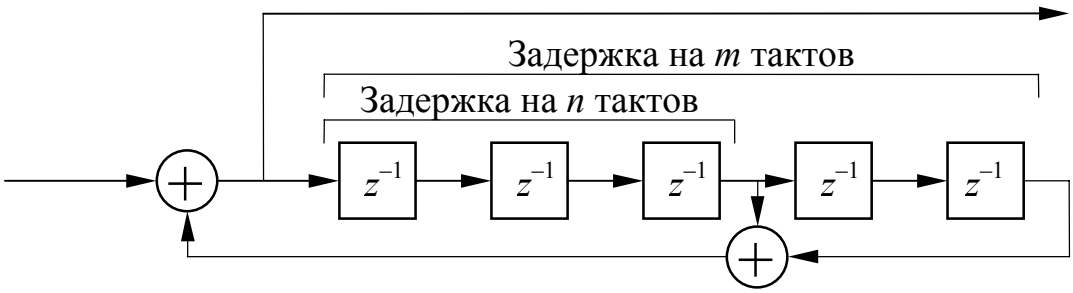


Рис. 2. Структурная схема скремблера.

6. Скремблированный битовый поток разбивается на *символы* длиной по 6 бит.
7. Два первых бита сформированного символа подвергаются дифференциальному кодированию. Это кодирование математически описывается следующим образом: $Y(n) = (Q(n) - Y(n-1)) \bmod 4$. Здесь $Q(n)$ — целое число, представляемое

двумя кодируемыми битами, $Y(n)$ — результирующее двухбитовое целое число, $Y(n-1)$ — результат дифференциального кодирования предыдущего символа.

8. Дифференциально-кодированные биты $Y_1(n)$ и $Y_2(n)$ подаются на сверточный кодер, структурная схема которого приведена на рис. *3*. Кодер формирует избыточный бит $Y_0(n)$, пропуская на выход биты $Y_1(n)$ и $Y_2(n)$ без изменений.

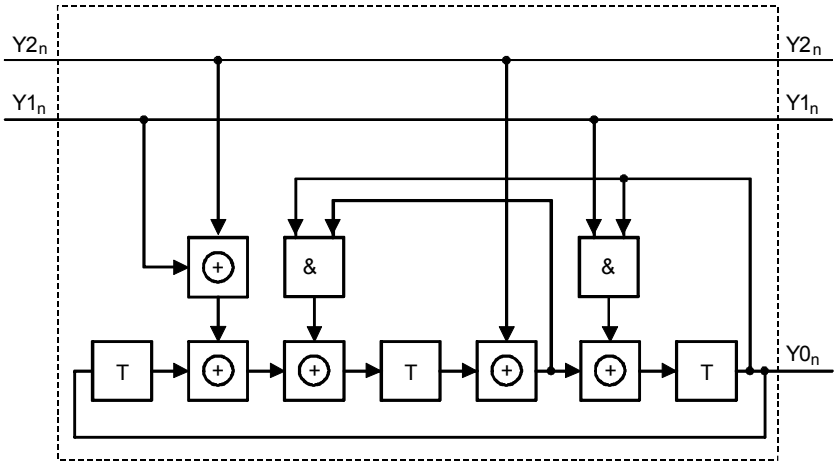


Рис. 3. Структурная схема сверточного кодера.

9. Избыточный бит $Y_0(n)$, дифференциально-кодированные биты $Y_1(n)$ и $Y_2(n)$ и четыре бита, не подвергавшиеся дифференциальному кодированию, образуют символ, передаваемый в течение одного символьного такта (символьная скорость — 2400 символов/с). Этот символ отображается на комплексную плоскость с использованием созвездия квадратурной манипуляции, показанного на рис. 4. В рассматриваемых далее MATLAB-примерах используется созвездие, сформированное заранее в виде вектора комплексных чисел и сохраненное в MAT-файле **map32144.mat** (идентификатор переменной — **constellation**). Для создания рис. 4 использована функция **modmap**, вызов которой осуществляется для этого следующим образом:

```
load map32144
modmap('qask/arb', real(constellation), imag(constellation))
```

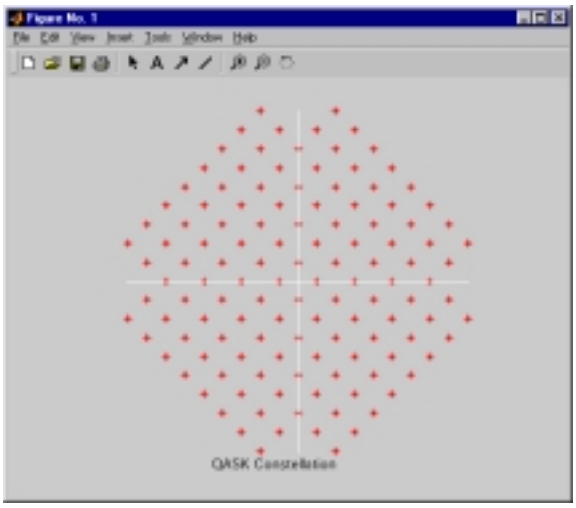


Рис. 4. Созвездие квадратурной манипуляции, используемое модемами V.32bis при скорости 14 400 бит/с.

10. Для сужения полосы модулирующего сигнала и ослабления межсимвольной интерференции полученный после отображения комплексный сигнал подвергается интерполяции с использованием формирующего фильтра нижних частот (ФНЧ). В качестве такого фильтра, как правило, используется ФНЧ с косинусоидальным сглаживанием АЧХ (*raised cosine*).
11. Комплексный сигнал $s_M(t)$ после фильтрации используется для модуляции несущего колебания с частотой $f_0 = 1800$ Гц, в результате чего получается сигнал передачи данных $s(t) = \mathrm{Re}[s_M(t)\exp(j2\pi f_0 t)]$.

