

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

***Часть 5. Имитационное
моделирование. Simulink и Stateflow***

Под общ. ред. И.В. Черных

СОДЕРЖАНИЕ

ОЦЕНКА РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ НА ФОНЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ Бабусенко С.И., Бондарцов Ю.А.....	592
ОПЕРАЦИОННЫЙ МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСНЫХ СПЕКТРОВ В СРЕДЕ SIMULINK Васильев В.В., Симак Л.А., Воронова О.С.	598
АЛЬТЕРНАТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЧИСТОГО ЗАПАЗДЫВАНИЯ И «БЕСКОНЕЧНЫЕ» ЭКСПЕРИМЕНТЫ С SIMULINK-МОДЕЛЯМИ Володин В.М., Данилов А.И., Кошелева И.В.	604
МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ РЕАКТОРА ИГР С ПРИМЕНЕНИЕМ ПАКЕТА MATLAB/SIMULINK Горбаненко О.А., Клименко А.С.	612
ОСОБЕННОСТИ ТЕЧЕНИЯ МОДЕЛЬНОГО ВРЕМЕНИ В СРЕДЕ SIMULINK Данилов А.И.	623
АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАТОРОВ В SIMULINK Жуков К.Г.	625
РАСЧЕТ ДРОССЕЛЬНОГО ГИДРОПРИВОДА С ПОМОЩЬЮ SIMULINK Исаев Ю.М., Шавлович З.А.	628
MATLAB – ИНСТРУМЕНТАРИЙ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНДУКЦИОННЫХ СИСТЕМ Костюкова Т.П., Фандрова Л.П.	634

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС FLIGHTSIM ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА ДИНАМИКИ САМОЛЕТА С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK Кувшинов В.М., Анимица О.В.....	638
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА В ПАКЕТЕ SIMULINK/MATLAB Линенко А.В., Исламов Р.Н.....	651
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА КОММУТАЦИИ МНОГОСТАДИЙНЫХ СХЕМ КЛОЗА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНСТРУМЕНТАРИЯ SIMULINK ПАКЕТА MATLAB Машечкин И.В., Веселов Н.А., Журавлёв Е.А.	657
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СРЕДСТВ СИСТЕМЫ MATLAB В ИССЛЕДОВАНИЯХ ПО БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ Рапаков Г.Г.	667
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ Решмин Б.И.	681
ПРИМЕНЕНИЕ ПАКЕТОВ SIMULINK И STATEFLOW ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ С УНИТАРНО-КODOVЫМ ДАТЧИКОМ Туренко Т.В.....	694
ПРИМЕНЕНИЕ ПАКЕТА MATLAB В ПРОЦЕССЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ГАЗОРАЗРЯДНОЙ ЛАМПЫ Хайбуллин И.С.....	705
МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА, РАБОТАЮЩЕГО НА РЕЗОНАНСНУЮ НАГРУЗКУ Черных И.В., Лузгин В.И., Петров А.Ю.	710

УДК 621.372

ОЦЕНКА РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ НА ФОНЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ

Бабусенко С.И., Бондарцов Ю.А.

Военный институт радиоэлектроники, г. Воронеж

e-mail: serbs@mail.ru

Активное внедрение систем персональной мобильной радиосвязи для управления в ходе решения корпоративных задач является неотъемлемой чертой настоящего времени, а своевременность и достоверность информации определяют успех достижения цели. Количественный анализ реального функционирования систем передачи речи, как наиболее значимой составляющей трафика, затруднён в силу динамического изменения помеховой обстановки, а также по причине неоднозначной зависимости качества речи от структур воздействующих помех. В этой связи мониторинг качества предоставляемых услуг как в целях надёжного управления, так и его срыва является актуальной задачей.

Как известно, решающими факторами оценки качества речи являются естественность, узнаваемость, понятность, громкость и наличие помех с точки зрения восприятия речевых сигналов слуховым аппаратом человека, однако специфика организации систем управления, очевидно, обуславливает более низкие требования к естественности, психологической окраске речи, заостряя внимание на семантической понятности. В этих условиях целесообразно рассматривать показатель, характеризующий качество речи у потребителя информации, определяющийся разборчивостью.

Разборчивость речи представляет собой меру понятности, выраженную относительным числом правильно понятых элементов речи: фраз, слов, слогов, звуков [1].

Для автоматизации задачи оценки воздействия сосредоточенных помех на системы передачи речи целесообразно использовать инструментальный метод определения разборчивости, основанный на непосредственном расчёте без привлечения групп

экспертов-аудиторов. Такому подходу соответствует представление речевого сигнала в виде совокупности формант, а идея расчёта заключается в разложении речевого сигнала на элементарные составляющие – форманты и определении относительного числа неискажённых непосредственно у потребителя информации.

Следует отметить, что при расчёте разборчивости приходится иметь дело с частотно-зависимыми функциями, отражающими характеристики восприятия звуковых сигналов избирательной системой органов слуха (порог ощущения, критическая полоса слуха и др.). С учётом этого, задача в модели решается разделением сигнала в частотной области при помощи полосовых фильтров Чебышева 6 порядка на полосы равной артикуляционной разборчивости, в пределах которых можно пренебречь частотной зависимостью характеристик восприятия и отнести их к среднему значению, соответствующему центральной частоте каждой полосы.

Согласно [2] формантная разборчивость речи определяется как:

$$A = \sum_i \Delta A_{i\max} P_i(E')$$

где $\Delta A_{i\max} = n_i / n$ - вероятность встречаемости формант в полосе Δf_i (n_i - число формант в полосе Δf_i , n - число формант во всей полосе частот речевого сигнала); $P_i(E')$ - коэффициент восприятия, определяющий долю воспринятых формант в зависимости от уровня ощущения - E' в полосе частот Δf_i .

В модели зависимость $P_i(E')$ реализована в виде m-файла кубической сплайн-интерполяции для суммарного уровня шума $P_{ш} = 40dB$.

В условиях мешающих воздействий более 10dB величина маскировки помех становится равной эффективному уровню ощущения. В этом случае не учитываются индивидуальные свойства слуха, а разборчивость определяется спектральными уровнями речевого сигнала- B'_{pi} и шума- $B_{шi}$, тогда для расчётных полос частот можно записать:

$$E'_i = B'_{pi} - B_{шш}$$

При этом значения B'_{pi} и $B_{шш}$ определяются методом вычитания из аддитивной смеси $B'_{\sum i} = B'_{pi} + B_{шш}$. [7]. Для оптимальной оценки спектральных уровней речевого сигнала и помехи как нестационарных процессов конечной длительности, необходим выбор весовой функции, отвечающей требованиям цифрового анализа с позиций частотного и временного разрешения.

Спектральный уровень сигналов B_i определяется с использованием непараметрического метода оценки спектральной плотности мощности Велча [6]. Данная функция в модели определена при следующих параметрах:

- длительность выборки единичного измерения анализируемого сигнала 0,125 сек., что соответствует анализу фреймов звуковых файлов из 1024 элементов при частоте дискретизации $F_s = 8$ кГц (интервал усреднения выбран с учётом средней длительности звуков речи и интегрирующей способности органов слуха [2]);
- для обеспечения требуемой разрешающей способности используется окно Блэкмана длительностью 256 отсчётов, с перекрытием 75%;
- вычисление изменяемых периодограмм каждого сегмента построено на сетке выборок 512-точечного дискретного быстрого преобразования Фурье.

Используя обработку на основе функции Велча, в модели получена N-точечная оценка спектральной плотности мощности (СПМ) сигналов и помех. Средние интенсивности колебаний в полосе Δf_i определяются как $I_{cp_i} = (1/N) \sum_N I_i(N) \Delta f_i$, где $I_i(N)$ – дискретные отсчёты оценки СПМ в полосе $\Delta f_i = F_s / 2$. Для средней (в течении времени моделирования) интенсивности звука $I_{cp_i} [Bm / m^2]$ в полосе Δf_i спектральная интенсивность определяется как $I_i = I_{cp_i} / \Delta f_i$, а искомый спектральный уровень – $B_i = 10 \lg(I_i / I_0) [dB]$, где $I_0 = 10^{-12} [Bm / m^2]$ [2].

Функция оценки спектральной плотности мощности сигналов реализована в виде m-файла:

```
function [B]=mmmY(u)
Nwin=256; Nlap=200; Nfft=512; Fs=8000; window = 'blackman';
w = feval(window,Nwin,'periodic');
try
[b,f,t]=specgram(u,Nfft,Fs,w,Nlap); % получение сетки отсчётов
% дискретного БПФ
[PSD, W] = pwelch(u,w,Nlap,Nfft,Fs); % PSD - распределение
% мощности (энергии) на единицу частоты. W - вектор
% нормированных частот, на котором оценена
%спектральная плотность мощности сигнала.
catch
return
```

```

end
PSD=PSD*10^12; A=mean(PSD); % Средний
                               % спектральный уровень.
B=10*log10(A); % Переход к безразмерным единицам
                %измерения.

```

Согласно вышеизложенной методике средствами пакета Simulink системы MATLAB разработана модель оценки разборчивости речи на фоне сосредоточенных помех. Основой модели является система блоков и функций, представленная на рис. 1, реализующая выборку векторов временных отсчётов речевого сигнала из 16-бит звукового файла с частотой дискретизации F_s и генерацию сигналов помех, фильтрацию и вычисление средней оценки спектральных уровней в полосах равной артикуляционной разборчивости, нахождение среднего уровня ощущения и переход к коэффициенту восприятия. В конечном итоге вычисление формантной разборчивости сводится к определению среднего коэффициентов восприятия в 17 полосах равной артикуляционной разборчивости.

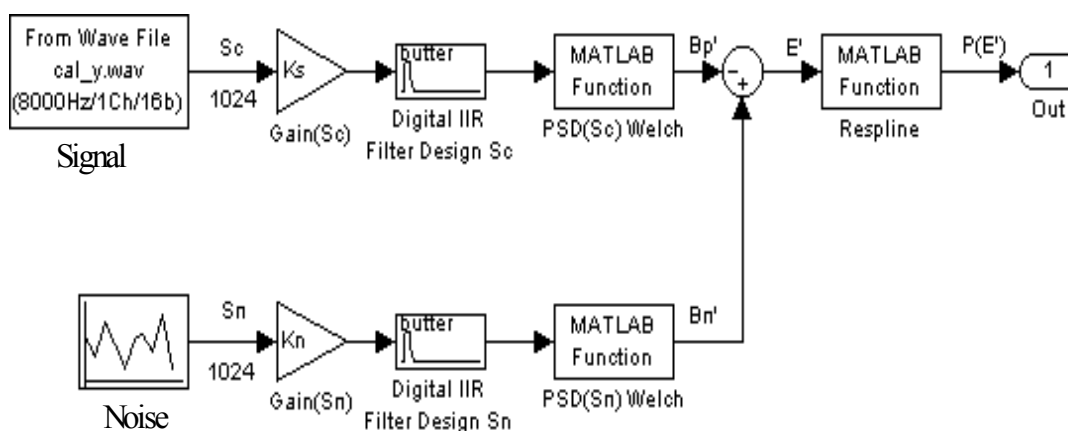


Рис. 1. Система блоков в модели измерения формантной разборчивости речевых сигналов.

Исследования проводились в условиях воздействия помех с суммарным уровнем 40 dB в полосе частот 0 – 4 кГц.

В результате моделирования средняя оценка параметров речи и помех, а в конечном итоге разборчивость, были получены по выборке из 1000 единичных измерений. Определив формантную разборчивость, по известным для данного языка зависимостям

выполнен переход к слоговой разборчивости – S.

Результаты оценки последней, от отношения сигнал/помеха, приведены на рис. 2 для суммарного уровня помех 40 dB различной структуры.

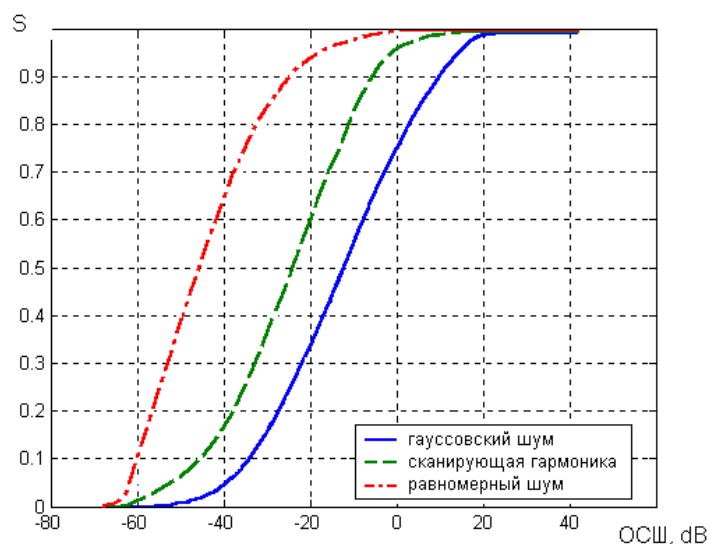


Рис. 2. Зависимость слоговой разборчивости от отношения сигнал/помеха для различных структур помех.

Полученные результаты расчёта формантной разборчивости совпадают с данными, приведенными в работах [1, 2] с точностью ~ 5%, а реализованный алгоритм обработки может быть предложен для использования в аппаратуре реального времени при оценке воздействия сосредоточенных помех на системы передачи речевой информации с возможностью визуального наблюдения измеряемых величин во временной и в частотной областях.

Литература

1. Михайлов В.Г., Златоусова Л.В. Измерение параметров речи /Под ред. М.А. Сапожкова. М.: Радио и связь, 1987.
2. Покровский Н.Б. Расчёт и измерение разборчивости речи. М.: Связьиздат. 1962.
3. Кулаичев А.П. Компьютерный контроль процессов и анализ сигналов. М.: Информатика и компьютеры. 1999.
4. Гультяев А.К. MATLAB 5.3. Имитационное моделирование в среде Windows: Практическое пособие. СПб.: КОРОНА принт, 2001.

5. Лабутин В.К., Молчанов А.П. Модели механизмов слуха. М.: Энергия, 1973.
6. Welch P.D. The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms //IEEE Trans. Audio Electroacoust. V. AU-15 (June 1967). P. 70-73.
7. Жук С.Я., Мячнев А.М. Методика оценки разборчивости речевых сигналов на фоне коррелированных помех //Радиоэлектроника, 2000. №2. С. 48-54.

УДК 681.3

ОПЕРАЦИОННЫЙ МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСНЫХ СПЕКТРОВ В СРЕДЕ SIMULINK

Васильев В.В., Симак Л.А., Воронова О.С.

Отделение гибридных моделирующих и управляющих систем в энергетике

ИПМЭ им. Г.Е. Пухова НАН Украины, г. Киев, Украина

e-mail: vsvv@visti.com, ovoronova@mail.ru

Под динамической системой, как известно, понимают процессы (объекты), поведение которых описывается некоторой системой интегро-дифференциальных уравнений в обыкновенных и частных производных, которые обязательно содержат производные по временной координате. При моделировании сигналов или откликов динамических систем как правило используют численные методы решения интегро-дифференциальных уравнений, в основе большинства из которых лежит аппроксимация решений (сигналов) рядами и полиномами на основе различных систем базисных функций. Можно говорить о том, что каждый базис порождает некое операционное пространство, в котором представлением сигнала является набор коэффициентов аппроксимирующего полинома. Таким образом, расчет коэффициентов аппроксимирующего полинома и его построение можно рассматривать, соответственно, как прямое и обратное операционное преобразование, порождающее некое неклассическое операционное исчисление. В данной работе речь пойдет об операционном методе исследования динамических систем, основанном на представлении сигналов локально-импульсными базисными функциями [1, 4].

В аналитическом виде на интервале $[0, T]$ эта система вводится следующим образом:

$$v_i(t) = \sigma(t - (i-1)h) - \sigma(t - ih), \quad (1)$$

$$w_i(t) = \left(\frac{2t}{h} + 1 - 2i \right) v_i(t), \quad i = 1, \dots, m, \quad (2)$$

где $\{(i-1)h, ih\}_{i=1}^m$ – разбиение интервала на неперекрывающиеся подынтервалы с шагом $h = T/m$, а $\sigma(t)$ – функция единичного скачка. Следует отметить, что данная система является обобщением известной системы блочно-импульсных функций. Благодаря взаимной ортогональности базисных функций расчет коэффициентов аппроксимирующего полинома, совокупность которых будем называть *аппроксимирующим импульсным спектром* (АИС) сигнала, сводится к интегрированию на каждом подынтервале разбиения произведения сигнала на соответствующую базисную функцию:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0(j) &= \frac{1}{h} \int_0^T x(t) v_j(t) dt = \frac{1}{h} \int_{(j-1)h}^{jh} x(t) dt, \\ \mathbf{X}_1(j) &= \frac{3}{h} \int_0^T x(t) w_j(t) dt = \frac{3}{h} \int_{(j-1)h}^{jh} x(t) \left(\frac{2t}{h} + 1 - 2j \right) dt. \end{aligned}$$

Полученный таким образом АИС представляет собой вектор размерности $2m$, который состоит из двух подвекторов, отвечающих двум подсистемам составного базиса.

Основные этапы рассматриваемого операционного метода моделирования (численного решения) интегро-дифференциальных уравнений и их систем можно сформулировать следующим образом:

1. Интегро-дифференциальное уравнение (система уравнений) приводится к виду интегрального уравнения (системы уравнений) путем последовательного применения операторов интегрирования различных порядков к обоим частям исходных уравнений.
2. Определяются аппроксимирующие импульсные спектры всех заданных в уравнениях функций, в том числе тех, которые будут получены в результате композиции интегро-дифференциальных операторов в п. 1.
3. Записывается математическая модель решаемого уравнения (системы уравнений) в операционной области, с использованием операционных матриц интегрирования $\mathbf{P}^{<v>}$ соответствующих порядков и правил спектральной алгебры данного операционного исчисления.
4. Определяются АИС искомых функций путем решения алгебраической модели в операционной области.
5. Восстанавливаются аппроксимации решения (решений) на

основе обратного операционного преобразования.

Описанная методика применима для интегро-дифференциальных уравнений целого и нецелого порядков, как с постоянными так и с переменными коэффициентами, а также к уравнениям в частных производных и системам интегро-дифференциальных уравнений. Свойство интегрирования с переменным верхним пределом, лежащего в основе метода АИС, делает его наиболее приспособленным для решения задач Коши. Однако, с его помощью можно решать и краевые задачи, применяя методы сведения краевой задачи к последовательности задач Коши.

Проиллюстрируем данный операционный метод на простейшем примере задачи Коши для дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} + a y(t) = f(t), \\ y(0) = y_0. \end{cases} \quad (3)$$

Приведя (3) к виду интегрального уравнения и перейдя в операционную область, мы получим следующую алгебраическую модель:

$$\underbrace{(\mathbf{E} + a\mathbf{P}^{<1>})}_{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{Y}} = \underbrace{\tilde{\mathbf{F}} + y_0 \tilde{\mathbf{1}}}_{\mathbf{Q}}, \quad (4)$$

где $\tilde{\mathbf{Y}}$ – спектр искомой функции $y(t)$, $\tilde{\mathbf{F}}$ и $\tilde{\mathbf{1}}$ – соответственно спектры правой части и константы 1, $\mathbf{P}^{<1>}$ – операционная матрица интегрирования [3] первого порядка и \mathbf{E} – единичная матрица размерности $2m \times 2m$.

При имитационном моделировании в среде пакета MATLAB целесообразно использование дискретного аналога базиса (1)-(2):

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_i &= \{ 1.0, \quad 1.0, \quad 1.0 \}, \\ \mathbf{w}_i &= \{ -1.0, \quad 0.0, \quad 1.0 \}. \end{aligned}$$

При таком выборе дискретного представления базисных функций сохраняется взаимная ортогональность подсистем составного базиса а также все формулы метода АИС. Использование наряду с дискретным представлением рекурсивных методов решения [2] системы (4) позволяет создать эффективную реализацию операционных методов в среде системы Simulink, поскольку в этом случае на каждом шаге численного моделирования решается алгебраическая система размерностью 2×2 , что обеспечивает функционирование модели в режиме, приближенном к реальному времени.

Для обыкновенных дифференциальных уравнений формулы рекурсивного метода имеют следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_0(k) \\ \mathbf{X}_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{k,k} & a_{m+k,k} \\ a_{k,k+m} & a_{m+k,m+k} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_0(k) - \sum_{i=1}^{k-1} a_{i,k} \mathbf{X}_0(k) \\ \mathbf{Q}_1(k) \end{bmatrix}, \quad k=1, \dots, m,$$

где $a_{i,j}$ – элементы матрицы алгебраической модели \mathbf{A} , а $\mathbf{Q}_0(k)$ и $\mathbf{Q}_1(k)$ – компоненты вектора правой части алгебраической модели (см.(4)). Причем для дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами матрица \mathbf{A} системы такова, что подматрицы, входящие в формулы рекурсивного метода, равны между собой и, следовательно, операцию обращения матрицы можно выполнять единожды.

Особенностью реализации АИС методов моделирования динамических систем в среде пакета Simulink является то, что модель должна функционировать одновременно в двух разных масштабах времени. Это продемонстрировано на рис. 1, на котором показана модель, которая вычисляет АИ-спектр сигнала из Workspace и восстанавливает сигнал по его АИС. Различными цветами на рисунке выделены разные масштабы времени. Использование буферизации приводит к тому, что сигнал восстанавливается с задержкой, равной длине буфера (см. рис. 2).

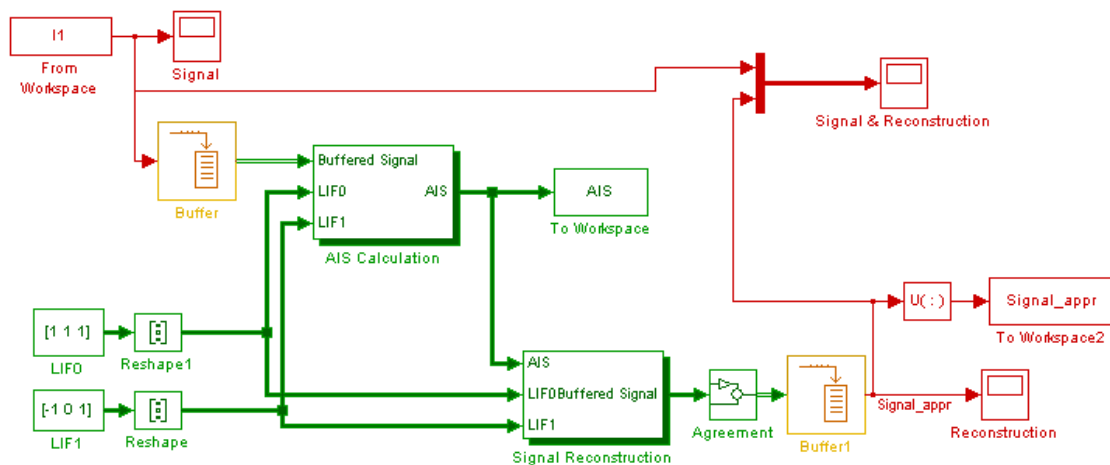


Рис. 1. Фрагмент модели, отвечающий вычислению АИС и восстановлению сигнала.

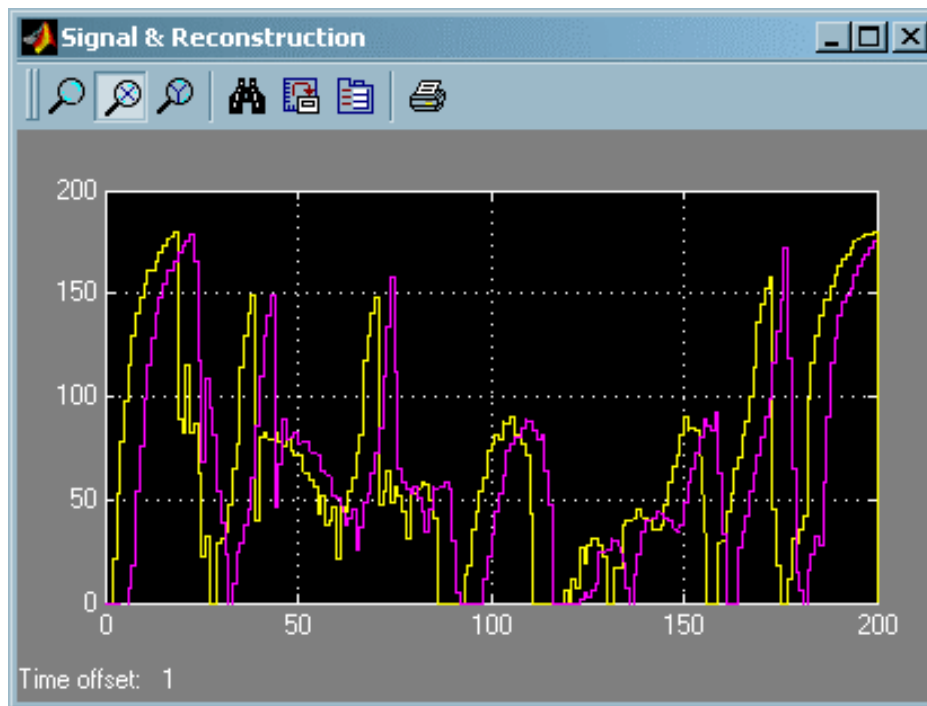


Рис. 2. Сигнал и его аппроксимация.

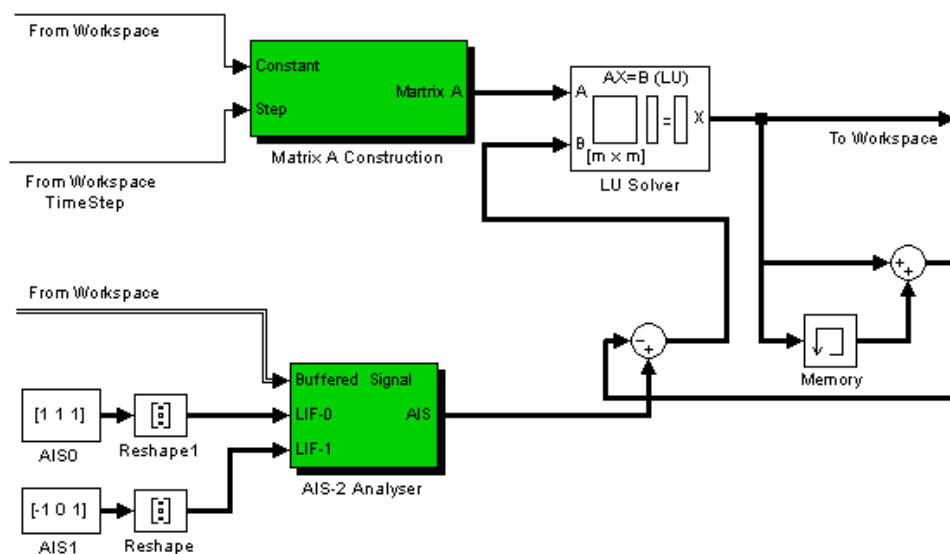


Рис. 3. Фрагмент подсистемы, моделирующей дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами.

Полученные отдельно оценки точности аппроксимации показывают, что метод аппроксимирующих импульсных спектров обеспечивает среднеквадратическую ошибку порядка шага по времени. Повысить точность аппроксимации можно вводя в составной базис локально-импульсных функций (1)-(2)

дополнительные подсистемы, например, подсистемы кусочно-параболических функций.

На рис. 3 схематически показана подсистема моделирующая динамическую систему, отвечающую дифференциальному уравнению (3).

Описанный метод имеет преимущество при моделировании динамических систем, поскольку обеспечивает удовлетворительную точность аппроксимации и при этом позволяет создавать модели, функционирующие в режимах, приближенных к реальному времени. Также следует отметить, что благодаря структуре базисных функций АИС кроме информации об изменении сигнала можно получить еще и информацию о первой производной сигнала, не прибегая к конечно-разностному дифференцированию сигнала в физической области.

Литература

1. Васильев В.В., Симак Л.А. Полиномиальные методы аппроксимации как операционные исчисления и их реализация в программной среде «Mathematica ®». //Электронное моделирование. 1996, Т. 18. № 4. С. 34-42.
2. Васильев В.В., Симак Л.А., Пилипенко Н.Н. Рекурсивный анализ операционных моделей динамических систем на основе аппроксимирующих импульсных спектров. Киев, 1999. 76 с. (Препринт. НАН Украины. Отделение гибридных моделирующих и управляющих систем в энергетике ИПМЭ).
3. Воронова О.С. Операционные матрицы интегрирования дробного порядка для обобщенных аппроксимирующих импульсных спектров. // Электронное моделирование. 2000, Т. 22, № 5.
4. Симак Л.А. Аппроксимирующие импульсные спектры в приложении к дробно-дифференциальному анализу. Киев, 1989, 56 с. (Препринт /АН УССР. Ин-т проблем моделирования в энергетике; 89-8).

УДК 621-521.001.57

АЛЬТЕРНАТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЧИСТОГО ЗАПАЗДЫВАНИЯ И «БЕСКОНЕЧНЫЕ» ЭКСПЕРИМЕНТЫ С SIMULINK-МОДЕЛЯМИ

Володин В.М., Данилов А.И., Кошелева И.В.

Московский государственный университет инженерной экологии,

г. Москва

e-mail: msace@rinet.ru

1. Представление передаточной функции запаздывания разложением в ряд Падé

Стандартный блок транспортного запаздывания (Transport Delay) в среде Simulink не допускает сохранения значений входного сигнала в своем буфере от предыдущего к последующему «прогону» модели. Всегда принудительно во все ячейки буфера предыстории блока запаздывания (в начальный момент моделирования) записывается одно и то же число, равное заданному значению начального состояния (Initial Condition).

Для проведения “бесконечного” эксперимента предлагается заменять существующий блок запаздывания на его аппроксимацию рядом Падé. В этом случае моделирование аппроксимирующей передаточной функции позволяет использовать матрицу ***xFinal*** при последовательных запусках Simulink-модели на счет.

Аппроксимацию передаточной функции звена чистого запаздывания разложением в ряд Падé можно осуществить, используя различные степени этого ряда:

– второго порядка:

$$W_{\text{зан}} = e^{-p\tau} \approx \frac{\tau^2 p^2 - 6\tau p + 12}{\tau^2 p^2 + 6\tau p + 12}, \quad (1)$$

— четвертого порядка:

$$W_{\text{зан}} = e^{-p\tau} \approx \frac{\tau^4 p^4 - 20\tau^3 p^3 + 180\tau^2 p^2 - 840\tau p + 1680}{\tau^4 p^4 + 20\tau^3 p^3 + 180\tau^2 p^2 + 840\tau p + 1680}. \quad (2)$$

Наилучший результат с точки зрения точности дает выражение четвертого порядка, рис.1.

Так как эти дробно-рациональные функции можно представить в виде дифференциальных уравнений типа:

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u,$$

их моделирование в среде Simulink легко осуществить методом «вспомогательной переменной» [1].

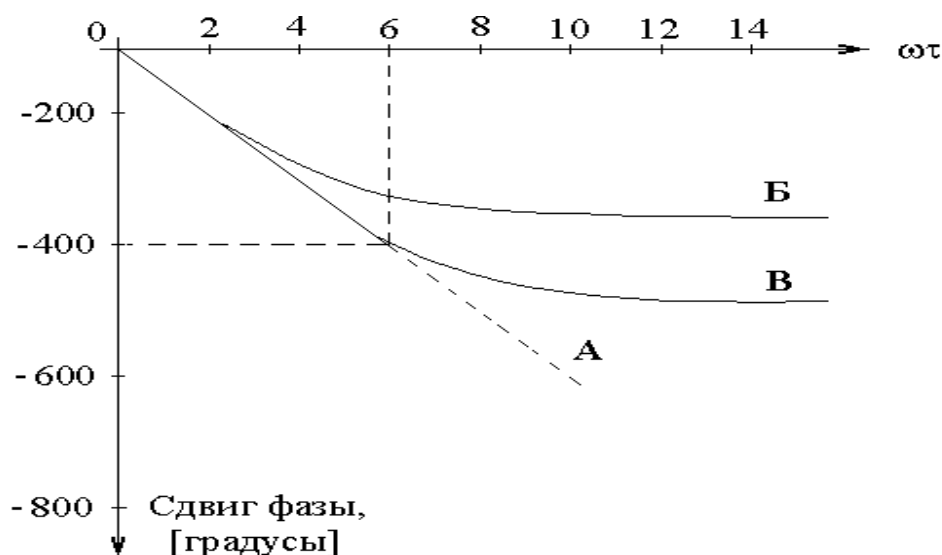


Рис. 1. Сравнение сдвигов фазы различных частотных составляющих сигнала на выходе БПЗ: А – идеального; Б – аппроксимации 2-го порядка; В – аппроксимации 4-го порядка ряда Паде.

Рассмотрим реализацию этого метода на примере уравнения второго порядка

$$a_2 \frac{d^2 x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u. \quad (3)$$

Запишем вспомогательное дифференциальное уравнение:

$$a_2 \frac{d^2 z}{dt^2} + a_1 \frac{dz}{dt} + a_0 z = u, \quad (4)$$

где z - вспомогательная переменная.

Составим структурную схему решения вспомогательного уравнения в среде Simulink методом понижения порядка производной (рис. 2, обведено пунктиром).

Теперь применим к левой и правой частям уравнения (4) дифференциальный оператор

$$b_2 \frac{d^2}{dt^2} + b_1 \frac{d}{dt} + b_0$$

и, поменяв порядок дифференцирования, окончательно получим:

$$\begin{aligned}
 & a_2 \frac{d^2}{dt^2} (b_2 \frac{d^2 z}{dt^2} + b_1 \frac{dz}{dt} + b_0 z) + a_1 \frac{d}{dt} (b_2 \frac{d^2 z}{dt^2} + b_1 \frac{dz}{dt} + b_0 z) + \\
 & + a_0 (b_2 \frac{d^2 z}{dt^2} + b_1 \frac{dz}{dt} + b_0 z) = b_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u.
 \end{aligned}
 \quad (5)$$

Сравнивая уравнения (3) и (5) находим, что искомая переменная x связана со вспомогательной z соотношением:

$$x = b_2 \frac{d^2 z}{dt^2} + b_1 \frac{dz}{dt} + b_0 z, \quad (6)$$

которое легко осуществить (рис. 2, двойные линии).

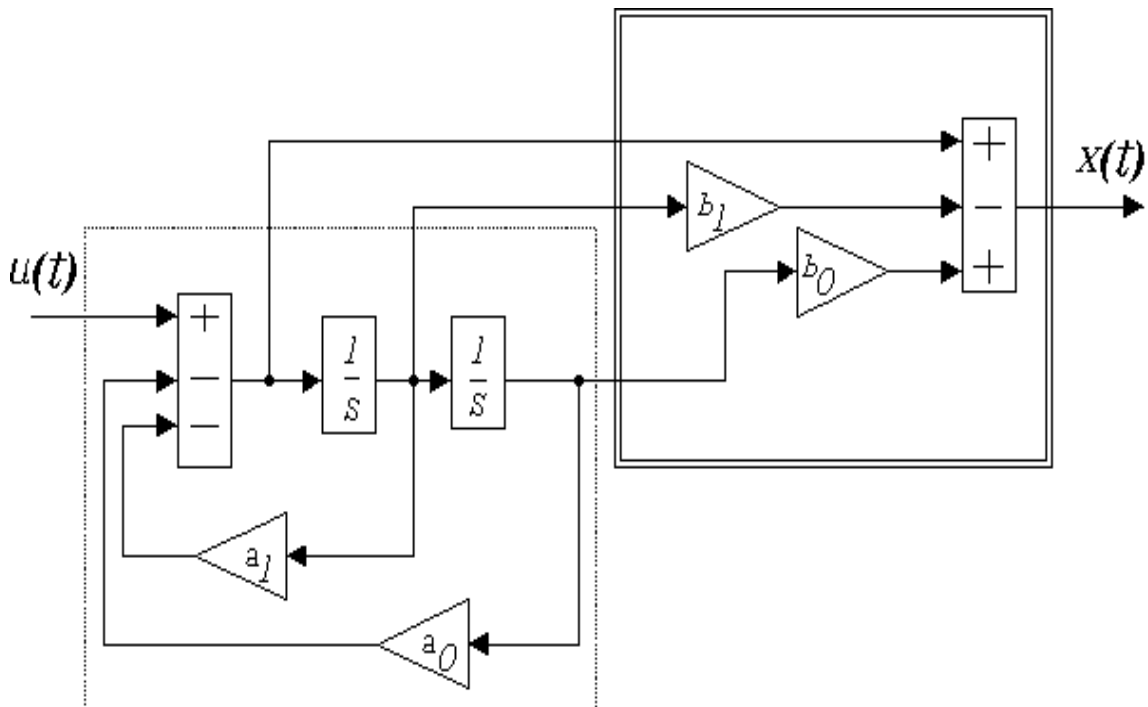


Рис. 2. Блок-диаграмма аппроксимации транспортного запаздывания разложением в ряд Падé второго порядка

$$(a_0 = b_0 = \frac{12}{\tau^2}; \quad a_1 = b_1 = \frac{6}{\tau}; \quad a_2 = b_2 = 1).$$

На рис. 3 показана реализация блока постоянного запаздывания (БПЗ) разложением в ряд Падé четвертого порядка. В силу симметричности коэффициентов a_i и b_i в уравнениях (1), (2) можно “сэкономить” четыре блока умножения на постоянный коэффициент.

Такого типа блоки запаздывания должны располагаться в схемах моделирования как можно «дальше» от источников высокочастотных составляющих и скачкообразных возмущений. Это объясняется тем, что БПЗ на основе разложения в ряд Падé второго порядка без «искажения» работает только с частотами $\omega\tau <$

2.5, а БПЗ на основе разложения четвертого порядка «не искажает» частоты для $\omega\tau < 6.0$, где τ - время запаздывания.

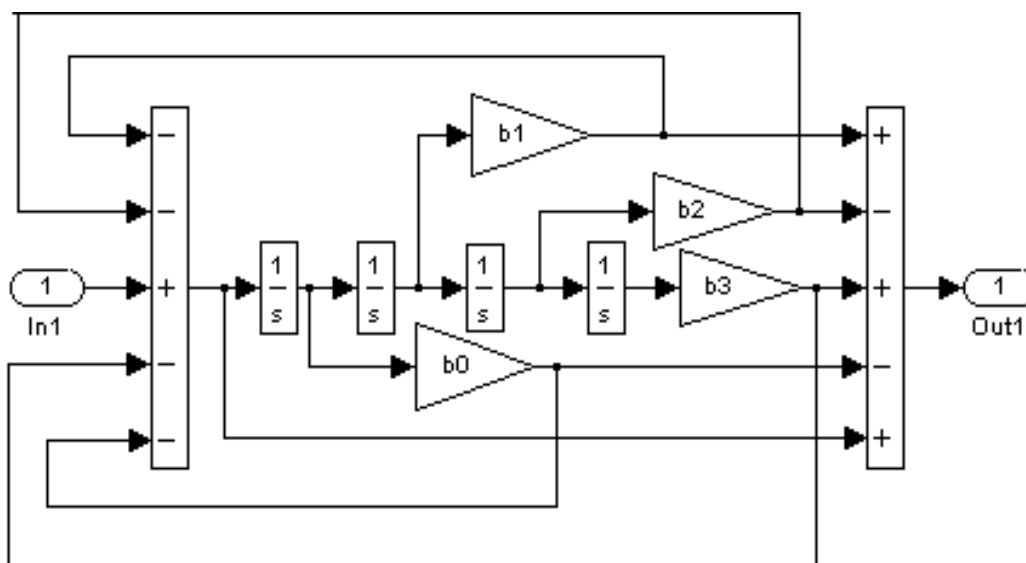


Рис. 3. Блок-диаграмма аппроксимации транспортного запаздывания разложением в ряд Паде четвертого порядка

$$(b_4 = 1; b_3 = \frac{20}{\tau}; b_2 = \frac{180}{\tau^2}; b_1 = \frac{840}{\tau^3}; b_0 = \frac{1680}{\tau^4}).$$

Если сигнал на входе БПЗ данного типа не содержит высокочастотные составляющие, не удовлетворяющие вышеуказанным неравенствам, то они (эти высокочастотные составляющие) будут задержаны на время, соответствующее времени их задержки в идеальном БПЗ, см. рис. 1.