2.9.1. Функция моделирования передатчика модема V.32bis

Реализуем модель передатчика модема в виде функции **mod32144**, которая будет получать на входе вектор передаваемых битов **x** и возвращать вектор отсчетов модулированного сигнала **y**:

```
function y = mod32144(x)
```

Скремблер, представляющий собой дискретный фильтр, математические операции в котором выполняются по модулю два, удобно реализуется с помощью функции **gffilter**:

```
xs = gffilter(1, [1 zeros(1,17) 1 zeros(1,4) 1], x(:)');
```

Разделение скремблированного битового потока **xs** на шестибитовые символы выполняется с помощью функции **vec2mat**:

```
sy = vec2mat(xs, 6);
```

Далее два первых бита символов **sy** подвергаются дифференциальному кодированию, при этом преобразование пар битов в целые числа и обратно осуществляется с помощью функций **bi2de** и **de2bi** соответственно:

```
bits12 = sy(:,1:2);
y12 = bi2de(bits12);
y12(2:2:end) = -y12(2:2:end);
y12m = cumsum(y12);
y12m(2:2:end) = -y12m(2:2:end);
y12m = mod(y12m, 4);
bits12m = de2bi(y12m, 2);
```

Сверточный код, соответствующий структурной схеме рис. *3*, является нелинейным, поэтому он не может быть задан в виде коэффициентов полиномов. Заполняем поля структуры **conv_code**, описывающей код, вручную:

```
conv_code.numInputSymbols = 4;
conv_code.numOutputSymbols = 8;
conv_code.numStates = 8;
conv_code.nextStates = [0 2 3 1; 4 7 5 6; ...
                        1 3 2 0; 7 4 6 5; ...
                        2 0 1 3; 6 5 7 4; ...
                        3 1 0 2; 5 6 4 7];
conv_code.outputs = repmat([0 1 2 3; 4 5 6 7], 4, 1);
```

Теперь осуществляем собственно сверточное кодирование дифференциально-кодированных битов **bits21m** с помощью функции **convenc**:

```
bits12m = bits12m';
bits12m = bits12m(:);
bits012 = convenc(bits12m, conv_code);
```

Результат работы сверточного кодера **bits012** представляет собой вектор, в котором последовательно расположены тройки интересующих нас битов. Преобразуем вектор в матрицу с помощью функции **vec2mat** и объединяем результат с теми четырьмя столбцами из матрицы **sy**, которые не подвергались дополнительным преобразованиям. В результате получаем

семибитовые символы в битовом (**sy7**) и десятичном (**sy_dec**) представлении:

```
sy012 = vec2mat(bits012, 3);
sy7 = [(sy012) sy(:,3:6)];
sy_dec = bi2de(sy7, 'left-msb');
```

Имеющиеся в пакете Communications функции цифровой модуляции, к сожалению, не реализуют формирование спектра сигнала при квадратурной манипуляции, поэтому нам придется осуществить необходимые шаги вручную. Прежде всего загружаем описание используемого созвездия и отображаем семибитовые символы на комплексную плоскость с помощью функции **modmap**:

```
load map32144
sy_mapped = modmap(sy_dec, 1, 1, 'qask/arb', ...
            real(constellation), imag(constellation));
```

Теперь производим формирование спектра, выполняя интерполяцию сигнала **sy_mapped** с использованием SQRT-варианта фильтра с косинусоидальным сглаживанием АЧХ. Частота дискретизации повышается при этом в восемь раз, до значения $2400 \times 8 = 19200$ Гц:

```
Fd = 2400;
Fs = Fd*8;
s_m = rcosflt(sy_mapped, Fd, Fs, 'sqrt');
```

Наконец, интерполированный сигнал **s_m** подвергается аналоговой квадратурной модуляции с помощью функции **amod**:

```
Fc = 1800;
y = amod(s_m, Fc, Fs, 'qam');
```

Модулированный сигнал **y** является результатом работы функции.

Протестируем функцию, подав на ее вход вектор из 10 000 бит, сформированный с помощью функции **randint**:

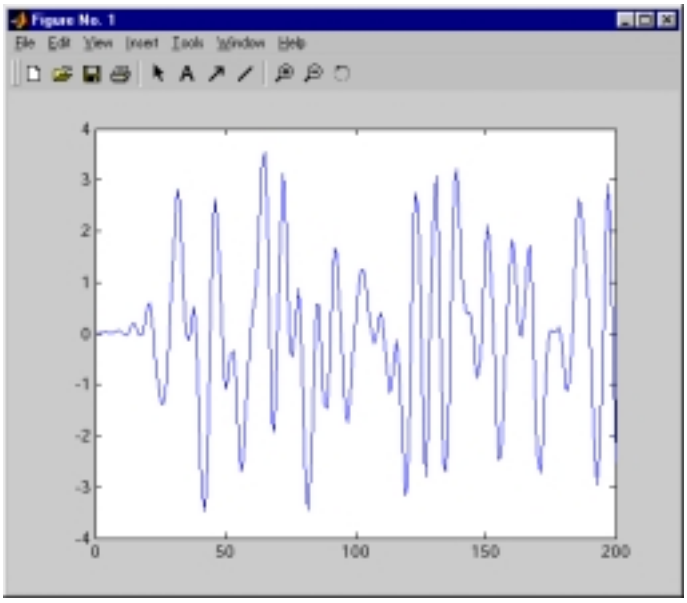
```
x = randint(1, 10000);
y = mod32144(x);
```

Поскольку при квадратурной модуляции амплитуда и фаза

сигнала меняются одновременно, график полученного сигнала не слишком нагляден. Однако все же выведем его начальный фрагмент, а также покажем оценку спектральной плотности мощности полученного сигнала, произведя ее методом Уэлча с помощью функции **pwelch** пакета Signal Processing:

plot(y(1:200))
pwelch(y, [], [], [], 19200)

Полученные графики представлены на рис. *5*.



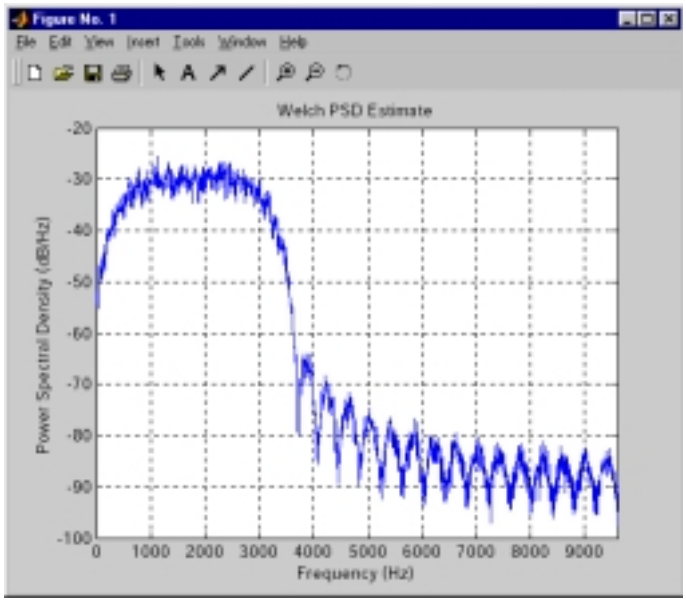


Рис. 5. Сформированный сигнал модема V.32bis (слева) и его спектр мощности (справа).

2.9.2. Функция моделирования приемника модема V.32bis

Функция **demod32144**, реализующая приемник модема V.32bis, выполняет преобразования, обратные по отношению к процессам, происходящим в передатчике. Функция принимает на входе массив отсчетов модулированного сигнала **y** и возвращает вектор принятых битов **z**:

```
function z = demod32144(y)
```

Прежде всего зададим необходимые константы: символьную скорость **Fd**, несущую частоту **Fc** и частоту дискретизации **Fs**:

```
Fd = 2400;
Fc = 1800;
Fs = Fd*8;
```

Как уже говорилось, функции цифровой модуляции пакета Communications не поддерживают формирование спектра при квадратурной манипуляции. Поэтому демодуляцию сигнала придется реализовать, вручную выполнив необходимые шаги. Сначала рассчитаем фильтр с косинусоидальным сглаживанием АЧХ, идентичный тому, который использовался в передатчике. Для этого служит функция **rcosine**:

```
b = rcosine(Fd, Fs, 'sqrt');
```

Теперь производим аналоговую демодуляцию с помощью функции **ademod**, указав рассчитанный фильтр в качестве используемого ФНЧ:

```
x_m = ademod(y, Fc, Fs, 'qam', b, 1);
```

Выводим диаграмму рассеяния с помощью функции **scatterplot**, чтобы посмотреть, как принятые точки ложатся на комплексную плоскость:

```
scatterplot(x_m, Fs/Fd)
```

Далее с помощью функции **demodmap** ищем точки используемого созвездия, ближайшие к принятым точкам (символьная скорость задана в виде двухэлементного вектора, второй элемент которого указывает положение оптимальных точек

дискретизации сигнала):

```
load map32144
sy = demodmap(x_m, [Fd 1], Fs, 'qask/arb', ...
        real(constellation), imag(constellation));
```

Кроме того, для последующей реализации исправления ошибок с помощью сверточного кода необходимо найти ближайшие к принятым точкам позиции восьми *частичных созвездий*, соответствующих восьми возможным комбинациям трех выходных бит сверточного кодера:

```
for k = 1:8
   sy1(:,k) = demodmap(x_m, [Fd 1], Fs, 'qask/arb', ...
            real(constellation((k-1)*16+(1:16))), ...
            imag(constellation((k-1)*16+(1:16))));
   sy1(:,k) = sy1(:,k) + (k-1)*16;
end
```

При обработке фильтрами в приемнике и передатчике сигнал приобретает некоторую задержку, которая в нашем примере равна шести символам (по умолчанию функции **rcosflt** и **rcosine** рассчитывают фильтр, длина импульсной характеристики которого соответствует шести символьным тактам). Поэтому необходимо удалить первые шесть принятых символов, соответствующих начальному переходному процессу фильтрации. Далее вектор десятичных представлений символов **sy** преобразуется в матрицу битовых представлений с помощью функции **de2bi**:

```
sy = sy(7:end);
sy1 = sy1(7:end,:);
sy_bits = de2bi(sy, 7, 'left-msb');
```

Подготовка структуры **conv_code**, описывающей сверточный код, производится точно так же, как это делалось в передатчике:

```
conv_code.numInputSymbols = 4;
conv_code.numOutputSymbols = 8;
conv_code.numStates = 8;
conv_code.nextStates = [0 2 3 1; 4 7 5 6; ...
                1 3 2 0; 7 4 6 5; ...
                2 0 1 3; 6 5 7 4; ...
                3 1 0 2; 5 6 4 7];
```

```
conv_code.outputs = repmat([0 1 2 3; 4 5 6 7], 4, 1);
```

К сожалению, способ реализации мягкого декодирования сверточных кодов, реализованный в настоящее время в функции **vitdec** пакета Communications, плохо приспособлен для декодирования сигнально-кодовых конструкций квадратурной манипуляции. Поэтому используем жесткое декодирование, предварительно выделив первые три бита каждого символа и преобразовав их в одномерный вектор:

```
y012 = sy_bits(:,1:3);
y012 = y012';
y012 = y012(:);
y12 = vitdec(y012, conv_code, 40, 'trunc', 'hard');
```

Алгоритм Витерби попытался исправить ошибки, имевшиеся в двухбитовых комбинациях, защищенных сверточным кодом. Однако в каждом символе имеются еще четыре бита, передававшиеся без такой защиты. Чтобы обеспечить коррекцию полных шестибитовых символов, мы подвергаем исправленную последовательность **y12** сверточному *кодированию*, чтобы получить исправленные значения избыточного бита. Результирующие трехбитовые комбинации определяют номера частичных созвездий, в которых следует искать точки, соответствующие исправленным символам. Результаты отображения принятых точек с использованием частичных созвездий сохранены в матрице **sy1**, так что сейчас мы просто выбираем из нее нужные элементы, сформировав набор линейных индексов с помощью функции **sub2ind**. После этого исправленные символы преобразуются в битовые представления с помощью функции **de2bi**:

```
bits012_corr = convenc(y12, conv_code);
bits012_corr = vec2mat(bits012_corr, 3);
y012_corr = bi2de(bits012_corr, 'left-msb');
sy = sy1(sub2ind(size(sy1), (1:length(sy))', y012_corr+1));
sy_bits = de2bi(sy, 7, 'left-msb');
```

Следующий этап — дифференциальное декодирование двух бит каждого символа. Для этого мы выделяем эти биты, преобразуем их в целое число и затем попарно складываем эти числа, соответствующие соседним символам, беря два младших бита от результата. Полученные числа преобразуются обратно в биты:

```
y12 = sy_bits(:,2:3);
z12 = bi2de(y12);
z12dec = bitand([0;z12(1:end-1,:)]+z12, 3);
sy_bits(:,2:3) = (de2bi(z12dec));
```

Последний этап — дескремблирование битового потока. Мы удаляем избыточный бит, преобразуем матрицу шестибитовых информационных символов в битовый поток и реализуем дескремблер, который представляет собой нерекурсивный фильтр, легко реализуемый с помощью функции **gffilter**:

```
zs = sy_bits(:, 2:end);
zs = zs';
zs = zs(:);
z = gffilter([1 zeros(1,17) 1 zeros(1,4) 1], 1, zs');
```

Вектор дескремблированных битов **z** является результатом работы функции.