2. Организация «бесконечных» экспериментов

Просмотр графических результатов моделирования в среде Simulink ограничен интервалом изменения независимой переменной, который устанавливается для решателя во вкладке **Solver** подменю **Parameters...** в меню **Simulation**. Конечно, можно увеличить интервал моделирования, но тогда все особенности графиков интересующих нас переменных «сожмутся» до такой степени, что не будет возможности их визуально наблюдать. Ввиду этого возникает необходимость в проведении так называемого «бесконечного» эксперимента, когда при каждом очередном пуске решение (моделирование) начинается не с начального состояния системы, а с той точки, которая характеризует ее состояние в

момент окончания предыдущего «прогона» модели. Другими словами начальные значения для всех переменных модели берутся равными конечным значениям этих переменных от предыдущего запуска, см. рис. 4.

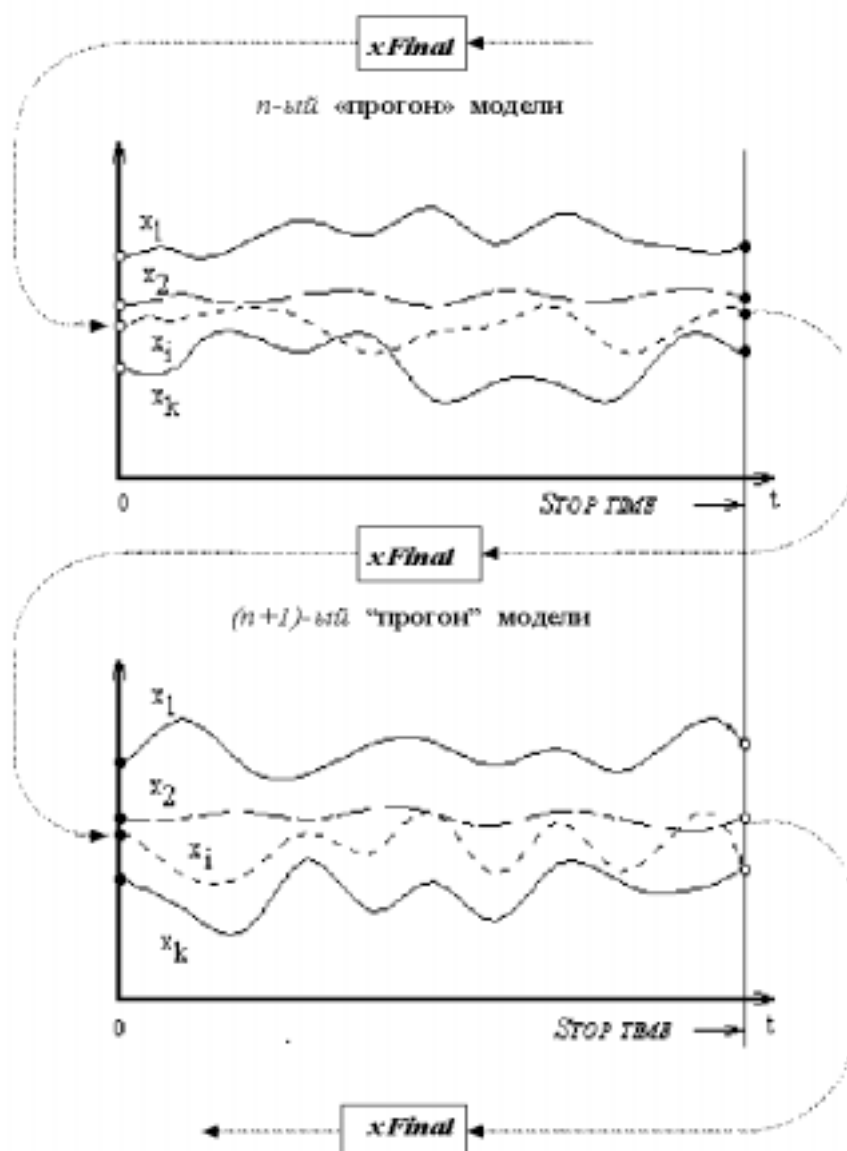


Рис. 4. Иллюстрация проведения «бесконечного» эксперимента.

Для проведения подобного «бесконечного» эксперимента рекомендуется следующим образом настроить Simulink с помощью элементов управления вводом/выводом информации в рабочую область MATLAB:

Из раздела **Simulation** с помощью команды **Parameters...**

открыть окно настроек параметров моделирования. Оно содержит три вкладки (вкладка RTW нам не понадобится):

- ***Solver*** (установка параметров решателя);
- ***Workspace I/O*** (установка параметров обмена данными с рабочей областью MATLAB).

На вкладке ***Solver*** необходимо провести следующие установки:

- ***Solver options*** (выбор метода реализации модели).
- Меню ***Type*** (выбор способа изменения модельного времени). Здесь необходимо установить опцию «с переменным шагом» (***Variable-step***).

Далее устанавливается метод интегрирования систем дифференциальных уравнений (один из семи возможных). Для начала рекомендуется выбрать метод ***ode45***, как самый быстрый и достаточно точный. Рекомендуем проводить оценочные эксперименты с погрешностями, установленными по умолчанию, а потом, для «чистового варианта», уменьшить допустимые погрешности, например, до $1 \cdot 10^{-6}$ и $1 \cdot 10^{-9}$, соответственно. Начальное значение шага моделирования в поле ***Initial step size*** и его максимальное значение ***Max Step Size*** следует задавать словом ***auto*** (автоматический выбор).

Далее задаем одну из трех опций записи в память рабочей области переменных состояния моделируемой системы (***Output options***), а именно:

Produce additional output (Создать дополнительный вывод), которая обеспечит дополнительную регистрацию параметров модели в заданные моменты времени. Значения этих моментов времени вводятся в строку редактирования (в этом случае она называется ***Output times***) в виде списка, заключенного в квадратные скобки. В нашем случае нужно задать только одно число, равное верхнему значению (***Stop Time***) диапазона времени моделирования.

Вкладка ***Workspace I/O*** содержит элементы управления вводом/выводом модельной информации в рабочую область MATLAB.

Здесь необходимо установить флажки в следующих строках:

В поле ***Save to Workspace*** (записать в рабочую область) установить флажок ☒ ***Time*** для фиксирования моментов модельного времени, в которые будет происходить регистрация переменных состояния модели;

В поле ***States*** (Состояния) установить флажок ☒ ***Save Final : xFinal*** (заставляет сохранить в поле ***xFinal*** рабочей области вектор-строку состояний переменных модели в последний момент модельного времени).

Установить флажок ☒ **Load Initial : x_{Final}** (заставляет при каждом новом запуске модели загружать начальные значения переменных моделируемой системы из вектора-строки **x_{Final}**).

Внимание! При первом запуске модели этот параметр пока не определен и MATLAB сообщит, что не может открыть файл **x_{Final}** . Нужно просто (только при первом «прогоне» модели !!!) отключить флажок в поле **Load Initial** и после первого пуска снова поставить его (и больше уже не трогать!) для всех последующих пусков модели.

Все интеграторы, используемые для моделирования системы регулирования должны иметь задание начальных условий типа «внутреннее» (**Internal**).

Если модель содержит блок чистого запаздывания, то это вызовет некоторые трудности (авторам работы не удалось «заставить» стандартный блок запаздывания сохранять свой буфер «предыстории» от предыдущего «прогона» модели к последующему).

В первом разделе данной работы предложен вполне приемлемый выход из этого положения.

Поле **Save options** (сохранить параметры настройки) позволяет задать ограничения на число строк матрицы выходного сигнала модели **x_{out} (Limit rows to last)**, а также дополнительно указать шаг «просеивания» регистрируемых состояний системы — **Decimation**. Рекомендуется значение **Decimation** установить равным единице.

Поскольку из свойств обыкновенных дифференциальных уравнений известно, что решение системы зависит только от значений ее координат состояния в начальный момент времени (и, естественно, от вида известной вынуждающей функции), то достаточно записать значения этих координат состояния в файл **x_{Final}** только в конечный момент времени предыдущего «прогона» модели. Таким образом, поскольку нужен только один «срез» состояния системы, устанавливаем число сохраняемых строк (**Limit rows to last**) равным единице.

Резюмируя вышесказанное, сокращенно запишем «шпаргалку» для организации «бесконечного» эксперимента:

1. **Simulation** → **Parameters...** → **Solver** (вкладка):

• **Solver options** → **Type** → **Variable-step**

• **Output options** → **Produce additional output** → **Output times** → **[...]**
(вводится максимальное значение диапазона времени, равное значению **Stop Time** вкладки **Solver**).

2. **Simulation** → **Parameters...** → **Workspace I/O** (вкладка):

- **Save to workspace** → ☒ **Time** tout
☐ **States:** xout
☒ **Output:** yout
- **States** → ☒ **Save Final :** xFinal
→ ☒ **Load Initial:** xFinal (флажок ставим только
после первого «прогона»)
- **Save options** → **Limit rows to last** → 1
→ **Decimation** → 1

В прямоугольных рамках указаны настройки, которые надо вручную ввести в нужные поля.

Литература

1. Данилов А.И. Компьютерный практикум по курсу «Теория управления»: Simulink-моделирование в среде MATLAB /Под ред. А.Э. Софиева: Учебное пособие. М.: МГУИЭ, 2002. 128 с.

УДК 681.3:621.039

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ РЕАКТОРА ИГР С ПРИМЕНЕНИЕМ ПАКЕТА MATLAB/SIMULINK

Горбаненко О.А. Клименко А.С.

Национальный ядерный центр Республики Казахстан,

г. Курчатов, Казахстан

e-mail: goa@nnc.kz

Моделирование в настоящее время приобретает большое значение во многих областях науки и техники, а также в повседневной жизни человека. Область применения, как в естественных, так и в прикладных областях науки и техники, все более и более расширяется.

Появление на компьютерном рынке вычислительных средств с мощными функциональными возможностями, и как следствие, развитие специализированного программного обеспечения, сделало моделирование мощным и доступным инструментом познания, проектирования и исследования сложных процессов и систем в различных областях деятельности человека.

Исторически, моделирование началось развиваться в 20 годы прошлого столетия. В то время, эта технология была доступна только небольшим университетским группам. Сегодня она доступна практически всем инженерам, которые нуждаются в ней [1].

Важным аспектом в понимании этой технологии является, в некоторой степени, определение содержания терминов (понятий) моделирования и имитации.

Существует много определений терминов моделирования и имитации. Например, А. Alan и В. Pritsker в своей работе «Введение в имитацию и SLAMII» [2] определяют понятие имитации как: «Представление поведения системы при ее перемещении из одного состояния в другое в соответствии с определенными правилами работы». Многие авторы в своих работах определяют имитацию как *изменение состояния динамической системы во времени*. Бернارد П. Зиглер [3] пишет в своей работе, что *мы можем определить имитацию как технический метод наблюдения различных параметров модели динамической системы во времени*.

Не менее важным понятием является моделирование. П. Бретлуй, в своей работе [4] высказывает, что *модель есть описание некоторых свойств системы и предсказывает, что произойдет, если определенные действия имеют место*. Это определение применимо к большинству моделей реальных систем, хотя и требует дополнительных пояснений.

Работая с моделями, необходимо учитывать ряд факторов, таких как уровень упрощения (*level of simplification*), экспериментальная основа (*experimental frame*), достоверность модели (*model validity*), удобство работы с моделью (*tractability*), подобие модели (*credibility*) и также цель моделирования, наряду с другими факторами.

В общем, более обобщенно можно определить моделирование, как отношение между реальными системами и их моделями, а имитацию как зависимость (отношение) между моделями и компьютерами.

Следовательно, ядром процесса моделирования и имитации является модель, которая строится так, чтобы наиболее полно производить те качества моделируемого объекта, которые необходимо изучить или исследовать в соответствии с поставленной целью [5].

При создании модели к ней предъявляется ряд требований, а именно:

- затраты на создание модели должны быть значительно меньше затрат на создание оригинала;
- правила интерпретации результатов моделирования должны быть однозначно определены;
- модель должна отвечать требованиям существенности, а именно, отражать необходимые, существенные для решения конкретной задачи свойства объекта.

Основой описания модели, как правило, является математическое представление моделируемого процесса или объекта на основе системы дифференциально-интегральных, разностных и алгебраических уравнений.

Выбор варианта описания моделируемого процесса и типа модели, а также средств реализации, в основном определяется задачами, которые необходимо решать с использованием модели объекта. Функциональное содержание модели также существенным образом зависит и от природы моделируемого объекта

В настоящей статье представлено описание модели реактора ИГР, ее реализации и приведены результаты исследований модели во временной и частотной областях.

Реактор ИГР представляет собой исследовательский ядерный

реактор на тепловых нейтронах с гомогенной активной уран-графитовой зоной. В качестве замедлителя используется графит, который имеет хорошие теплофизические свойства, что, позволяет использовать реактор без специальной системы охлаждения.

Конструктивно реактор представляет собой кладку из графитовых блоков, собранных в колонны, которая размещена в стальном цилиндрическом корпусе в среде гелия. Корпус размещен в баке с охлаждающей водой.

Графитовые блоки активной зоны реактора пропитаны водным раствором азотнокислого уранила (уранилдинитрата) с концентрацией 3.1 грамма урана на один килограмм графита. Активная зона реактора разделена на две части: подвижную и неподвижную, окруженных боковыми и торцевыми отражателями.

Реактор имеет два режима работы:

- режим реализации самогасящейся нейтронной вспышки;
- регулируемый режим изменения нейтронной мощности.

Более подробно о конструкции и характеристиках реактора изложено в работе [6].

Как уже ранее отмечалось, любая модель объекта создается для определенных целей, которые и определяют полноту математического представления моделируемого объекта.

Необходимость создания модели реактора обусловлена более полным исследованием динамических характеристик реактора с целью использования результатов исследования для синтеза системы автоматического регулирования, а также для изучения аварийных ситуаций, которые могут иметь место при работе реактора в автоматическом режиме регулирования мощности.

Следовательно, основная функция, которой должна обладать модель реактора, – это моделирование нейтронно-физических процессов.

Нейтронно-физические процессы без учета пространственных эффектов хорошо описываются уравнением динамики с шести групповым приближением [7, 8], представленным в виде системы дифференциальных уравнений, которые приведены ниже:

$$\frac{dn(t)}{dt} = \frac{\rho - 1}{l} \cdot n(t) + \sum_{i=1}^6 \lambda_i \cdot c_i(t) + s; \quad (1)$$

$$\frac{dc_i(t)}{dt} = \frac{\beta_i}{l} n(t) - \lambda_i \cdot c_i(t), \quad (2)$$

где $n(t)$ – нейтронная мощность; β_i – i -я доля запаздывающих нейтронов ядер-предшественников; $c_i(t)$ – количество ядер-предшественников i -ой группы; λ_i – постоянная распада i -ой

группы; l – среднее время жизни нейтронов; S – внешний источник нейтронов.

Учитывая, что реактор ИГР неохлаждаемый, то влияние тепловой реактивности на динамику реактора очень существенно. Выражение, описывающее суммарное значение реактивности, приведено ниже:

$$\rho = \rho_o - \rho_t, \quad (3)$$

где ρ – суммарная реактивность, указывается в единицах β , где

$$\beta = \sum_{i=1}^6 \beta_i; \quad \rho_o - \text{начальный скачок реактивности, обусловленный}$$

положением пусковых стержней в активной зоне реактора, указывается в единицах β ; ρ_t – тепловая реактивность, вызванная отрицательным температурным эффектом, $\rho_T = f(J_n)$, указывается в единицах β ; J_n – интеграл мощности, $J_n = \int n(t) dt$.

Приведенные выше уравнения (1), (2) и (3) являются основой математической модели реактора ИГР.

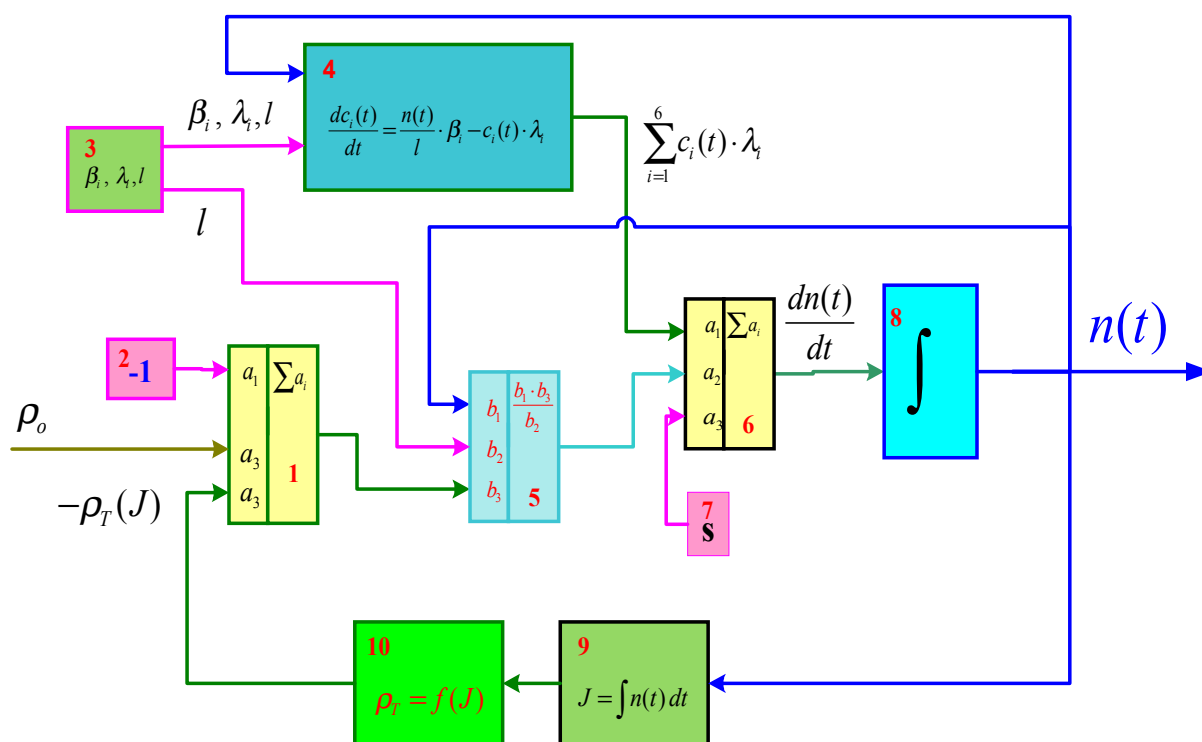


Рис. 1. Функциональная схема кинетики.

Функциональная схема модели кинетики реактора ИГР приведена на рис. 1, которая состоит из модулей суммирования 1 и 6, модулей констант 2 и 3, модуля вычисления концентрации доли

запаздывающих нейтронов 4, модуля умножения и деления 5, модуля внешнего источника нейтронов 7, модуля интегрирования 8, модуля вычисления интеграла мощности 9 и модуля преобразования значения интеграла мощности в величину тепловой реактивности 10.

Как уже отмечалось, реактор ИГР является неохлаждаемым и, следовательно, температура активной зоны изменяется в широких пределах от 20 до 1000 °С. Изменение температуры активной зоны приводит к появлению отрицательных эффектов, в частности, к появлению отрицательного коэффициента реактивности, что вызывает при разогреве активной зоны снижение мощности. Скорость изменения мощности зависит от температуры активной зоны, которая в свою очередь, зависит от продолжительности работы реактора, т.е. от интегральной величины мощности.

Для моделирования кинетики реактора с учетом обратной связи по тепловой реактивности важно знать зависимость тепловой реактивности от величины интеграла мощности. Такая зависимость определяется экспериментально. Погрешность определения её не превышает 5-10 %. На рис. 2 приведена зависимость значения тепловой реактивности от величины интеграла мощности.

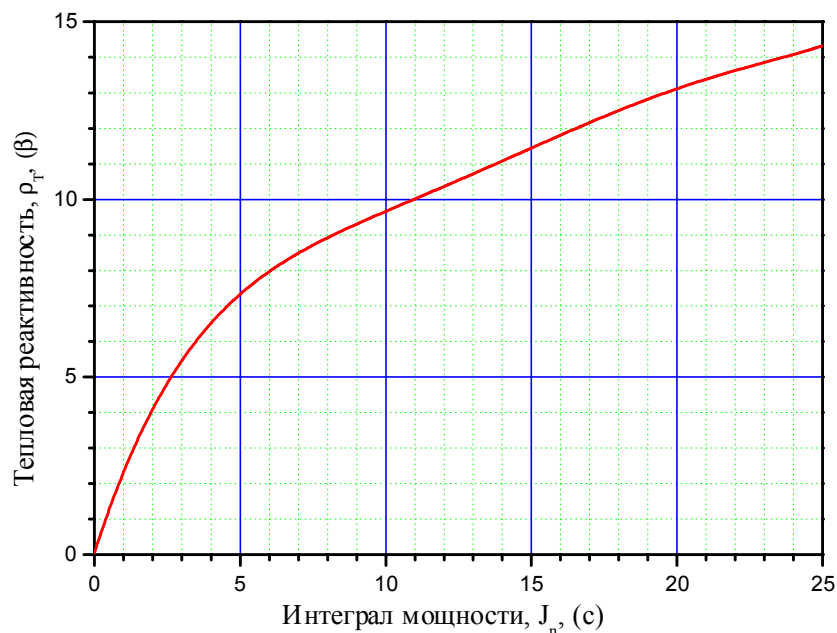


Рис. 2. Зависимость тепловой реактивности от интеграла мощности

Эта зависимость хорошо описывается полиномом пятого порядка, вид которого приведен ниже.

$$\rho_t = b_0 + b_1 \cdot J_n + b_2 \cdot J_n^2 + b_3 \cdot J_n^3 + b_4 \cdot J_n^4 + b_5 \cdot J_n^5, \quad (4)$$

где ρ_t — тепловая реактивность, в β ; J_n — интеграл мощности, в с;

$b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$ - коэффициенты полинома, значения которых приведены в таблице 1.

Таблица 1.

b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
0,056982	2.5648	-0.311148	0.021101	$-6.8352 \cdot 10^{-4}$	$8.4083 \cdot 10^{-6}$

Погрешность определения тепловой реактивности в зависимости от интеграла мощности существенным образом влияет на погрешность моделирования кинетики реактора. Следовательно, точность определения функции $\rho_T = f(J_n)$ не должна выходить за пределы погрешности моделирования кинетики реактора.

Одним из важных факторов при реализации модели является выбор средств реализации, к которым относятся технические и программные средства. Выбор технических средств, в общем, не представляет труда. Функциональные возможности вычислительной техники, которая в настоящее время предлагается на рынке, очень обширны и выбор ее в основном определяется требованиями к конкретному программному обеспечению и стоимостью.

В отношении программного обеспечения дело обстоит несколько сложнее. В настоящее время на рынке программного обеспечения имеется широкая гамма программных средств, которые позволяют решать задачи, связанные с моделированием сложных динамических объектов и исследованием этих объектов на модели. К одним из таких программных продуктов можно отнести программы: 20-sim, Vissim, Dymola (Modelica), MATLAB/Simulink [9] и т.д.

Наибольший интерес для решения научных и инженерных задач представляет программный пакет для инженерных и научных расчетов MATLAB с широким набором прикладных инструментариев, что придает данному пакету универсальность.

В настоящей работе приведена модель кинетики реактора ИГР, реализованная с использованием пакета MATLAB/Simulink.

На рис. 3 приведена структура модели кинетики реактора ИГР.

В состав структуры модели кинетики входят три основных модуля: модуль вычисления концентрации запаздывающих нейтронов $\sum_{i=1}^6 c_i \cdot \lambda_i$ (Calculate C_i), модуль вычисления величины интеграла мощности J_n и тепловой реактивности ρ_i (Calculate

J_n & ρ_i) и модуль вычисления мощности $n(t)$ (Calculate $n(t)$), а также вспомогательные элементы: формирователь начального скачка реактивности ρ_o **Step**, виртуальный осциллограф **Scope 1** для наблюдения изменения моделируемого параметра $n(t)$, виртуальный осциллограф **Scope 2** для наблюдения переменных состояния $c_i \cdot \lambda_i$, $\sum_{i=1}^6 c_i \cdot \lambda_i$, J_n , ρ_i , $n(t)$ моделируемого процесса и элемент **to file** записи этих данных в файл f0.mat для последующего использования.

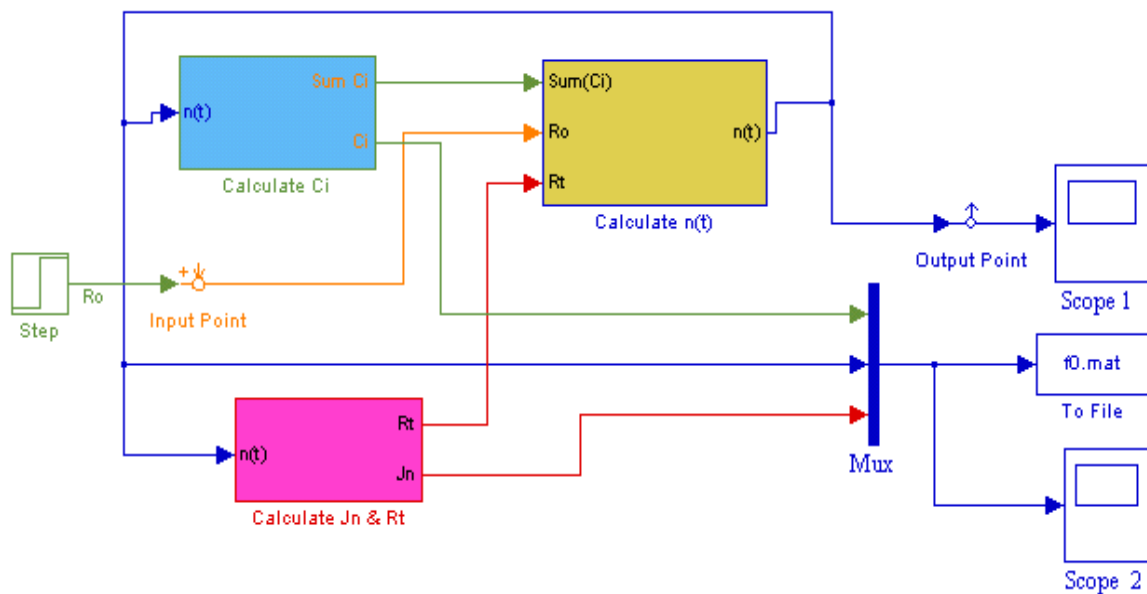


Рис. 3. Структура модели кинетики реактора ИГР.

Структура модуля вычисления концентрации запаздывающих нейтронов приведена на рис. 4. Данный модуль реализует уравнение (2).

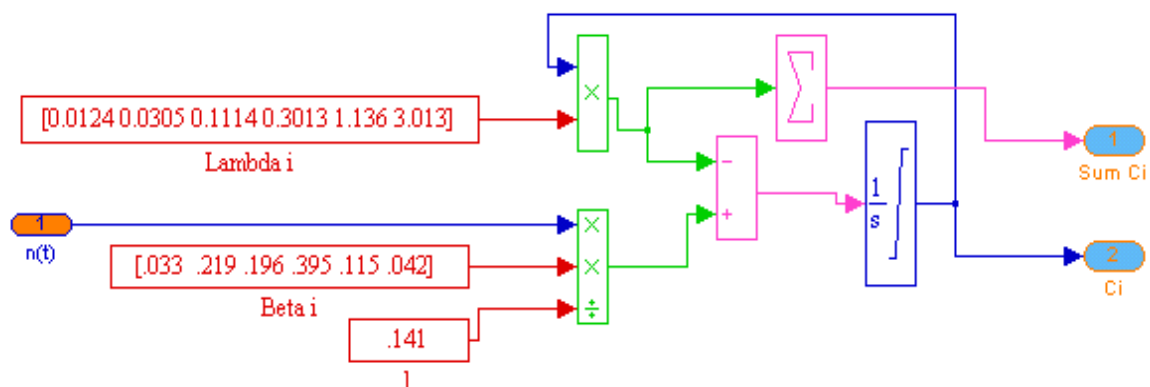


Рис. 4. Структура модуля вычисления концентрации запаздывающих нейтронов.

Структура модуля вычисления величины интеграла мощности J_n и тепловой реактивности ρ_t приведена на рис. 5. Данный модуль реализует зависимость, представленную уравнением (4).

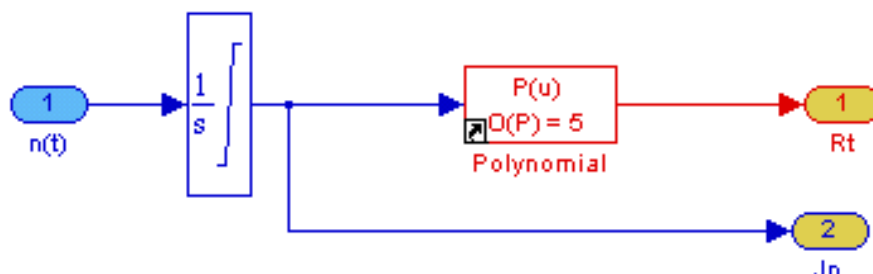


Рис. 5. Структура модуля вычисления интеграла и тепловой реактивности.

Структура модуля вычисления нейтронной мощности $n(t)$ приведена на рис. 5. Данный модуль реализует уравнения (1) и (3).

Одним из важных показателей качества работы модели является соответствие моделируемого процесса реальному процессу.

Сравнительная оценка качества моделирования кинетических процессов, происходящих в реакторе, осуществлялась на основе сравнения результатов модельных пусков с результатами реальных экспериментов при одинаковых начальных условиях.

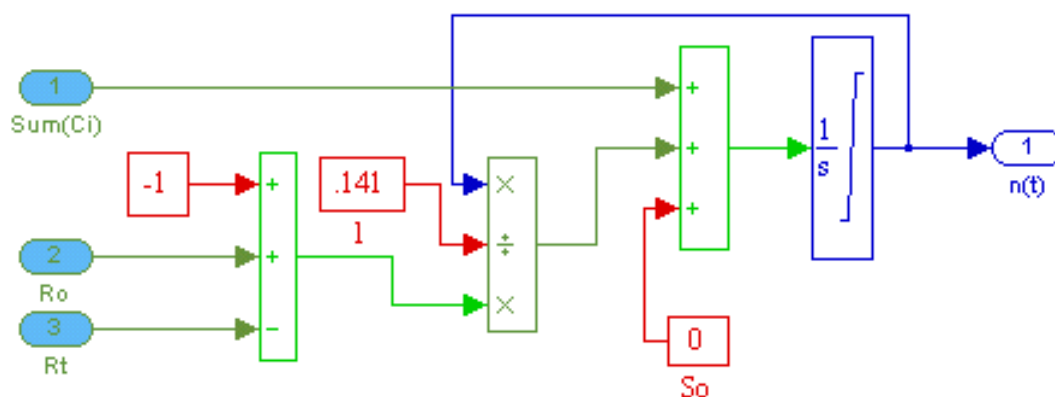


Рис. 6. Структура модуля вычисления мощности.

Проведенная оценка качества (адекватности) моделирования модели кинетики для трех различных пусковых режимов при $\rho_o = 1.58\beta$, 1.86 и 2.21β показала, что общая погрешность моделирования не превышает 8%. На рис. 7 приведен результат

сравнительного анализа моделирования мощности при $\rho_o = 1.86\beta$.

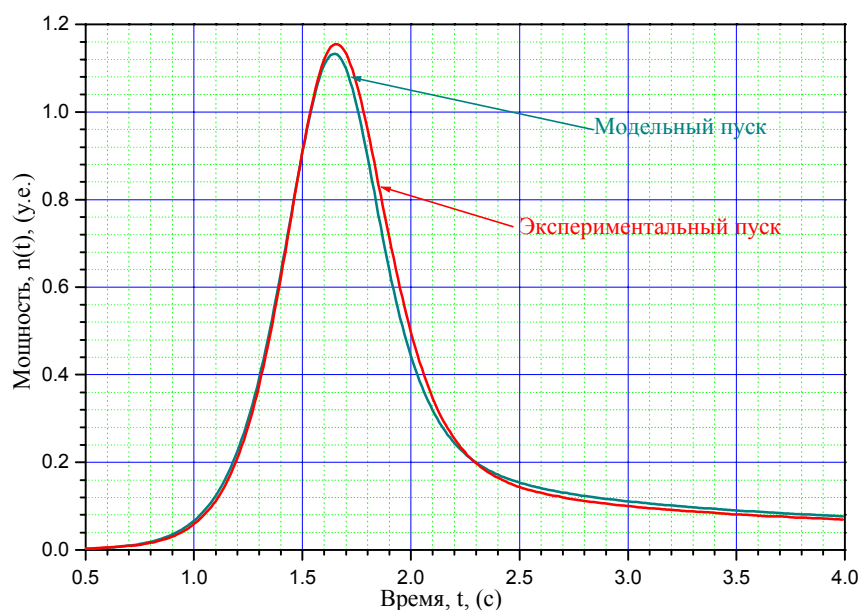


Рис. 7. Сравнительный анализ модельного и экспериментального пусков

Погрешность моделирования для этого режима не превышает 3%. Основной вклад в погрешность моделирования вносит нелинейная зависимость изменения тепловой реактивности от интеграла мощности.

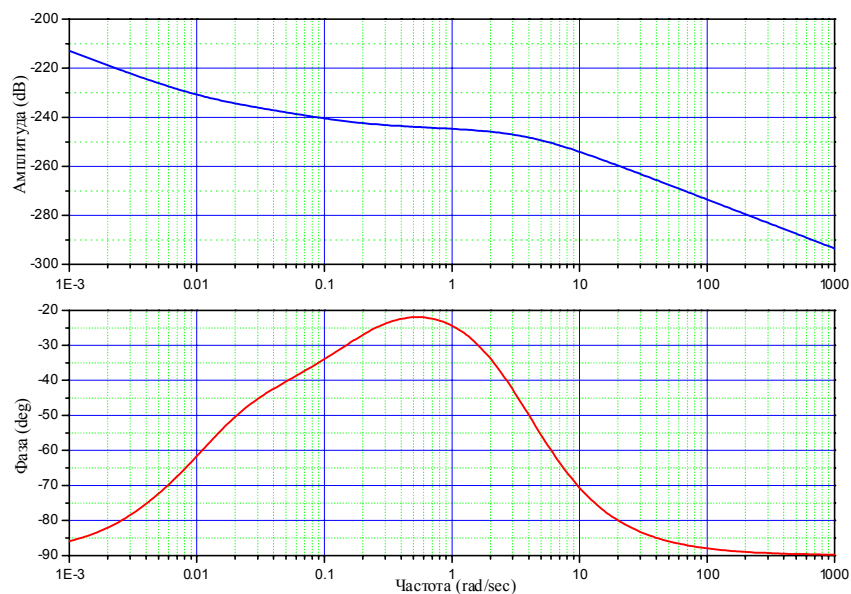


Рис. 8. Амплитудная и фазовая частотные характеристики реактора нулевой мощности.

Важным фактором в исследовании динамических свойств моделируемого объекта является получение его характеристик в частотной области. Применение MATLAB/Simulink со встроенным инструментарием линейного анализа позволяет исследовать характеристики объекта на конкретном режиме работы, что дает возможность исследовать и нелинейные динамические объекты и системы.

В результате проведенных исследований, полученные амплитудная и фазовая частотные характеристики реактора нулевой мощности, представленные на рис. 8, хорошо согласуются с данными, приведенными в литературе [7].

Для проектирования системы автоматического регулирования очень важно знать поведение объекта управления в рабочем диапазоне регулируемого параметра.

Результаты такого исследования, проведенные на модели реактора в диапазоне изменения мощности от $1 \cdot 10^{-2}$ до 4 у.е., приведены на рис. 9.

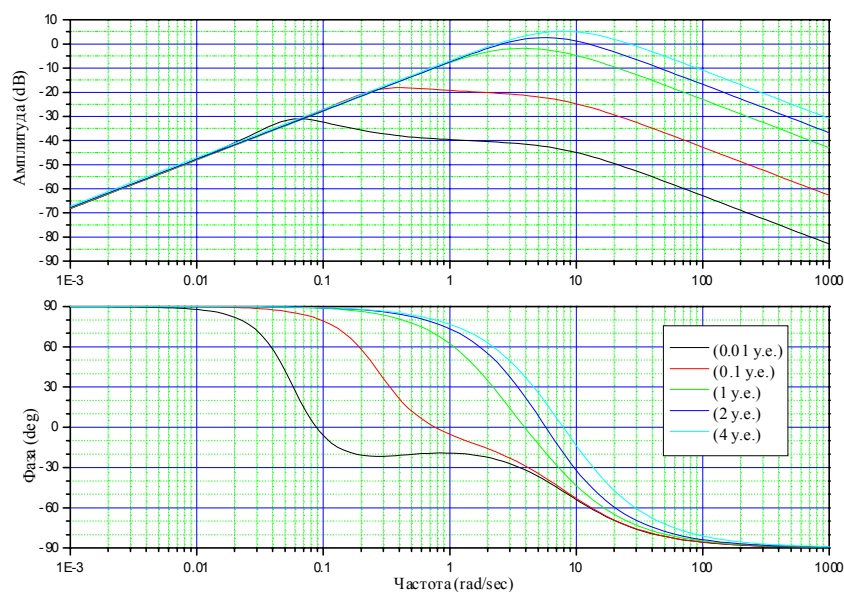


Рис. 9. Амплитудная и фазовая частотные характеристики реактора в рабочем диапазоне изменения мощности.

Из результатов, приведенных на рис. 9, видно, что объект в рабочем диапазоне изменения мощности ведет себя в области низких частот как дифференцирующее звено, а в области верхних частот как интегрирующее звено, при этом наблюдается смещение фазовой характеристики в область низких частот при уменьшении мощности с одновременным уменьшением коэффициента передачи объекта. Данные результаты подтверждают нелинейный характер

объекта моделирования.

В заключение можно отметить, что моделирование в настоящее время открывает широкие возможности перед исследователями и инженерами. Применение специализированных программных продуктов в этой области позволяет повысить качество проводимых работ и сократить время необходимое для проведения исследований и получение новой информации об объекте. Ведущее место в этом направлении, конечно, занимает программный продукт MATLAB.

Литература

1. Evolution of continuous-time modeling and simulation. The 12th European Simulation Multiconference, ESM'98, June 16-19, 1998, Manchester, UK.
2. A. Alan, B. Pritsker, Introduction to Simulation and SLAMII, John Wiley and Sons, 1984.
3. Bernard P. Zeigler, Theory of Modeling and Simulation, John Wiley and Sons, 1976.
4. P. Bratley, L.F. Bennet, L.E. Schrage, A guide to Simulation, Springer-VerLag, 1987.
5. Lennart Ljung, Torkel Glad, Modeling of Dynamic Systems, PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1994.
6. Бать Г.А. и др. Исследовательские ядерные реакторы: Учебное пособие для вузов/Г.А. Бать, А.С. Коченов, Л.П.Кабанов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1985. 280 с.: ил.
7. Хетрик Д. Динамика ядерных реакторов. Пер. с англ. М.: Атомиздат, 1975. 400 с.
8. Daniel Rozon, Nuclear Reactor Kinetics, Polytechnic International Press, 1992.
9. Simulink. Dynamic System Simulation for MATLAB. Using Simulink, Version 3, MathWorks, Inc. 1999.