Протестируем функцию, подав на ее вход сформированный ранее вектор **y** отсчетов модулированного сигнала:

```
z = demod32144(y);
```

На рис. *6* показана диаграмма рассеяния, сформированная нашей функцией. Видно, что принятые точки соответствуют использованному созвездию (см. ранее рис. 4).

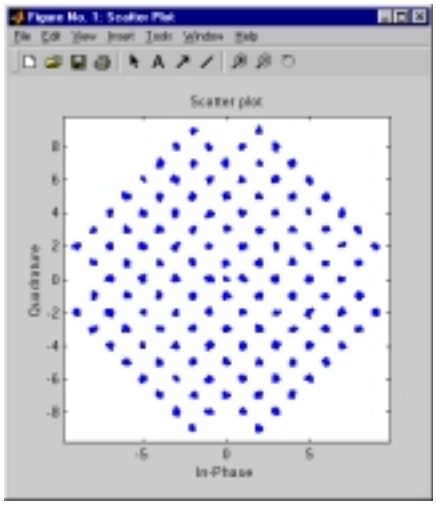


Рис. 6. Диаграмма рассеяния, выведенная функцией demod32144 при приеме сигнала.

Проверим правильность приема, сравнив переданную и принятую последовательности бит с помощью функции **symerr** (поскольку мы сравниваем векторы, содержащие только нули и единицы, функции **symerr** и **biterr** в данном случае оказываются эквивалентными). Принятый вектор содержит на два элемента больше, чем переданный, поскольку при передаче входной сигнал был дополнен двумя нулевыми битами для формирования целого числа шестибитовых символов, поэтому при сравнении нужно выделить первые 10 000 элементов:

```
symerr(x, z(1:10000))

ans =

    0
```

Как видите, сигнал принят правильно.

Данный пример является демонстрационным и не реализует ряда функций, необходимых в реальной системе цифровой связи. К таким функциям относятся адаптивная фильтрация для компенсации искажений, вносимых каналом связи, временная синхронизация, передача служебных сигналов для установления соединения и т. п. Все это также может быть реализовано средствами MATLAB с использованием прикладных пакетов Communications, Signal Processing и Filter Design.

3. Набор блоков Communications Blockset

Область применения набора блоков Communications Blockset та же, что и для пакета Communications Toolbox — моделирование систем связи, в первую очередь цифровых. В набор входят 10 библиотек, некоторые из которых содержат вложенные библиотеки. Шесть библиотек реализуют функции, имеющие прямое соответствие с приведенной на рис. *1* структурной схемой системы связи:

- **Comm Sources** — источники сообщений;
- **Comm Sinks** — получатели сообщений;
- **Source Coding** — кодирование и декодирование источника;
- **Channel Coding** — помехоустойчивое кодирование/ декодирование;
- **Modulation** — модуляция/демодуляция;
- **Channels** — модели каналов связи.

Кроме того, в наборе имеется ряд дополнительных библиотек:

- **Basic Comm Functions** — блоки низкоуровневых операций;
- **Synchronization** — блоки синхронизации;
- **Interleaving** — блоки перемежителей/деперемежителей;
- **Utility functions** — вспомогательные блоки.

Рассмотрим состав библиотек набора подробнее.

3.1. Comm Sources (источники сообщений)

В этой библиотеке содержатся блоки, предназначенные для генерации сообщений, шумов и помех. Это генераторы случайных целых чисел с равномерным распределением, распределением Пуассона и распределением Бернулли; генератор псевдослучайной последовательности, создаваемой с помощью сдвигового регистра с обратной связью; генераторы шума с равномерным, гауссовским, рэлеевским и райсовским распределениями; генератор двоичных ошибок, аналогичный функции **randerr** пакета Communications Toolbox; блок чтения данных из файла; наконец, два генератора, управляемых напряжением — для непрерывного и дискретного времени моделирования.

3.2. Comm Sinks (получатели сообщений)

В этой библиотеке содержится всего четыре блока — счетчик ошибок, аналогичный функции **symerr** пакета Communications Toolbox, блок записи данных в файл и два блока анализа сигналов с амплитудной или квадратурной манипуляцией, отображающих глазковую диаграмму и диаграмму рассеяния. Один из этих двух блоков предназначен для моделей с непрерывным временем, второй — для моделей с дискретным временем. Выводимые диаграммы аналогичны тем, что формируются функциями **scatterplot** и **eyediagram** пакета Communications Toolbox.

3.3. Source Coding (кодирование и декодирование источника)

Номенклатура блоков данной библиотеки в целом совпадает с составом функций соответствующей категории из пакета Communications Toolbox, однако отсутствуют блоки, реализующие оптимизацию параметров квантования. Единственным существенным дополнением является наличие блоков, осуществляющих дифференциальное кодирование и декодирование двоичного сигнала.

3.4. Channel Coding (помехоустойчивое кодирование/декодирование)

Данная библиотека содержит две вложенных библиотеки — отдельно для блочных (**Block**) и сверточных (**Convolutional**) кодов. Номенклатура поддерживаемых кодов в точности та же, что и в пакете Communications Toolbox. Единственным дополнением является наличие блока, осуществляющего декодирование сверточных кодов не по алгоритму Витерби, а по максимуму апостериорной вероятности (блок **APP Decoder**).