УДК 621-521.001.57(076)

ОСОБЕННОСТИ ТЕЧЕНИЯ МОДЕЛЬНОГО ВРЕМЕНИ В СРЕДЕ SIMULINK

Данилов А.И.

*Московский государственный университет инженерной экологии,
г. Москва*

e-mail: msace@rinet.ru

Если прототипы инструментария Simulink [1] - аналоговые вычислительные машины (АВМ) 60-70-х годов – имели скромные показатели качества моделирования, то в Simulink-моделях эти характеристики имеют следующие значения: относительная погрешность решения 10^{-15} и менее, диапазон представимых чисел плюс 10^{+308} – минус 10^{+308} с 16-значащими цифрами мантиссы, максимальный (минимальный) коэффициент усиления 10^{308} (10^{-307}). Такая фантастическая точность заведомо и на многие годы вперед будет удовлетворять исследователей, тем более, что "погрешности" самих математических моделей существенно выше.

Однако характер протекания модельного времени в среде Simulink по своей сути отличается от такового в АВМ и при физическом моделировании.

Действительно, в АВМ модельное время течет равномерно подобно реальному времени, в котором мы существуем. Отличие здесь заключается лишь в том, что можно, из соображений удобства наблюдения, линейно «сжимать» или «растягивать» модельное время, вводя масштаб времени.

В среде же Simulink модельное время течет существенно неравномерно, что можно легко наблюдать невооруженным глазом при моделировании динамических систем [2]. Внешне это проявляется в том, что «луч» осциллографа, вычерчивая кривую изменения некоторой переменной, то ускоряется, то замедляется совершенно произвольным и непредсказуемым образом. Это объясняется тем, что темпом изменения модельного времени в среде Simulink «командует» решатель, – подпрограмма, реализующая какой-либо неявный метод решения дифференциальных уравнений. Этот темп зависит лишь от времени, затраченного решателем на том или ином шаге, и пользователь не может им «управлять».

Когда нас интересует лишь конечный результат решения дифференциальных уравнений, т.е. сразу вся кривая (кривые) как функция независимой переменной (в частности времени), данная особенность не создает особых неудобств. Если же мы моделируем в среде Simulink динамическую систему и интересуемся развитием во времени ее переменных, то надо иметь в виду, что их визуализация на графиках совершенно не соответствует действительности в смысле неравномерности течения модельного времени, - некоторые временные участки «пробегаются» очень быстро другие наоборот медленно.

Исходя из вышесказанного, для того, чтобы обеспечить равномерное течение модельного времени, желательно было бы иметь в среде Simulink следующие дополнительные опции:

1. Возможность пользователю, по его усмотрению, связывать «шагание» решателя с таймером реального времени, существующим в каждой ПЭВМ.
2. При заданном постоянном шаге решателя сообщать пользователю численное значение шага в единицах реального времени (например, в миллисекундах) и получившийся при этом масштаб времени, а также среднее время решателя (в миллисекундах и дополнительно в процентах от величины шага).
3. Сообщать пользователю в виде звуковой сигнализации обо всех моментах, когда время решателя превышало время шага.

Похожие возможности существуют в RTW-расширении пакета MATLAB [3], и поэтому желательно их иметь и в среде Simulink.

Литература:

1. Мартынов Н.Н., Иванов А.П. MATLAB 5.x: Вычисление, визуализация, программирование. М.: КУДИЦ – ОБРАЗ, 2000.
2. Данилов А.И. Компьютерный практикум по курсу «Теория управления»: Simulink-моделирование в среде MATLAB /Под ред. А.Э. Софиева: Учебное пособие. М.: МГУИЭ, 2002. 128 с.
3. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB: Специальный справочник. Спб.: Питер, 2001.

УДК 519.6

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАТОРОВ В SIMULINK

Жуков К.Г.

*Санкт-Петербургский государственный технологический университет
растительных полимеров, г. Санкт-Петербург
e-mail: pl8n0264@peterlink.ru*

Материал этой статьи базируется на допущении, что цифровое моделирование приводит к дискретной динамической системе. Это оправдано по той причине, что фильтрация, настройка, стабилизация, управление, анализ и синтез осуществляется в такой модели точно так же, как и в дискретной системе.

Эта точка зрения расширяет арсенал численных методов математического моделирования, так как включает не только традиционные методы вычислительной математики, но и методы, развитые в теории автоматического регулирования импульсных, дискретных систем. Предлагаемый подход приводит к получению новых методов моделирования, которые не могут быть заменены классическими приемами.

В работе [1] впервые изложены современные методы численного интегрирования, основанные на использовании метода дискретных выборок данных. При этом цифровые интеграторы снабжены цифровыми фильтрами “с регулируемыми коэффициентами амплитуды и фазы”. Средневзвешенные оценки интегрируемых функций производятся фильтрами с изменяющимися амплитудными и фазовыми характеристиками.

Настроечные интеграторы (Т-интеграторы) могут реализовать формулы классического интегрирования при смещении фазы интегрируемой функции. Это приводит к выводу о том, что многие классические цифровые интеграторы по существу различаются только величиной фазового смещения интегрируемой функции.

В устройстве [2] и системах [3, 4] применяется новый метод численного интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений [5], названный методом последовательного интегрирования – ПИ [6].

Реализация метода ПИ аналоговыми решающими блоками

представляет собой импульсную систему. Импульсные элементы перед каждым из интеграторов работают с одинаковой частотой, но не синхронны по фазе. Такая система относится к импульсной системе с несинхронными импульсными элементами или к несинхронной импульсной системе. Несинхронное прерывание, выполняемое импульсными элементами, является свойством системы, реализующей этот метод.

При реализации метода цифровыми блоками необходимо заменить аналоговый интегратор эквивалентным дискретным интегратором [6]. Структурная схема цифрового интегратора представлена на рис.1. Отличительной особенностью этой схемы является то, что экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией $H_{0\gamma} = (1 - e^{-\gamma T})/s$ осуществляет хранение входного сигнала интегратора $r(t)$ только на время $\tau = \gamma T$. Для определения дискретной передаточной функции интегратора заменим схему рис. 1 эквивалентной схемой рис. 2.

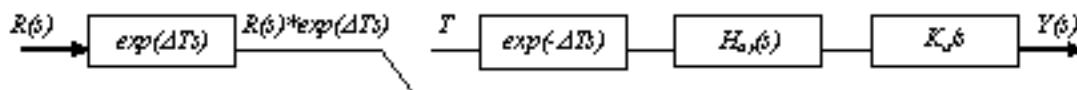


Рис. 1. Структурная схема интегрирования методом ПИ.

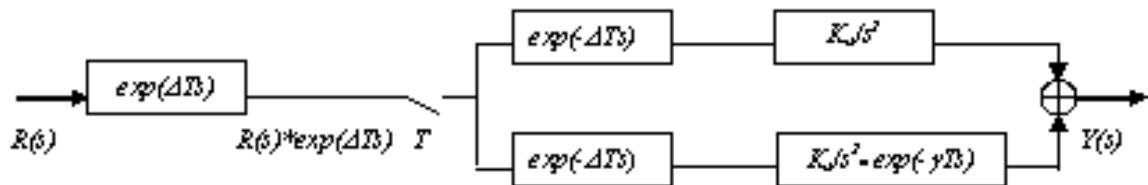


Рис. 2. Эквивалентная структурная схема ПИ интегратора.

Дискретная передаточная функция равна:

$$W(z) = Y(z)/R(z) = W_1(z) - W_2(z), \quad (1)$$

где

$$W_1(z) = \xi\{W_1(s)\} = \xi\{exp(-\Delta Ts) * K_u/s^2\} \text{ и}$$

$$W_2(z) = \xi\{W_2(s)\} = \xi\{exp(-(\Delta + \gamma)Ts) * K_u/s^2\}$$

Применяя аппарат модифицированного Z-преобразования, получим

$$W_1(z) = z^{-1} \xi_{m1}\{K_u/s^2\}|_{m1=1-\Delta} \quad (2)$$

$$W_1(z) = K_u T^* ((1 + m_1(z-1))/(z-1))^2 |_{m1=1-\Delta}$$

$$W_2(z) = K_u T^* ((1 + m_2(z-1))/(z-1))^2 |_{m2=1-(\Delta+\gamma)} \quad (3)$$

В результате подстановки (2), (3) в выражение (1) получим

$$W(z) = K_u T \gamma / (z - 1) \quad (4)$$

Применение обратного Z – преобразования позволило решить задачу получения результатов интегрирования стандартных входных воздействий в аналитическом виде. В зависимости от значения коэффициента запаздывания Δ импульсного элемента и числа интеграторов возможна реализация классических формул интегрирования.

Инструментальный пакет Simulink позволил на непрерывных и дискретных функциональных блоках построить цифровой ПИ-интегратор и провести анализ достоверности теоретических результатов. В пакете созданы приложения, позволяющие эффективно оценить погрешность цифровых интеграторов и провести их коррекцию.

Литература

1. Смит Джон М. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей / Пер. с англ. Н.П. Ильиной; под ред. О.А. Чембровского. М.: Машиностроение, 1980. 271 с.
2. Жуков К.Г., Проскуряков В.И. Устройство для коммутации задач на аналоговых вычислительных машинах. А.С. 888138 (СССР). Оpubл. в Б.И., 1981, № 45.
3. Жуков К.Г., Лоренц Е.А. Специализированный аналоговый процессор на линейных интегральных схемах //Линейные интегральные схемы и их применение в приборостроении и промышленной автоматике. Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции. Ленинград, 1977.
4. Афанасьев А.И., Жуков К.Г., Шишкин А.И. Применение цифро-аналоговой системы для моделирования и оптимизации параметров водоотведения //Планирование и автоматизация эксперимента в научных исследованиях. Тезисы докладов IV Всесоюзной конференции, Ленинград, 1986.
5. Жуков К.Г., Подобед М.В. Модифицированный метод Эйлера и его реализация средствами АЦВТ //Теория и методы построения импульсных вычислительных устройств. Труды расширенного заседания Международной ассоциации по аналоговым вычислениям. Рязань, 1978.
6. Жуков К. Г. Методы и средства реализации последовательно-параллельных интегрирующих структур: Автореферат дисс.. к.т.н. Ленинград, 1988.

УДК 621.2

РАСЧЕТ ДРОССЕЛЬНОГО ГИДРОПРИВОДА С ПОМОЩЬЮ SIMULINK

Исаев Ю.М.¹, Шавлович З.А.²

¹Санкт-Петербургский государственный технический университет,

²Санкт-Петербургский институт машиностроения,

г. Санкт-Петербург

e-mail: schav@yandex.ru

В большинстве следящих систем дроссельный гидропривод, выполняя функции усилительно-исполнительного устройства определяет статические и динамические характеристики этих систем.

На рис. 1. представлена схема нагруженного дроссельного гидропривода, включающая в себя два основных элемента: электрогидравлический усилитель (ЭГУ) и гидродвигатель возвратно-поступательного действия (гидроцилиндр).

Общепринятая математическая модель, описывающая поведение дроссельного гидропривода, представляется нижеследующей системой уравнений [1].

За положительное направление перемещения золотника сервоусилителя ($x_s(t) > 0$) принято положение, при котором линия 1 – линия высокого давления, а линия 2 – низкого. Отрицательное направление перемещения ($x_s(t) < 0$) – линия 1 – линия низкого давления, линия 2 – линия высокого давления.

Для $x_s(t) > 0$

$$\mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho} (p_s - p_1(t))} - Q_{ys} =$$

$$= A_1 \frac{dx_p(t)}{dt} + \frac{V_{01}}{E} \frac{dp_1(t)}{dt} + A_1 \frac{x_p(t)}{E} \frac{dp_1(t)}{dt} + c_y \Delta p_p(t)$$

(1)

$$- \mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho} (p_2(t) - p_t)} + Q_{ys} =$$

$$= -A_2 \frac{dx_p(t)}{dt} + \frac{V_{02}}{E} \frac{dp_2(t)}{dt} - A_2 \frac{x_p(t)}{E} \frac{dp_2(t)}{dt} - c_y \Delta p_p(t)$$

(2)

$$m \frac{d^2 x_p(t)}{dt^2} = p_1(t) - p_2(t) - B \frac{dx_p(t)}{dt} - C x_p$$

(3)

$$m_s \frac{d^2 x_s(t)}{dt^2} = \Delta p_{\square} - B_s \frac{dx_s(t)}{dt} - F_{\text{сб}} \quad (4)$$

$$k_{1m} I = m_z \frac{d^2 x}{dt^2} + B_z \frac{dx}{dt} + k_a x \quad (5)$$

$$U = RI + L \frac{dI}{dt} + c \frac{dx}{dt} \quad (6)$$

$$\Delta p_m = \frac{4,9x_0^3 p_s}{4,9x_0^4 + 0,45\Delta x^2 x_0^2 + \Delta x^2} \Delta x \quad (7)$$

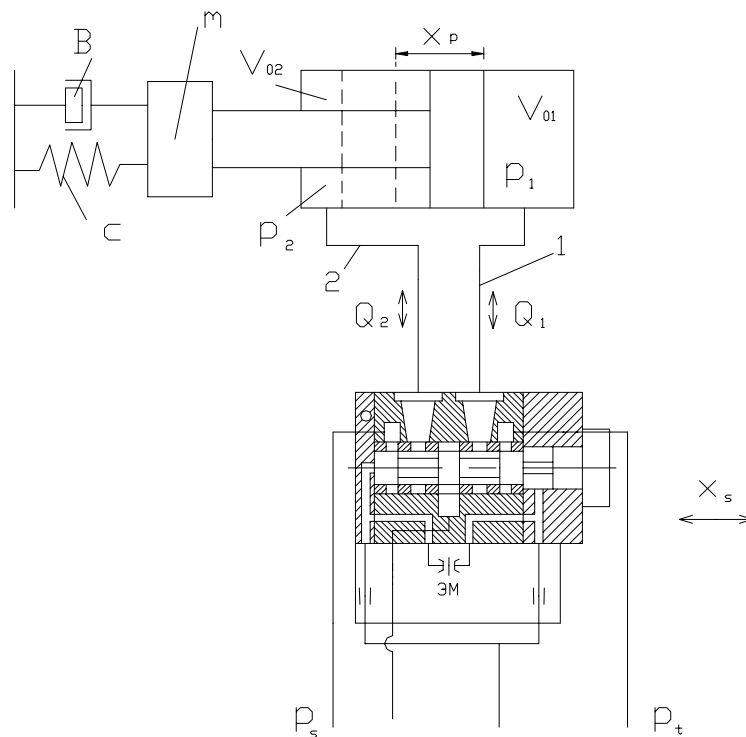


Рис. 1. Расчетная схема дроссельного гидропривода.

Для $x_s(t) < 0$ применимы уравнения (3) – (7), а уравнения (1) и (2) переходят в уравнения (1') и (2'):

$$\begin{aligned} -\mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho}} (p_1(t) - p_t) + Q_{ys} = \\ = -A_1 \frac{dx_p(t)}{dt} + \frac{V_{01}}{E} \frac{dp_1(t)}{dt} - A_1 \frac{x_p(t)}{E} \frac{dp_1(t)}{dt} - c_y \Delta p_p(t) \end{aligned} \quad (1')$$

$$\begin{aligned} \mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho} (p_s - p_2(t))} - Q_{ys} = \\ = A_2 \frac{dx_p(t)}{dt} + \frac{V_{02}}{E} \frac{dp_2(t)}{dt} + A_2 \frac{x_p(t)}{E} \frac{dp_2(t)}{dt} + c_y \Delta p_p(t) \end{aligned} \quad (2')$$

При $x_s=0$

$$\mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho} (p_s - p_1(t))} - Q_{ys} = -\mu b x_s(t) \sqrt{\frac{2}{\rho} (p_2(t) - p_t)} + Q_{ys}$$

Уравнения (1) и (2) ((1') и (2')) представляют собой равенства расходов через сервоусилитель и гидроцилиндр. Здесь μ – коэффициент расхода через усилитель; b – ширина окна золотника; ρ – плотность жидкости; p_s – давление, подводимое к ЭГУ; $p_1(t)$ – давление в правой полости гидроцилиндра; Q_{ys} – утечки внутри ЭГУ; A_1 – эффективная площадь левой полости силового цилиндра; $x_p(t)$ – величина перемещения выходного звена гидродвигателя; V_{01} – объем жидкости в правой полости силового цилиндра; E – коэффициент сжимаемости жидкости; c_y – коэффициент утечек через гидроцилиндр; $\Delta p_p = p_1(t) - p_2(t)$; $p_2(t)$ – давление в левой полости гидроцилиндра; A_2 – эффективная площадь правой полости силового цилиндра; V_{02} – объем жидкости в левой полости силового цилиндра.

Уравнение (3) – уравнение нагрузки на гидроцилиндр; B – коэффициент скоростной нагрузки; C – коэффициент позиционной нагрузки.

Уравнение (4) – уравнение движения золотника ЭГУ. m_s – масса золотника; $F_{2\partial}$ – гидродинамическая сила (ГДС) ($F_{2\partial} = k_1 x_s^2 + k_2 x_s$, k_1 и k_2 – коэффициенты ГДС, определяемые из эксперимента); B_s – коэффициент вязкого трения золотника; Δp_m – перепад давления под торцами золотника; A_s – эффективная площадь торца золотника.

Уравнения (5) и (6) – уравнения электромеханического преобразователя типа сопло-заслонка; I – ток в обмотке управления; m_z – масса заслонки; B_z – коэффициент вязкого трения; k_3 – коэффициент сопротивления со стороны жидкости, вытекающей из сопла; x – смещение заслонки; U – управляющее напряжение, приложенное к обмотке управления; R – омическое сопротивление цепи обмотки управления; L – коэффициент самоиндукции цепи обмотки управления; c – коэффициент пропорциональности э.д.с., наводимой в обмотке управления при повороте якоря со скоростью dx/dt ; $k_{1м}, k_{2м}$ – коэффициенты моментов, для определенной конструкции электромагнита.

Уравнение (7) представляет собой линеаризованную зависимость между перепадом давлений Δp_m , действующим на

золотник, и смещением заслонки x ; x_0 – начальный зазор между соплами и заслонкой; Δx – величина смещения заслонки от нейтрального положения.

Система уравнений (1) - (7) включает следующие нелинейные зависимости:

- квадратичную зависимость ГДС от перемещения золотника ЭГУ;
- нелинейную зависимость коэффициента расхода через ЭГУ от смещения золотника;
- квадратичную зависимость расхода через золотник ЭГУ от перепада давления на его кромках;
- взаимовлияние двух полостей ЭГУ;
- ограничение по расходу, давлению и перемещению поршня гидродвигателя;
- дифференциал площадей гидродвигателя;
- сжимаемость жидкости.

Нелинейная система уравнений (1)-(7) решалась с помощью программы Simulink. Основная блок-схема решения представлена на рис. 2.

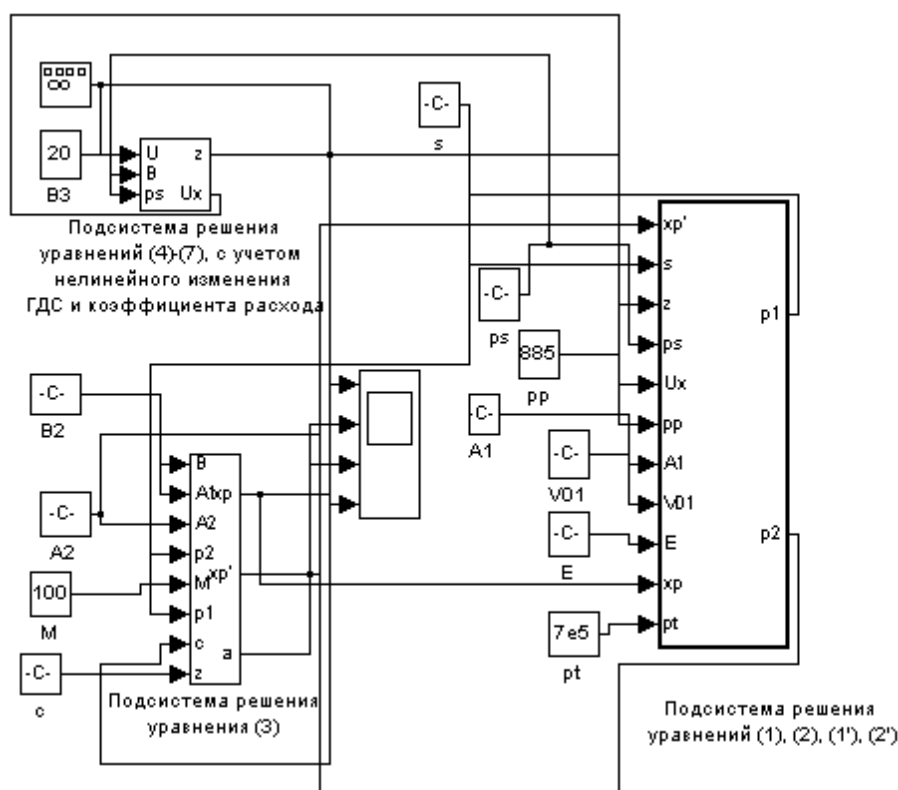


Рис. 2. Блок-схема решения системы уравнений (1)-(7).

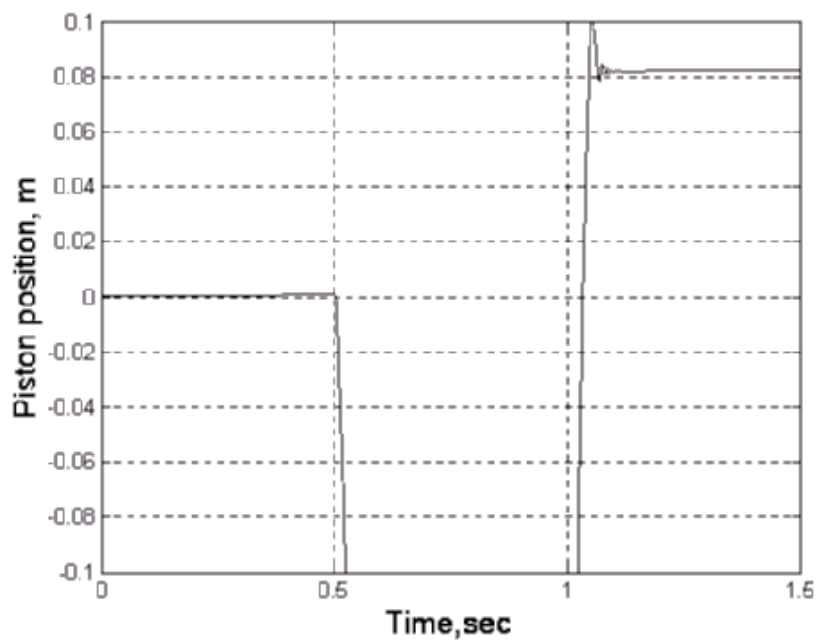


Рис. 3. Зависимость перемещения поршня гидроцилиндра от времени при синусоидальном управляющем воздействии ($f=1\text{Гц}$).

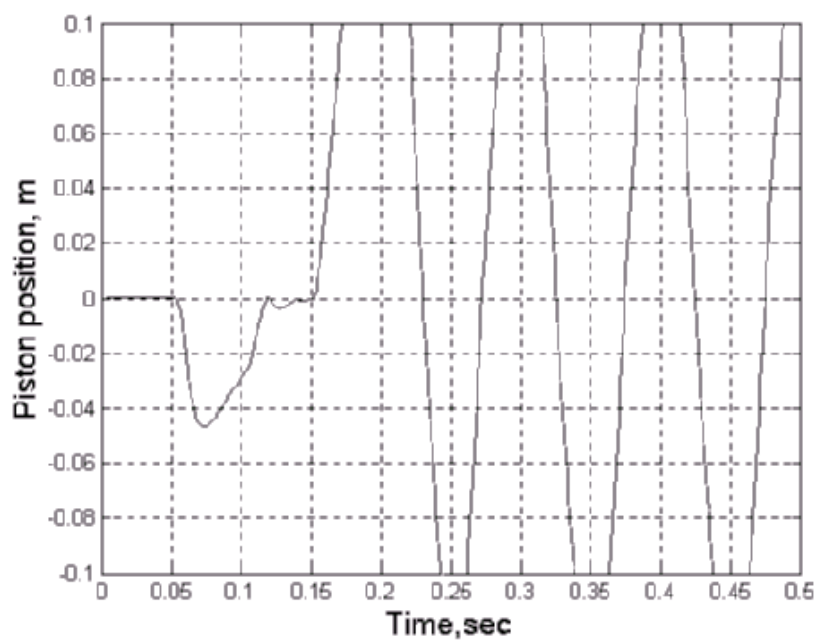


Рис. 4. Зависимость перемещения поршня гидроцилиндра от времени при синусоидальном управляющем воздействии ($f=10\text{Гц}$).

При задании управляющего сигнала в виде синусоиды на выходе незамкнутой системы формируются кривые, изображенные на рис. 3 (частота сигнала 1 Гц) и рис. 4 (частота сигнала 10 Гц). Данные результаты качественно согласуются с результатами работы [2], полученными для дроссельного гидропривода, где в качестве исполнительного механизма использовался гидромотор.

Проведенное дальнейшее теоретическое исследование с помощью разработанной программы позволило сделать следующие выводы:

- наблюдаемый срез синусоидального сигнала на выходе системы обусловлен в первую очередь сжимаемостью жидкости и ограничением системы по расходу и перемещению поршня гидроцилиндра;
- гидродинамическая сила и коэффициент расхода золотника ЭГУ оказывают незначительное влияние на форму выходного сигнала в диапазоне малых частот управляющего воздействия; однако, с увеличением частоты (более 100 Гц) это влияние становится заметным и требует специального исследования;
- изменение величины ГДС влияет на быстродействие системы; при уменьшении ГДС на 10% быстродействие повышается в 1,6 раз.

Таким образом, программа расчета дроссельного гидропривода может быть использована при проектировании и анализе сложных следящих электрогидравлических систем и разработке обратных связей.

Литература

1. Шавлович З.А. Математическая модель гидравлического пресса с сервоусилителем типа С100 //Научно-технические проблемы современного гидромашиностроения и методы их решения. 2001. С.125-128.
2. Clegg Andrew C. Self-tuning Position and Force Control of a Hydraulic Manipulator. Heriot-Watt University. 2000. 260 p.

УДК 004

MATLAB – ИНСТРУМЕНТАРИЙ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНДУКЦИОННЫХ СИСТЕМ

Костюкова Т.П., Фандрова Л.П.

Башкирский государственный аграрный университет, г.Уфа

e-mail: Ktp@ufanet.ru

Электротехнологии как наиболее энерго- и ресурсосберегающие в настоящее время находят все более широкое применение в металлообрабатывающей промышленности. Эффективность таких технологий напрямую зависит от качества преобразователей параметров электроэнергии, являющихся согласующим звеном между нагрузкой (технологическим процессом) и сетью.

Достижение этой цели возможно лишь при применении новых форм проектирования, в частности, системы визуального моделирования Simulink интегрированного пакета MATLAB.

Представленная на рис.1 модель наглядно демонстрирует уровень задач, которые возможно исследовать в пакете. Это модель электротехнологической индукционной системы мощностью 250 кВт, состоящей из входного сглаживающего фильтра ***Ld-Cф***, однофазного инвертора с обратными диодами Universal Bridge, системы управления тиристорами PWM Generator, коммутирующего контура ***Lk-Cк*** и эквивалентной нагрузки ***Rн***.

Построение модели средствами Simulink основано на использовании блоков, хранящихся в библиотеке Power System Blockset [1]. Библиотека содержит ряд разделов, необходимых при моделировании системы: Powerlib2 (неуправляемые источники постоянного напряжения), Power Elements (последовательные пассивные элементы R, L, C), Power Electronics (библиотека силовых элементов полупроводниковых преобразователей), Connector (блоки связи).

Наглядность диаграммы обеспечивается индивидуальным графическим представлением блоков, снабженных, при необходимости, уникальными именами.

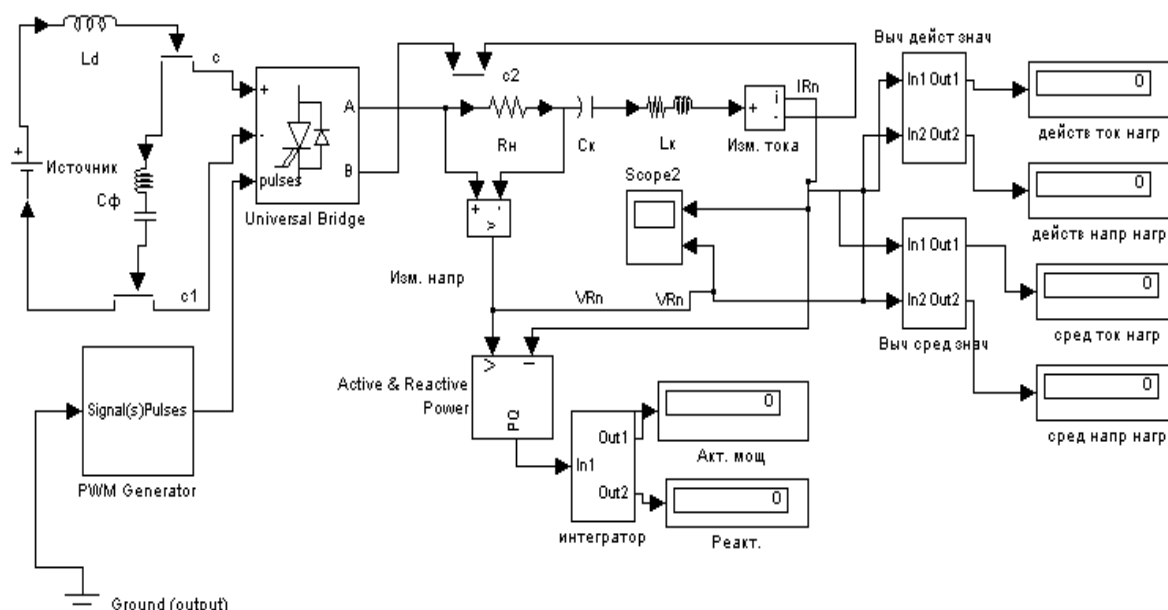


Рис. 1. Модель инвертора.

Блок Источник модели задает амплитуду постоянного напряжения на мост инвертора. Мостовая схема представлена блоком Universal Bridge, в параметре Power Electronic Device которого задан тип схемы инвертора GTO/Diodes. В других параметрах заданы: две диагонали моста, значения напряжений, сопротивления и емкости внутренних элементов схемы. PWM Generator подает на вход мостовой схемы импульсы с частотой, указанной в диалоговом окне данного блока. Число импульсов зависит от количества диагоналей моста.

Резисторы, катушки индуктивности и конденсаторы представлены на диаграмме блоком Series RLC Branch. Данный блок позволяет определять значение параметра соответствующего элемента, причем значение «inf» для емкости и «0» для сопротивления или индуктивности исключает этот элемент из цепочки.

Измерительные «приборы» Voltage и Current Measurement подают сигналы на вход вычислительных блоков Active&Reactive Power для определения мощности, и блоков «Выч дейст.знач» и «Выч сред знач» для нахождения эффективного (действующего) и средних значений несинусоидального периодического напряжения и тока в нагрузочной цепи. В основу создания вычислительных блоков положены формулы для определения действующего и среднего значений тока и напряжения. В соответствующих блоках используется блок RMS - вычислитель действующего значения параметра, который для измерения среднего значения несколько изменен.

Блок Integrator выполняет роль разделителя мощности на две составляющие: активную и реактивную.

Для наблюдения и регистрации переходных и установившихся процессов в модели использованы виртуальные приборы: Scope и Multimeter. В частности, Multimeter позволяет наблюдать электрические параметры, выбранные в окне соответствующих элементов, например, токи и напряжения на элементах моста инвертора. С каждым графическим элементом связано окно настроек, например, на рис.2 представлено одно из них.

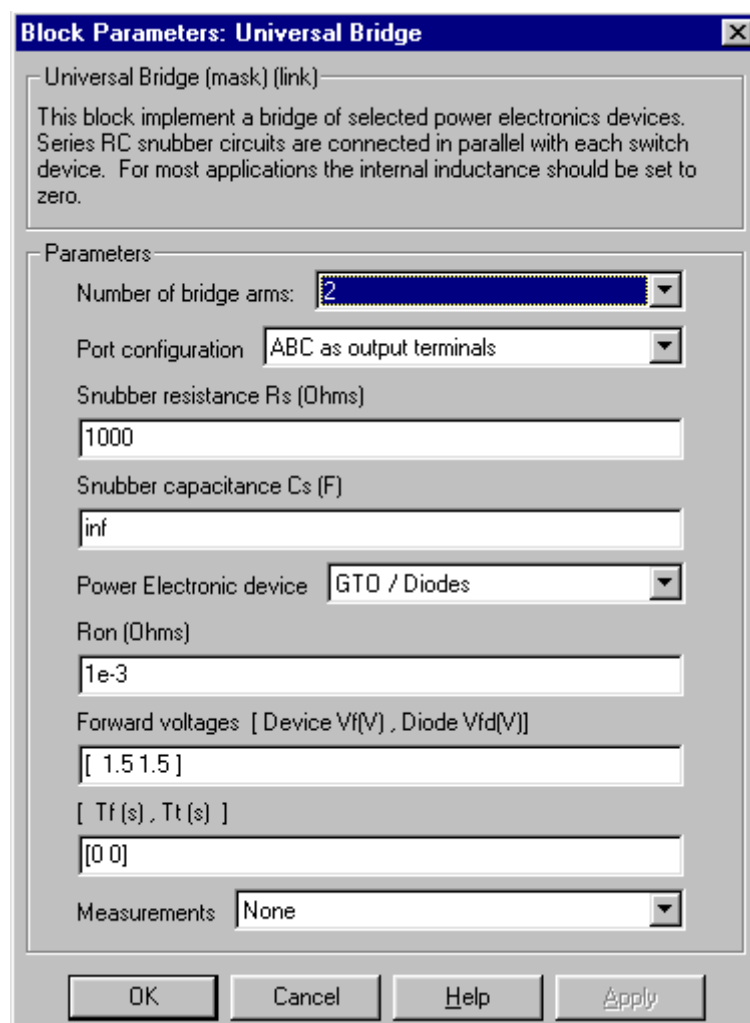


Рис. 2 Окно настроек блока Universal Bridge.

Для запуска процесса моделирования в пункте меню Simulation задается время, шаг и точность моделирования, способ изменения модельного времени, имена файлов и переменных, для сохранения результатов моделирования и многое другое.

Модель позволила изучить работу системы с помощью постановки серии многофакторных экспериментов.

Литература

1. *Гультяев А.* Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс. СПб: Питер, 2000. 432 с.

УДК 629.735.33

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС FLIGHTSIM ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА ДИНАМИКИ САМОЛЕТА С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

Кувшинов В.М., Анимица О.В.

*Центральный аэрогидродинамический институт им. Н.Е. Жуковского,
г. Жуковский*

При использовании программной среды MATLAB/Simulink в конкретной области, в частности, для исследования динамики и систем управления ЛА, набор стандартных блоков и программ, входящих в эту систему, зачастую оказывается недостаточным и возникает необходимость использования библиотек специальных макроэлементов и программ, дополнительно разработанных для данной области соответствующими специалистами. Эффективность применения программной среды MATLAB/Simulink в этом случае может быть значительно увеличена.

В докладе рассматривается программный комплекс, включающий библиотеки специальных блоков для среды Simulink и набор управляющих, расчетных и графических программ среды MATLAB, предназначенных для моделирования и анализа динамики самолета с системой управления. Комплекс сложился в результате семилетнего опыта использования программной среды MATLAB/Simulink в практике моделирования движения самолетов с системами управления, в том числе моделирования на пилотажном стенде, и решения задач синтеза систем управления в отделении динамики и систем управления летательных аппаратов ЦАГИ.

В настоящее время комплекс FlightSim включает следующие составные части:

1. Библиотеки элементов для моделирования динамики самолета с системой управления:

– Библиотеку уравнений движения самолета (рис. 1):

- блоки уравнения полного пространственного движения самолета в различной форме (в направляющих косинусах или в кватернионах);

- блок уравнений продольного движения;
 - блоки уравнений бокового движения;
 - набор диалоговых модулей настройки начальных условий и расчета балансировок ЛА (рис. 2).
- Библиотеку вспомогательных элементов для формирования модели динамики ЛА (стандартная атмосфера, измерения датчиков, переходы между различными системами координат и др.).
 - Библиотеку математических моделей элементов системы управления ЛА таких как нелинейные рулевые приводы (в том числе с учетом влияния шарнирных моментов), датчики, типовые элементы алгоритмов управления и т.п.
 - Библиотеку вспомогательных элементов для моделирования движения ЛА (рис. 3) (драйвер джойстика и средства визуализации движения самолета).
2. Пакет программ управления базами данных самолетов для использования в динамических моделях системы MATLAB/Simulink.
 3. Библиотеку программ расчета и анализа динамических характеристик самолета с САУ, заданных моделью системы Simulink и комплекса FlightSim:
 - расчет, построение и обработка частотных характеристик;
 - расчет, построение и обработка корневых годографов;
 - построения и анализ переходных процессов;
 - расчет статистических характеристик (в том числе спектральных плотностей) при действии мелкомасштабной турбулентности;
 - генерирование реализаций случайного ветра по моделям Кармана и Драйдена;
 - расчет статистических характеристик (в том числе спектральных плотностей) по реализации случайных сигналов.
 4. Примеры моделей динамики гипотетических самолетов с системой управления.
 5. Специализированную программу расчета характеристик взаимодействия систем управления с упругими колебаниями конструкции ЛА и синтеза активных систем управления самолетов.

Часть блоков библиотек комплекса FlightSim представляет собой подсистемы, собранные из стандартных элементов системы Simulink и настроенных соответствующим образом (в том числе с использованием масок), а часть, например модули уравнений движения – так называемые S-функции, написанные на языке C и

откомпилированные.

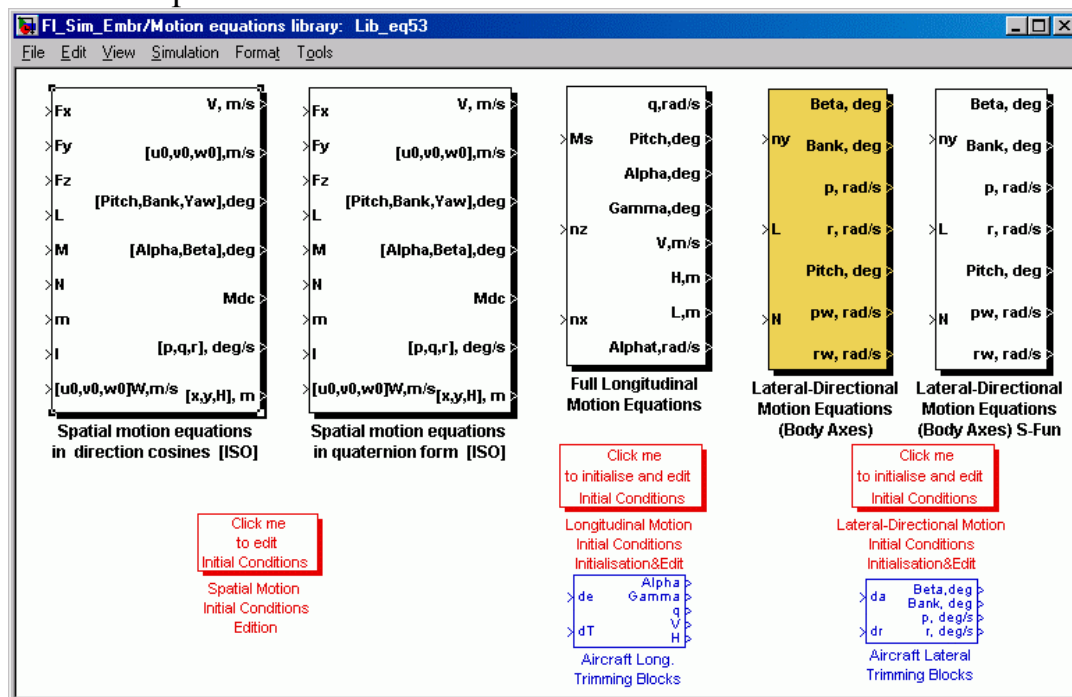


Рис. 1. Библиотека уравнений движения самолета.

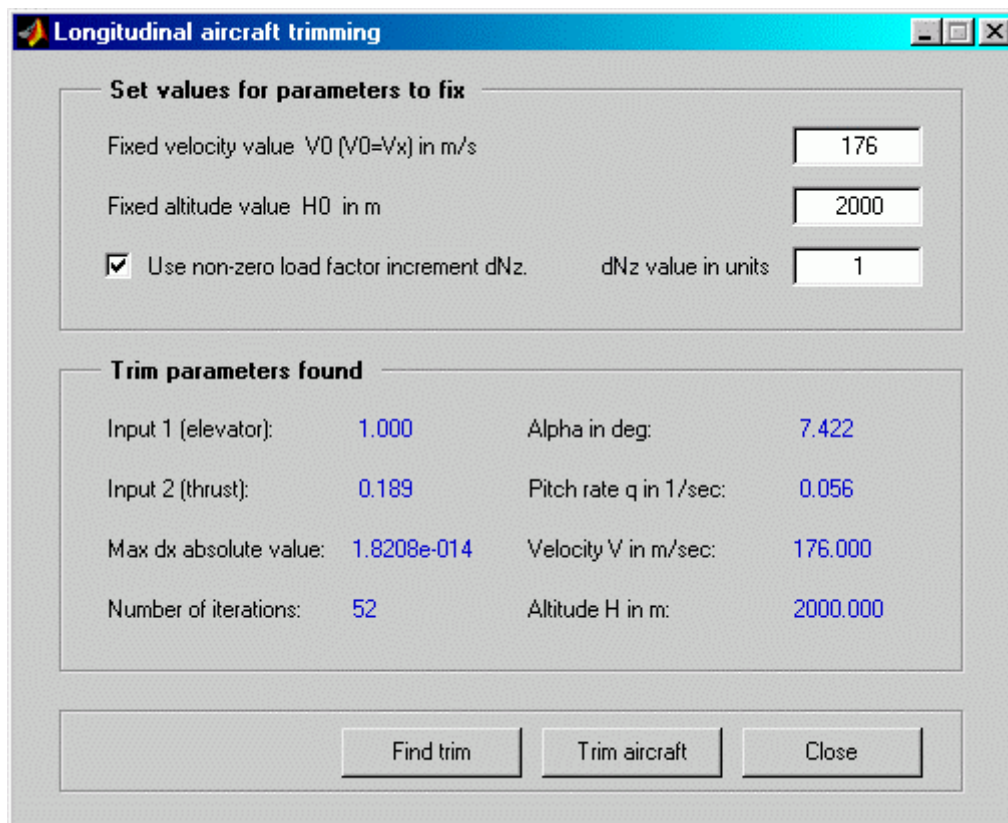


Рис. 2. Диалоговое окно балансировки самолета.

Модули уравнений пространственного движения составлены как S-функции на языке C и, в отличие от модулей, включенных в версию Simulink 4.00, предусматривают коррекцию направляющих косинусов или кватернионов и позволяют проводить моделирование на всех режимах движения самолета, включая режимы взлета, посадки, пробег и руления с учетом модели шасси при скоростях движения $V \approx 0$. Отсутствие коррекции ведет к накоплению ошибок, особенно при больших угловых скоростях движения самолета, а в ряде случаев может приводить к останову программы из-за нарушения для одного из углов Эйлера условия $|\cos \vartheta| \leq 1$.

Разработанные средства визуализация движения самолета упрощают отладку моделей, существенно увеличивают наглядность моделирования, облегчают трактовку функционирования системы управления, улучшают презентационные возможности комплекса. Эти средства включают (рис. 3):

- имитаторы пилотажных приборов,
- построение 3-D траектории в процессе и после моделирования,
- визуализацию пространственного положения самолета,
- периодический захват текущих картинок движения самолета.

Пример визуализации движения самолета показан на рис. 4.

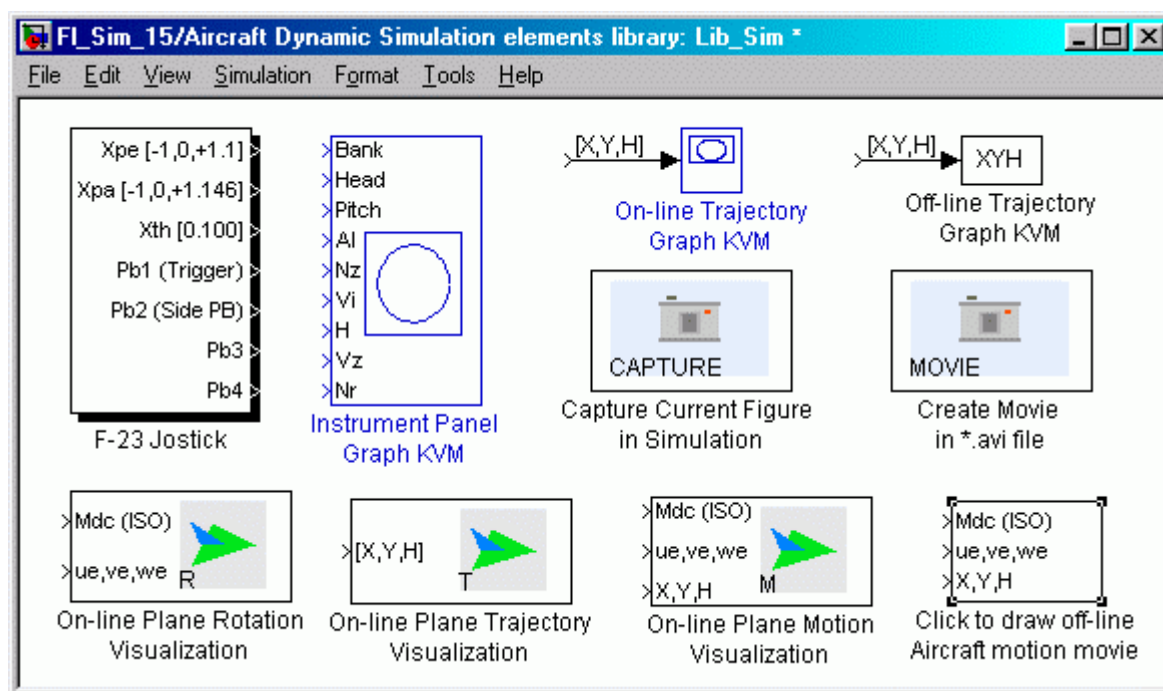


Рис. 3. Библиотека вспомогательных элементов для моделирования движения ЛА.

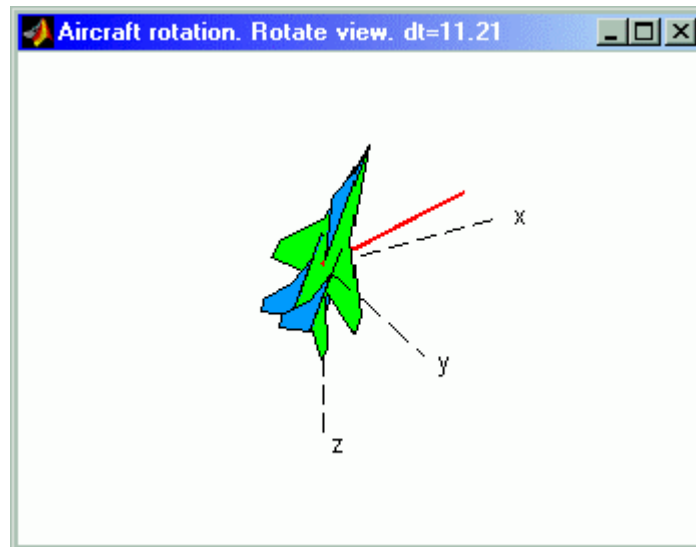


Рис. 4. Визуализация пространственного положения самолета.

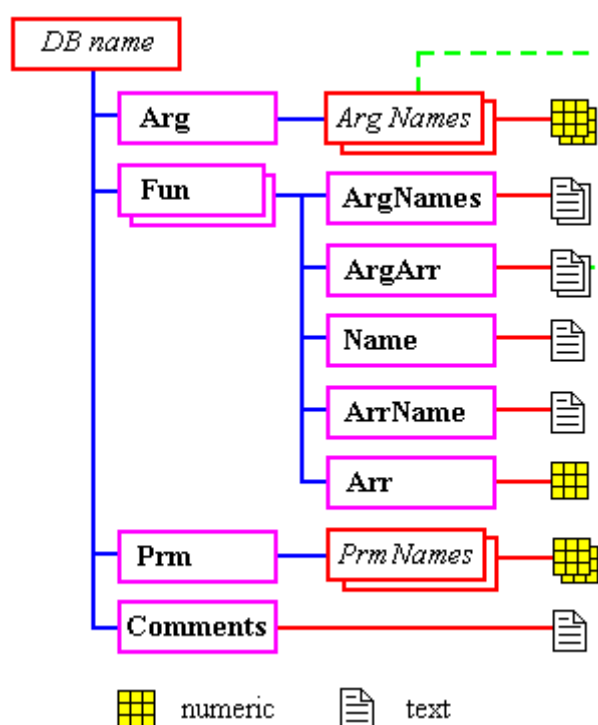
Модели аэродинамики современных самолетов являются достаточно сложными и содержат большое количество таблиц аэродинамических характеристик по различным аргументам (углам атаки и скольжения, отклонениям органов управления, числу M и др.). В процессе разработки самолета или при его модификациях аэродинамические характеристики и зависимости параметров СУУ по режимам полета уточняются, изменяются, дополняются и т.п. Для выполнения таких операций разработана программа поддержки баз данных характеристик самолетов.

Программа поддержки баз данных характеристик самолетов, написанная как MATLAB-приложение, является важной составной частью комплекса FlightSim, однако, может использоваться и независимо от него для любых моделей среды Simulink. Программа имеет развитый интерфейс стандарта Windows (главное окно программы поддержки баз данных представлено на рис. 5) и позволяет выполнять следующие функции:

- создание новых баз данных и дополнение существующих путем “захвата” числовых массивов из различных источников;
- возможность диалогового редактирования состава и содержания базы данных, включая как текстовое, так и графическое (рис. 6) редактирование табличных функций;
- автоматизированное формирование элементов моделей системы Simulink, содержащих выбранные табличные функции базы данных;
- сервисные функции – открытие новых баз данных, сохранение изменений в базе с записью в старый или новый

mat-файл, проверка соответствия свойств функции свойствам аргументов, вывод графиков функций базы данных, открытие моделей системы Simulink[®] и др.

База данных ЛА представляет собой структуру со следующими полями:



1 **Arg** – структура, содержащая в качестве полей массивы значений аргументов для табличных функций;

2 **Fun(1:n)** – массив структур, содержащих в качестве полей:

Arr – массив значений функции,

ArrName – имя соответствующего массива, используемое в модели системы Simulink;

Name – наименование данной функции при выводе ее графиков;

ArgArr – массив имен аргументов данной функции;

ArgNames – массив имен аргументов при выводе графиков;

3 **Prm** – структура, содержащая в качестве полей значения параметров (вес, площадь, САХ и т.п.);

4 **Comments** – текстовый комментарий.

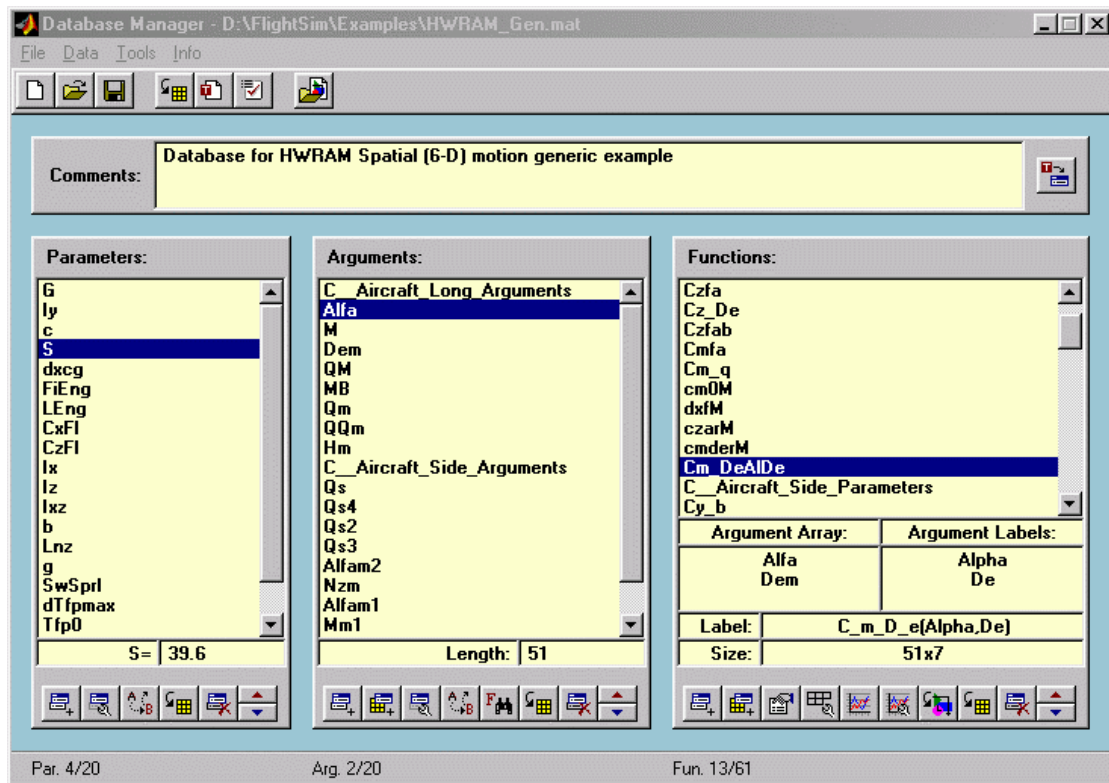


Рис. 5. Главное окно программы управления базами данных характеристик самолета.

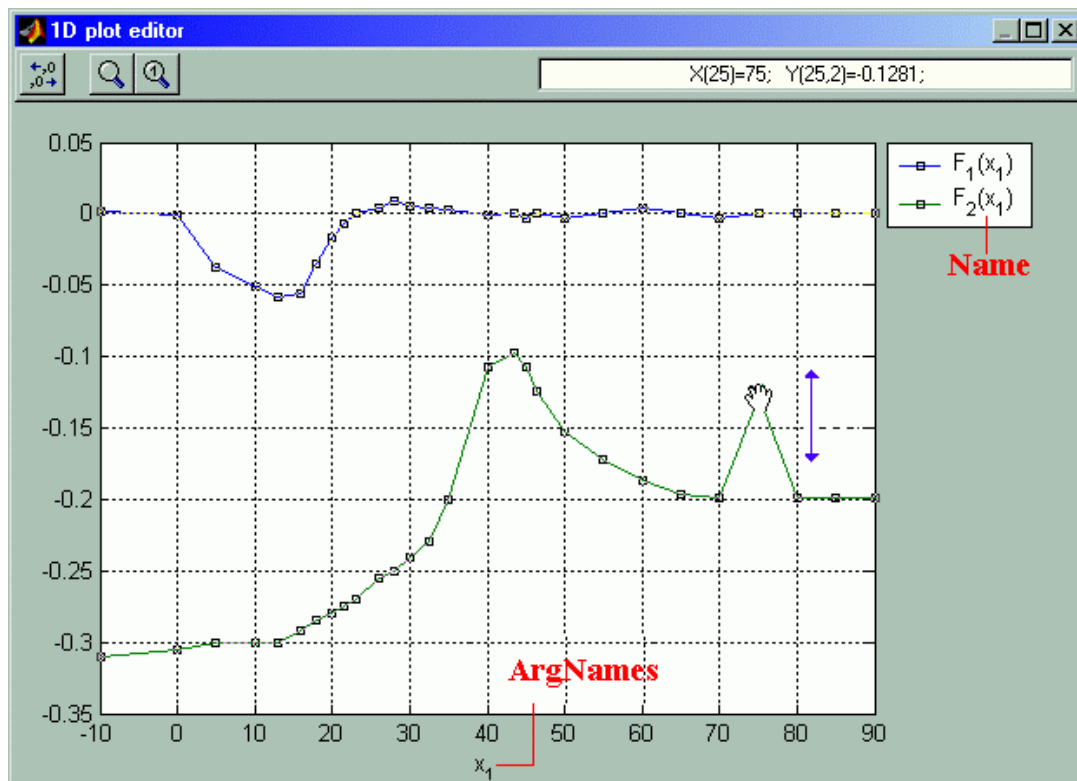


Рис. 6. Окно графического редактирования табличных функций базы данных.

Опыт работы с комплексом FlightSim показал, что время разработки и отладки математической модели самолета с системой управления значительно сокращается по сравнению с “ручным” программированием или с использованием САПР предыдущего поколения, использующих командный язык, а вероятность внесения ошибок существенно уменьшается. При этом важную роль играют примеры моделей динамики самолетов, включенные в комплекс. Целесообразно использовать эти примеры в качестве основы (шаблона), сохраняя структуру модели и основные связи между блоками (блок модели сил и моментов, блок уравнений движения, блок модели системы управления, блоки моделей приводов и т.п.), и заменяя или настраивая их конкретное содержание.

В частности, в комплекс включен пример модели пространственного движения гипотетического самолета (рис. 7) с нелинейными аэродинамическими характеристиками, заданными в широком диапазоне углов атаки и чисел M , с системой управления, уровень сложности которой соответствует современным системам управления маневренных самолетов. Подсистема – модель пространственного движения самолета показана на рис. 8, подсистема – модель алгоритма СУУ бокового движения самолета – на рис. 9.

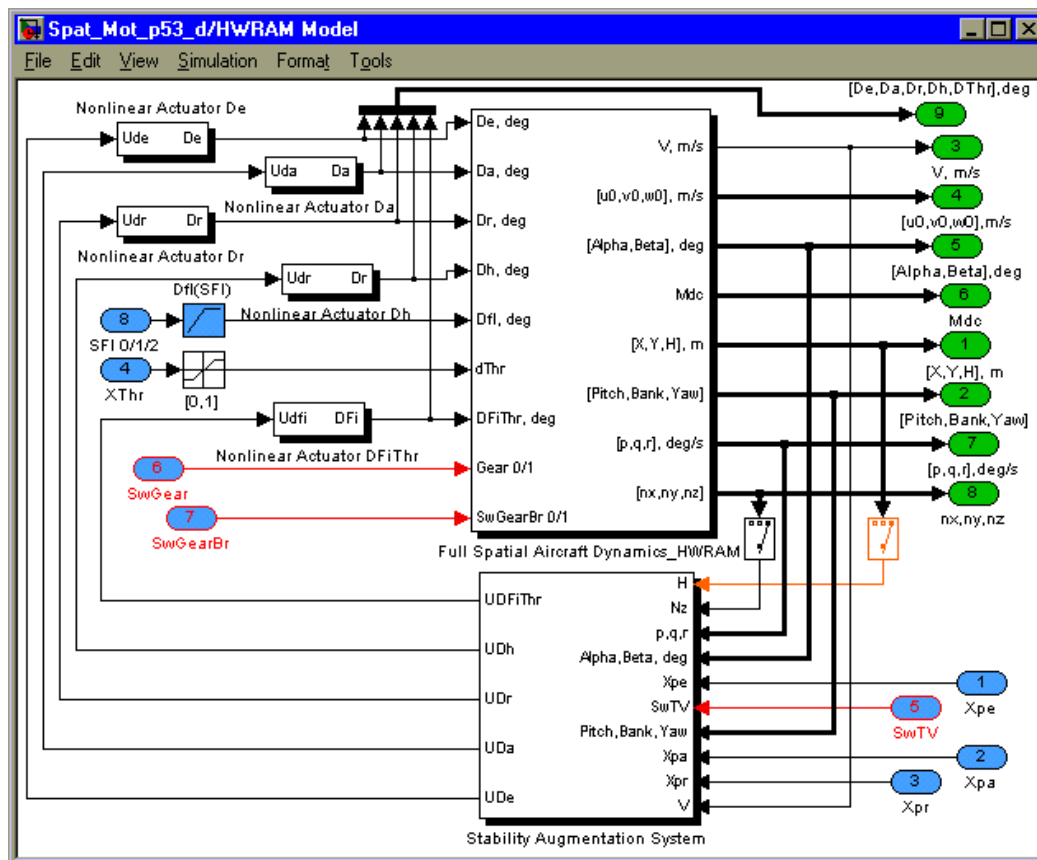


Рис. 7. Модель замкнутой системы самолет-СУУ (пример).

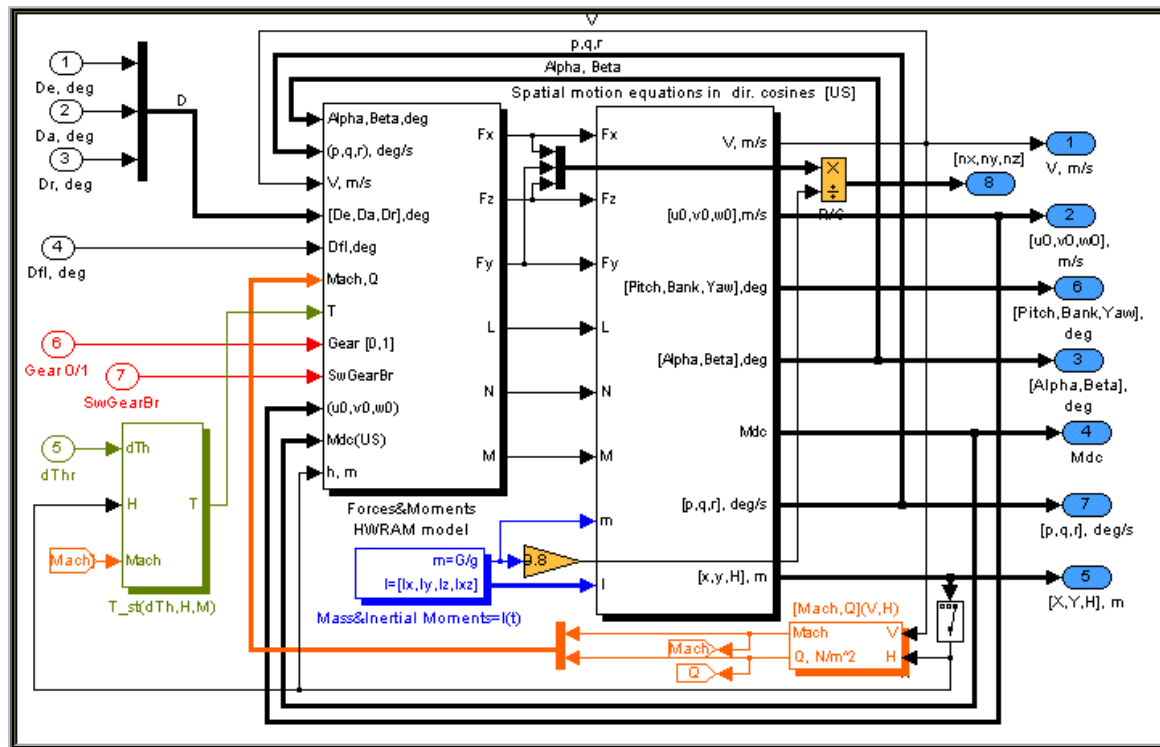


Рис. 8. Пример модели пространственного движения самолета.

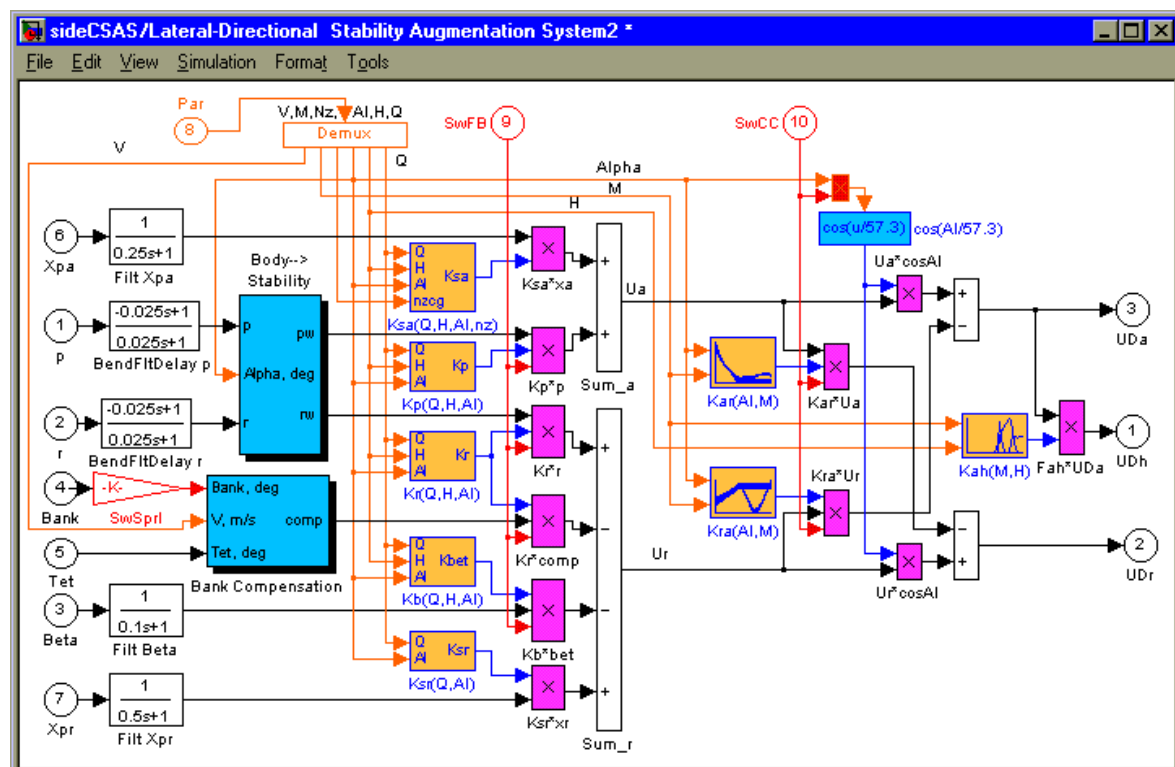


Рис. 9. Пример модели алгоритма СУУ бокового движения самолета.

Модели, разработанные с использованием рассматриваемого комплекса, были использованы не только для расчетных исследований по анализу характеристик устойчивости, управляемости и синтезу систем управления самолета, но и для моделирования движения самолета в реальном времени на пилотажных стендах [1] и стендах для экспериментальной отработки системы управления и ее элементов.

Для этого необходимо было решить несколько вопросов, основными из которых являются следующие:

- организация связи программы моделирования динамики самолета с устройствами ввода–вывода, в первую очередь платами аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей, для обеспечения связи с аппаратурой реального времени;
- организация межмашинного интерфейса для обеспечения взаимодействия программы моделирования динамики самолета с системами визуализации и управления подвижностью;
- обеспечение режима "реального времени" при моделировании.

Первая задача может быть решена использованием различных АЦП и ЦАП зарубежного производства, набор драйверов которых входит в пакет программ Real-Time Workshop системы MATLAB/Simulink. Однако эти платы имеют весьма высокую стоимость и недостаточно доступны для использования в нашей стране. Кроме того, пакет программ Real-Time Workshop является также весьма дорогостоящим.

Наиболее распространенными в нашей стране платами АЦП и ЦАП для персональных компьютеров, имеющими, кроме того, относительно невысокую стоимость, являются платы производства российского предприятия L-CARD. Для плат и внешних блоков ("крейтов") данного типа были написаны драйверы в виде S-функций системы Simulink, позволяющие модели динамики самолета осуществлять прием входных сигналов от внешних источников, в том числе, от рычагов управления самолета и выдавать непрерывные выходные сигналы, например, для управления реальными рулевыми приводами при полунатурном моделировании.

Для организации межмашинного интерфейса написан специальный драйвер сетевой платы в виде S-функции системы Simulink, который использует специальные функции связи с сетью языка C, описываемые в `<winsock.h>`. Драйвер позволяют осуществлять передачу в сеть до 183 переменных типа **double**.

Передача данных производится по протоколу UDP.

Для обеспечения связи программы моделирования динамики самолета с устройствами реального времени и другими компьютерами необходимо просто включить блоки, содержащие S-функции с рассмотренными драйверами, в общую модель.

В заключении рассмотрим вопрос обеспечения режима "реального времени" при моделировании. Эта проблема включает два основных аспекта – обеспечение потребного быстродействия модели и синхронизация процесса интегрирования с реальным масштабом времени.

Опыт разработки моделей динамики современных самолетов с системами управления показал, что даже при обычной работе с моделью без использования того или иного из возможных способов ее компиляции (например, с помощью пакета программ Real-Time Workshop системы MATLAB/Simulink) их быстродействие является достаточно высоким для реализации режима реального времени. При этом должны соблюдаться известные простые правила, в частности не должен использоваться вызов функций, написанных пользователем на языке MATLAB, и должны отсутствовать так называемые “алгебраические замкнутые цепи”. Например, приведенная выше модель может интегрироваться в реальном времени с шагом интегрирования $\Delta t = 0.005$ с даже на устаревшем персональном компьютере с достаточно “медленным” процессором Celeron 333 МГц. При этом переход на использование процессора Pentium 333 МГц с полноценной Кэш памятью приводит к увеличению быстродействия данной модели еще в два раза, а переход на современные процессоры с частотами ≥ 800 МГц полностью снимает проблему быстродействия моделей.

Более сложным является вопрос синхронизации процесса интегрирования с реальным масштабом времени. В настоящее время возможны различные способы синхронизации, рассмотрим их достоинства и недостатки.

Первый, самый простой и дешевый способ, – работа непосредственно в операционной системе Windows без использования каких либо дополнительных пакетов программ системы MATLAB/Simulink и без компиляции модели. Синхронизация модели может быть осуществлена включением в драйвер АЦП цикла ожидания соответствующего синхроимпульса либо с часов, встроенных в АЦП, либо с других часов. Однако операционная система Windows является многозадачной и синхронизация модели может срывать в некоторые периоды времени, если операционная система начнет “заниматься” какими-либо другими приложениями или “самообслуживанием”. Опыт

работы показал, что вероятность этого может быть значительно уменьшена, если при работе с моделью не открывать никаких иных приложений, кроме системы MATLAB, выгрузить резидентные программы и уменьшить число записываемых в Workspace параметров. При использовании современного компьютера с процессором типа Pentium ≥ 800 МГц и достаточно большим объемом оперативной памяти ≥ 256 Мб такие срывы синхронизации крайне маловероятны, хотя, в принципе не исключены.

Второй способ работы с моделью, гарантирующий синхронизацию с реальным временем, – использование пакета программ Real-Time Workshop системы MATLAB/Simulink и компиляция модели с помощью этого пакета в DOS-моде. Синхронизация модели также может быть осуществлена включением в драйвер АЦП цикла ожидания синхроимпульса. Отметим, что быстродействие исполнительного модуля может значительно превосходить быстродействие исходной модели. Недостатки этого способа – ограничения на размер задачи в DOS-моде, некоторое неудобство изменения параметров модели в процессе моделирования и отсутствие возможности непосредственного графического вывода результатов в процессе моделирования на компьютере, содержащем модель динамики самолета.

Третий способ работы с моделью, также гарантирующий синхронизацию с реальным временем, и лишенный упомянутых выше недостатков, – использование пакета программ Real-Time Workshop и пакета программ Real-Time Windows Target, включенного в систему MATLAB/Simulink, начиная с версии 5.3.1 (Release 11.1). При его использовании выполняется компиляция модели в Windows-моде и происходит замена программы kernel.exe операционной системы Windows на аналогичную программу из данного пакета, обеспечивающую 100% приоритет задаче моделирования. В этом случае гарантируется синхронизация модели с реальным временем, и сохраняются все преимущества работы с моделью в представлении Simulink–Windows. Однако этот способ имеет другой, более серьезный недостаток – невозможность обращения к некоторым функциям языка C, в частности к функциям из библиотек Win32 API, что делает невозможным обращение к сетевой плате.

Накопленный в последнее время опыт моделирования показывает, что при использовании первого способа синхронизации с реальным временем (без компиляции модели) и при использовании операционных систем Windows NT, Windows 2000 и т.п. вместо операционных систем Windows 95/98 срывы

синхронизации практически отсутствуют. По нашему мнению наиболее рациональным в настоящее время является использование именно этого способа моделирования в реальном времени на мощном современном компьютере ($f \geq 1$ МГц, Память ≥ 256 Мб) с операционными системами Windows NT или Windows 2000 и с учетом рекомендаций отмеченных выше. Такой подход практически решает проблему синхронизации модели с реальным временем без использования дорогостоящих пакетов программ Real-Time Workshop и Real-Time Windows Target.

Литература

1. Кувшинов В.М. Программный комплекс моделирования динамики ЛА с системой управления в среде MATLAB[®]/Simulink[®] //Труды Международной Конференции “Тренажерные технологии и обучение”, г. Жуковский, 24-25 мая 2001. С. 91-99.

УДК 519.6

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА В ПАКЕТЕ MATLAB/SIMULINK

Линенко А.В., Исламов Р.Н.

Башкирский государственный аграрный университет, г. Уфа

e-mail: renat@ufacom.ru

В машиностроении велика доля установок с возвратно-поступательным перемещением рабочего органа. Так, например, от 40 до 50% вращающихся электродвигателей используются в приводе оборудования с возвратно-поступательным перемещением рабочего органа [1].

В качестве передач, обеспечивающих возвратно-поступательное перемещение рабочего органа оборудования, используются все типы приводов: пневматические, гидравлические, электрические. О всех преимуществах и недостатках указанных приводов можно узнать в различных литературных источниках. Подробнее, с технико-экономической стороны получения возвратно-поступательного перемещения, необходимо остановиться на электроприводе, в котором используются линейные электродвигатели. Последние позволяют получить непосредственно поступательное движение рабочего органа технологического оборудования, исключив преобразователи вида движения. Среди известных видов линейных электродвигателей предпочтение отдается линейным асинхронным трехфазным двигателям (ЛАД), которые обладают конструктивной простотой, технологичностью изготовления, дешевизной, надежностью и разнообразием конструктивных решений [1]. Оснащение ЛАД упругими накопителями энергии позволяет обеспечить возврат рабочего органа в исходное состояние без потребления электроэнергии из сети за счет запасенной ими потенциальной энергии при первоначальном перемещении.

Одной из причин, ограничивающих широкое внедрение такого привода в технологическом оборудовании, является отсутствие простой методики его расчета. Это обусловлено

необходимостью проектировать каждый раз новый линейный асинхронный двигатель (ЛАД) под различные исполнительные механизмы, что вызвано непосредственной связью вторичного элемента (ротора) ЛАД с рабочим органом.

Вопрос простого, быстрого и приемлемого проектирования указанного привода технологического оборудования может решить разработка базовой математической модели колебательного линейного асинхронного электропривода на современных программных продуктах, таких как среда визуального моделирования Simulink /MATLAB [2]. Основным в решении этого вопроса является реализация адекватной математической модели линейного асинхронного двигателя.

Линейный асинхронный двигатель имеет те же конструктивные элементы, что и обычный асинхронный двигатель вращения, только обмотка индуктора (статора) создает не вращающееся, а бегущее магнитное поле, в результате чего вторичный элемент (ротор) движется поступательно. Отличительной чертой ЛАД по сравнению с вращающимися асинхронными двигателями является наличие в них специфических электромагнитных процессов, обусловленных конечной длиной индуктора двигателя и объединенных общим названием продольного краевого эффекта.

Продольный краевой эффект приводит к различию эквивалентных параметров отдельных фаз ЛАД, а следовательно, несимметрии фазных токов и мощностей. Под набегаящим и сбегаящим краем индуктора наблюдаются эффекты «входа-выхода», вызывающие появление тормозных усилий и снижающие энергетическую эффективность привода.

Теоретический анализ продольных краевых эффектов ЛАД связан с необходимостью сложных расчетов магнитных полей. Избежать сложных расчетов магнитных полей и учесть продольные краевые эффекты можно, воспользовавшись в среде визуального моделирования MATLAB математической моделью, основанной на детализированных магнитных схемах замещения [3], которые сводят поставленную задачу к расчету цепи, параметры которой интегрально представляют участки конструкции и магнитодвижущие силы пазов.

Однако, принимая во внимание [1], [4], [5], можно сделать вывод, что для низкоскоростных ЛАД, скорость которых не превышает 5-6 м/с и при которых работает большинство возвратно-поступательных рабочих органов, влиянием продольных краевых эффектов можно пренебречь. Установлено, что по мере увеличения числа полюсов и скольжения ЛАД вредное влияние продольных

краевых эффектов уменьшается.

Результатом сказанного является то, что для математического описания низкоскоростных ЛАД с числом пар полюсов не меньше 4 могут использоваться те же дифференциальные уравнения Парка-Горева, что и для обычного асинхронного двигателя вращения, теоретический анализ которых на порядок проще описанных выше.

Таким образом, реализуя в среде визуального моделирования Simulink/MATLAB цилиндрический ЛАД по дифференциальным уравнениям Парка-Горева, а упругие накопители энергии – по закону Гука, можно получить математическую модель колебательного линейного асинхронного электропривода, которая позволяет исследовать и динамические режимы его работы. Учет динамических характеристик на стадии проектирования электропривода позволит избежать его нежелательных режимов работы, которые могут привести к поломке технологического оборудования. Дифференциальные уравнения Парка-Горева, записанные для ЛАД в системе координатных осей О, Х, Y, имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_{x1}}{dt} &= U_{x1} - \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_1 X_r}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{x1} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_1 X_m}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{x2} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \phi_{y1} \\ \frac{d\phi_{y1}}{dt} &= U_{y1} - \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_1 X_r}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{y1} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_1 X_m}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{y2} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \phi_{x1} \\ \frac{d\phi_{x2}}{dt} &= -\frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_2 X_s}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{x2} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_2 X_m}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{x1} + \frac{\pi}{\tau} (V_0 - V) \phi_{y2} \\ \frac{d\phi_{y2}}{dt} &= -\frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_2 X_s}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{y2} + \frac{\pi}{\tau} V_0 \frac{R_2 X_m}{X_s X_r - X_m^2} \phi_{y1} - \frac{\pi}{\tau} (V_0 - V) \phi_{x2} \\ F &= \frac{3}{2} \frac{\pi \omega_0}{\tau} \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} (\phi_{x2} \phi_{y1} - \phi_{x1} \phi_{y2}), \quad \frac{dV}{dt} = \frac{(F - F_c)}{m}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_{x1} , U_{y1} – напряжение индуктора по осям ОХ, ОY; τ – полюсное деление обмотки ЛАД; $X_s = X_1 + X_m$, $X_r = X_2 + X_m$ – значения сопротивлений, вводимых в модель; R_1 , X_1 , R_2 , X_2 – соответственно активное и реактивное сопротивления индуктора и вторичного элемента, приведенные к обмотке индуктора; X_m – сопротивление взаимной индукции между индуктором и вторичным элементом; V_0 – синхронная скорость двигателя; ϕ_{x1} , ϕ_{y1} , ϕ_{x2} , ϕ_{y2} – потокосцепления по осям ОХ, ОY соответственно индуктора и вторичного элемента; V – скорость движения вторичного элемента; ω_0 – круговая частота питающей сети; F – сила, развиваемая ЛАД; F_c – сила сопротивления движению вторичного элемента; m – масса подвижных элементов системы.