3.5. Modulation (модуляция/демодуляция)

Данная библиотека содержит четыре вложенных библиотеки:

- **Analog Baseband Modulation** — аналоговая модуляция, моделирование комплексной огибающей;
- **Analog Passband Modulation** — аналоговая модуляция, моделирование вещественного сигнала;
- **Digital Baseband Modulation** — цифровая модуляция, моделирование комплексной огибающей;
- **Digital Passband Modulation** — цифровая модуляция, моделирование вещественного сигнала.

Две последних библиотеки, в свою очередь, содержат вложенные библиотеки для отдельных видов модуляции.

По сравнению с пакетом Communications Toolbox среди поддерживаемых видов аналоговой модуляции отсутствует квадратурная модуляция, а для цифровой модуляции отсутствует специальная поддержка концентрических созвездий при квадратурной манипуляции. Зато расширен набор поддерживаемых разновидностей частотной манипуляции с непрерывной фазой, а также добавлена поддержка фазовой манипуляции с дифференциальным кодированием.

3.6. Channels (модели каналов связи)

В данную библиотеку входят блоки, реализующие модели каналов связи четырех типов: канала с аддитивным гауссовским шумом (работа этого блока аналогична функции **awgn** пакета Communications Toolbox), каналов с рэлеевскими и райсовскими замираниями, а также двоичного симметричного канала с заданной вероятностью ошибки.

3.7. Basic Comm Functions (блоки низкоуровневых операций)

Данная библиотека содержит две вложенных библиотеки:

- **Integrators** — четыре блока интеграторов, работающих с непрерывным и дискретным временем моделирования;
- **Sequence Operations** — блоки, позволяющие выполнять различные операции над последовательными потоками данных (скремблирование и дескремблирование, дублирование значений и устранение дублирования, вставку нулей, выделение некоторых элементов по заданному правилу, внесение фазового сдвига и вычисление фазового сдвига между двумя сигналами).

3.8. Synchronization (синхронизация)

В данной библиотеке содержится четыре блока, реализующих различные варианты системы фазовой автоподстройки частоты. Эти блоки предназначены для моделирования подсистем временной и фазовой синхронизации в системах связи.

3.9. Interleaving (блоки перемежителей/деперемежителей)

В ряде случаев ошибки при передаче информации по каналу связи возникают *пакетами*, то есть искажается сразу несколько передаваемых подряд символов. Для облегчения борьбы с такими ошибками в системах связи используют *перемежение* — перестановку последовательности символов на передающей стороне. В приемнике производится обратная перестановка (деперемежение). В результате деперемежения пакет ошибок превращается в серию *одиночных* ошибок, распределенных во времени. Это облегчает исправление ошибок с помощью корректирующих кодов.

Данная библиотека содержит две вложенных библиотеки:

- **Block** — блочные перемежители, производящие перестановку символов в пределах отдельных блоков;
- **Convolutional** — сверточные перемежители, производящие непрерывную перестановку символов, не разделяя сообщение на отдельные блоки.

3.10. Utility functions (вспомогательные блоки)

В данную библиотеку входит четыре блока. Два из них реализуют преобразование десятичных чисел в их битовые представления и обратно (эти блоки аналогичны функциям **de2bi** и

bi2de пакета Communications Toolbox). Третий блок осуществляет преобразование уровней и мощностей сигналов из линейных единиц в децибелы или наоборот. Наконец, последний блок реализует преобразование схемы кодирования данных (например, с использованием кода Грея).

3.11. Пример использования набора блоков Communications

Среди демонстрационных моделей, поставляемых в составе набора блоков Communications Blockset, имеется ряд интересных примеров. Один из них, показанный на рис. *7*, реализует модель системы передачи данных с использованием дискретной многочастотной модуляции. Такая модуляция используется в ряде технологий xDSL, предназначенных для скоростной передачи данных по абонентским телефонным линиям.