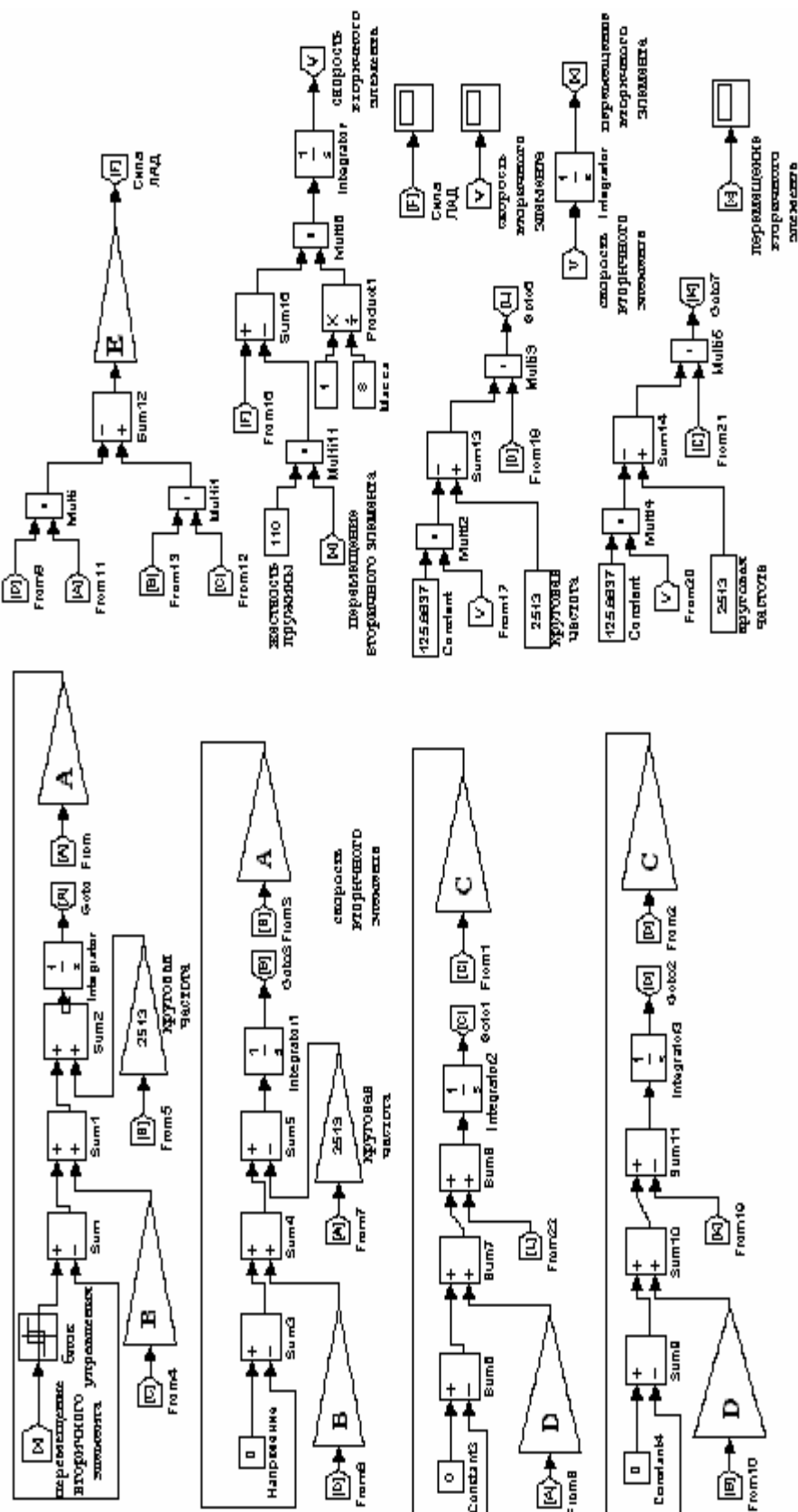


Рис. 1. Математическая модель колебательного линейного асинхронного электропривода в среде визуального моделирования Simulink /Matlab/

электропривода, представленной на рисунке 1, это касается линейного асинхронного двигателя, который при помощи команды Create Subsystem можно преобразовать в подсистему. В результате такой операции математическая модель колебательного линейного асинхронного электропривода (см. рис. 1) будет иметь вид, представленный на рис. 2.

В представленной модели режим работы ЛАД «включен-выключен» осуществляется блоком управления по перемещению вторичного элемента. В заключение необходимо отметить, что посредством имитационного моделирования представленной модели обеспечивается необходимый технологический режим работы исполнительного механизма, результатом чего являются необходимые параметры двигателя и упругих элементов.

Литература

1. Аипов Р.С. Линейный электропривод колебательного движения Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т, 1994. 77 с.
2. Гультяев А. Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс. – СПб: Питер, 2000. 432с.
3. Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., Шымчак П. Структурное моделирование электромеханических систем и их элементов. Szczecin, 2000. 320 с.
4. Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991. с. 256.
5. Соколов М.М., Сорокин Л.К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.

УДК 519.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА КОММУТАЦИИ МНОГОСТАДИЙНЫХ СХЕМ КЛОЗА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНСТРУМЕНТАРИЯ SIMULINK ПАКЕТА MATLAB

Машечкин И.В., Веселов Н.А., Журавлёв Е.А.

*Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова,
г. Москва,*

e-mail: kolya@mlab.cs.msu.su

На сегодняшний день высокопроизводительные вычислительные комплексы находят всё более и более широкое применение. Они позволяют проводить крупномасштабные параллельные вычисления, решать задачи, требующие обработки значительного объёма входных данных, проводить имитационные эксперименты, требующие больших вычислительных мощностей и затрат. Для построения подобных комплексов применяются различные подходы к архитектуре, среди которых очень большую популярность приобрёл так называемый кластерный подход. Он заключается в том, что вычислительное поле строится из множества вычислительных модулей, соединённых высокоскоростной сетью связи. Каждый модуль представляет собой отдельную ЭВМ, работающую под управлением собственной операционной системы (чаще всего ОС Linux). Сеть связи обеспечивает возможность обмена данными между вычислительными модулями в процессе выполнения задачи, при этом в качестве способа взаимодействия может использоваться, например, интерфейс передачи сообщений (MPI). Преимущество подобного подхода состоит в относительно низкой стоимости аппаратного и программного обеспечения, лёгкости построения и возможности управлять конфигурацией системы. Количество модулей в подобных комплексах может превышать несколько сотен. Очевидно, что топология сети связи в этом случае не может представлять из себя простейшую, в которой каждая машина вычислительного поля соединена со всеми другими, это потребует неоправданных затрат на оборудование и увеличит стоимость системы. С другой стороны, в области построения телефонных коммутационных схем к настоящему моменту

достигнуты значительные результаты и построены математические модели, позволяющие решать аналогичные задачи одновременного соединения множества абонентов. Примером подобной системы является многостадийная неблокирующая коммутационная схема, построенная Ч. Клозом в 1953 году. Таким образом, использование коммутационных архитектур и связанных с ними алгоритмов является перспективным при построении сетей высокопроизводительных вычислительных комплексов. Очевидно, что если топологию коммутационной схемы можно легко использовать при построении сети связи комплекса, то для алгоритмов выбора маршрута соединения требуется адаптация или полная переработка. Это связано с двумя основными обстоятельствами:

- отсутствие общих управляющих устройств, устанавливающих соединения в системе;
- кратковременный характер соединения, когда отправитель передаёт пакеты небольшой длины, многим различным адресатам;

Первая проблема обусловлена тем, что система связи комплекса строится из нескольких простых блоков коммутации, каждый из которых представляет собой законченное устройство, способное работать самостоятельно, а потому являющееся “чёрным ящиком” в смысле управления для всей остальной системы. Более того, существующие алгоритмы маршрутизации очень часто являются статическими и неадаптивными вследствие их простого заимствования из более простых и ранних систем (например, систем с одним коммутатором).

Вторая проблема, возникает вследствие характеристик сети: высокой скорости связи, низкой латентности и так далее. Однако, если рассмотреть задачи, решаемые с использованием подобных вычислительных систем, то можно заметить, что многие из них требуют создания так называемой виртуальной топологии. Например, это может быть двумерная или трёхмерная сетка и подобные им, где взаимодействие происходит между соседними узлами. Таким образом, если время отправки одного пакета незначительно и не может быть использовано при построении оптимальных алгоритмов, то время счёта задачи такой характеристикой уже обладает. В результате, встаёт проблема исследования и построения алгоритмов установления виртуальных соединений (соединений виртуальной топологии), которые позволяют улучшить пропускную способность сети, время счёта задачи, количество одновременно передаваемых данных и так далее.

Для проведения подобных исследований очень полезным инструментом является имитационное моделирование, которое позволяет проверить и сравнить указанные выше показатели для различных алгоритмов установки соединений. Данная статья посвящена проблеме построения подобных моделей.

Описание исследуемой модели коммутации

Определим исследуемую схему. Коммутационная система строится из 3-х стадий коммутаторов. В первую и третью стадии входят по r симметричных коммутаторов с n входными и n выходными портами, вторая стадия состоит из n симметричных коммутаторов с r входными и r выходными портами. Схема соединения изображена на рис. 1.

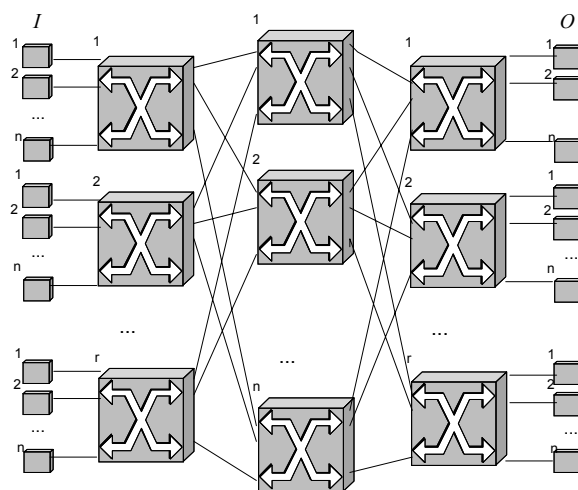


Рис. 1. 3-х стадийный коммутатор Клоза.

Множество входов схемы I состоит из $n \cdot r$ входных портов коммутаторов первой стадии, а множество выходов O из $n \cdot r$ выходных портов коммутаторов третьей стадии. Пусть дано множество пар отправитель - адресат $W = \{w_{ij}, i \in I, j \in J\}$, которые участвуют в передаче. Каждый отправитель посылает соответствующему адресату пакеты данных, с некоторой частотой. Для передачи используется так называемая схема cut-through routing, при которой каждый промежуточный коммутатор не принимает пакет полностью, а определяет адрес выходного порта по заголовку, после чего устанавливается соединение со следующей стадией коммутации. Часть заголовка, содержащая адрес данного коммутатора, при этом выбрасывается. Соединение разрывается

при окончании передачи пакета. Таким образом, любая передача представляет собой установление соединения от отправителя к адресату. Если выходной порт уже занят передачей, то пакет блокируется и теряется. Узел отправитель должен будет повторить передачу выброшенного пакета после того как не получит подтверждение об успехе через определённый промежуток времени. Подобная техника передачи данных применяется фирмой Myricom для маршрутизации в сети Myrinet, а схема соединения, аналогичная описанной, в коммутаторе Myrinet-2000 Switch, выпускаемом этой фирмой.

Очевидно, что характеристики сети и производительность системы зависят от вероятности блокировки пакета (потерь по данным), а значит, определяются способом установления соединений.

В классической статье [1], подобная схема была построена из несимметричных коммутаторов на первой и третьей стадии, для того чтобы получить свойство неблокируемости, впоследствии в работе [2] было доказано, что схема является перестраиваемой для случая симметричных коммутаторов и, наконец, в статье [3] получена оценка для числа соединений, которые необходимо перестроить, чтобы добавить ещё одно новое.

Основным отличием рассматриваемой модели от моделей, рассматриваемых в указанных работах, является то, что у одного отправителя может быть несколько адресатов, у одного адресата – несколько отправителей, а соединения являются виртуальными, то есть, для каждого из соединений определяется некоторая входная нагрузка. При этом можно оптимизировать потерю по данным, рассматриваемую за некоторый промежуток времени. Для решения подобных задач и была создана рассматриваемая ниже модель.

Описание построенной модели

Для построения модели использовался инструмент визуального моделирования Simulink пакета MATLAB. С его помощью реализована библиотека коммутаторов, построенная на принципе стандартизации блоков. Основой всех компонент коммутации служат базовые блоки – входные и выходные порты. Для реализации коммутационных схем различной размерности используются порты соответствующей размерности, которые строятся с использованием аналогичных принципов. В качестве наглядного примера представлены входные и выходные порты размерности 2. Следующей стадией интеграции являются элементарные коммутаторы, которые строятся из стандартных

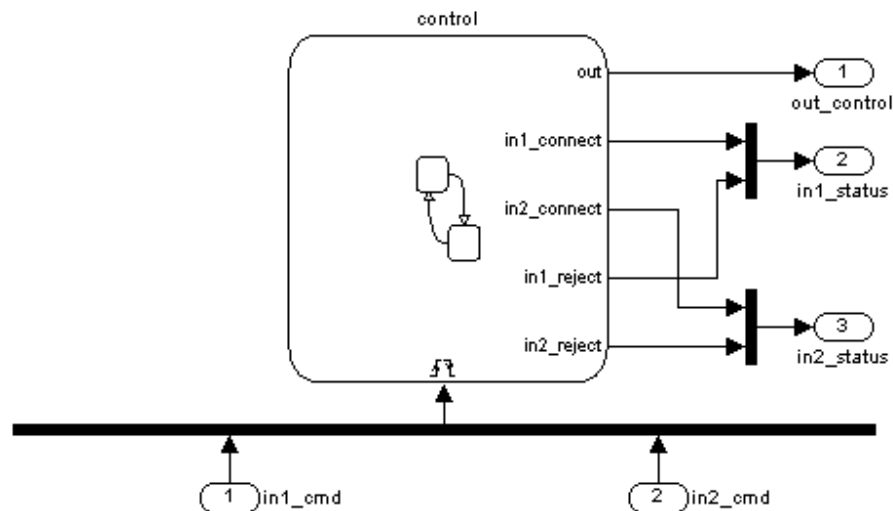


Рис. 3. Схема выходного порта размерности 2.

Основными блоками для построения целевых коммутаторов Клоза являются элементарные симметричные блоки коммутации – элементарные коммутаторы. В качестве примера представлен коммутатор 2x2 (рис. 4).

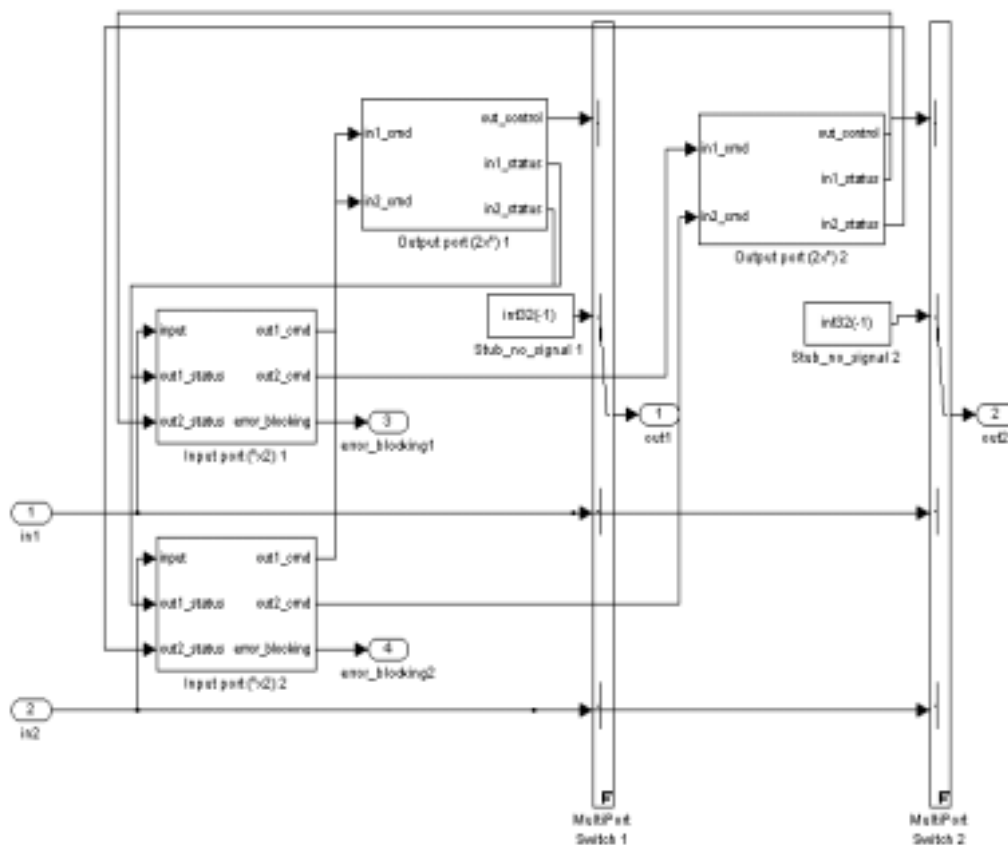


Рис. 4. Простой коммутатор 2x2.

Модули состоят из коммутационного поля и управляющих элементов: входных и выходных портов. Порты осуществляют управление коммутационными полями. С их помощью возможно независимое соединение входных портов с выходными. В случае, если вход пытается переключиться на уже занятый выходной порт возникает ситуация блокировки. Она выражается появлением на диагностическом порту, соответствующем данному входному порту, ненулевого сигнала – уровень сигнала численно равен номеру выходного порта, на котором произошла блокировка.

В качестве наглядного примера использования из блоков библиотеки построен коммутатор, состоящий из 3-х стадий в каждую из которых входит по 2 симметричных блока 2x2 (рис. 5).

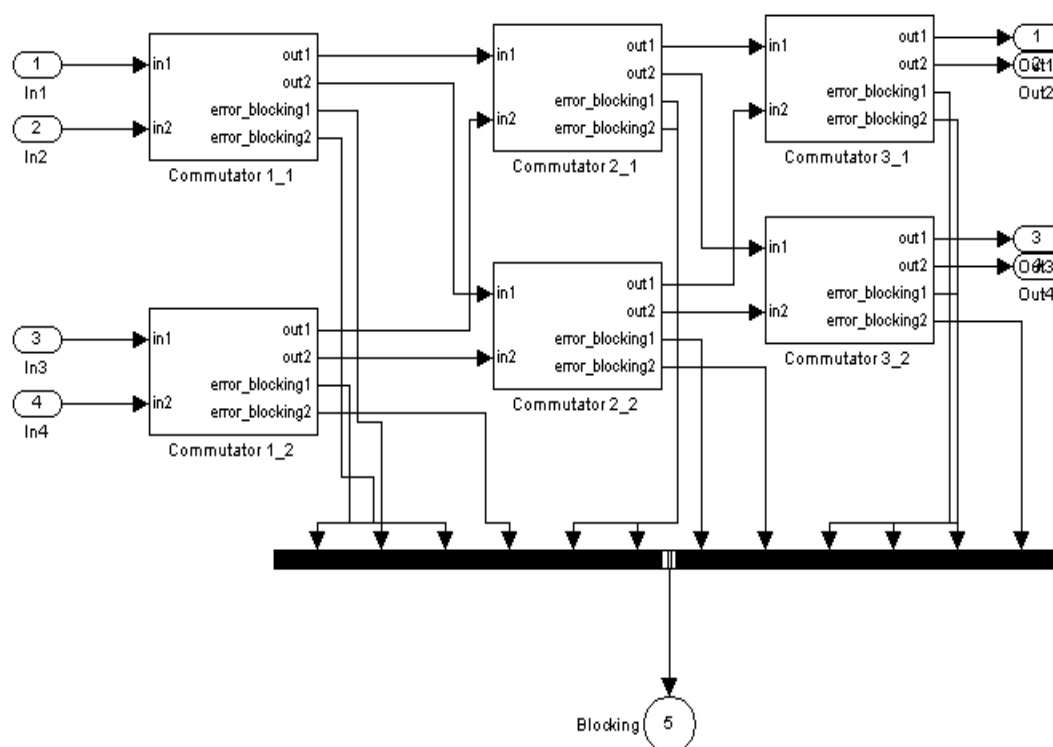


Рис. 5. Схема Клоза для 3-х стадий коммутаторов 2x2.

Помимо многостадийного коммутатора, в любую модель входит модуль генерации входной нагрузки и модуль сбора статистики.

Модуль генерации нагрузки (рис. 6) формирует поток заявок. В качестве примера представлена генерация простейшего потока, параметры которого (среднее время передачи и простоя) можно задать перед запуском модели.

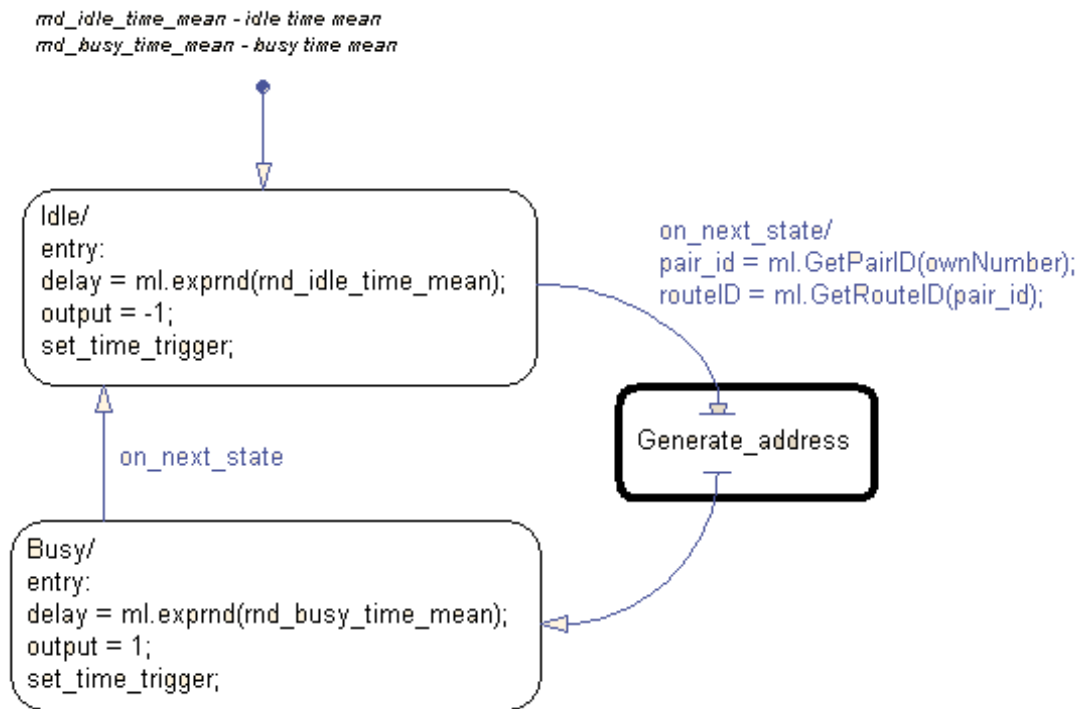


Рис. 6. Диаграмма Stateflow модуля генерации нагрузки.

Каждая возникшая заявка на передачу пакета должна быть адресована. В модели используется принцип самокоммутации. То есть путь, по которому пакет должен проходить стадии коммутации, известен до начала передачи и должен быть записан в заголовке пакета. Модель реализует трёхстадийный коммутатор Клоза, поэтому заголовок пакета состоит из 3-х чисел, определяющих номера выходных портов на соответствующих стадиях коммутации. Возможные пути прохождения коммутатора определяются в БД с помощью 2-х таблиц (рис. 7). Первая таблица задаёт все возможные пары отправитель - адресат и ставит им в соответствие один или несколько путей между отправителем и адресатом. Каждый отправитель и адресат имеют свой уникальный адрес.

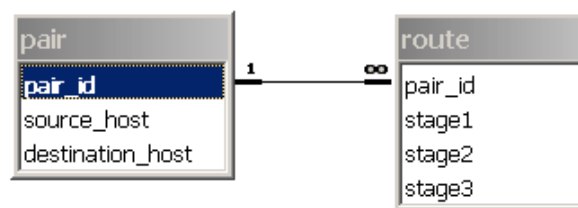


Рис. 7. Схема базы данных адресов и путей передачи.

В процессе моделирования хост выбирает случайным образом своего адресата из первой таблицы. Выбор производится согласно равномерному распределению. После того как адресат определён, коммутатор осуществляет выбор пути до этого адресата из второй таблицы. Выбор осуществляется также с помощью равномерно распределённой случайной величины. Пакет состоит из заголовка и основной части. Заголовок пакета определяет его маршрут через коммутатор. Значения выходных портов определяются последовательными величинами сигналов. Основная часть пакета определяется значением сигнала, равным 1. Значение сигнала –1 означает отсутствие передачи.

Модуль статистики (рис. 9) осуществляет сбор информации о блокировках на одном элементарном коммутаторе. Система производит сохранение суммарного времени блокировок по всем возможным вариантам соединения входных портов с выходными для каждого конкретного коммутатора.

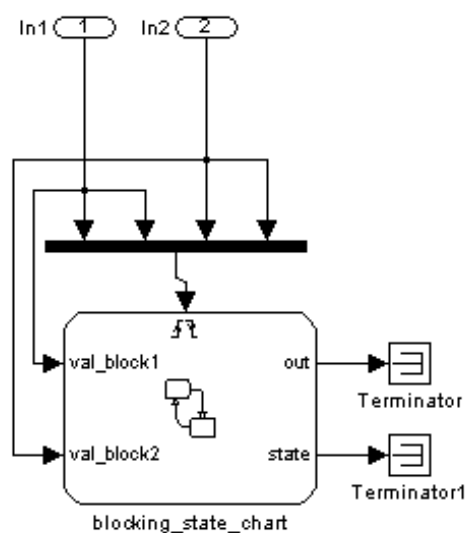


Рис. 8. Схема модуля сбора статистики.

Модуль генерации отчётов построен на основе стандартного инструмента MATLAB - Report generator. Отчёт содержит информацию по времени блокировок. Отчёт предоставляется по всем блокировкам поэтапно с указанием блокировавшихся путей и суммарного времени блокировки.

Результаты и направление дальнейших исследований

В результате проведённых исследований была реализована библиотека для построения имитационных моделей, для решения

задач анализа поведения алгоритмов установления соединений и выбора путей для многостадийных коммутационных систем. В дальнейшем планируется улучшение производительности системы, реализации динамического изменения путей коммутации и новых возможностей сбора информации о поведении системы. Также планируется проведение экспериментов с коммутаторами, состоящими из большего количества стадий и включающих в себя несколько систем Клоза, объединённых в сеть с некоторой топологией. Данная работа поддерживается грантом РФФИ № 02-01-00261.

Литература

1. *Clos. C.* A Study of Non-Blocking Switching Networks. “Bell System Tech. J.”, 32, 406 - 404 (1953).
2. *Duguid A.M.* Structural Properties of Switching Networks. Brown Univ. Progr. Rept., BTL - 7, 1959.
3. *Paull M.C.* Reswitching of Connection Networks. “Bell System Tech. J.”, 41, 833 – 855 (1962).
4. *Бенеш В.Э.* Математические основы теории телефонных сообщений: Пер. с англ./ Под ред. И. Н. Коваленко. М.: Связь, 1968.
5. *Шварц М.* Сети связи: протоколы, моделирование и анализ. : Пер. с англ./ Под ред. В.И. Неймана. М.: Наука, 1992.
6. *Neiman V. I.* Structures et commandes de reseaux sans blockage. Annales des Telecom, Juillet – Aout 1969.

УДК 621.397.13

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СРЕДСТВ СИСТЕМЫ MATLAB В ИССЛЕДОВАНИЯХ ПО БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ

Рапаков Г.Г.

Вологодский государственный технический университет, г. Вологда
e-mail: spbguap@mail.vstu.edu.ru

В современной мировой авиации происходит непрерывное увеличение парка самолетов, усложняются их функциональные системы, повышается оснащенность наземных средств обеспечения полетов техническим оборудованием, усложняются системы управления воздушным движением. Вместе с тем успешное применение летательных аппаратов (ЛА) возможно лишь при должном обеспечении безопасности полетов.

Предотвращение авиационных происшествий (АП) ведет к сохранению жизненно важных ресурсов и в первую очередь людей и оборудования. Каждое происшествие, независимо от последствий должно быть тщательно расследовано и классифицировано для установления обстоятельств и причин его возникновения и развития для принятия мер по предотвращению повторяемости его в дальнейшем. Деятельность работников авиации по предотвращению АП имеет комплексный характер и требует привлечения широкого круга специалистов и использования многих методов.

Рост требований к летным характеристикам ЛА и связанное с этим техническое усложнение повышают роль испытаний в процессах их изготовления и ввода в эксплуатацию. Наиболее емкий и длительный вид работ по отработке ЛА, его доработке и сертификации представляют собой заводские испытания. Наиболее ответственным видом заводских испытаний являются летные испытания опытных образцов, проводимые по широкой программе снятия летно—технических характеристик во всем диапазоне ожидаемых условий эксплуатации и проверки поведения ЛА при отказном состоянии и на крайних режимах. Эта работа связана с выполнением большого объема научных исследований, который практически невозможно выполнить без использования средств вычислительной техники [1, 2].

Положение ЛА в пространстве в любой момент времени полностью определено вектором параметров $\mathbf{p} = (x_0, y_0, \alpha, \beta, \gamma, m)^T$. Числа x_0, y_0 являются координатами точки проекции условного центра ЛА, находящегося на расстоянии от начала земной системы координат, пропорциональном масштабу m ; α, β, γ определяют поворот — углы пикирования (кабрирования), крена и курса соответственно [3, 4, 5].

Если известны размеры ЛА (например, размах крыльев R) и фокусное расстояние объектива ТВ камеры F , то из геометрических построений следует, что, в простейшем случае, расстояние от камеры (точки наблюдения) до центра тяжести вершин объекта наблюдения может быть определено по формуле:

$$H = RF / r = Fm,$$

где r - размеры ТВ изображения ЛА, m — масштаб [5].

В результате предшествующих работ по измерению параметров движения летательного аппарата телевизионными (ТВ) средствами, которые проводилась на кафедре Радиопередающих и телевизионных систем Государственного университета аэрокосмического приборостроения (г. Санкт-Петербург), в Летно-исследовательском институте им. М. Громова (г. Жуковский), в НИИ телевидения (г. Санкт-Петербург) были получены обнадеживающие результаты по определению координат условного центра и дальности до объекта.

Исследование влияния различных факторов на безопасность полетов показывает, что наиболее опасными этапами полета являются этапы взлета и посадки, к которым относятся более 60% всех происшествий, набора высоты и снижения – 30 % [1, 2].

Использование радиолокационных средств на этапе взлета—посадки затруднено. Для проведения траекторных измерений на начальном и конечном этапах полета ЛА используются ТВ следящие системы. Их совершенствование, связанное с повышением точности измерений и реализацией последних в реальном масштабе времени, обеспечивает качественный скачок при проведении внешне—траекторных измерений на этапе летных испытаний ЛА и в процессе эксплуатации, способствует обеспечению безопасности полетов.

В условиях низкого отношения сигнал/шум, сложного полутонного фона, дымки, рассеивающей лазерный луч подсветки, произвольного по конфигурации и размерам движущегося объекта, наличия смазанного изображения, вследствие интегрирования динамических искажений наилучшие результаты в ТВ следящих системах дает корреляционно-экстремальный алгоритм

слежения [6].

Алгоритмы распознавания на основе контурного описания, как не использующие всю энергию полезного сигнала, не способны обеспечить потенциальную точность измерений, особенно в сложных условиях наблюдения, характеризующихся наличием смазанного изображения. Использование 3D изображения увеличивает стабильность алгоритма по углам визирования цели.

В работах [6, 7, 8] был проведен синтез алгоритма оценки координат протяженного объекта в поле ТВ изображения, определена оптимальная структура устройств обработки ТВ сигнала, разработан поисково—рекуррентный алгоритм измерения параметров движения фрагмента ТВ изображения, выполнена оценка размера пространственной выборки и влияния фоновых помех на надежность ТВ корреляционного слежения.

Дальнейшие исследования показали, что наиболее эффективным следует признать способ формирования эталонного изображения (ЭИ) на основе использования методов машинной графики, осуществляемый в процессе слежения. В корреляционном совмещении с текущим изображением участвует не неповоротливое и ограниченное ЭИ из библиотеки цифровых изображений, а математическая модель объекта. Основная идея компьютерного моделирования ЭИ сводится к хранению в памяти ЭВМ описания геометрической формы объекта поиска вместо его изображения и генерации последнего при получении анализируемого изображения.

В работах [11, 12] на основании исследований, проведенных автором, предложен метод компьютерного моделирования, обеспечивающий синтез изображения двумерной маски ЛА на основе его 3D модели. В отличие от предыдущих работ [5] метод позволяет определить не только координаты центра, но и угловые параметры движения ЛА — углы пикирования, крена и курса, то есть определить полный вектор параметров движения ЛА при траекторных измерениях.

Известные тип, конфигурация и конструктивные размеры ЛА позволяют по набору его сечений построить трехмерную модель. На ее основе, как результат проецирования, строятся двухмерные маски – ракурсы. Имея ТВ изображение ЛА, полученное камерой (камерами), выполняется корреляционное совмещение двухмерной маски и соответствующего ей изображения, путем оптимизации вектора параметров $\mathbf{p} = (x_0, y_0, \alpha, \beta, \gamma, m)^T$.

Найденные значения вектора параметров описывают текущее положение ЛА, а последовательность векторов дает адекватную оценку траектории движения ЛА и его эволюций в трехмерном пространстве.

Исходная информация о ЛА поступает от одной или нескольких ТВ камер наблюдения. Задача состоит в распознавании положения и ориентации объекта. Принцип распознавания при неизвестной ориентации корпуса показан на рис. 1. Датчик поставляет в систему исходное анализируемое изображение 1. Предварительно в памяти ЭВМ создают и хранят математические описания эталонов 2. Определяют условия наблюдения и освещения 3. Устанавливают начальное положение тела 4 и синтезируют методами машинной графики 5 изображение в заданной позиции поворота. Проводят корреляцию 6 анализируемого изображения с каждым эталонным изображением, а полученные корреляционные функции сохраняют в памяти. Проверяют факт завершения полного поворота тела 8 и в случае его невыполнения осуществляют приращение 9 на некоторый угол. Процесс продолжается в блоках 5 - 7 с наполнением новых корреляционных функций. Если полный поворот завершился, то производят выбор 10 глобального максимума среди всех сохраненных в блоке 7 корреляционных функций. Этот максимум индицирует положение объекта, его ориентацию [13].

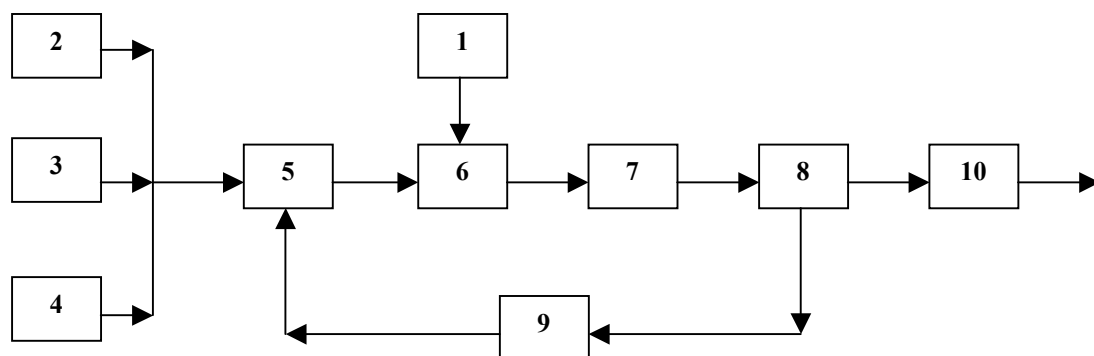


Рис. 1. Схема распознавания объекта по адаптивным эталонам в условиях неизвестной ориентации корпуса объекта.

Из курса аналитической геометрии известно, что с помощью четверок однородных координат и матриц аффинных преобразований размером 4×4 в машинной графике можно описать любое преобразование точек трехмерного пространства. Преобразование может быть как общим, представляющее собой результат суперпозиции нескольких преобразований, так и частным, – одиночное геометрическое преобразование (поворот, масштабирование, зеркальное отражение и параллельный перенос) [14, 15]:

$$(x', y', z', l) = (x, y, z, l) \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & 0 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 & 0 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 & 0 \\ \lambda & \mu & \nu & 1 \end{bmatrix},$$

где $(x', y', z', l), (x, y, z, l)$ — координаты точки вершины, соответственно, до и после аффинного преобразования, задаваемого невырожденной матрицей четвертого порядка.

Система моделирования описывает ЛА как совокупность однородных координат вершин сечений и видоизменяет его при помощи аффинных преобразований на основе матричной формы с целью получения различных проекций — двумерных масок ЛА (адаптивных эталонов). Разработанные программы построения трехмерной модели объекта позволяют построить модель любого другого объекта, заданного набором вершин своих сечений (рис. 2).

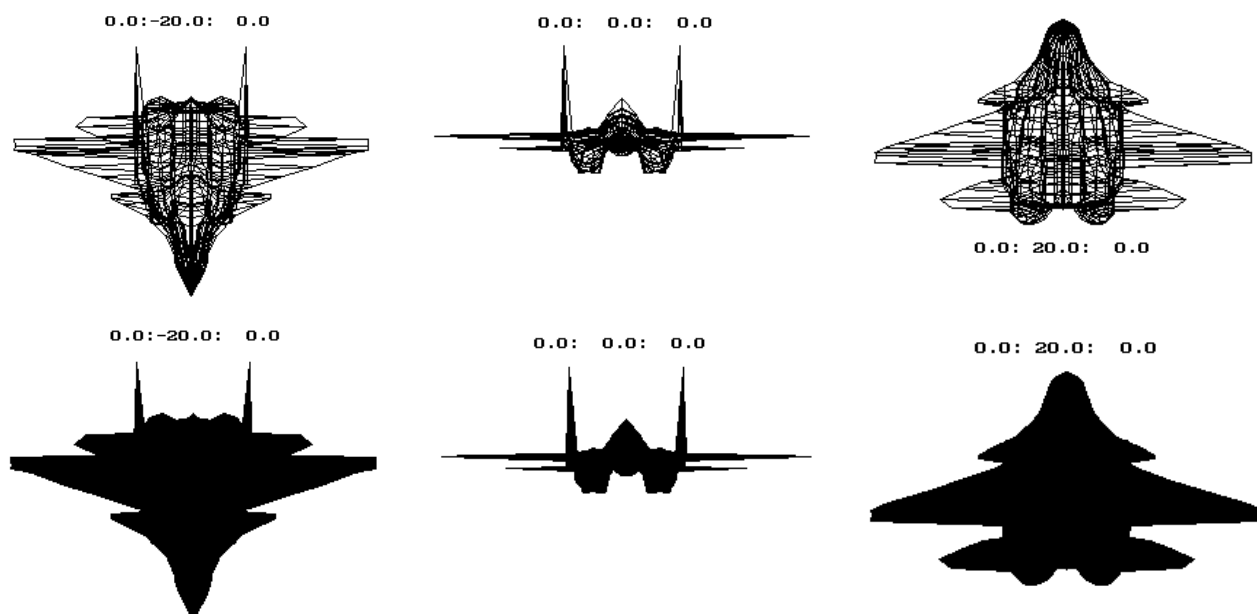


Рис. 2. Двухмерные маски компьютерной модели ЛА для различных ракурсов наблюдения.

Модель позволяет не только провести исследование ТВ метода измерения параметров движения ЛА, но и представляет собой инструмент формирования эталонного изображения в реальных ТВ измерительных системах (рис. 3).

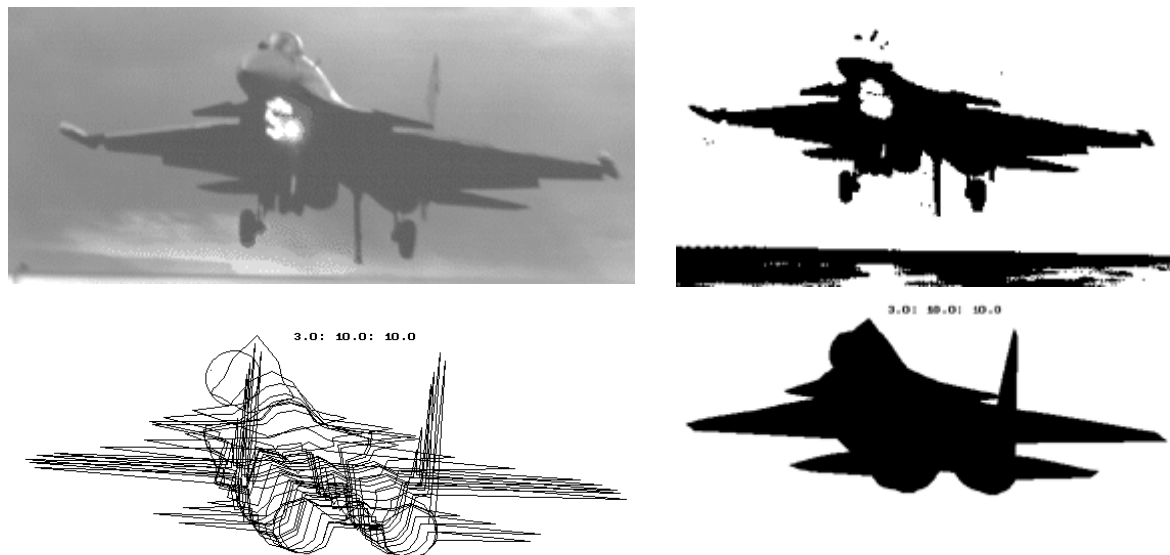


Рис. 3. Исходное ТВ изображение ЛА и его бинарная маска, набор сечений и двумерная маска 3D компьютерной модели ЛА.

При разборе тренировочных полетов и анализе возможных аварийных ситуаций требуется высокая точность координатных измерений: ошибка не должна превышать 0,5 метра. Для обеспечения требуемой точности большое значение имеют: число и расположение датчиков оптической информации — ТВ камер; привязка ТВ камер к местности и калибровка измерительной системы; качественные характеристики создаваемых ТВ изображений; выбор метода и алгоритма их обработки. При использовании нескольких ТВ камер возникает трудно разрешимая проблема идентификации одних и тех же характерных точек, принадлежащих полученным с этих камер изображениям ЛА [3, 4, 5, 6].

Инструментальная точность траекторных измерений предложенной методики ограничивается, прежде всего, шумами пространственной дискретизации изображения объекта. Разрушение изображения объекта с ростом дальности вызвано растровым характером его представления. Для оценки степени влияния дальности на точность оценки угловых параметров движения ЛА было проведено компьютерное моделирование.

Предметом исследования является оценка степени влияния расстояния до объекта на точность определения угловых параметров и точности координатных измерений.

Использование корреляционного метода для оценки поворота — углов пикирования, крена, курса вектора параметров движения объекта, предъявляет к процессу предварительной обработки изображений следующие требования: изображение и

эталон должны иметь равный масштаб и не быть сдвинутыми друг относительно друга в поле изображения. Вследствие влияния помех, пространственной дискретизации и квантования по яркости даже при правильном наложении эталона совпадение не идеальное, а лучшее из возможных. Вопросы нормализации изображений (параметрического и следящего типов, по смещению, повороту, косым сдвигам, масштабу, яркости и т.д.) рассмотрены в [4].

Учитывая сложный характер задачи, оправданным является стремление к обоснованным упрощениям при проведении компьютерного моделирования. Это может касаться выбора поля зрения ТВ камеры, например, расположить ее под таким ракурсом, чтобы движение объекта совпадало с оптической осью камеры. Корреляционно – экстремальную обработку проще проводить на уровне бинарных изображений. В качестве исходного изображения используется бинарная маска компьютерной модели, форма и положение которой соответствует проекции исследуемого объекта для заданного ракурса и условий наблюдения, соответствующим типовым углам захода ЛА на посадку, изображение и эталон имеют равный масштаб (рис. 4).

Для измерения угловых параметров движения ЛА был применен компенсационный метод измерений (метод с настраиваемой моделью), известный из теории оценивания [16]. Суть метода заключается в таком изменении параметров модели – эталонного изображения, чтобы совпадение эталонного и реального изображения было максимальным. В момент совпадения изображений угловые параметры модели являются оценками углов ориентации объекта в пространстве. Таким образом, определение угловых координат ЛА представляет собой оптимизационную задачу: необходимо определить такой вектор параметров модели, при котором функционал ошибки между эталонным и реальным изображением будет минимален.



Рис. 4. Бинарные маски ЛА.

При проведении исследований использовался последовательный поиск максимума. На практике для ускорения процедуры поиска может использоваться многопроцессорная

обработка и распараллеливание вычислений.

Для исследования точности траекторных измерений ЛА при использовании ТВ метода измерения параметров его движения оптимальным вариантом выбора является система инженерных и научных расчетов MATLAB. Система MATLAB фирмы MathWorks, ее студенческая версия The Student Edition of MATLAB и связанный с ними пакет прикладных программ Image Processing Toolbox обеспечивают мощную вычислительную среду, позволяющую: выполнить имитационное моделирование, осуществить вычислительный эксперимент, многочисленные операции с массивами данных, обработку изображений [17, 18, 19, 20].

Из числа предложенных ЛА был выбран самолет наиболее сложной конфигурации, отличающийся большим количеством мелких деталей. Типовым углом захода на посадку отвечает наименьшая площадь изображения ЛА. С точки зрения корреляционно-экстремального алгоритма слежения, осуществляющего обработку по площади, ситуация является наихудшей. Полученные оценки ошибок является оценками сверху.

Оценка наименьшего размера пространственной выборки в ТВ корреляционно — следящей системе при заданной статистической погрешности и оценка точности совмещения изображений по известному объему выборки рассматривалась в [25].

При выполнении компьютерного моделирования осуществлялось вращение полной геометрической модели объекта вокруг осей Z, X, Y для значений углов крена, пикирования и курса 1, 5, 9 градусов при фиксированном значении масштаба проектирования. Величина масштаба выбиралась таким образом, чтобы один пиксель изображения соответствовал 0,1 метра объекта моделирования с относительной погрешностью 5-7%, что соответствует дальности до объекта не менее 100 метров. Диапазон оценки углов выбран на основе анализа типовой видеопоследовательностей взлета – посадки ЛА (рис. 3, 4, 5).

В простейшем случае наблюдение за ЛА осуществляют с помощью одной ТВ камеры, размещенной на оси взлетно—посадочной полосы в расчетной точке приземления или на заданном расстоянии от нее. Потенциальную точность измерений координат достигают за счет реализации корреляционного метода.

Для ускорения и упрощения вычислений взаимнокорреляционных функций (ВКФ) часто выполняется предварительное преобразование многотонных изображений в двоичные изображения для выделения однородных зон с последующим проведением их взаимнокорреляционной обработки

(Пат. № 4364069, США) [3, 4].

Опубликованные в печати результаты исследований показывают, что точность вычисления функции корреляции практически не увеличивается с ростом числа уровней квантования выше четырех; точность вычисления корреляционной функции при четырехуровневом квантовании всего в 1,4 раза выше, чем при бинарном квантовании; достижению максимального быстродействия корреляционно — экстремального алгоритма измерения способствует применение бинарного квантования входных сигналов; использование упрощенного метода вычисления ВКФ и минимизация размеров обрабатываемых массивов видеоинформации [7].

Известно много способов вычисления корреляционных функций. Выбор способа определяется характеристиками случайных процессов, сложностью вычислительных устройств, требуемыми быстродействием и точностью оценки корреляционной функции. Наиболее распространенными методами вычисления ВКФ на практике являются прямой множительный метод, метод двукратного быстрого преобразования Фурье (ДБПФ) и разновидности разностных корреляционных алгоритмов [7]. Варианты реализаций корреляционно – экстремальной обработки в конкретных следящих системах приведены в [3,4]. Оценка корреляционной функции, полученная прямым множительным методом и методом по модулю разности, является несмещенной (в том числе и при двухуровневом квантовании сигналов). Экономичный же, с точки зрения вычислительных затрат, метод ДБПФ требует конкретного анализа на несмещенность экстремума [26].

На практике широко используется нормированная функция взаимной корреляции, которая принимает максимальное значение равное единице, когда соответствие эталона и изображения абсолютное. Меру корреляции можно улучшить, учитывая статистические свойства изображений [23, 24]

$$R(m, n) = \frac{\sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K G_1(j, k) G_2(j - m, k - n)}{\left[\sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K G_1^2(j, k) \right]^{1/2} \left[\sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K G_2^2(j - m, k - n) \right]^{1/2}}.$$

При проведении компьютерного моделирования для вычисления ВКФ использовалась свертка изображений, что эквивалентно вычислению ВКФ при помощи прямого множительного метода.

Результаты моделирования показывают, что при вращении объекта вокруг оси X обеспечивается устойчивое определение угла пикирования. Для малых угловых значений (от нуля до семи градусов) точность составляет не менее одного градуса. С ростом угла до восьми градусов точность повышается и составляет не менее половины градуса. Рост точности оценки вызван уменьшением влияния погрешности измерений (обусловленной растровым характером представления графических данных, конечным разрешением изображения, выбранным значением масштаба проектирования и т. д.) на значение корреляционного интеграла. При вращении объекта вокруг оси Y обеспечивается устойчивое определение угла курса с точностью в полградуса. Для случая вращения объекта вокруг оси Z обеспечивается устойчивое определение угла крена с точностью в полградуса (рис. 5). Выбранный масштаб проектирования соответствует дальности до ЛА не менее 100 метров.

Исследование точности оценки параметров ЛА в зависимости от величины его отклонения от расчетной глиссады и точки касания показало, что в случае отсутствия смаза модель обеспечивают требуемую точность координатных измерений: ошибка не превышает 0,1 метра.

Во всех рассмотренных случаях значение главного максимума ВКФ, образованного совпадающими частями сравниваемых изображений существенно превышало значения слабо выраженных побочных максимумов, сформированных несовпадающими частями, что свидетельствует о работоспособности системы [21] (рис. 6).

Практические результаты могут быть ниже результатов, полученных в ходе компьютерного моделирования, вследствие неблагоприятных условий наблюдения и возникновения координатных искажений.

При большей дальности возникают аномальные ошибки наблюдения, являющиеся следствием влияния шумов пространственной дискретизации. Анализ корреляционного алгоритма слежения с точки зрения аномальных погрешностей рассмотрен в [10].

Дополнительную трудность при использовании корреляционно—экстремальных алгоритмов создают сложные естественные фоны с резкими перепадами яркости и высокой детальностью, что усложняет выделение движущегося объекта. При этом могут использоваться сегментация и структурный анализ [22].

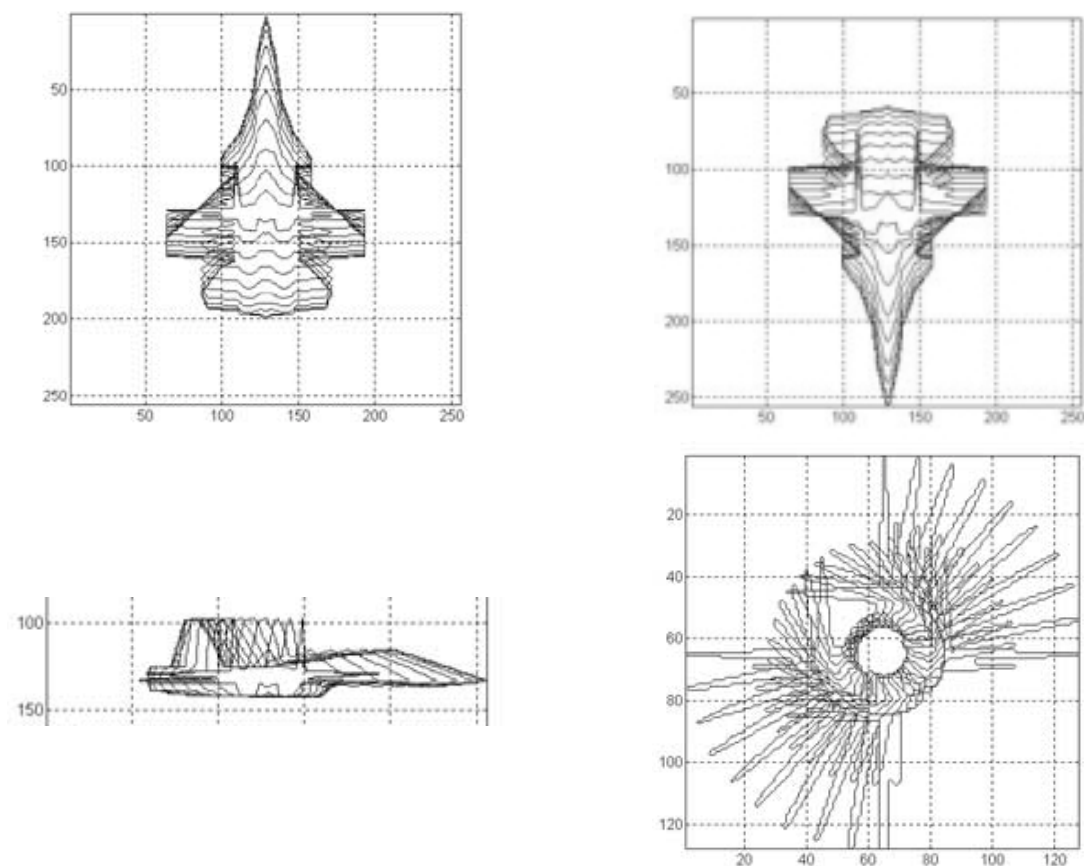


Рис. 5. Исследование влияния расстояния до объекта на точность определения угловых параметров.

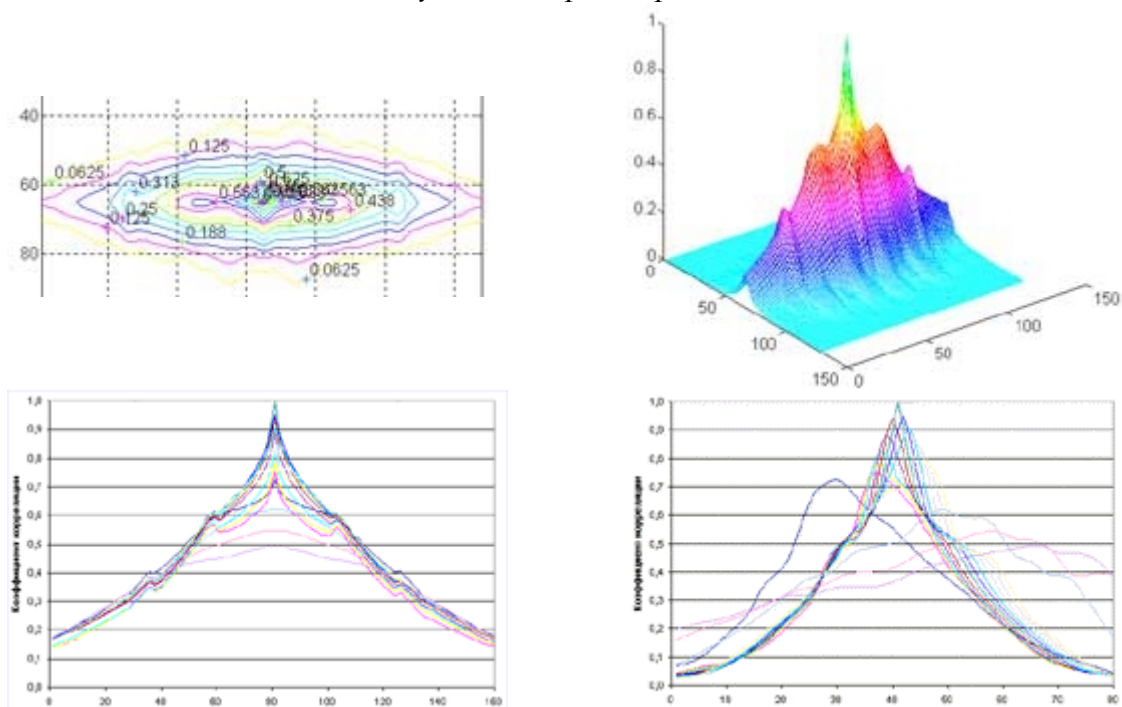


Рис. 6. Исследование инструментальной точности определения угловых параметров.

Для оценки временных параметров формирования двумерной маски ЛА было проведено компьютерное моделирование. При выполнении вычислений на персональном компьютере - модели Pentium I (MMX 166 МГц) среднее время формирования ракурса для любой оси колеблется от 1,5 – 2 (масштаб 32x32, 64x64) до 3 – 5 (масштаб 128x128, 256x256) периодов кадровой развертки, что обеспечивает возможность программного формирования эталонного изображения в реальном масштабе времени ТВ следящей системы.

Использование средств системы MATLAB позволяет также:

- провести исследование точности траекторных измерений ЛА в сложных условиях наблюдения, характеризующихся наличием смазанного изображения;
- исследовать влияние на точность траекторных измерений системы условий наблюдения.

Выводы

Прикладные решения на основе численного моделирования в системе MATLAB позволили выполнить исследования инструментальной точности определения угловых параметров алгоритма корреляционно—экстремального совмещения телевизионного изображения летательного аппарата и адаптивных эталонов — двумерных масок его трехмерной компьютерной модели.

Результаты исследования точности оценки угловых параметров ЛА показали, что при отсутствии смаза для рабочих значений масштаба, соответствующих дальности до объекта не менее 100 метров, точность углового определения по любому из углов пикирования, крена и курса не хуже одного градуса. При увеличении масштаба проектирования менее чем в два раза точность составит полградуса. Без учета сложного естественного фона модель обеспечивает точность координатных измерений 0,1 метра. Полученные при такой идентификации данные вполне достаточны для практического использования: предложенная компьютерная модель удовлетворяет требованиям по точности, работая в реальном масштабе времени телевизионной развертки.

Предлагаемые практические исследования способствуют росту качества проведения летных испытаний и, в конечном счете, повышению уровня безопасности полетов.

Литература

1. Безопасность полетов /Сакач Р.В., Зубков Б.В., Давиденко М.Ф. и др. /Под ред. Р.В. Сакача. М.: Транспорт, 1989. 239 с.
2. Летные испытания самолетов /Васильченко К.К., Леонов В.А., Пашиковский И.М., Поплавский Б.К.. М.: Машиностроение, 1996. 720 с.: ил.
3. Катус Г.П. Восприятие и анализ оптической информации автоматической системой. М.: Машиностроение, 1986. 416 с.
4. Путятин Е.П., Аверин С.И. Обработка изображений в робототехнике. М.: Машиностроение, 1990. 320 с.
5. Тимофеев Б.С. Телевизионные методы обработки результатов испытаний летательных аппаратов //Сб.: Телевидение, видео-техника (теория и практика): СПГААП. С.-Пб, 1996. С. 12-17.
6. Барсуков Ф.И., Величкин А.И., Сухарев А.Д. Телевизионные системы летательных аппаратов. М.: Советское радио, 1979. 224 с.
7. Филатов В.Н. Алгоритм оценки координат протяженного объекта в поле телевизионного изображения. Техника средств связи. Техника телевидения, 1987. Вып. 6. С. 23-30.
8. Филатов В.Н. Поисково-рекуррентный алгоритм измерения параметров движения фрагментов телевизионного изображения. Автометрия, 1991. № 3. С. 16-20.
9. Астратов О.С., Филатов В.Н. Анализ корреляционного алгоритма измерения в телевизионной следящей системе. Рукопись деп. В ЦНИИТЭИ приборостроения от 23.11.87 №3642-пр87.
10. Филатов В.Н. Влияние фоновых помех в стробе на надежность телевизионного корреляционного слежения. Рукопись деп. В Информприборе от 15.12.88 №4467-пр88.
11. Рапаков Г.Г., Тимофеев Б.С. Машинный синтез трехмерной модели летательных аппаратов. Сборник научных трудов института в 2-х томах. Вологда: ВоПИ, 1998. Т. 1. С. 72 – 75.
12. Компьютерное моделирование летательных аппаратов в задаче траекторных измерений /Рапаков Г.Г., Тимофеев Б.С.; Санкт-Петербургская академия аэрокосмического приборостроения. Санкт-Петербург, 1998. 9 с.; ил. Библиогр: 10 назв. Рукопись деп. в ВИНТИ.
13. Иванов В.П., Батраков А.С. Трехмерная компьютерная графика. М.: Радио и связь, 1995. 224 с.
14. Роджерс Д., Адамс Дж. Математические основы машинной графики: Пер. с англ. М.: Мир, 2001. 604 с., ил.
15. Шикин Е.В., Боресков А.В. Компьютерная графика. Динамика,

- реалистические изображения. М.: Диалог - МИФИ, 1995. 288 с.
16. *Эйкхофф П.* Современные методы идентификации систем. М.: Мир, 1983. 400 с.
17. *Потемкин В.Г.* Система MATLAB 5 для студентов. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1998. 314 с.
18. *Потемкин В.Г.* Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x: В 2-х т. Том 1. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. 366 с.
19. *Потемкин В.Г.* Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x: В 2-х т. Том 2. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. 304 с.
20. *Рудаков П.И., Сафонов И.В.* Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x /Под общ. Ред. к.т.н. В.Г. Потемкина. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000. 416 с. (Пакеты прикладных программ; Кн. 2).
21. Корреляционные зрительные системы роботов /*А.М. Корилов, В.И. Сырямкин, В.С. Титов*; Под ред. *А.М. Корилова*. Томск: Радио и связь Томское отделение, 1990. 264 с.
22. *Астратов О.С., Ликарпенков В.Г., Руковчук В.П.* Некоторые аспекты выделения движущихся объектов телевизионными методами //Межвузовский сборник «Радиопередающие и телевизионные устройства». ЛИАП, 1976. С. 19-23.
23. *Дуда Р., Харт П.* Распознавание образов и анализ сцен: Пер. с англ. М.: Мир, 1976. 512 с.
24. *Претт У.* Цифровая обработка изображений. Пер. с англ. /Под ред. Д.С. Лебедева/ В 2-х книгах. М.: Мир, 1982. 790 с.
25. *Филатов В.Н.* Оценка пространственной выборки в телевизионной корреляционно-оптимальной следящей системе // Межвузовский сборник «Методы цифровой обработки, передачи и отображения телевизионной информации». ЛИАП, 1982. С. 13-20.
26. *Мелик-Шахназаров А.М., Маркатун М.Г.* Цифровые измерительные системы корреляционного типа. М.: Энергоатомиздат, 1985. 128 с.

УДК 519.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ

Решмин Б.И.

*Научно-производственное предприятие Всероссийский научно-
исследовательский институт электромеханики с заводом
НПП ВНИИЭМ, г. Москва
e-mail: vniiem@orc.ru*

Широкое применение двигателей переменного тока в регулируемых электроприводах стало возможным с появлением специализированных быстродействующих микропроцессоров. Если в приводах с двигателями постоянного тока применение микропроцессоров не приводит к принципиально новому качеству регулирования, то в приводах с двигателями переменного тока сложные алгоритмы формирования момента двигателя возможно реализовать без больших затрат только при применении микропроцессоров.

Принцип формирования момента в приводах постоянного тока за счет регулирования раздельно потока возбуждения и тока поддерживается и в системах управления приводами переменного тока. С этой целью трехфазная машина заменяется эквивалентной обобщенной двухфазной машиной, в которой результирующие векторы напряжений, токов и потокосцеплений рассматриваются в системе координат d, q , вращающейся вместе с ротором [1]. Так как токи статора можно измерить, регулирование момента двигателя осуществляется за счет поддержания потокосцепления статора по оси d и регулирования момента за счет тока статора по оси q . При этом характер сигналов регуляторов в системе координат d, q такой же, как и в приводе постоянного тока, то есть отсутствуют синусоидальные составляющие напряжения двигателя. Три фазы напряжения питания двигателя получаются преобразованием напряжений обобщенной двухфазной машины в координатах ротора u_d, u_q в неподвижную систему координат с использованием электрического угла поворота ротора. Три измеренные тока статора с использованием электрического угла поворота ротора

преобразуются в токи i_d , i_q , которые реализуют обратные связи по току.

Как правило большая часть приводов переменного тока не предназначены для полноценного регулирования в четырех квадрантах, что потребовало бы регулируемого инвертирования энергии в сеть за счет усложнения системы. Поэтому проблемы реализации регуляторов для приводов переменного тока сходны с проблемами реализации регуляторов для неререверсивных приводов постоянного тока. При этом для большого класса приводов, не требующих большого диапазона регулирования и высокой точности поддержания частоты вращения нежелательно использование датчика угла поворота ротора, который требует специальной конструкции для крепления на валу со стороны вентилятора. Поэтому разрабатываются системы регулирования, в которых используется модель двигателя для реализации обратной связи по частоте вращения и измерения электрического угла поворота ротора.

Многочисленные публикации по современным системам управления приводами переменного тока не детализируют структуры объекта и имеют достаточно противоречивые данные о регуляторах и принципах их построения. В статье будет рассмотрен вопрос построения регуляторов на примере синхронного двигателя с постоянными магнитами, так как при стремлении формировать момент за счет поддержания потокосцепления по одной оси и регулирования тока по другой оси его структура и построение регуляторов наиболее близки структуре и построению регуляторов приводов постоянного тока. В связи с этим следует ожидать, что при реализации системы регулирования будут возникать те же проблемы, что и при реализации систем регулирования приводов постоянного тока. Перечислим те требования, которые предъявлялись при разработке регуляторов для приводов постоянного тока:

- время регулирования момента (тока) должно составлять порядка 20-30 мс, для того чтобы иметь допустимый запас по напряжению питания и частоту среза системы, отстоящую достаточно далеко от собственной частоты упругих колебаний механизма;
- должно быть компенсировано вредное влияние противоЭДС при конечном времени регулирования;
- регулятор должен иметь свойство адаптации при меняющихся параметрах объекта регулирования;
- в системах регулирования для приводов, не имеющих возможности рекуперировать энергию в сеть при

торможении, должны быть предусмотрены узлы, предотвращающие уход регуляторов при подтормаживании с последующими бросками тока при замыкании системы.

На рис. 1 представлена система регулирования для синхронного двигателя с постоянными магнитами, которая отвечает требованиям, рассмотренным выше. Структура двигателя как объекта регулирования и его модели в системе координат ротора d, q реализованы на базе известных уравнений [1] :

$$\left. \begin{aligned} L_d \cdot (di_d/dt) &= u_d - R \cdot i_d + L_q \cdot i_q \cdot p_n \cdot \omega_r ; \\ L_q \cdot (di_q/dt) &= u_q - R \cdot i_q + L_d \cdot i_d \cdot p_n \cdot \omega_r - \psi_r \cdot p_n \cdot \omega_r ; \\ M &= 1.5 \cdot p_n \cdot [\psi_r \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] ; \\ M + M_b &= J \cdot (d\omega_r/dt), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $L_d, L_q, i_d, i_q, u_d, u_q$ – соответственно индуктивности рассеяния, токи и напряжения статора по осям, R – сопротивления обмоток статора, ψ_r – амплитуда потокосцепления от постоянных магнитов ротора, приведенная к статору, M и ω_r – электромагнитный момент и частота вращения ротора.

На рис. 1 частота вращения ротора двигателя имеет обозначение ω_d , а модели – ω_m . Обычно $L_d/R = L_q/R = T_d = T_q$. Для того, чтобы предотвратить уход регуляторов при подтормаживании, как и в приводе постоянного тока [2] логическое устройство, на вход которого подаются токи двигателя и модели, подключает токи модели вместо токов двигателя в момент времени, когда момент падает до нуля и система регулирования стремится сменить знак момента.

Этот же сигнал Log сбрасывает в ноль интегральную составляющую регулятора вычисления внешнего момента M_{br} для модели, имеющего передаточную функцию $W_m(p)$ и сравнивающего токи двигателя и модели по оси q при наличии тока. Обратная связь по частоте вращения в системе берется из модели. В двигателе и его модели противоЭДС по осям e_d и e_q могут значительно влиять на динамические процессы в замкнутой системе регулирования, особенно при малых электромеханических постоянных времени привода. Поэтому систему можно считать линейной и реализовать оптимальные переходные процессы только в том случае, если регуляторы тока обеспечат малое влияние противоЭДС.

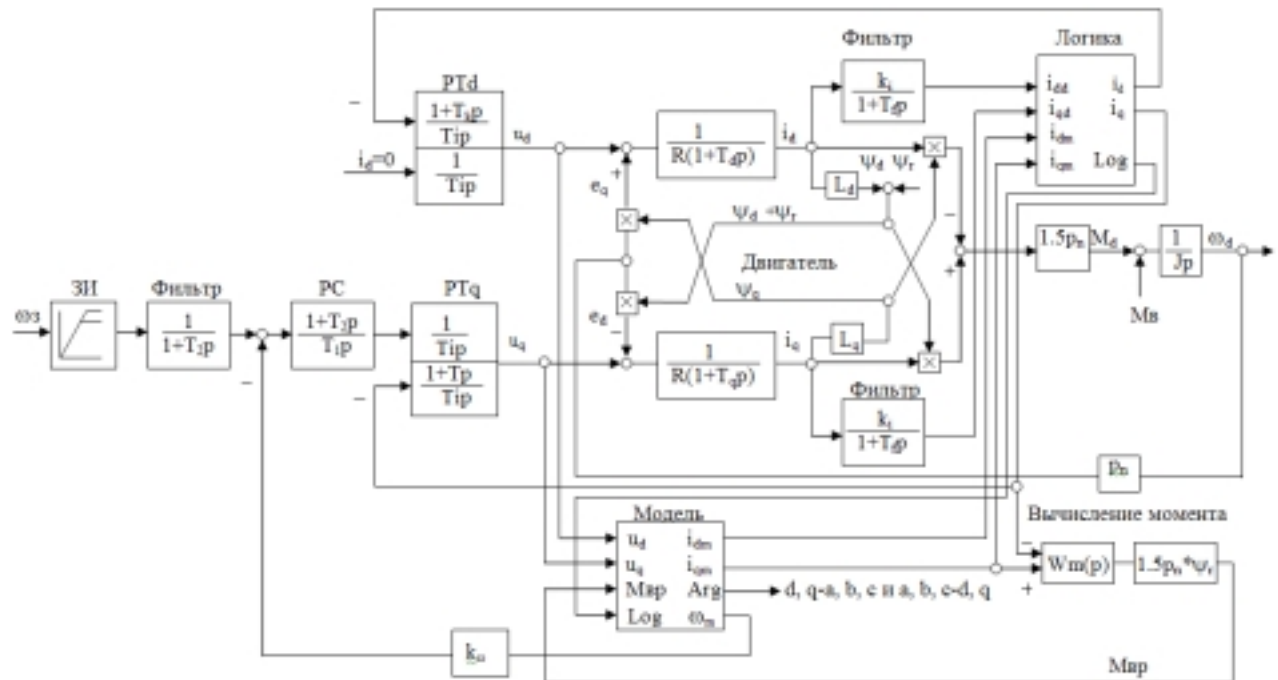


Рис. 1.

При синтезе регуляторов модель представляется в системе координат ротора d, q , хотя их параметры остаются теми же для модели в любой системе координат, в том числе и для вращающейся с любой частотой вращения ω_k . Частный случай $\omega_k = 0$ соответствует реальной модели двигателя и при этом прямые и обратные преобразования координат (напряжений и токов) с помощью введения электрического угла поворота системы координат при $\omega_k = \omega_r$ позволяют использовать преимущества реализации регуляторов в системе координат ротора d, q . Перед рассмотрением контура регулирования тока по оси q будем считать, что реализован регулятор, который с высокой точностью поддерживает ток i_d равным нулю и тем самым потокосцепление по оси d ($\Psi_d + \Psi_r$) определяется только потокосцеплением от постоянных магнитов Ψ_r . При этом момент двигателя равен $M = 1.5 p n * \Psi_r * i_q$ и из рис.1 получим структуру регулятора тока по оси q с учетом влияния ЭДС (Рис. 2). Регулятор тока PTq является интегральным по заданию и интегрально-пропорциональным по каналу обратной связи [3].

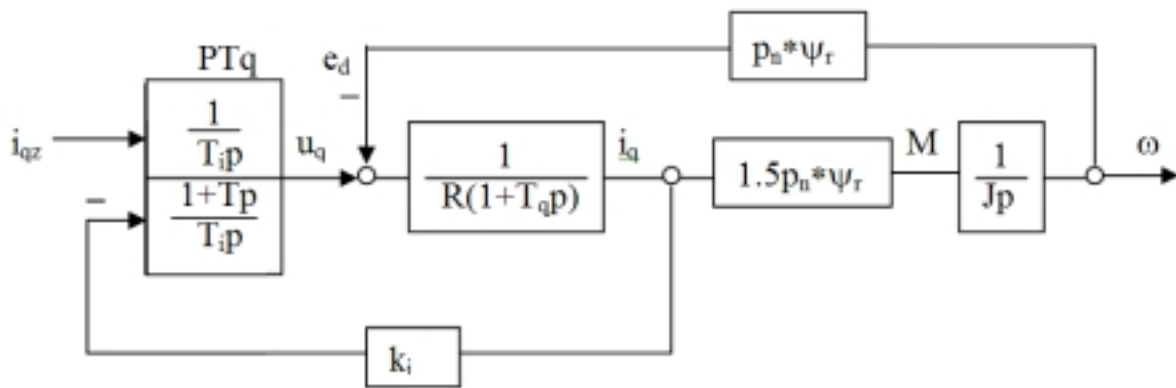


Рис. 2.

Передаточная функция между током и заданием на ток равна:

$$\frac{i_q(p)}{i_{qz}(p)} = \frac{1}{[1+(B_T/T_{эм})] \cdot \{B_T \cdot T_q p^2 / [1+(B_T/T_{эм})] + (B_T+T)p / [1+(B_T/T_{эм})]\}}, \quad (2)$$

где $B_T = T_i \cdot R / k_i$ – постоянная времени интегрирования замкнутого контура тока, $T_{эм} = J \cdot R / [1.5 (p_n \cdot \Psi_r)^2]$ – электрохимическая постоянная времени двигателя.

Как следует из (2), влияние э.д.с. будет тем меньше, чем меньше отношение $B_T/T_{эм}$. И чем больше это отношение, тем хуже демпфирование и больше снижение динамического тока.

В связи с этим постоянная времени интегрирования замкнутого контура B_T выбирается достаточно малой (порядка 1 мс), а время регулирования и коэффициент демпфирования замкнутого контура определяется независимой постоянной времени T .

Коэффициент демпфирования контура равен

$$\xi = 0.5 \sqrt{\frac{(B_T + T)^2}{B_T \cdot T_q \cdot (1 + \frac{T}{T_{эм}})}}.$$

Постоянная времени $T \gg B_T$ (порядка 5÷6 мс). При таком выборе обычно $\xi > \sqrt{2}/2$ и время регулирования $t_{рег.} \approx 3(B_T + T)$. Следует отметить, что при изменении параметров объекта переходные процессы меняются незначительно ввиду малого изменения коэффициентов характеристического уравнения при малой величине B_T . Влияние противоЭДС определяется коэффициентом $1+(B_T / T_{эм})$. Чем ближе этот коэффициент к

единице, тем меньше это влияние. Таким образом, при малом значении B_T и при такой структуре регулятор обладает адаптивными свойствами при меняющихся параметрах объекта и компенсирует вредное влияние противоЭДС на переходные процессы. Следует отметить, что обычно приводимый в публикациях пропорционально-интегральный регулятор при том же быстродействии контура регулирования, которое при коэффициенте демпфирования $\xi > \sqrt{2}/2$ определяется членом при 'р' (площадью регулирования) характеристического уравнения, не справился бы с указанными задачами.

Рассмотрим настройку регулятора PTd, поддерживающего ток $i_d = 0$. Возмущением для регулятора тока i_d является противоЭДС e_q (рис. 3).

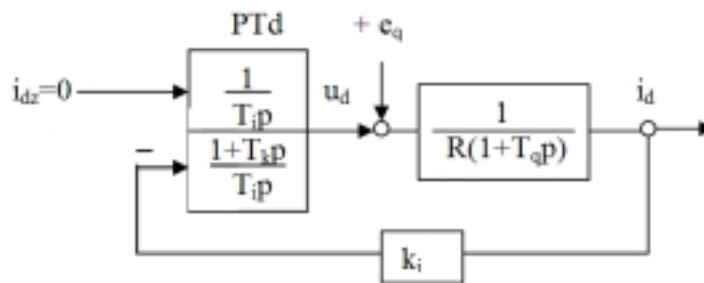


Рис. 3.

Передаточная функция между i_d и e_q равна:

$$\frac{i_d(p)}{e_q(p)} = \frac{1}{R} \frac{B_T p}{B_T * T_d p^2 + (B_T + T)p + 1}. \quad (3)$$

При разгоне привода и установившемся динамическом моменте противоЭДС e_q изменяется линейно во времени и ее изображение равно K/p , $K = e_{qm} / t_p$, где e_{qm} – максимальное значение e_q , t_p – время достижения e_{qm} . Тогда из (3) получим изображение тока i_d :

$$i_d(p) = \frac{(e_{qm}/R) * (B_T / t_p)}{B_T * T_d * p^2 + (B_T + T)p + 1}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что чем меньше B_T , тем меньше будет динамическое приращение тока i_d . Кроме того, необходимо увеличивать постоянную времени T , чтобы препятствовать изменению тока, особенно при резком увеличении e_q в моменты нарастания и спадания динамического тока. Если B_T как и в регуляторе тока i_q выбирается равной 1 мс, то T превышает B_T

более, чем на порядок.

Расчет регулятора частоты вращения в системе с датчиком угла поворота ротора при постоянном потокосцеплении по оси d и свернутом контуре тока i_q выполняется в зависимости от величины шага квантования и требуемого быстродействия контура без учета или с учетом шага квантования [4, 5].

Так как предполагается реализация системы без датчика частоты вращения, то расчеты далее будут выполняться без учета шага квантования. Это объясняется тем, что шаг квантования, кратный периоду высокочастотной коммутации инвертора, при использовании сигнального процессора достаточно мал и при быстродействии системы регулирования, принятом в практике общепромышленных систем, влиянием шага квантования можно пренебречь.