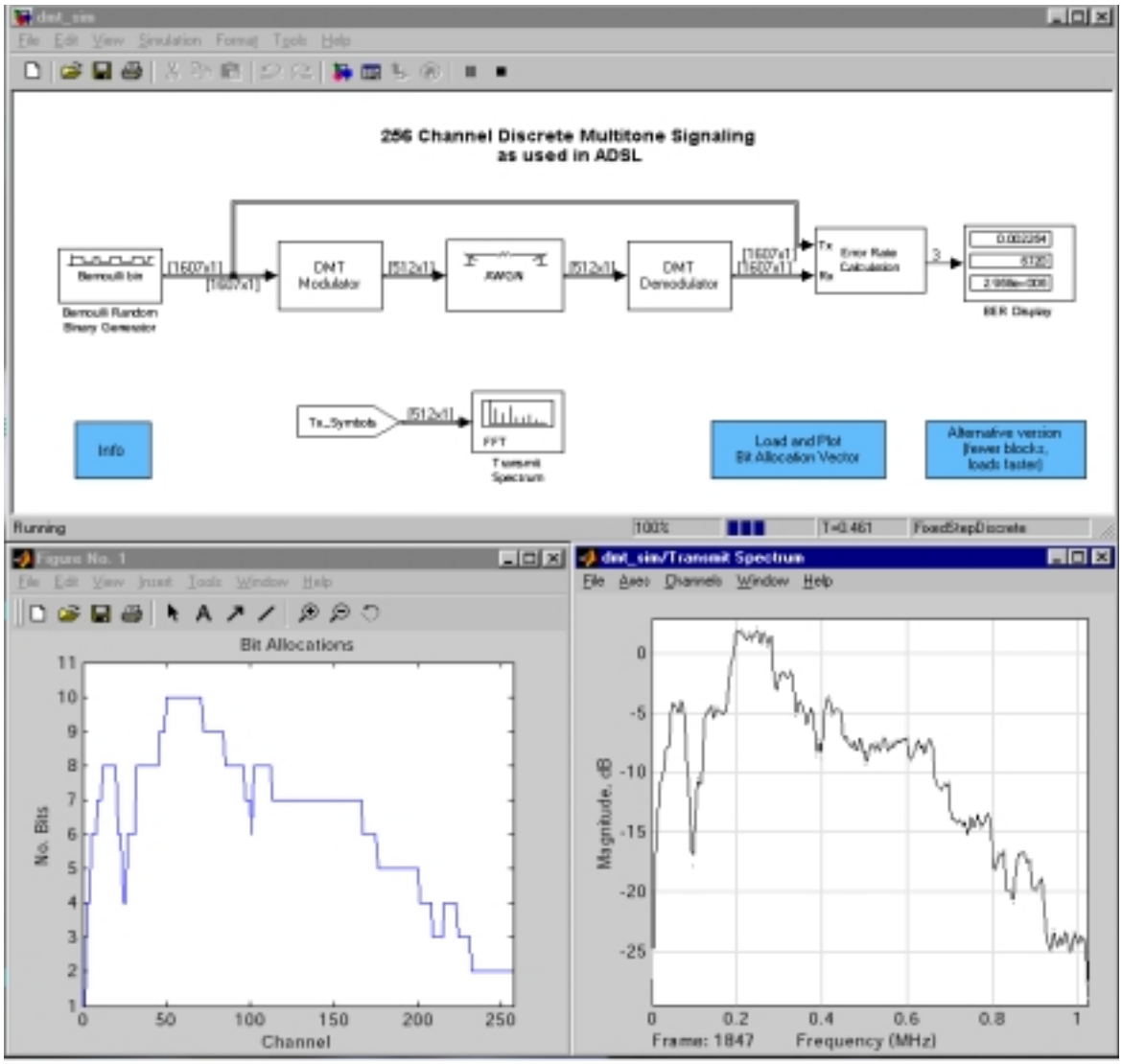


Рис. 7. Модель, реализующая передачу данных с использованием многочастотной дискретной модуляции, применяемой в технологии ADSL.

В верхней части рисунка показана общая структура модели, внизу слева отображается распределение общей скорости передачи данных по частотным каналам (график показывает число бит, передаваемое по каждому из 256 частотных каналов), а внизу справа демонстрируется спектр передаваемого сигнала. Видно, что форма спектра в целом повторяет график распределения скорости передачи данных. Неравномерность распределения информационной загрузки каналов используется для реализации максимально эффективного использования возможностей канала связи и учета помеховой обстановки.

4. Заключение

Пакет расширения Communications Toolbox и набор блоков Communications Blockset позволяют моделировать системы связи самого разнообразного назначения. При необходимости возможности этих компонентов MATLAB могут быть дополнены путем создания собственных функций и блоков либо путем привлечения еще более специализированных пакетов. Примером такого пакета является набор блоков CDMA Reference Blockset, предназначенный для моделирования системы беспроводной связи с кодовым разделением доступа (стандарт IS-95A).

Литература

1. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. /Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000.
2. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
3. Communications Toolbox User’s Guide. The MathWorks, Inc., 2000.
4. Using the Communications Blockset. The MathWorks, Inc., 2001.
5. A Duplex Modem Operating at Data Signalling Rates of up to 14400 bit/s for Use on the General Switched Telephone Network and on Leased Point-to-Point 2-Wire Telephone-Type Circuits. ITU-T Recommendation V.32bis. ITU-T, Geneva, 1991.
6. *Лагутенко О.И.* Модемы. Справочник пользователя. СПб.: Лань, 1997. 368 с.

УДК 519.6

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИМВОЛЬНОГО ПОЛИНОМА В СИМВОЛЬНЫЙ МАССИВ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Толочко О.И., Федоряк Р.В.
Донецкий государственный технический университет, г. Донецк, Украина
e-mail: toi@elf.dgtu.donetsk.ua

При решении задач полиномиального синтеза систем автоматического управления часто возникает необходимость в преобразовании символьного полинома с символьными коэффициентами в символьный вектор его коэффициентов.

Существующая в Symbolic Toolbox функция **v=sym2poly(P)** выполняет аналогичное преобразование только для символьного полинома с численными коэффициентами. Например, последовательность команд

```
syms p
G=2*p^2+3*p+1
gv=sym2poly(G)
```

формирует численный вектор

gv=[2, 3, 1] (class(G) – sim, class(gv) – double).

Попытка проделать аналогичную операцию с полиномом с символьными коэффициентами приводит к выводу сообщения *«Input has more than one symbolic variable».*

Для устранения этого недостатка можно разработать двухаргументную функцию, первым входным параметром которой является символьный полином *P*, а вторым – независимая символьная переменная *x*, так что

$$P_n(a,x) = a_1x^n + a_2x^{n-1} + \ldots + a_nx + a_{n+1}\,. \qquad (1)$$

Эта функция может определять коэффициенты полинома a_i последовательной подстановкой в него $x=0$ и последующим преобразованием многочлена путем вычитания из него свободного члена и деления полученного результата на независимую

переменную:

$$a_{i+1} = P_i(a,0), \quad P_{i-1}(a1,x) = [P_i(a,x) - a_{i+1}]/x. \qquad (2)$$

Последовательность операций (2) следует продолжать до тех пор, пока значение полинома не станет нулевым.

Хотя описанный алгоритм предельно прост, реализация его средствами приложения вызывает определенные трудности.

Например, без использования m-функции безошибочно выполняется следующая последовательность команд

```
syms b c x a
P=b*x^3+(b+c)*x^2+b*c*x+c
P1=P; i=1;
while P1~=0
  x=0; a(i)=eval(P1); syms x
  P1=collect(P1-a(i),x); P1=simple(P1/x); i=i+1;
end
a=fliplr(a);
```

Попытка же создать на основе этой программы функцию терпит неудачу. Ее выполнение прерывается с сообщением об ошибке на команде *a(i)=eval(P1)*. Ошибка устраняется при замене этой операции одной из команд

```
a(i)=maple('eval',P,[char(x),'=0']);
a(i)=maple('eval',P,sprintf('%s=0',char(x)));
a(i)=subs(P1,x,0);
```

Таким образом, функция, решающая поставленную задачу, может выглядеть следующим образом:

```
function a=poly2koef(P,x)
syms a; i=1;
while P ~= 0
   a(i)=subs(P,x,0);
   P=collect(P-a(i),x);
   P=simple(P/x); i=i+1;
end
a=fliplr(a);
```

Следует обратить внимание на то, что при отсутствии операции упрощения **simple** выражения *P/x* при очередном выполнении **subs(P,x,0)** или **maple('eval',P,[char(x),'=0'])** возникнет ситуация «деление на ноль». Предварительное использование

функции **collect** также помогает предотвратить эту ситуацию, так как при сложных выражениях для коэффициентов одной команды **simple** иногда оказывается недостаточно.