Настройка пропорционально-интегрального регулятора скорости будет выполняться по "симметричному оптимуму", в основе которого лежит модульный критерий оптимизации [4, 5]. При ударном приложении нагрузки перерегулирование момента составляет 43%, перерегулирование по скорости при скачке задания и предвключенном фильтре составляет 8%.

Постоянная времени регулятора T_2 , равная постоянной времени фильтра на входе, равна

$$T_2 = 4(B_T + T) / [1 + (B_T / T_{эм})].$$

Постоянная времени двойного интегрирования контура равна $B_{\omega} = T_1 [1 + (B_T / T_{эм})] J / (1.5 * p_n * \Psi_r) = 8 \{ (B_T + T) / [1 + (B_T / T_{эм})] \}^2$.

В системе с синхронным двигателем с постоянными магнитами модель служит для реализации обратной связи по скорости и обеспечения устойчивой работы системы регулирования при торможении. Для таких систем особенно трудной задачей является вычисление внешнего момента для модели, без которого нельзя получить достоверную информацию о частоте вращения. Эта задача стояла и в приводах постоянного тока, однако быстро вычислить внешний момент достаточно сложно. Если бы это можно было сделать без больших затрат, системы регулирования строились бы на принципах, отличных от общепринятых. Поэтому системы с моделью не могут конкурировать с системами с датчиками угла поворота ротора по качеству регулирования частоты вращения при ударным приложением внешнего момента.

В предположении, что ток i_d близок к нулю, на рис. 4 представлена схема вычисления внешнего момента в системе с использованием модели. Напряжения u_d и u_q с выхода регуляторов токов подаются одновременно в двигатель и в модель. Так как структуры двигателя и модели идентичны, их асимметрия связана

только с отсутствием внешнего момента в модели. При идентичности структур двигателя и модели интегрирование разности токов I_q даст составляющую тока от внешнего момента двигателя, так как динамические составляющие токов равны.

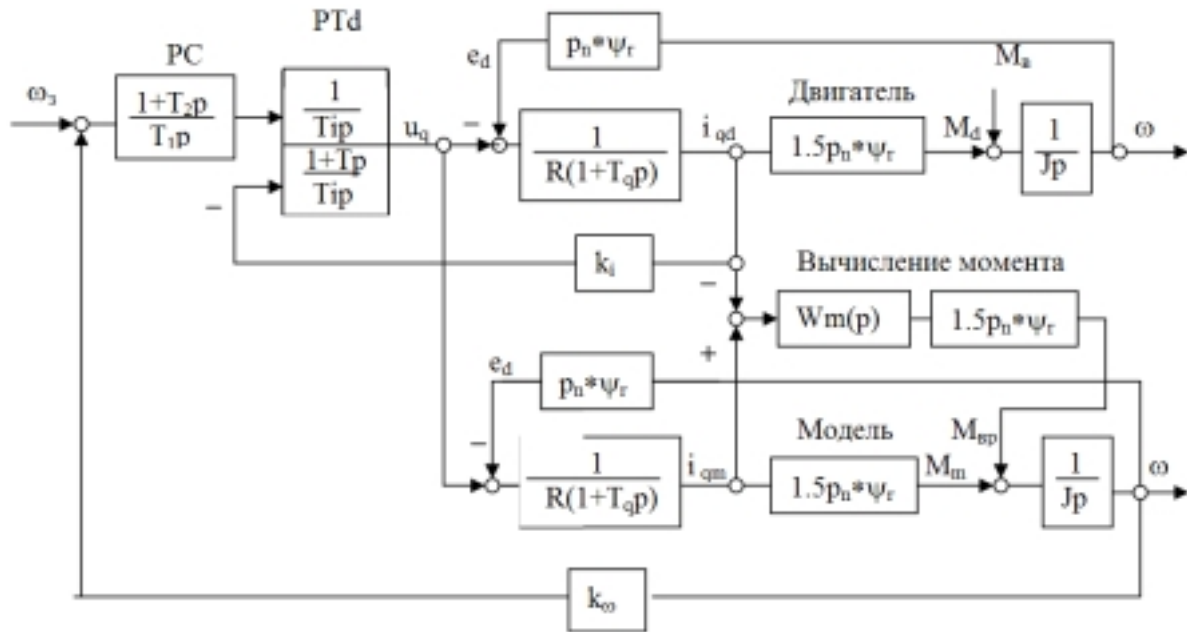


Рис. 4.

Для рассматриваемой структуры запишем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_q \frac{1.5 \cdot p_n \cdot \Psi_r}{R(1 + T_q p)} (M_{qd} + M_{Bd}) \frac{1}{T_{\Sigma} p (1 + T_q p)} &= M_{qd} \quad ; \\ u_q \frac{1.5 \cdot p_n \cdot \Psi_r}{R(1 + T_q p)} (M_{qm} + M_{Bm}) \frac{1}{T_{\Sigma} p (1 + T_q p)} &= M_{qm} \quad ; \\ (i_{qm} - i_{qd}) \cdot W_r(p) \cdot 1.5 \cdot p_n \cdot \Psi_r &= M_{Bm} . \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Из (5) получим:

$$\frac{M_{BM}(p)}{M_{BD}(p)} = \frac{W_r(p)}{W_r(p) + T_{\Sigma M} * T_q * p^2 + T_{\Sigma M} p + 1}. \quad (6)$$

Выберем в качестве регулятора пропорционально-интегральный с передаточной функцией

$$W_r(p) = \frac{1 + T_4 p}{T_3 p}. \quad (7)$$

Подставив (7) в (6) , получим:

$$\frac{M_{\text{вм}}(p)}{M_{\text{вд}}(p)} = \frac{1 + T_4 p}{T_{\text{эм}} * T_q * T_3 * p^3 + T_{\text{эм}} * T_3 * p^2 + (T_3 + T_4)p + 1} \quad (8)$$

Из (8) видно, что при $T_3 \ll T_{\text{эм}}$, T_q и $T_4 \gg T_3$ можно увеличить быстродействие регулятора при вычислении момента, однако возможно появление высокочастотных составляющих, определяемых членами при " p^3 " и " p^2 " характеристического уравнения передаточной функции (8), которые гасятся моделью.

Приведенные выше выводы предполагали, что коммутации подвергается не только напряжение на двигателе, но и напряжение на модели. При более простом для реализации варианте без коммутации модели необходимо устанавливать фильтры в цепях тока как двигателя, так и модели, с тем чтобы при вычислении момента сравнивать гладкие составляющие токов. Учитывая высокую частоту коммутации, эти фильтры не будут превышать 1÷1,5 мс и их можно не учитывать при расчетах.

Запаздывание при вычислении момента приведет к большей посадке скорости при приложении внешнего момента и как следствие, к увеличению перерегулирования в токе и моменте.

Проведенные вычисления проверялись при моделировании синхронного трехфазного двигателя с постоянными магнитами СД5,5 – 150 с характеристиками:

Мощность – 5,5 кВт ;

Частота – 150 Гц ;

Амплитуда напряжения – 160 В ;

Число пар полюсов – 3 ;

Амплитуда потокосцепления от магнитов ротора, приведенная к статору - 0,17 Вебер* виток ;

Момент инерции ротора – 0,012 кг* м² ;

Сопротивление статора – 0,252 Ом ;

Индуктивности по осям $L_d = L_q$ - 0,00235 Гн .

Целью моделирования являлось:

- проверить правильность приведенных расчетов регуляторов;
- подтвердить техническое решение, обеспечивающее подтормаживание привода без рекуперации энергии в сеть и бросков тока;
- проверить работу системы с моделью двигателя для реализации обратной связи по скорости и уточнить параметры регулятора для вычисления внешнего момента;

- проверить работу с моделью двигателя при коммутации напряжения питания.

Модель привода на рис. 5 замкнута по частоте вращения и может быть рассмотрена как линейная, то есть рекуперирующая энергию в сеть под управлением регуляторов, и как нелинейная, в которой под действием логики (Log) сопротивление статора резко возрастает при стремлении сменить знак тока в сети постоянного тока.

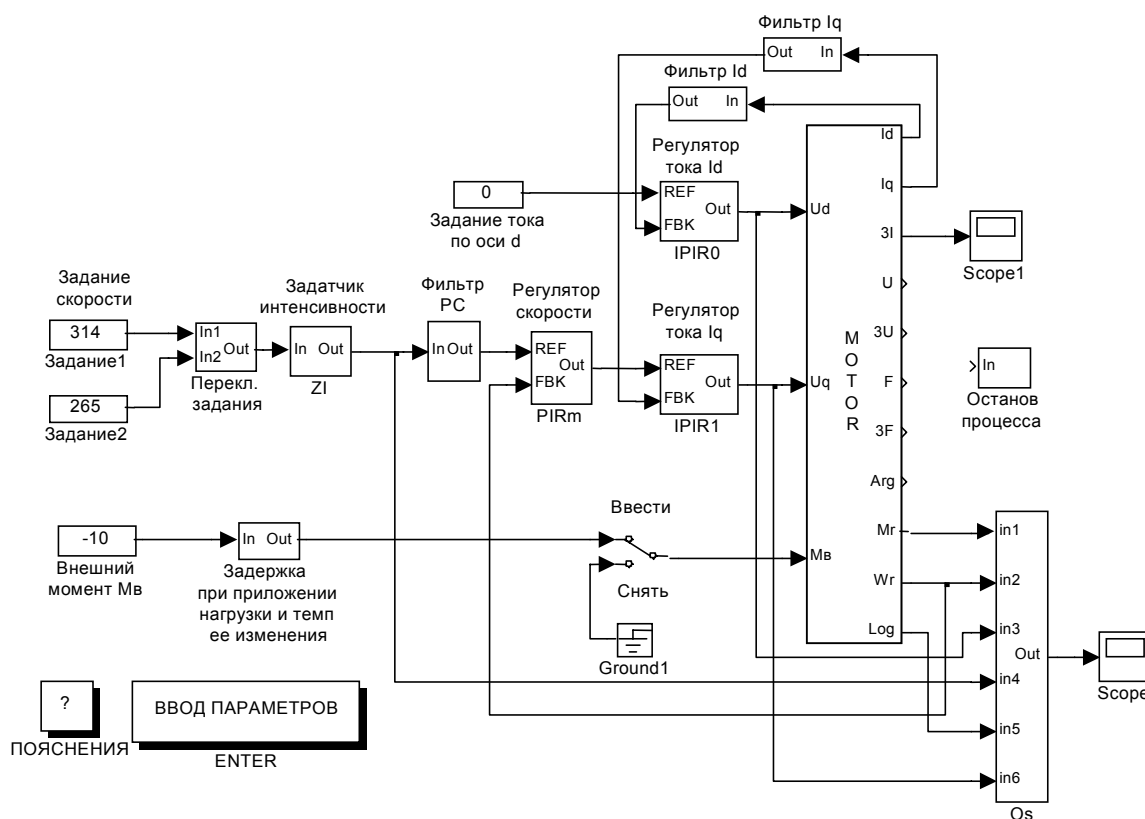


Рис. 5.

Для проверки работы логики при подтормаживании привода в режиме отсутствия тока и реализации обратной связи по скорости по модели двигателя с вычислением внешнего момента была реализована модель, представленная на рис. 6.

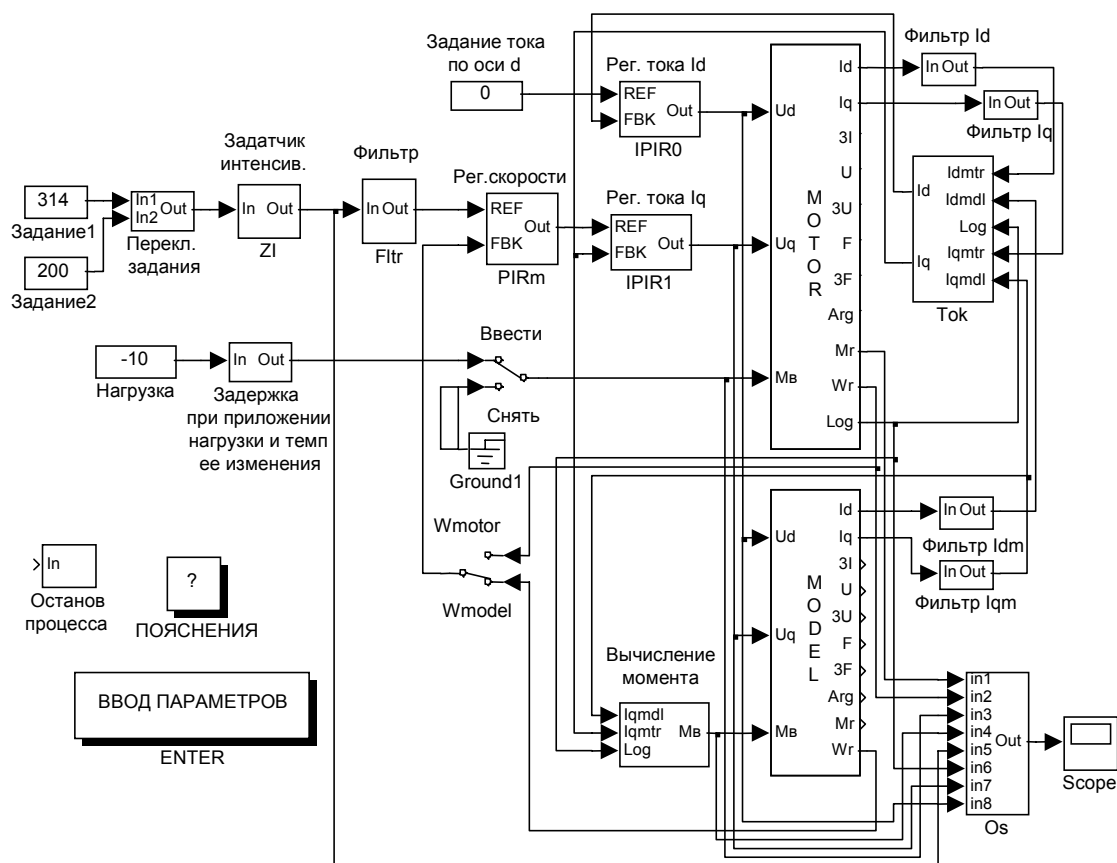


Рис. 6.

Чтобы проверить правильность расчетов регуляторов, сначала моделировалась линейная система с обратной связью по частоте вращения, то есть система с возможностью рекуперировать энергию в сеть при торможении. На рис. 7 приведены осциллограммы переходных процессов момента, частоты вращения и ее задания, напряжений u_d, u_q при пуске системы от задатчика интенсивности с последующим приложением внешнего момента. Как следует из осциллограмм, переходные процессы по форме аналогичны переходным процессам в приводе постоянного тока, то есть перерегулирование момента при пуске составляет около 8%, а при ударном приложении внешнего момента M_b – около 43%. Это подтверждает факт пригодности традиционных методов расчета для систем управления приводах переменного тока с векторным управлением.

При моделировании нелинейной системы без применения специальных схемных решений даже при небольшом перерегулировании скорости при выходе на установившееся значение наблюдается уход регуляторов и как следствие, бросок момента при замыкания системы (рис. 8). В реальных условиях при

частой смене знака ускорения такая система не может быть работоспособной. Поэтому как и в приводах постоянного тока для исключения этого явления следует применять специальные логические решения [2].

Осциллограммы переходных процессов для системы без датчика угла поворота ротора (рис. 6) приведены на рис. 9.

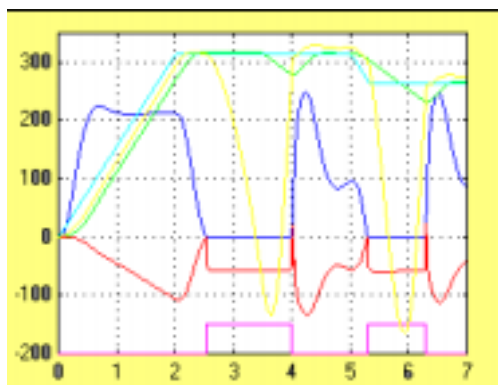


Рис. 7.

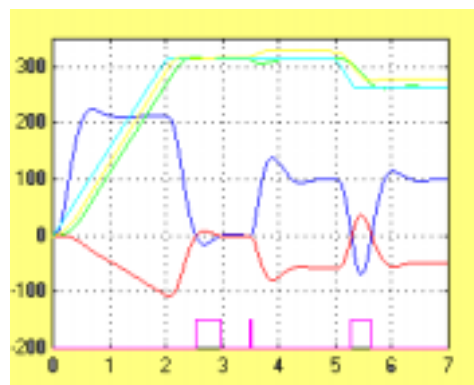


Рис. 8.

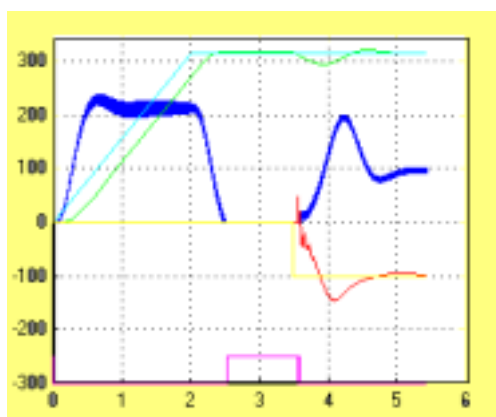


Рис. 9.

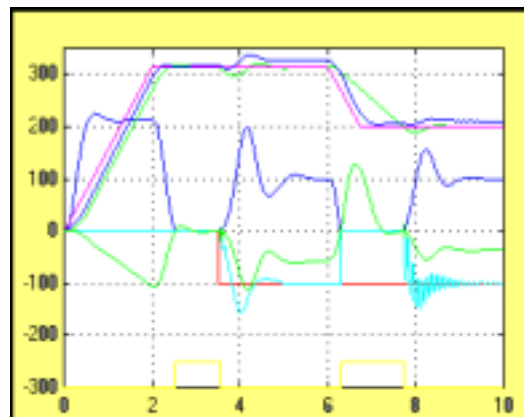


Рис. 10.

Как видно из осциллограмм, качество переходных процессов без датчика скорости хуже в связи с трудностью вычисления внешнего момента, для которого характерно появление с запаздыванием, что приводит к увеличению падения частоты вращения и перерегулированию момента двигателя. Выбор регулятора для вычисления внешнего момента для модели затруднителен ввиду неблагоприятной передаточной функции самого объекта и требует дальнейших исследований. Важно отметить, что при применении логики переключения токов нет ухода регуляторов при размыкании системы и последующих бросков момента по этой причине. Желание избавиться от датчика угла поворота ротора оправдывается тем, что практически на

объектах внешний момент не прикладывается скачком, даже если взять в качестве примеров объекты прокатного производства.

На рис. 10 приведены переходные процессы для этой же модели с коммутацией питающего напряжения.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

- при применении оптимальных регуляторов для приводов с традиционным временем регулирования можно использовать традиционные методы расчета регуляторов и для векторного управления приводами переменного тока;
- учитывая неполную управляемость приводов переменного тока в четырех квадрантах, для исключения ухода регуляторов следует подключать в систему регулирования токи модели вместо отсутствующих токов двигателя;
- система с моделью двигателя для реализации обратной связи по частоте вращения и преобразования координат уступает по динамическим качествам системе с датчиком угла поворота ротора из-за запаздывания, связанного с вычислением момента внешней нагрузки модели, но такое решение оправдывается упрощением конструкции силовой части привода.

Литература

1. *Иванов-Смоленский А.В.* Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергия, 1980.
2. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами. М.: Энергоатомиздат, 1982
3. *Naidy V.S.R.* Modern electrical drive systems. – "Iron and Steel Engineer", 1970, V. 47, N 10, P.70-81.
4. *Решмин Б.И., Ямпольский Д.С.* Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. М.: Энергия, 1975.
5. *Лазарева Г.М., Решмин Б.И.* Динамические процессы в цифровой астатической системе регулирования частоты вращения. Электричество, 1986. N 3.

УДК 681.5.015

ПРИМЕНЕНИЕ ПАКЕТОВ SIMULINK И STATEFLOW ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ С УНИТАРНО-КODOVЫМ ДАТЧИКОМ

Туренко Т.В.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ", г. Санкт-Петербург

e-mail: tourenko@nwgsm.ru

В лаборатории элементов и устройств автоматических систем кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного университета "ЛЭТИ" был разработан лабораторный стенд системы прямого цифрового управления с унитарно-кодовым датчиком [1]. Лабораторный стенд содержит электрический двигатель постоянного тока, питаемый напряжением с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), на валу которого установлен редуктор, фотоэлектрический числоимпульсный датчик угловых перемещений, электронно-вычислительная машина (ЭВМ) со встроенным устройством цифрового ввода-вывода, ШИМ-усилитель. Подобные системы имеют широкое распространение и используются, например, в различных манипуляторах. Структурная схема лабораторного стенда представлена на рис. 1.

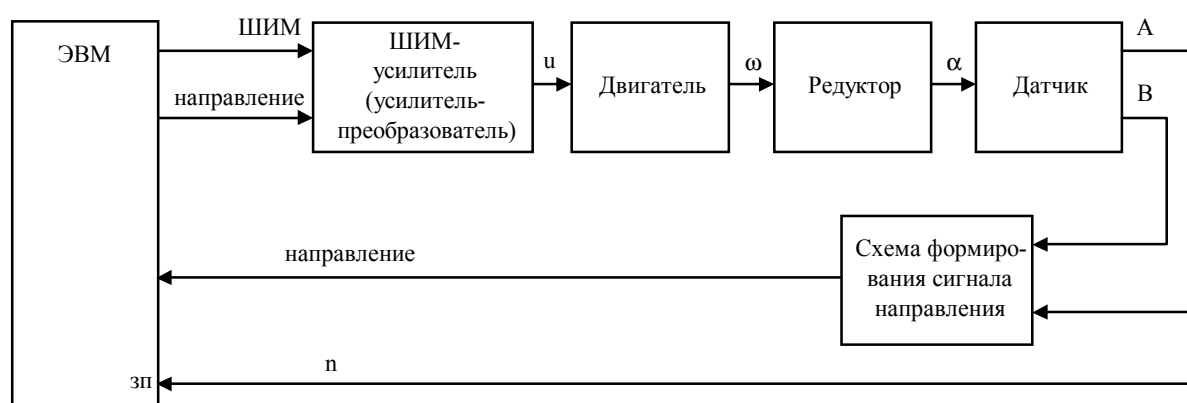


Рис. 1. Структурная схема лабораторного стенда.

Угол поворота вала редуктора измеряется унитарно-кодовым датчиком, на выходе которого формируются две последовательности импульсов A и B , фазовый сдвиг между которыми составляет $\pi/4$. При движении вперед последовательность B опережает по фазе последовательность A , при движении назад – A опережает B . Количество импульсов n зависит от угла поворота вала α : $n = k_d \alpha$, где k_d – коэффициент датчика. Одна из последовательностей импульсов датчика (в данном случае A) поступает на вход запроса прерывания (ЗП) ЭВМ. Когда на вход запроса прерывания поступает очередной импульс, запускается программа-обработчик прерывания, которая вычисляет новое значение управляющего сигнала, которое передается в ШИМ-формирователь (входящий в состав устройства цифрового ввода-вывода). То есть, регулятор в системе реализован программно. Для формирования ШИМ-сигнала и для обеспечения возможности измерения времени устройство цифрового ввода-вывода содержит генератор опорной частоты f_0 и счетчик. Таким образом, все временные интервалы (такие как период ШИМ и рабочий период) кратны периоду $T_0 = 1/f_0$.

Система содержит как непрерывные элементы, описываемые дифференциальными уравнениями, так и элементы, в которых одновременно динамика отражается как непрерывными, так и дискретными переменными (гибридные элементы). К последним относятся, прежде всего, унитарно-кодовый датчик и программно реализованный регулятор. Подходы к моделированию таких систем описаны в [2], [3].

Одним из распространенных подходов к представлению гибридных систем является модель Нероде-Кона [4], в которой гибридная система представляется как объединение непрерывного объекта (установки), дискретного контроллера и интерфейса. В данном случае аналого-цифровым интерфейсом может служить унитарно-кодовый датчик. Цифро-аналоговый интерфейс представлен ШИМ-формирователем. Однако, данное представление является приближенным и не позволяет учесть дискретность в поведении объекта (установки).

Наиболее удобным для моделирования является представление системы в виде взаимодействующих гибридных автоматов и непрерывных элементов. Непрерывные элементы представляются в общем случае дифференциальными уравнениями. Гибридный автомат представляет собой кортеж $M = (Q, q_0, V, I, V_{IN}, E, A)$, где Q – множество состояний, $q_0 \in Q$ – начальное состояние, V – множество переменных (определим

также T_V – множество всех возможных значений переменных V), $I \in T_V$ – начальные значения переменных; V_{IN} – множество входных переменных (определим также T_{VIN} – множество всех возможных значений переменных V_{IN}), E – множество событий (переходов): $E = (q_1, q_2, g)$, где q_1 – начальное состояние, q_2 – конечное состояние ($q_1 \in Q, q_2 \in Q$), g – условие (g – подмножество множества $T_V \times T_{VIN}$), A – отображение $Q \times T_{VIN} \times T_V \rightarrow T_V$ – отражает изменение переменных при входе в новое состояние. Дополнительно определим множество выходных переменных V_{OUT} , которое является подмножеством множества V . Также определим множество значений выходных переменных T_{VOUT} . Следует отметить, что входные переменные, принадлежащие множеству V_{IN} , могут изменяться как непрерывно, так и дискретно, в отличие от переменных из множества V (и соответственно, множества V_{OUT}), которые изменяются дискретно в момент изменения состояния $q \in Q$ автомата M .

Таким образом, как элемент системы определенный выше автомат представляет собой звено, осуществляющее преобразование вектора входных переменных X_{IN} в вектор выходных переменных X_{OUT} , как показано на рис. 2.

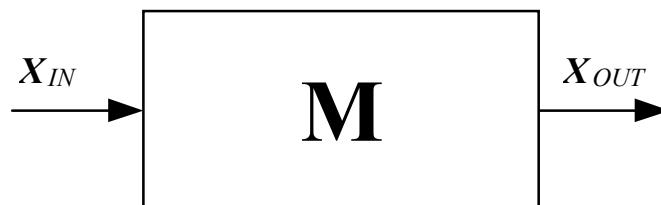


Рис. 2. Гибридный автомат.

Для моделирования подобных автоматов можно использовать пакет Stateflow. В пакете Stateflow автомат представляется в виде графа. Вершины этого графа соответствуют состояниям автомата (множество Q). Одно из состояний помечается как начальное (q_0). Каждому ребру графа сопоставляется условие, которое определяет множество g . Также для каждого автомата определяются множества входных, выходных и локальных переменных. Для каждой переменной задается множество ее значений. Множество значений каждой переменной задается ее типом (целочисленная, вещественная, логическая и т.п.). Кроме этого, для каждой переменной может быть задан диапазон ее значений (минимальное

и максимальные значения).

ШИМ-формирователь может быть представлен автоматом, у которого: множество состояний $Q = \{on, off\}$, начальное состояние $q_0 = on$, множество переменных $V = \{Tr, Ts, oldtime, out\}$, множество входных переменных $V_{IN} = \{time, Ton, Tshim\}$, множество выходных переменных $V_{OUT} = \{out\}$, начальные значения переменных $Tr = Ton(0)$, $Ts = Tshim(0)$, $oldtime = time(0)$, $out = 1$, где $Ton(0)$, $Tshim(0)$, $time(0)$ – значения входных переменных Ton , $Tshim$, $time$ в начальный момент времени, множество переходов $E = \{e_1, e_2\}$: переход e_1 : начальное состояние $q_1 = on$, конечное $q_2 = off$, условие g определяется $time - oldtime > Tr$, переход e_2 : начальное состояние $q_1 = off$, конечное $q_2 = on$, условие g определяется $time - oldtime > Ts$.

Отображение A определяется следующим образом:

- при входе в состояние off : $out = 0$, остальные переменные неизменны;
- при входе в состояние on : $Tr = Ton$, $Ts = Tshim$, $oldtime = time$, $out = 1$.

Переменные имеют следующий смысл: $time$ – время, $Tshim$ – период ШИМ, Ton – рабочий период, $oldtime$ – время, прошедшее с момента перехода в состояние on . Переменные Tr и Ts хранят значения переменных Ton и $Tshim$ в течение одного периода ШИМ, то есть изменение параметров ШИМ возможно только со следующего периода.

Значение времени, периода ШИМ и рабочего периода выражается в количестве импульсов опорной частоты.

Данный автомат в виде графа представлен на рис. 3. Автомат работает следующим образом. В начальный момент времени автомат переходит в состояние q_0 , то есть в состояние on . При этом выполняются изменения переменных, определенные отображением $A(q_0)$, то есть $Tr = Ton$, $Ts = Tshim$, $oldtime = time$, $out = 1$. Автомат находится в состоянии on до тех пор, пока количество импульсов опорной частоты, пришедших с момента входа в состояние on , не превысит значение рабочего периода Tr . После этого происходит переход в состояние off и происходит присвоение $out = 0$. Автомат находится в состоянии off до тех пор, пока количество импульсов опорной частоты, пришедших с момента входа в состояние on не превысит значения периода ШИМ Ts . Далее происходит переход вновь в состояние on , в переменные Tr и Ts загружаются новые значения, и сбрасывается в ноль

значение переменной *oldtime*.

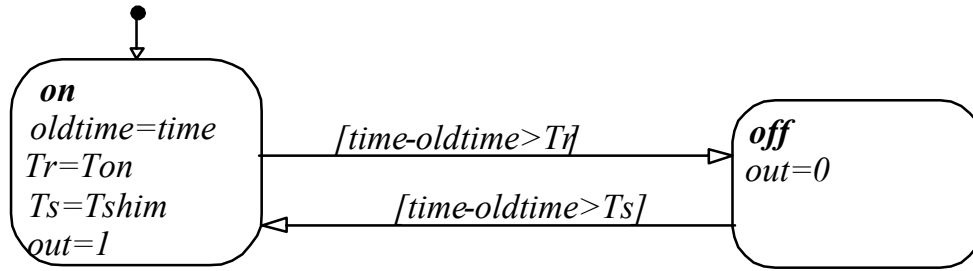


Рис. 3. Автомат, моделирующий формирователь ШИМ-сигнала.

Шим-усилитель, двигатель и редуктор представим в виде передаточных функций:

усилитель: $W_y(s) = k_y$, где k_y – коэффициент передачи усилителя;

двигатель: $W_{дв}(s) = \frac{k_{дв}}{T_{эм}T_я s^2 + T_{эм}s + 1}$, где $k_{дв}$ – коэффициент

двигателя, $T_{эм}$ – электромеханическая постоянная времени двигателя, $T_я$ – якорная постоянная времени двигателя;

редуктор: $W_{ред}(s) = \frac{k_{ред}}{s}$, где $k_{ред}$ – коэффициент редуктора.

Унитарно-кодовый датчик описывается следующими уравнениями:

выход сигнала A :

$$A = \begin{cases} 0, & \text{при } \alpha \in \left[n \cdot \frac{1}{k_{дат}}, (n+0.5) \cdot \frac{1}{k_{дат}} \right) \\ 1, & \text{при } \alpha \in \left[(n+0.5) \cdot \frac{1}{k_{дат}}, (n+1) \cdot \frac{1}{k_{дат}} \right) \end{cases},$$

выход сигнала B :

$$B = \begin{cases} 0, & \text{при } \alpha \in \left[(n+0.25) \cdot \frac{1}{k_{дат}}, (n+0.75) \cdot \frac{1}{k_{дат}} \right) \\ 1, & \text{при } \alpha \in \left[(n+0.75) \cdot \frac{1}{k_{дат}}, (n+1.25) \cdot \frac{1}{k_{дат}} \right) \end{cases},$$

где α – угол поворота, $k_{дат}$ – коэффициент датчика, n – целое число ($n \in \mathbf{Z}$).

Для моделирования унитарно-кодового датчика может быть

использован автомат, граф которого представлен на рис. 4.

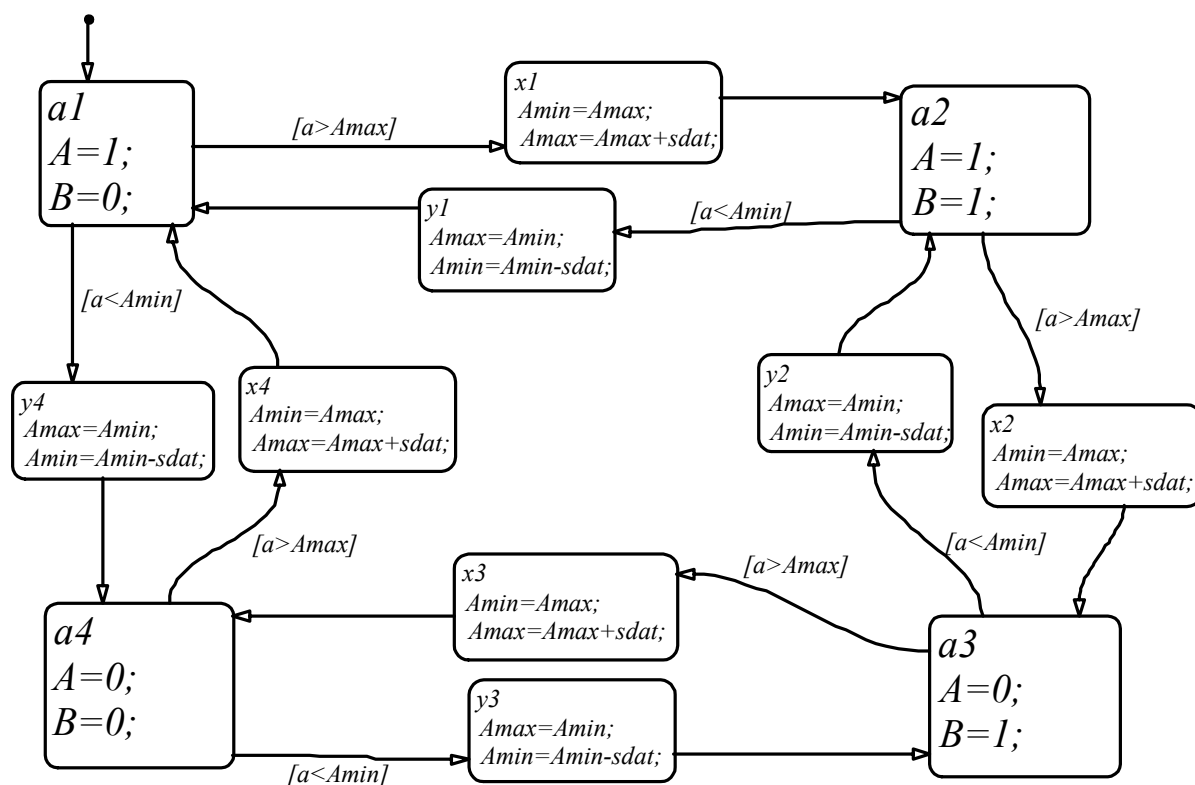


Рис. 4. Автомат, моделирующий унитарно-кодовый датчик.

Автомат, представленный на рис. 4, имеет 12 состояний. Четыре из них ($a1$, $a2$, $a3$, $a4$) являются основными, в одном из которых автомат находится до тех пор, пока значение входной переменной a (угол поворота) не достигнет значения, при котором произойдет изменение сигналов на выходе датчика. Изменение сигналов на выходе датчика происходит в том случае, когда значение входной переменной a превысит значение переменной $Amax$ или станет меньше значения переменной $Amin$. Начальные значения переменных $Amin = 0$, $Amax = sdat$, где $sdatt = \frac{1}{4 \cdot k_{\text{дат}}}$,

$k_{\text{дат}}$ – коэффициент датчика. То есть, $sdatt$ – угол, при повороте на который вала датчика происходит изменение состояния выходных сигналов. При выходе входной переменной a за пределы, определяемые переменными $Amax$ и $Amin$, осуществляется вычисление новых значений этих переменных (см. состояния $x1$, ..., $x4$ и $y1$, ..., $y4$). Сразу после этого автомат переходит в одно из основных состояний ($a1$, $a2$, $a3$, $a4$) и при этом устанавливаются новые значения выходных переменным A и B .

Для моделирования программного регулятора, прежде всего,

нужно смоделировать систему прерываний ЭВМ. Граф автомата, моделирующего прерывание в ЭВМ, показан на рис. 5. В автомате используются следующие переменные: входная переменная *SensorSignal* – сигнал с выхода датчика (последовательность *A*), входная переменная *time* – время, выраженное в количестве импульсов опорного сигнала, входная переменная *Direction* – направление вращения (*Direction* = 1 – вращение вперед, *Direction* = -1 – вращение назад), *pos* – угол поворота, выраженный в количестве импульсов датчика, *Position* – угол поворота, выраженный в радианах, *OldTime* – время, когда произошло предыдущее прерывание, выраженное в количестве импульсов опорного сигнала, *dt* – время между двумя последовательными прерываниями, *u* – управляющий сигнал, *velocity* – скорость.

В начальный момент времени автомат находится в состоянии *Wait*. Когда значение входной переменной *SensorSignal* станет равным 1, происходит переход в состояние *Control*. При входе в это состояние происходит вычисление угла поворота, времени между двумя последовательными прерываниями и нового значения управляющего сигнала (на графе показан простейший П-регулятор), а также в переменную *OldTime* записывается новое значение времени. Далее, когда значение переменной *SensorSignal* станет равным 0, произойдет переход вновь в состояние *Wait*, в котором автомат будет находиться до прихода следующего импульса от датчика.

На рис. 5 обозначены *K* – коэффициент регулятора положения, *g* – заданное перемещение, *F* – частота опорного сигнала (f_0). Эти величины в данном случае являются константами.

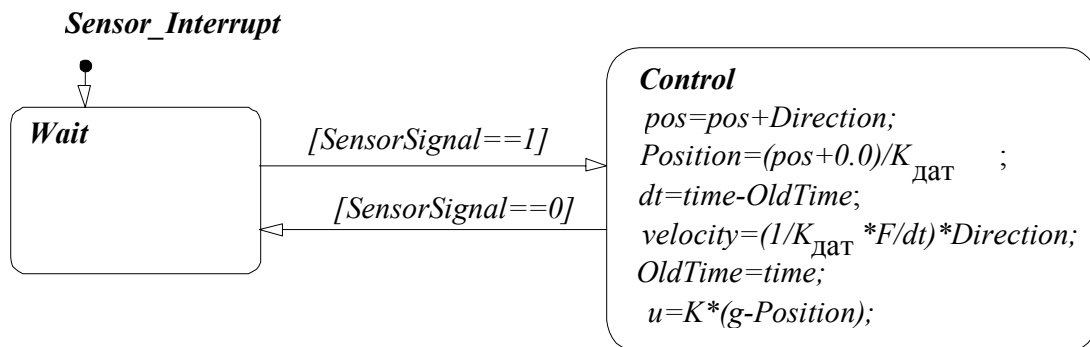


Рис. 5. Автомат, моделирующий обработку прерывания.

В рассматриваемом лабораторном макете реализована также двухконтурная система подчиненного регулирования. При вычислении скорости путем численного дифференцирования из-за погрешности датчика (неравномерного нанесения штрихов) возникает значительная погрешность вычисления скорости. Для уменьшения ее влияния производится усреднение вычисленных значений скорости. Для моделирования этого алгоритма также может быть использован конечный автомат. Так как импульсы с датчика поступают только при вращении его вала, а в начальный момент времени скорость вращения равна 0, автомат никогда не перейдет в состояние *Control* и управляющий сигнал не будет вычислен. Для избежания этой ситуации необходимо запускать расчет управляющего воздействия не только при приходе очередного импульса от датчика, но и по истечению заданного промежутка времени. Следовательно, необходимо обрабатывать и прерывание от таймера. На рис. 6 представлена в виде графа система прерываний ЭВМ, состоящая из двух автоматов: автомат 1 моделирует прерывание по сигналу датчика, а автомат 2 – прерывание по сигналу таймера. Входной переменной является переменная *TimerSignal*. Эти два автомата работают параллельно и при этом используют общие переменные (переменные *u* и *Position*).