Литература

1. *Потемкин В.Г.*, *Рудаков П.И.* Система MATLAB 5 для студентов. 2-е изд. М.: ДИАЛОГ-МИФИ. 1999. 448 с.

УДК 528.94 + 528.9:002.6

СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГИС И MATLAB В ЛАНДШАФТНОМ КАРТОГРАФИРОВАНИИ

Шибких А.А.
Институт водных и экологических проблем СО РАН, г. Барнаул
e-mail: saa@iwep.ab.ru

Одним из приоритетных научных направлений в настоящее время являются исследования в сфере экологии, где широкое распространение получило совместное использование географических и картографических методов и математических моделей. На данный момент неоспоримым фактом является преобладание применения географических информационных систем (ГИС) для решения задач, связанных с использованием картографической информации. Как и большинство серьезных программных продуктов, наиболее распространенные ГИС, такие как ArcInfo или MapInfo, несмотря на наличие внутренних языков программирования (Avenue и MapBasic соответственно), поддерживают возможность подключение дополнительных модулей (Extension), реализованных в других программных средах. Кроме того, при программировании на внутренних языках существует возможность подключения библиотек процедур и функций из других языков программирования.

При разработке ГИС-приложений следует учитывать тот факт, что для решения большинства задач, связанных с применением ГИС при картографировании, достаточно создания баз данных (в виде таблиц), элементы которых имеют пространственную привязку и элементарных процедур работы с ними. Вследствие этого внутренние языки программирования в ГИС ориентированы в первую очередь на разработку приложений такого типа, в ущерб простоте создания и скорости реализации решения других задач. Поэтому, при разработке сложного ГИС-проекта следует внимательно подходить к вопросу выбора программных средств, используемых на его отдельных этапах.

Все многообразие картографических задач условно можно разделить на 3 типа:

1. геометрические (пространственные) задачи, примером которых

являются задачи подсчета площадей и периметров контуров, наименьшего (наибольшего) расстояния между группами объектов, получение слоя полигонов оверлейным наложением других слоев, получение цифровой модели рельефа и т.д.;

2. специфические вычислительные задачи, являющиеся завершающей стадией расчетов, использующих картографическую информацию, например задачи гидрологического моделирования.
3. задачи, связанные с использованием содержательных характеристик картографируемых явлений, примерами которых являются задачи группировки территориальных единиц по комплексу показателей, выявление аналитических характеристик синтетического показателя и т.д., и не учитывающие в процессе моделирования их пространственного положения.

Для задач первого типа характерными являются следующие особенности:

- учитывая пространственную специфику картографируемых явлений, эти задачи являются достаточно распространенными;
- так как ГИС ориентированы на работу с пространственными данными, то основы для реализации таких задач уже заложены в них;
- несмотря на применение этих задач для различных целей, они являются достаточно однообразными.

Поэтому подавляющее их большинство уже реализовано и, в основном, с помощью внутренних языков программирования наиболее распространенных ГИС и, зачастую, входит в комплект стандартной поставки ГИС-ориентированного программного обеспечения.

Задачи второго типа являются достаточно специфическими, при решении которых применяются сложные математические вычисления. Как правило, программное обеспечение для их решения разрабатывается отдельно, с применением популярных сред программирования, таких как Delphi, Visual C и т.д. Принимая во внимание наличие сложных вычислительных алгоритмов, существует возможность (учитывая простоту программирования) и необходимость (учитывая хорошую скорость вычислений) применение системы MATLAB для решения этих задач.

Однако наиболее перспективным направлением применения системы MATLAB на данный момент можно считать третий тип задач, для успешного решения которых необходима простая и эффективная организация доступа к данным, заложенным в картографическое произведение. При использовании содержательных характеристик следует учесть тот факт, что в

отличие от карт общего назначения (топографических, физико-географических и т.д.) для большинства тематических карт не существует четко формализованного подхода к их составлению. Поэтому многие тематические карты сопровождаются сложными легендами, имеющими, однако четко выраженную структуру. При необходимости автоматизации процессов извлечения из карты для дальнейшего использование не только самого картографируемого синтетического показателя, но и его аналитических составляющих последовательность действий выглядит следующим образом:

1. определение правил формирования синтетического показателя;
2. выявление структуры записи синтетического показателя через его аналитические составляющие;
3. программная реализация процедур работы с этой структурой.

Типичным примером карты, отражающей кроме картографируемого показателя и его аналитические характеристики, является ландшафтная карта. Текстовое описание элемента легенды ландшафтной карты состоит из описания геолого-геоморфологического, растительного (геоботанического) и почвенного компонентов ландшафта и связей между ними и их составляющими. Ведущим фактором выделения ландшафта является рельеф, вторичным – комбинации растительности и почвенного покрова. Причем в описании рельефа, растительности и почвенного покрова также прослеживается четко выраженная структура. В качестве примера можно рассмотреть структуру записи одного из ландшафтов, представленных на ландшафтной карте Алтайского края масштаба 1:500 000: "склоны ложбин древнего стока террасированные, пологие, слаборасчлененные с богато-разнотравно-типчаково-ковыльными луговыми степями и солонцово-солончаковыми лугами на обыкновенных, выщелоченных и солонцеватых черноземах и березовыми колками на серых лесных осолоделых почвах".

Можно выделить следующие элементы такой записи (см. рис. 1):

- – каркас, представляющий собой обязательную структуру (ландшафт, группа компонентов ландшафта, компонент ландшафта);
- – связи между геолого-геоморфологическим компонентом ландшафта и почвенно-растительными компонентами (связи между почвенно-растительными компонентами отражают их количественное (площадное) соотношение);
- – связи между компонентами ландшафта внутри группы компонентов (имеют только связующий смысл);
- – связи между типами компонента ландшафта (отражают

количественное соотношение между типами отдельно взятого компонента ландшафта);

- – характеристики (подтипы) типа компонента ландшафта, представляющие собой его специфические свойства (например, в словосочетании "луговые степи" характеристика "луговые" отражает наибольшую влажность почвенного покрова для растительного типа "степи").

При этом надо учитывать тот факт, что характеристика типа компонента ландшафта может отражать несколько различных свойств. Например, понятие классификация степей по влажности на "сухие", "засушливые", "настоящие" и "луговые" в классификации, используемой для карт такого масштаба, в итоге отражает такие, чаще всего количественные, параметры, как процентное содержание влаги в почве, химический состав и мощность гумусового покрова и т.д. Причем для различных типов фиксируются различные наборы этих параметров. Например, луга по увлажненности подразделяются на степные и настоящие. Поэтому количественные показатели типов компонентов ландшафта записываются в отдельные базы данных, а работа с ними осуществляется посредством базы данных, хранящей структуру записи ландшафта через его компоненты (в виде фиксации связей различного рода).

Для записи структуры и обязательных элементов существует 2 различных способа записи: запись "одним предложением" и запись связей в виде таблицы. Второй способ является наиболее естественным для ГИС, и, поэтому, легче реализуем. Очевидно, что при записи в виде таблицы большинство ячеек не будут никаких ссылок (для ландшафтной карты Алтайского края масштаба 1:500 000, содержащей 193 элемента легенды 2,3 % ячеек заполнены) и, следовательно, для ускоренного доступа к данным и уменьшения объема используемой памяти целесообразно применить метод записи разряженных (sparse) матриц. Хотя реализовать процедуры работы с форматом разряженных матриц достаточно просто и с помощью внутреннего языка ГИС, но, учитывая тот факт, что время, затраченное на доступ к данным, занимает до 80 % всего времени работы алгоритма, а скорость работы процедуры, написанной на MATLAB на порядок выше, чем в Avenue, то целесообразность применения MATLAB, как системы программирования с хорошими "скоростными" характеристиками, выглядит вполне очевидным.

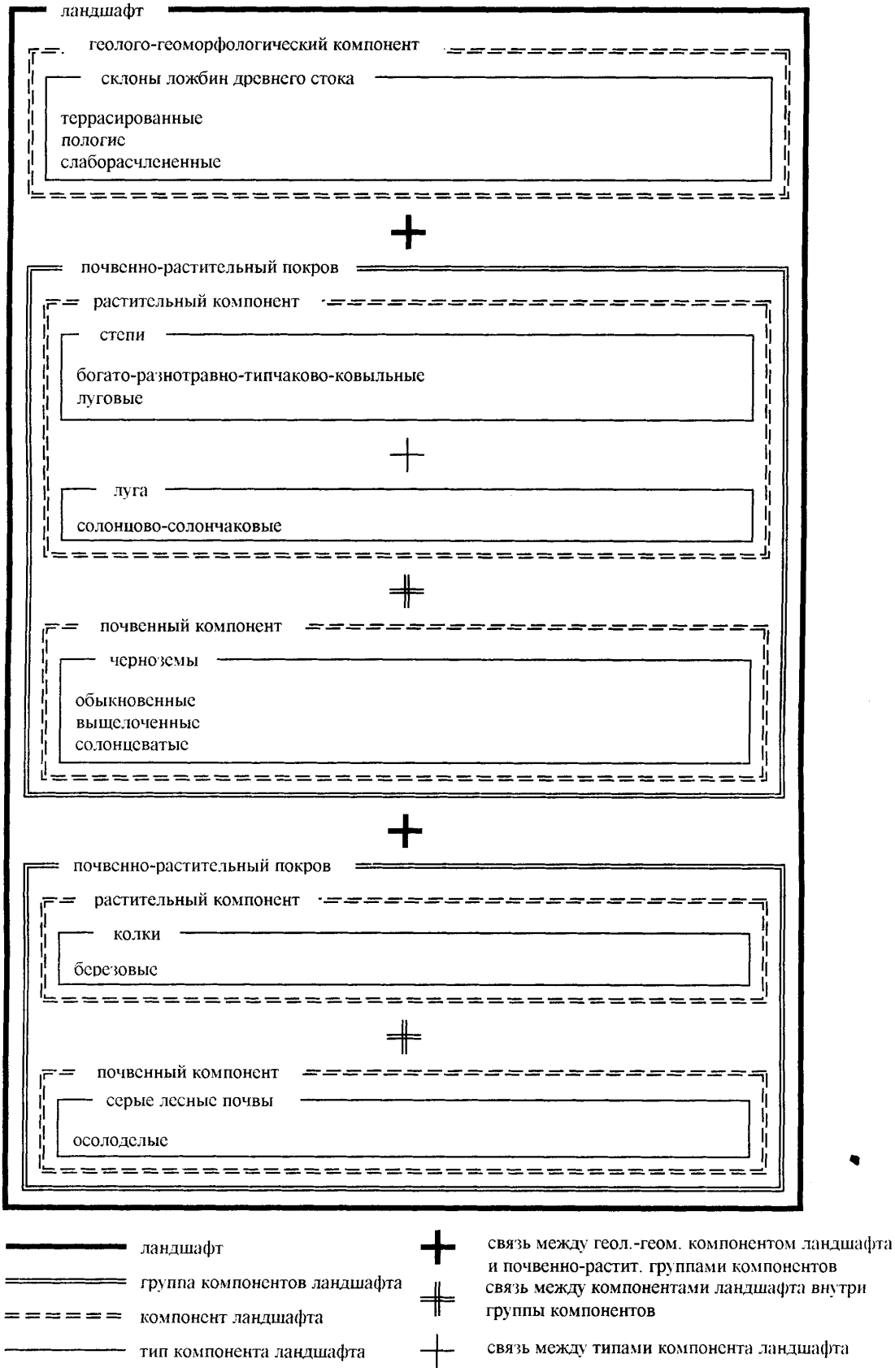


Рис. 1. Пример структуры элемента ландшафтной карты.

В последнее время в связи с богатым разнообразием проблем, решаемых с помощью ГИС-технологий, происходит разделение программного обеспечения по его назначению. Если раньше создавались полновесные ГИС-пакеты, то сейчас ставка делается на ГИС-основу ("геометрические" алгоритмы, алгоритмы работы с базами данных и интерфейс) и подключаемые модули. При этом упрощаются способы подключения библиотек процедур и функций, написанных с помощью других языков программирования, в том числе и специализированных, что открывает широкие возможности для их применения при решении задач, связанных с картографическим моделированием.

Работа поддержана грантами РФФИ № 01-05-65334 и № 02-05-81013.