Множество переменных содержит дополнительно переменные *dt1*, *velocity1*, *i*, *p1*, *i2*, *iv*. Данные переменные используются для хранения промежуточных результатов вычислений. При приходе очередного импульса от датчика автомат переходит из начального состояния *Wait* в состояние *Interrupt*. При этом выполняется вычисление угла поворота и скорости. Сразу же после этого в зависимости от количества поступивших от датчика импульсов автомат переходит либо в состояние *Wait1* и далее в *Wait*, либо в состояние *Control*. При переходе в состояние *Control* осуществляется вычисление средней скорости и значения управляющего сигнала, а также сбрасывается счетчик импульсов *i*, после чего автомат также переходит в состояние *Wait1* и далее в *Wait*. На рис. 6 обозначены: *N* – количество импульсов датчика, после поступления которых вычисляется новое значение управляющего сигнала, *K_и* и *K_п* – интегральная и пропорциональная составляющие регулятора контура скорости.

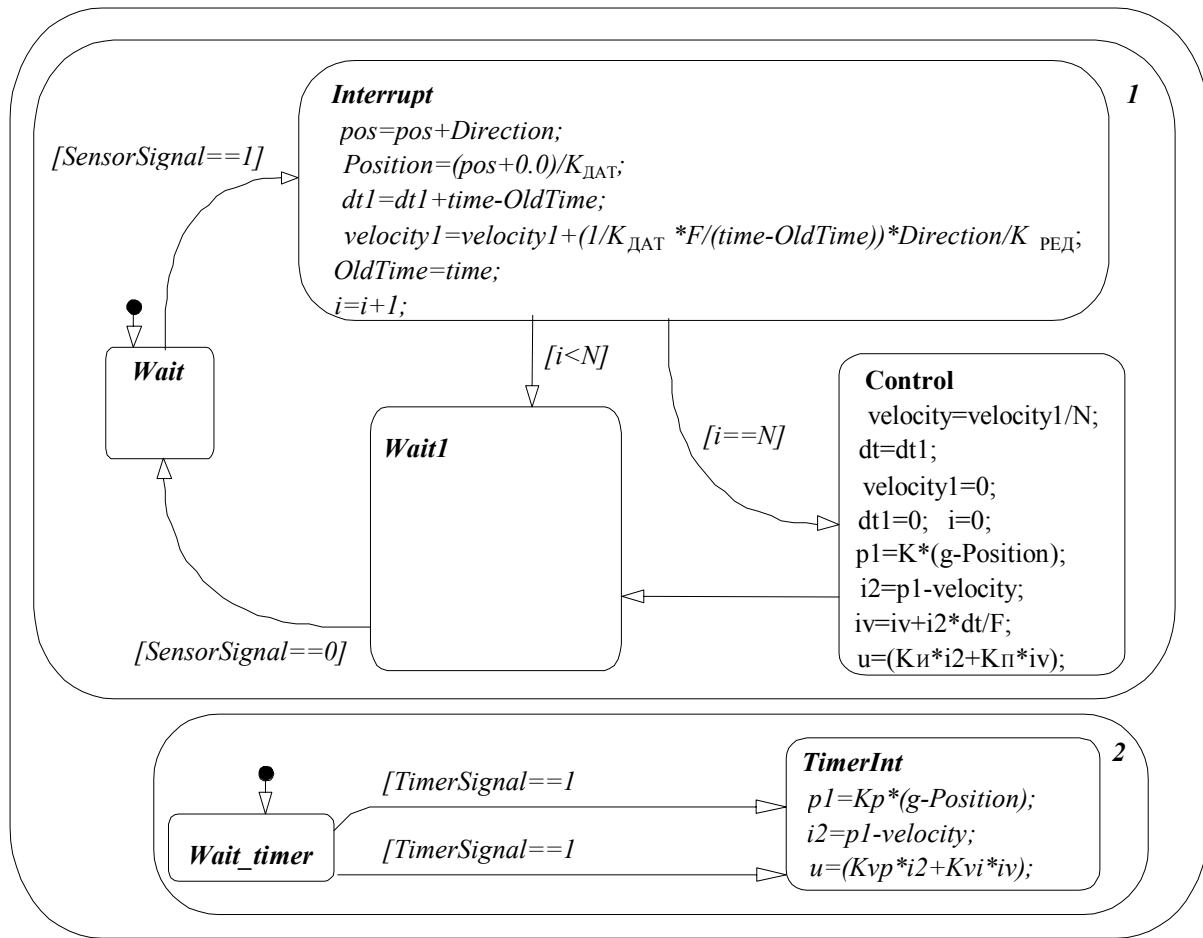


Рис. 6. Система прерываний ЭВМ.

Вычисление задаваемого значения рабочего периода ШИМ-сигнала Tr вычисляется исходя из управляющего воздействия u , вычисляемого программным регулятором и заданного значения периода ШИМ-сигнала T_{shim} : $Tr = T_{shim} * |u|$. Информация о знаке управляющего воздействия u передается на вход усилителя-формирователя (1 – вперед, -1 – назад). Структурная схема системы для моделирования в пакете Simulink показана на рис. 7.

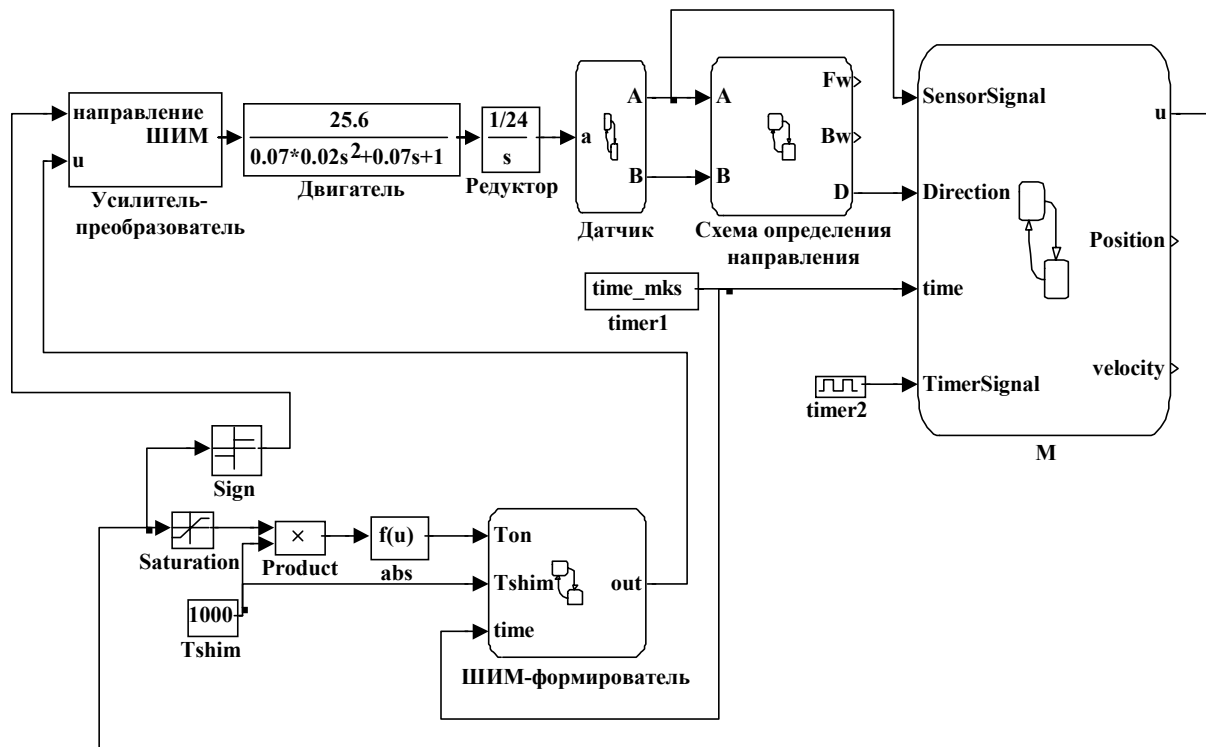


Рис. 7. Структурная схема системы для моделирования в Simulink.

При выборе периода дискретизации (шага) при моделировании необходимо учитывать, что выбранное значение шага ΔT должно обеспечить условие отсутствия потери событий. Для этого необходимо, чтобы шаг был меньше минимального времени между двумя событиями (переходами) в любом из автоматов системы. В данном случае минимальное время между событиями будет определяться опорной частотой f_0 и максимальной частотой следования импульсов датчика. Причем, поскольку последовательности A и B сдвинуты относительно друг друга на четверть периода, то минимальное время между событиями будет равным четверти минимального периода следования импульсов датчика. Отсюда определяем шаг:

$$\Delta T = \min \left\{ \frac{1}{f_0}; \frac{1}{4 \cdot k_{\text{ДАТ}} \cdot k_{\text{РЕД}} \cdot \omega_{\text{max}}} \right\},$$

где ω_{max} – максимальная скорость вращения вала двигателя.

Следует отметить, что применение возможностей автоматического выбора шага интегрирования, предоставляемых программой Simulink недопустимо, так как методы вычисления шага, используемые этой программой, применимы только при решении непрерывных дифференциальных уравнений.

Предложенная модель лабораторной установки позволяет получить более точный результат, отражающий поведение реальной системы по сравнению с используемой ранее линейной моделью. В частности, при использовании линейной модели данного лабораторного макета наблюдались значительные расхождения расчетных и экспериментальных данных. В частности, параметры регуляторов, при которых достигались заданные показатели качества, отличались от расчетных в 3–5 раз. При использовании описанной выше гибридной модели расхождения не превысили 20%.

Литература

1. Исследование системы прямого цифрового управления //Исследование элементов и синтез систем автоматического управления: Методические указания /Сост.: С. Н. Гайдучок, Н. В. Соловьев, Т. В. Туренко. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2001. С. 17 – 31.
2. Branicky M.S., Borkar V.S., Mitter S.K. A Unified Framework for Hybrid Control: Background, Model, and Theory //Tech. Rep. LIDS-P-2239, Laboratory for Information and Decision Systems, MIT, April 1994.
3. Henzinger T. The theory of hybrid automata //Proc. of IEEE Symposium on logic in Computer Science, 1996, P. 278-292.
4. Nerode A., Kohn W. Model for Hybrid systems: Automata, topologies, stability. Technical Report 93-11, Mathematical Science Institute, Cornell University, March 1993.

УДК 621.314 (082)

ПРИМЕНЕНИЕ ПАКЕТА MATLAB В ПРОЦЕССЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ГАЗОРАЗРЯДНОЙ ЛАМПЫ

Хайбуллин И.С.
ООО «МДМ-СИМВОЛ», г. Уфа
e-mail: irekmdm@ufanet.ru

Одним из наиболее перспективных в настоящее время процессов обработки материалов являются газоразрядные технологические процессы. В газовом разряде генерируются электроны, ионы, быстрые нейтроны и электромагнитное излучение в широком диапазоне частот. Они могут использоваться как в качестве инструмента для воздействия на обрабатываемый материал, так и для целей изучения свойств поверхности и осуществления технологического контроля качества обрабатываемой поверхности. Автором данной работы проведено исследование преобразователя электрической энергии - вторичного источника питания (ВИП) газоразрядной лампы высокого давления, применяемой в технологических процессах полиграфии (полимеризация отверждаемых ультрафиолетовым (УФ) светом материалов) в среде MATLAB/Simulink.

В электронике общие феноменологические свойства электрических приборов принято изображать в виде эквивалентных схем, которые позволяют производить расчеты. Такие схемы состоят из простых элементов и отображают прибор только как источники или потребители электрической энергии, но не являются его моделью.

Система управления технологическим процессом состоит из входного LC – фильтра, призванного обеспечить электромагнитную совместимость с сетью; силового выпрямителя с емкостным фильтром и мощным источником постоянного тока с модулятором ширины импульсов, выполненного по повышающей схеме; блока питания схемы управления; схемы управления на основе полного мостового драйвера серии IR 2130 фирмы International Rectifier; полного моста из четырех биполярных транзисторов с изолированными затворами, непосредственно питающим лампу

мощностью от 1 до 5 кВт.

Согласно [1, 2], газоразрядная лампа представлена как безынерционный переключатель на три положения, управляемый напряжением и током. При горении лампы (переключатель в одном из крайних, в зависимости от направления тока положении) напряжение на ней равно $U_g(t)$. Погасание лампы происходит при снижении тока до нуля (переключатель переходит в среднее положение). Перезажигание лампы происходит при напряжении $U'z$ (переключатель переходит в другое крайнее положение).

Наиболее важной задачей при проектировании подобной системы является разработка математической модели. Успех проектирования во многом зависит от эффективности применяемой модели, от времени и ресурсов, затраченных на принятие решений.

Для повышения эффективности процесса проектирования проведен анализ возможных режимов при моделировании электромагнитных процессов в системе - ВИП-нагрузка в среде MATLAB/Simulink.

Уравнения, которыми описываются электромагнитные процессы в этой системе, представлены в виде единой системы алгебро-дифференциальных уравнений для различных состояний нагрузочного контура и полупроводниковых элементов

$$U_H = U_{67} \cdot (k_3 k_6 - k_4 k_5);$$

$$U_{67} = U_{C67};$$

$$U_{C67} = U_{35}(k_2 - 1)(k_1 + k_2) - L_{36} \frac{di_{36}}{dt};$$

$$U_{35} = k_1 U_{C12};$$

$$U_{C12} = U_d - L_{01} \frac{di_{01}}{dt};$$

$$i_L = i_H (k_3 k_6 - k_4 k_5);$$

$$i_{36} = k_1 i_{13} + k_2 i_{43} - i_{35} (1 - k_1 - k_2);$$

$$i_{13} = i_{01} - C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt};$$

$$U_H = (k_1 (U_d - L_{01} \frac{di_{01}}{dt}) (k_2 - 1) (k_1 + k_2) - L_{36} \frac{di_{36}}{dt}) (k_3 k_6 - k_4 k_5);$$

$$i_L = (k_1 (i_{01} - C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt}) + k_2 i_{43} - i_{35} (1 - k_1 - k_2) - C_{67} \frac{dU_{C67}}{dt}) (k_3 k_6 - k_4 k_5),$$

где i_L , U_H – ток и напряжение на лампе, U_d – напряжение питания, i_{01} , i_{13} , i_{43} , i_{35} , i_{36} , U_{C12} , U_{35} , U_{C67} , U_{67} – токи и напряжения в соответствующих элементах и узлах схемы; L , C – соответствующие индуктивности и емкости; $k1-k6$ – коэффициенты,

характеризующие состояние нагрузки и полупроводниковых элементов.

Число состояний системы определяется как

$$N = m^3 \cdot l,$$

где m – число транзисторов (в данном случае их 6), l – число возможных состояний нагрузки (в данном случае $l=3$), т.е. число систем уравнений, описывающих электромагнитные процессы равно 648. Совместное решение этих систем затруднительно даже с учетом применения быстродействующих ПЭВМ. Упрощение нелинейных дифференциальных уравнений высоких порядков принятием допущений и сведением их к уравнениям второго и первого порядков, не дают желаемой «прозрачности» конечных выкладок и не позволяют произвести детальную проверку системы.

Появление системы MATLAB с пакетом Simulink делает возможным решение этой задачи с минимальными затратами

В соответствии с приведенными уравнениями, была составлена математическая модель системы при помощи пакета MATLAB 6.0/Simulink (рис. 1).

Модель имеет следующие управляющие входы: входное питающее напряжение U_d и управляющие импульсы $k1 - k6$, имитирующие схему управления силовыми транзисторными ключами в реальной схеме.

Модель составлена из стандартных блоков сложения, умножения, дифференцирования, соединенных в соответствии с системой дифференциальных уравнений. Результатами моделирования являются значения токов и напряжений в различных точках модели в разные моменты времени при изменении входного напряжения и управляющих сигналах, отображаемые индикаторами $U - U3$.

На рис. 2 представлена одна из характеристик, полученных при моделировании – значение напряжения на клеммах газоразрядной лампы в номинальном режиме.

Соотнося результаты моделирования в пакете MATLAB/Simulink с результатами моделирования в прикладном пакете проектирования электронных схем Circuit Maker 5.0 (рис. 3) и с результатами экспериментальных исследований, можно отметить их адекватность, что подтверждает правильность построения самой модели.

Пакет Simulink позволяет понять и разобраться с сущностью происходящих в электромагнитных системах процессах. При одновременной простоте работы с применяемым пакетом он обладает огромными возможностями. Удобный интерфейс, простота манипулирования блоками и модулями системы,

позволили еще на стадии проектирования, без сложных и дорогостоящих экспериментов проверить математическую основу разрабатываемых систем.

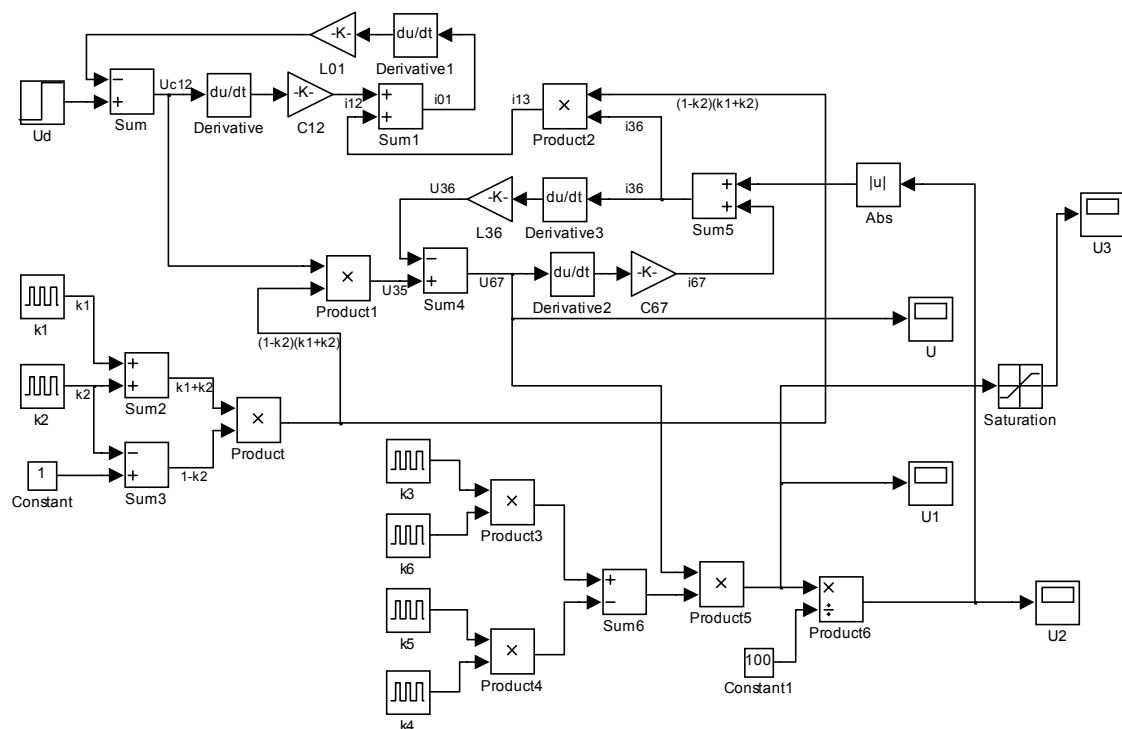


Рис. 1. Математическая модель вторичного источника питания газоразрядной лампы

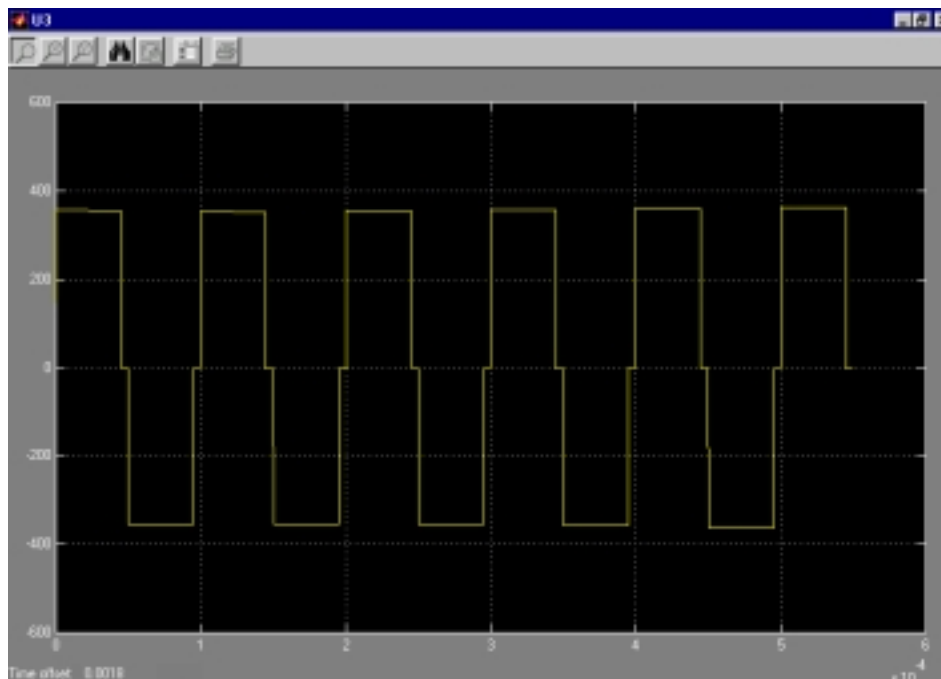


Рис. 2. Результаты моделирования в пакете MATLAB/Simulink.

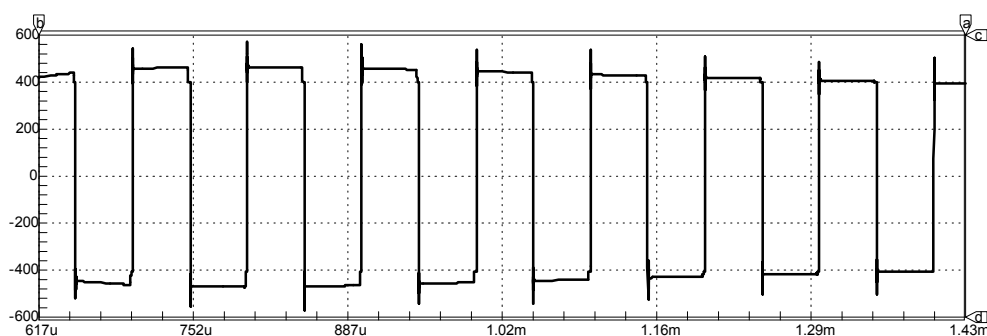


Рис. 3. Результаты моделирования в пакете Circuit Maker 5.0.

Литература

1. Краснопольский А.Е. и др. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп /А.Е. Краснопольский, В.Б. Соколов, А.М. Троицкий; Под общ. ред. А.Е. Краснопольского. М.: Энергоатомиздат, 1988. 208 с.: ил.
2. Костюкова Т.П. Моделирование и принятие технических решений при разработке преобразователей параметров электроэнергии. Уфа, 1999. 220 с.
3. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. СПб.: КОРОНА принт, 2001. 320 с., ил.

УДК 613.314

МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА, РАБОТАЮЩЕГО НА РЕЗОНАНСНУЮ НАГРУЗКУ

Черных И.В.¹, Лузгин В.И.¹, Петров А.Ю.²

¹Уральский государственный технический университет,

²Российская электротехнологическая компания (РЭЛТЕК),

г. Екатеринбург

e-mail: chernykh@etf.ustu.ru, vil@etf.ustu.ru, reltec@vimcom.mplik.ru

В настоящее время существует несколько пакетов схемотехнического моделирования: **OrCad**, **Micro Cap**, **Electronic Work Bench** и т.п. Данные пакеты в основном ориентированы на разработку электронных схем, включая проектирование печатных плат, и не позволяют в полной мере проводить моделирование силовых электронных схем, особенно если необходимо выполнить расчеты преобразователя энергии совместно с электрической машиной. Моделирование системы управления силовой части преобразователя в таких пакетах требует больших трудовых затрат, поскольку систему управления необходимо создавать из моделей реальных электронных компонентов, в то время как достаточно часто требуется лишь проверить алгоритм ее работы. И, наконец, модели полупроводниковых приборов, используемые в таких пакетах, являются очень подробными (моделируется плавная вольт-амперная характеристика, учитываются динамические свойства и т.д.). В большинстве случаев такая детализация не нужна, достаточно учесть лишь основные свойства полупроводниковых приборов. Например, для диода достаточно учесть свойство односторонней проводимости и внутреннее сопротивление. Излишне подробное описание полупроводниковых приборов приводит также к тому, что схема, состоящая из нескольких приборов рассчитывается слишком долго.

В этом смысле инструмент моделирования динамических систем **Simulink** совместно с библиотекой электротехнических блоков **Power System Blockset (PSB)** выгодно отличается от пакетов схемотехнического моделирования. Библиотека **PSB** содержит богатый набор моделей элементов электротехнических цепей, электрических машин и компонентов силовой электроники. При этом точность моделей такова, что основные свойства

перечисленных объектов учитываются в достаточной мере. Для моделирования систем управления можно использовать стандартные элементы, входящие в состав библиотеки **Power System Blockset**, но можно также работать со всеми блоками из основной библиотеки **Simulink**. При этом моделирование системы управления выполняется упрощенно, на уровне функциональной схемы. При необходимости можно включать в модель блоки и из других библиотек, например, из библиотеки **DSP Blockset** (набор блоков для обработки цифровых сигналов). Все перечисленное выше делает **Simulink+PSB** наиболее удобным инструментом для моделирования электротехнических устройств.

Примером модели электротехнического устройства служит, описываемая ниже модель однофазного инвертора тока, работающего на резонансную нагрузку. Такие преобразователи энергии наиболее часто используются как источники питания устройств индукционного нагрева, мощность которых может достигать нескольких мВт. При разработке столь мощных (а значит и дорогих) устройств вполне уместно предварительно пройти этап моделирования для отработки алгоритмов управления, нахождения энергетических нагрузок элементов (например, нахождение предельных значений токов, напряжений и мощностей компонентов), а также определения энергетических показателей устройства в целом (например, определение потребляемой активной и реактивной мощности, К.П.Д. и т.д.).

Модель (рис. 1) выполнена с использованием основных блоков библиотеки **Simulink** (система управления, интерфейс) и блоков библиотеки **Power System Blockset** (силовая часть).

Модель включает в себя:

1. Источник постоянного напряжения.
2. Реактор, обеспечивающий работу преобразователя в режиме источника тока, а также ограничение скорости нарастания тока в аварийных режимах. Благодаря этому реактору система управления успевает отключить источник постоянного напряжения, пока ток преобразователя не достиг критических значений.
3. Инверторный мост. В качестве моста использован стандартный блок **Universal Bridge 3 arms**, переведенный в режим однофазного моста. Зажимы переменного тока моста выбраны в качестве выходных зажимов.
4. Активно-индуктивно-емкостную нагрузку (упрощенная модель индукционной печи с устройством компенсации реактивной мощности). Величина конденсатора, обеспечивающего компенсацию реактивной мощности, выбирается такой, что

нагрузка имеет резонансные свойства, благодаря чему запирающие тиристоры моста происходят естественным образом (после прекращения тока) и специальные устройства для запирающих тиристоров не требуются.

5. Устройство запуска преобразователя. Устройство запуска содержит дополнительный источник постоянного напряжения и предварительно заряжаемый пусковой конденсатор, который разряжается на нагрузку для создания в ней первоначальных колебаний. В качестве коммутирующего элемента используется тиристор.

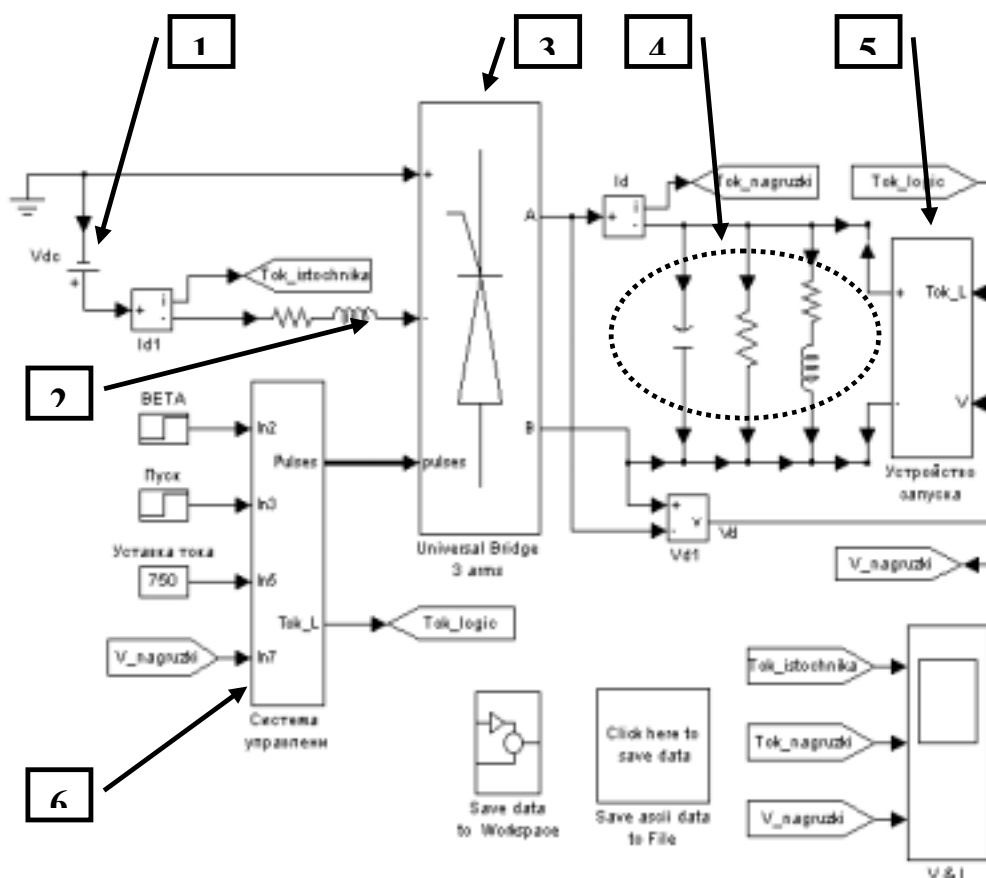


Рис. 1. Модель инвертора тока.

(1 - источник постоянного напряжения, 2 - токоограничивающий реактор, 3 - инверторный мост, 4 – нагрузка, 5 - устройство запуска, 6 - система управления).

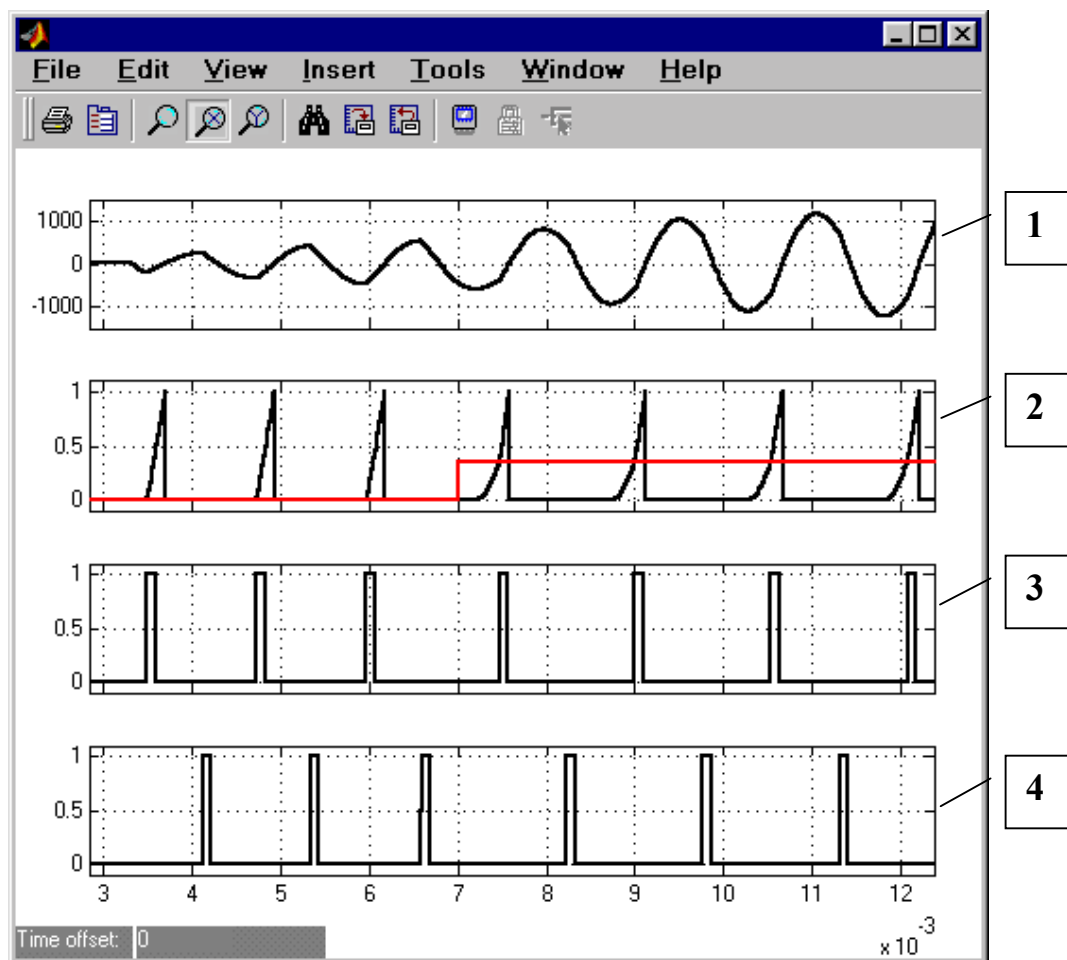


Рис. 2. Временные диаграммы работы системы управления.
 (1 - напряжение на нагрузке, 2 - опорное напряжение и напряжение управления, 3 - импульсы управления тиристорами первой диагонали моста, 4 - импульсы управления тиристорами второй диагонали моста).

6. Систему управления преобразователем. Система управления обеспечивает запуск преобразователя. При запуске преобразователя импульсы управления сначала подаются на один из тириستоров в катодной и анодной группах преобразователя таким образом, чтобы обеспечить режим короткого замыкания для источника постоянного тока. По достижении током порогового значения импульсы управления подаются на тиристоры одной из диагоналей моста. Одновременно с этим пусковой конденсатор разряжается на нагрузку, создавая первоначальные колебания. Система управления отслеживает появление колебаний и начинает вырабатывать импульсы управления тиристорами для формирования переменного тока в нагрузке. В системе управления реализован алгоритм, позволяющий регулировать угол опережения вентилей β , благодаря чему регулируется величина напряжения на нагрузке.

Временные диаграммы работы системы управления показаны на рис. 2. На первом графике (сверху) представлено напряжение на нагрузке преобразователя в процессе пуска. На втором графике опорное (развертывающее) напряжение системы управления и напряжение управления, задающее угол опережения инвертора. На третьем и четвертом графике – импульсы управления, подаваемые на тиристоры каждой диагонали моста. Как видно из диаграмм, импульсы управления вырабатываются в момент равенства опорного напряжения и напряжения управления. При изменении напряжения управления фазовый сдвиг импульсов также изменяется, благодаря чему регулируется угол опережения преобразователя и, следовательно, величина напряжения на нагрузке.

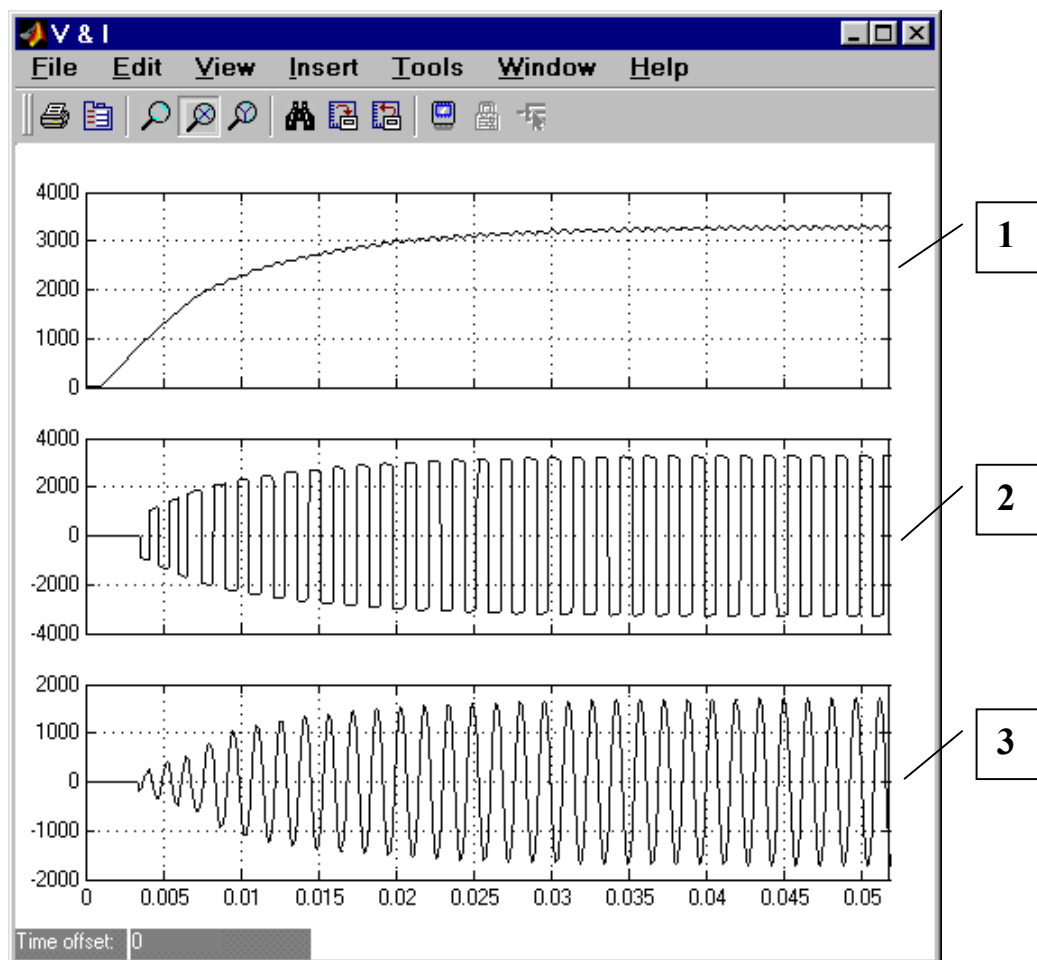


Рис. 3. Временные диаграммы работы силовой части преобразователя (1- ток, потребляемый преобразователем, 2 - ток в нагрузке, 3 - напряжение на нагрузке).

На рис. 3 представлены временные диаграммы тока потребляемого преобразователем (первый график), тока в нагрузке (второй график) и напряжения на нагрузке (третий график). Графики иллюстрируют процесс запуска преобразователя.

Для последующей обработки полученных в модели временных зависимостей организован вывод данных в рабочую среду **MATLAB** (блок **Save data to Workspace**) и запись их в текстовый файл (блок **Save ascii data to File**). Текстовый файл с временными зависимостями сигналов используется для определения различных характеристик преобразователя (средних и действующих значений токов элементов, максимальных значений токов и напряжений, гармонического состава токов и напряжений и т.п.).

Использование представленной модели позволило существенно сократить время проектирования преобразователя.

Литература

1. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока М.: Энергия, 1978. 208 с.